



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

ZOUGHAB Samir

MARIR Fares

THEME

**COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE 2
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE
ALIMENTATION.**

Soutenu le 09/09/2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BEDDIAF Yassine

MCB à l'Université de Khenchela Président

Mr. CHAIBA Azeddine

PROF à l'Université de Khenchela Encadreur

Mr. KHEMIS AbdRahmane

MCB à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2019/2020

Dédicace

Je dédie ce mémoire:

*À mes très chers parents pour leur soutien durant
tout mon cursus scolaire et qui m'ont permis de réussir
dans mes études.*

Et mes chers frères

et Mes chers sœurs

A tous la famille Zoughab

A tous mes amis et mes collègues chacun son nom

A mes chers et meilleurs amis

Et À tous les professeurs et enseignants

A tout la promotion deuxième master commande électrique

À toute personne ayant contribué à ce travail de près ou de loin.

SAMIR

Dédicace

Je dédie ce mémoire:

*À mes très chers parents pour leur soutien durant
tout mon cursus scolaire et qui m'ont permis de réussir
dans mes études.*

Et mes chers frères

et Mes chers sœurs

A toute la famille Marir

A tous mes amis et mes collègues chacun son nom

A mes chers et meilleurs amis

Et À tous les professeurs et enseignants

A tout la promotion deuxième master commande électrique

À toute personne ayant contribué à ce travail de près ou de loin.

FARES

Remerciements

Je remercie en premier lieu Dieu qui m'a donné ce bien la et pour que je vie ce jour et la force et la patience pour terminer ce travail.

Remercier la personne qui m'a aidé à réaliser ce travail dans les meilleures conditions mon encadreur Professeur Chaiba Azeddine qui a proposé et a dirigé ce travail.

Je remercie monsieur le président de jury, ainsi que les membres de jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Nos remerciements vos également à nos camarades et amis de la promotion et que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre profonde gratitude, et en particulier les enseignants de notre institut.

Je tiens à remercier ma famille pour leur apport affectif et leurs sacrifices.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

TABLE DES MATIERES

Dédicace

Remerciements

Table des matières I

Liste des figures..... I

Liste des tableaux..... VI

Listes des acronymes et symboles..... I

Introduction générale..... 1

Chapitre 1: Etude et modélisation de la MADA et de son alimentation

1.1. Introduction..... 4

1.2. Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation..... 4

1.2.1. Structure de la machine..... 4

1.2.2. Principe de fonctionnement de la MADA..... 6

1.2.3. Mode de fonctionnement de la MADA..... 6

1.2.4. Domaines d'application de la MADA 8

1.2.5. Avantages et inconvénients de la MADA..... 10

1.3. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation..... 10

1.3.1. Les hypothèses simplificatrices..... 11

1.3.2. Equations générale de la machine asynchrone à double alimentation..... 11

1.3.4. Application de la transformation de park à la MADA..... 14

1.3.5 Définition des différents référentiels..... 16

1.3.6. Mise sous forme d'équation d'état de la MADA..... 18

1.4. Modélisation de l'alimentation de la MADA..... 20

Table des matières

1.4.1. Modélisation du redresseur.....	21
1.4.2. Modélisation du filtre.....	22
1.4.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	23
1.4.4. Commande de l'onduleur de tension par MLI.....	25
1.5. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	27
1.5.1 Démarrage à vide.....	28
1.5.2. Introduction d'un couple de charge.....	28
1.6. Conclusion.....	30

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la MADA

2.1. Introduction.....	31
2.2. Généralités sur la commande vectorielle.....	31
2.2.1. Variantes de la commande vectorielle.....	32
2.2.2. Principe de la commande vectorielle.....	32
2.2.3. Les types de la commande vectorielle.....	33
2.3. Application de la commande vectorielle à la MADA.....	34
2.4. Procède d'orientation du flux.....	34
2.5. Commande vectorielle de MADA par orientation du flux statorique.....	34
2.6. Structure de la commande vectorielle à la MADA.....	36
2.6.1 Bloc de défluxage.....	37
2.6.2 Principe de découplage par compensation.....	37
2.7. Calcul des régulateurs.....	38
2.7.1. Régulations du courants rotorique directe I_{rd}	39
2.7.2. Régulations du courants rotorique quadrature I_{rq}	40
2.7.3. Régulation de vitesse.....	41

2.8. Résultats de simulation avec application de la commande.....	42
2.8.1. Démarrage à vide.....	42
2.8.2 Introduction d'un couple de charge.....	43
2.8.3 Changement de consigne et inversement du sens de rotation.....	44
2.9. Conclusion.....	45
 Chapitre 3 : Commande de la MADA par la logique floue type-2	
3.1. Introduction.....	46
3.2. Généralités sur la logique floue type-2.....	47
3.2.1. Représentation d'un ensemble floue type-2.....	48
3.2.2. Types d'ensemble flous type-2.....	49
3.2.2.1. Ensemble type-2 gaussien.....	49
3.2.2.2. Ensemble type-2 triangulaire.....	50
3.2.2.3. Ensemble type-2 intervalle.....	50
3.3. Structure d'un système floue type-2.....	50
3.3.1. Fuzzification.....	50
3.3.2. Base de règle.....	51
3.3.3. Inférence.....	51
3.3.4. Réduction de type.....	52
3.3.5. Défuzzification.....	53
3.4. Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MADA.....	53
3.5. Résultats de simulation.....	57
3.5.1. Démarrage à vide.....	57
3.5.2 Introduction d'un couple de charge.....	58
3.5.3 Changement de consigne et inversement du sens de rotation.....	59

Table des matières

3.6. Conclusion..... 60

Conclusion générale..... 61

Annexes

Bibliographie

Liste des Figures

Figure 1.1 :	Structure de stator et des contacts rotoriques de la MADA	04
Figure 1.2 :	Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné	05
Figure 1.3 :	Structure de la MADA sans balais	05
Figure 1.4 :	Structure en cascade de deux machines asynchrones.....	05
Figure 1.5 :	Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone	07
Figure 1.6 :	Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.....	07
Figure 1.7 :	Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone.....	08
Figure 1.8 :	Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.....	08
Figure 1.9 :	Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs	09
Figure 1.10 :	Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseurs.....	09
Figure 1.11 :	Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice.....	10
Figure 1.12 :	Représentation schématique de la MADA.....	11
Figure 1.13 :	Principe de transformation de park appliquée à la MADA.....	15
Figure 1.14 :	Modèle d'état du système	19
Figure 1.15 :	Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation	21
Figure 1.16 :	Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diode	21
Figure 1.17 :	Représentation de la tension redressée	22
Figure 1.18 :	Représentation du filtre RLC	22
Figure 1.19 :	Représentation de la tension filtrée.....	23
Figure 1.20 :	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveau	24

Figure 1.21 :	Principe de la MLI trigulo-sinusoidale	26
Figure 1.22 :	Représentation d'un onduleur de tension à MLI sous MATLAB	26
Figure 1.23 :	Comparaison entre tension de référence et tension de porteuse	27
Figure 1.24 :	Signal de commande des interrupteurs	27
Figure 1.25 :	Tension de sortie de l'onduleur	27
Figure 1.26 :	Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA	28
Figure 1.27 :	Résultats de simulation de la MADA chargée par un couple de 25 N.m à t=1s.....	29
Figure 2.1 :	Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie à la MCC	33
Figure 2.2 :	Illustration de l'orientation du flux statorique.....	35
Figure 2.3 :	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK	37
Figure 2.4 :	Profil du flux statorique de consigne (défluxage).....	37
Figure 2.5 :	Schéma de commande utilisant la structure PI.....	38
Figure 2.6 :	Schéma de régulation de courant I_{rd}	39
Figure 2.7 :	Schéma de régulation de courant I_{rq}	40
Figure 2.8 :	Boucle de régulation de la vitesse	41
Figure 2.9 :	Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA.	42
Figure 2.10 :	Résultats de simulation de la MADA chargée par un couple de 25 N.m à t=1s.....	43
Figure 2.11 :	Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse	44
Figure 3.1 :	Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien	49
Figure 3.2 :	Structure d'un système flou type-2	50
Figure 3.3 :	Schéma bloc d'un contrôleur flou type-2.....	54

Listes des figures

Figure 3.4 :	Fonctions d'appartenances d'erreur.....	55
Figure 3.5 :	Fonctions d'appartenances de la variation d'erreur	55
Figure 3.6 :	Fonctions d'appartenances de la variation de la commande	56
Figure 3.7 :	La surface.....	57
Figure 3.8 :	Résultats de simulation du démarrage de la MADA à vide à flux statorique orienté munie d'un r réglage de vitesse par régulateur floue	58
Figure 3.9 :	Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue chargée par un couple de 25 N.m à $t= 1s$	59
Figure 3.10 :	Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue pour différentes consigne de vitesse	60

Liste des Tableaux

Tableau 3.1 :	Matrice d'inférence	56
----------------------	---------------------------	-----------

Acronymes :

- **MADA**: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
- **GADA**: Génératrice asynchrone à double alimentation.
- **DFIG**: Doubly Fed Induction Generator.
- **DFIM**: Doubly Fed Induction Motor
- **PI**: Proportionnel- Intégrateur.
- **PID**: Proportionnel-Integral-Derivateur.
- **RLF**: Régulateur à logique floue.
- **MLI**: Modulation à Large Impulsion.
- **Gto**: Gate tern of.
- **[Park]⁻¹** : Transformation de Park Inverse.
- **fmms**: Force Magnétomotrice.
- **FTBF**: Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
- **FTBO**: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

Symboles :

- g : Glissement.
- ω_s : Pulsation statorique.
- ω : Pulsation statorique.
- ω_r : Pulsation de glissement.
- ω_a : Vitesse angulaire de repère de park.
- f_s : Fréquence de réseau d'alimentation.
- f_r : Fréquence rotorique.
- $[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]$: Tensions simples triphasées au stator de la machine.
- $[V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]$: Tensions simples triphasées au rotor de la machine.
- $[I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}]$: Courants triphasés statoriques.
- $[I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]$: Courants triphasés rotoriques
- $[\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}]$: Flux propres statoriques.
- $[\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]$: Flux propres rotoriques.
- R_s : Résistance statoriques d'une phase.
- R_r : Résistance rotoriques d'une phase.
- L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

Listes des Acronymes et Symboles

- L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
- M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- M_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
- M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor.
- θ : l'angle de rotation de la machine.
- θ_s, θ_r : Angle électrique statorique et rotorique.
- d, q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- $[P]$: Matrice de Park.
- $[P]^{-1}$: Matrice inverse de Park.
- $V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$: Composantes de la tension statorique et rotorique dans le référentiel synchrone.
- $I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$: Courants statorique et rotorique biphasés.
- $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$: Flux statorique et rotorique biphasés.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : le couple résistant en $(N.m)$.
- p : Nombre de pair de pôles.
- J : Moment d'inertie.
- f : le coefficient de frottement visqueux de la machine en $(N.m.s/rad)$.
- Ω_{nom} : Vitesse nominale.
- Ω_{ref} : Vitesse de référence.
- Φ_{nom} : Flux nominale.
- X : Vecteur d'état.
- U : Vecteur d'entrée.
- Y : Vecteur de sortie.
- A : Matrice d'état.
- B : Matrice d'entrée.
- C : Matrice de sortie.
- T_i, T_i' : Les transistors.
- V_{ref} : Tension de référence.
- V_p : Le signal dents de scie ou l'onde porteuse.
- m : L'indice de modulation .
- r : Tau de modulation .
- U_p : Tension de la porteuse.

Listes des Acronymes et Symboles

- f_p : Fréquence de la porteuse.
- I_a : Courant d'induit.
- I_f : Courant d'excitation.
- $*$: Indice de référence .
- s : Opérateur de la place .
- τ : Constante de temps rotorique.
- T_s : Constante de temps statorique.
- S_a, S_b, S_c : Séquence de commande du convertisseur à MLI.
- $P_{méc}$: Puissance mécanique.
- C_g : Couple résistant issue du multiplicateur.
- K_p : Coefficient de proportionnalité.
- K_i : Coefficient d'intégration.
- E : L'erreur.
- Δe : Variation d'erreur.
- Δu : Variation de la commande.
- $G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$: Facteurs d'echelles du régulateur flou.

Introduction générale

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau.[1]

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à la machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [2].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et

présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine. Cela peut influencer sur le fonctionnement du processus et peut entraîner une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres et des dépassements importants lors des régimes transitoires [3].

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Car ce dernier implique un compromis entre la robustesse d'un côté et le coût d'un autre côté. La commande intelligente est un vocabulaire qui a apparus ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain. La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage[3].

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Cette dernière est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exacte pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permet de incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir sur la sortie du système considéré, [4].

L'objectif de notre travail est l'étude de la commande d'une MADA par la logique floue type-2.

Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre présente un aperçu théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ainsi que ses inconvénients, ses avantages et ces domaines d'application. Par la suite une modélisation de la MADA et son système d'alimentation sera présentés.

Le deuxième chapitre présente la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA alimentée par un onduleur de tension à MLI lié au rotor. Dans cette partie nous abordons une méthode d'orientation du flux statorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MADA analogue à celui de la machine à courant continu.

Introduction générale

Le troisième chapitre, présente une nouvelle logique floue appelé logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la MADA. Les résultats de simulation obtenus par ce régulateur flou seront comparés à ceux obtenus par le régulateur PI classique.

On terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche futures.

Chapitre 01

Etude et modélisation de la MADA et son alimentation

1.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations, l'une alimente le stator avec un couplage direct au réseau et l'autre alimente le rotor à fréquences variables.

1.2. Généralité sur la machine asynchrone double alimentation

1.2.1. Structure de la machine

Une MADA a un stator identique à celui (d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone). C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques. On peut voir sur la figure (1.1) que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [5].

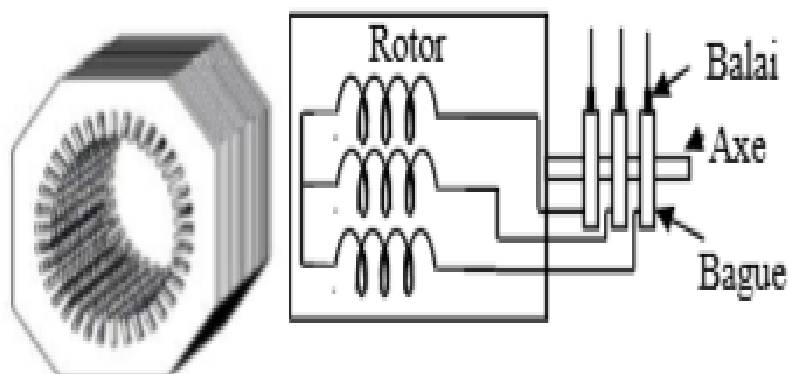


Figure.1.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

1.2.1.1. MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine

asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoiles dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants.[6]

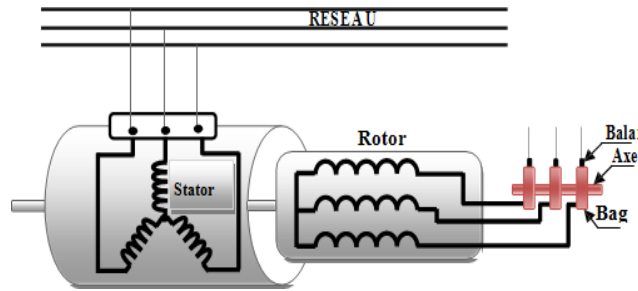


Figure 1.2 : Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné.

1.2.1.2. MADA sans balais

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil.[6]

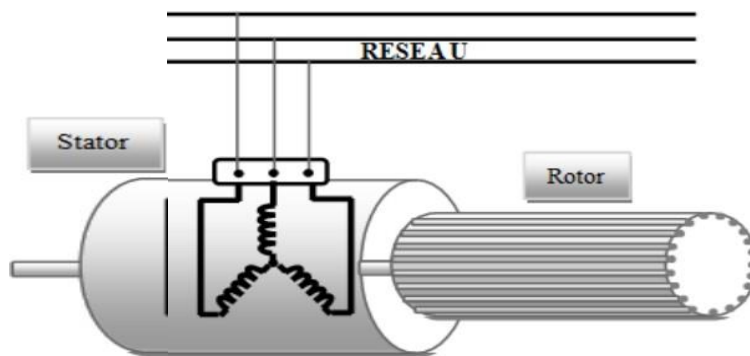


Figure 1.3 : Structure de la MADA sans balais.

1.2.1.3. MADA en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation coté stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasées.[6]

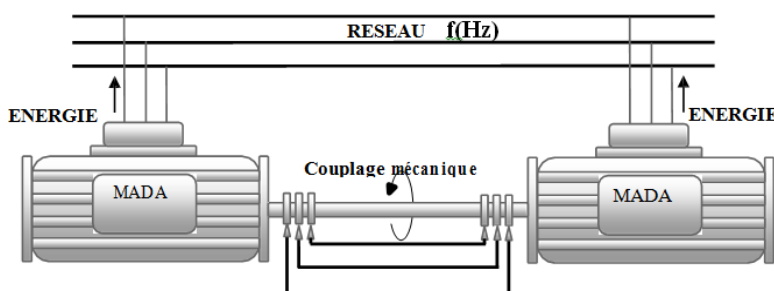


Figure 1.4 : Structure en cascade de deux machines asynchrones.

1.2.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur f_{mms} des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega = \omega_s \cdot g \quad (1.1)$$

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_r$; c'est à dire :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.2)$$

1.2.3. Mode de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et en dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [7] :

1.2.3.1. Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

La figure (1.5) montre que L'énergie absorbée du réseau est transformée partiellement en énergie mécanique. L'autre partie est transmise au réseau via les contacts glissants du rotor. Pour les moteurs à cage, l'énergie de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [8,9].

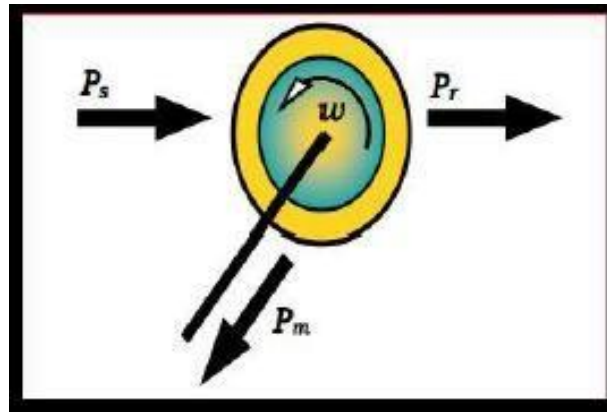


Figure.1.5 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

1.2.3.2. Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

La figure (1.6) montre que La puissance statorique est transmise au réseau ainsi que la puissance de glissement. Les machines à cage n'ont pas la possibilité d' avoir ce genre de fonctionnement, parce que ce dernier n'est capable d'être acquis qu'à l' aide d' un support d' accès au rotor à travers un circuit électronique [8, 10].

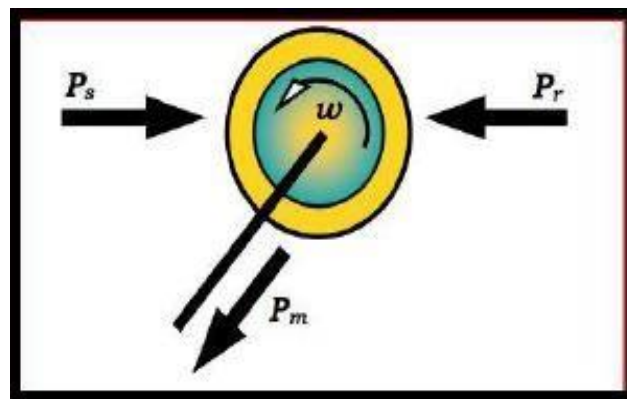


Figure.1.6 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

1.2.3.3. Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

La figure (1.7) montre que L'énergie mécanique est envoyée à l'arbre de la GADA, cette dernière la fournit au stator, lequel la transmet au réseau . Pour avoir un fonctionnement hyposynchrone, l'énergie de glissement arrivant du réseau doit d' être transmise au rotor[8,9,10] Pour le fonctionnement générateur hyposynchrone, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable et une fréquence du stator qui est imposée par le réseau. Il est incontestable qu'une machine à cage est incapable d'avoir ce genre de fonctionnement, parce que ce dernier n' a pas d' accès permettant un apport de puissance au rotor [8 , 9].

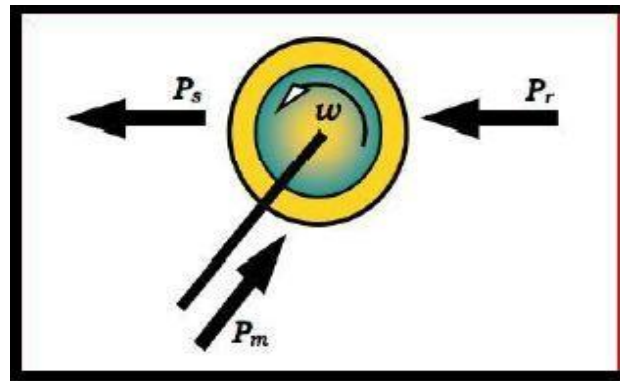


Figure.1.7 : Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

1.2.3.4. Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

La figure (1.8) montre que La totalité de la puissance mécanique offerte à la génératrice est transmise au réseau aux pertes près. Une part de cette puissance correspondant à $(C_g * P_m)$ est envoyée à travers son rotor [8 , 9, 10].

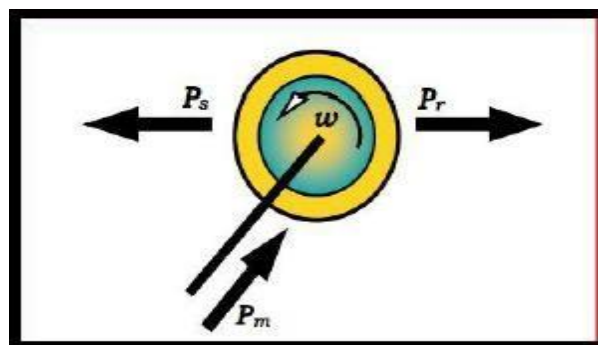


Figure.1.8 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

1.2.4. Domaine d'application de la MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [11].

1.2.4.1. Fonctionnement moteur dans les applications industrielles

La MADA en mode moteur est employée dans plusieurs domaines industriels [12] :

- Métallurgie avec les enrouleurs et les dérouleurs de bobines;
- Applications de levage, ascenseurs, monte-charge, la traction, etc.....

1.2.4.1.1. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes[12] :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure(1.9),
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun,
- Deux cyclo-convertisseurs.

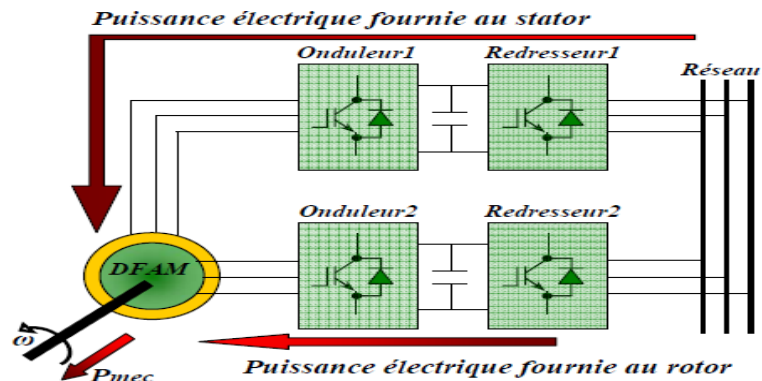


Figure.1.9: Schéma d'un system utilisant une MADA en moteur alimenté par deux convertisseurs

1.2.4.1.2. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur [12]

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo-convertisseur ou une association redresseur-onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (1.10) présente le schéma de principe de cette catégorie [13].

La MADA en modes générateurs est utilisée dans plusieurs systèmes de production en énergie éolienne décentralisée [12] :

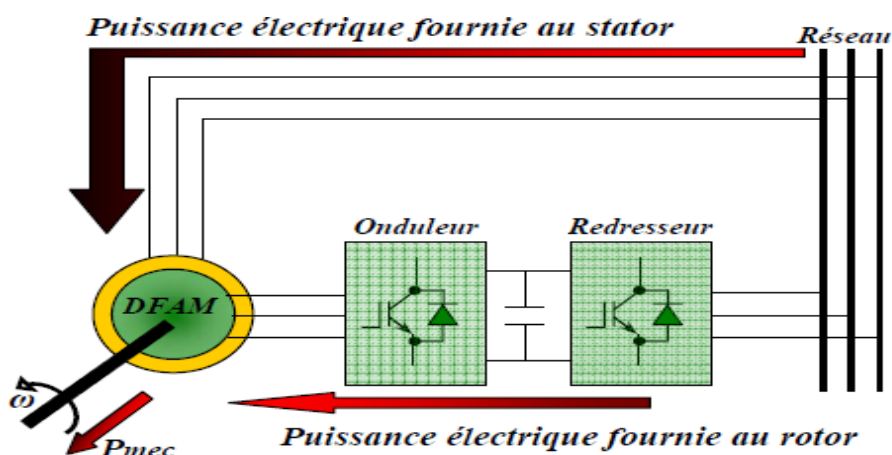


Figure.1.10 : Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur alimenté par un seul convertisseur

1.2.4.2. Systèmes de génération éolienne à vitesse variable

- Génération des réseaux de bords des navires ou des avions ;
- Éoliennes ou turbines marines à vitesse variable.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (1.11). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau [11].

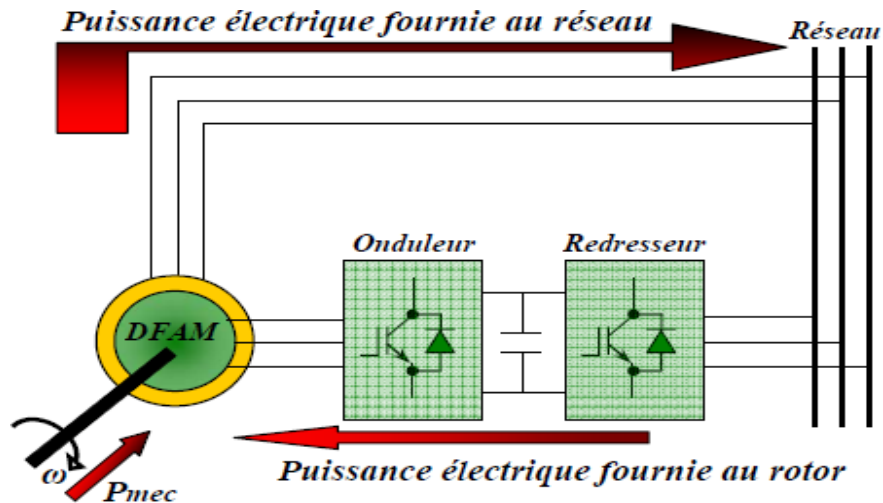


Figure.1.11 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice.

1.2.5. Avantages et Inconvénients de la MADA

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

1.2.5.1. Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages de la MADA, nous citons [14] :

- Possibilité de mesurer les courants du rotor, ce qui donne une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Possibilité de fonctionner sur une large plage de vitesse.
- Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale.
- Possibilité de consommer ou fournir de la puissance réactive (important pour régler le facteur de puissance).
- Bon rendement à cause de la faible taille du convertisseur.

1.2.5.2. Inconvénients de la MADA [9]

- Présence obligatoire de bagues et balais qui augmentent le poids et le volume de la nacelle.
- Problème d'usure et de maintenance des systèmes bagues balais.
- Présence d'un multiplicateur mécanique.

1.3. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un mode de représentation de la Machine réelle permettant de restituer une image de ce que l'on peut observer Expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes Techniques [15].

1.3.1. Hypothèse Simplifiées

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La parfaite, symétrie de la machine.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et les pertes fers sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- La densité de courant de la section des conducteurs est uniforme (l'effet de peau est négligeable).
- La distribution spéciale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.

1.3.2. Equations générale de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation doit être représentée dans le système triphasé par la figure (1.12).

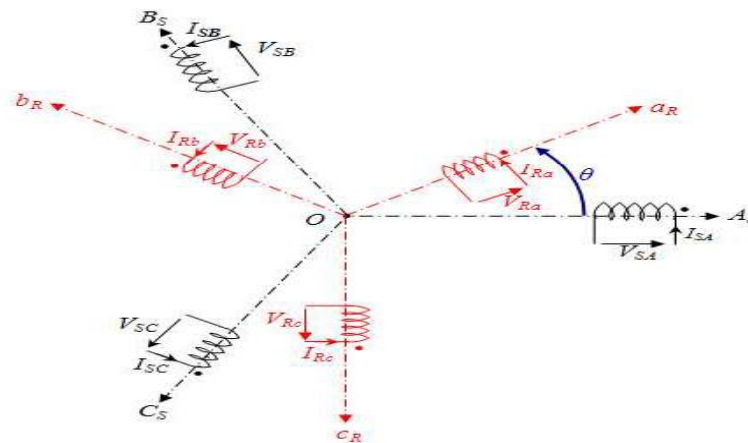


Figure 1.12 : Représentation schématique de la MADA.

1.3.2.1. Équations électriques réelles de la machine

Les équations s'écrivent sous la forme suivante :

a. Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{1.3}$$

Avec :

- $[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{V}_{sa} \ \mathbf{V}_{sb} \ \mathbf{V}_{sc}]^T$: Vecteur tension statorique.
- $[\mathbf{i}_s] = [\mathbf{i}_{sa} \ \mathbf{i}_{sb} \ \mathbf{i}_{sc}]^T$: Vecteur courant statorique.
- $[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: Vecteur flux statorique.
- $[\mathbf{R}_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}$: Matrice résistances statorique.

b. Pour le rotor :

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{1.4}$$

Avec :

- $[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{V}_{ra} \ \mathbf{V}_{rb} \ \mathbf{V}_{rc}]^T$: Vecteur tension rotorique.
- $[\mathbf{i}_r] = [\mathbf{i}_{ra} \ \mathbf{i}_{rb} \ \mathbf{i}_{rc}]^T$: Vecteur courant rotorique.
- $[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$: Vecteur flux rotorique.
- $[\mathbf{R}_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$: Matrice résistances du rotor.

1.3.2.2. Equations magnétiques

Les équations magnétiques de la MADA sont données par :

a. Pour le stator :

$$[\varphi_s] = [\mathbf{L}_{ss}] \cdot [\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}] \cdot [\mathbf{I}_r] \tag{1.5}$$

b. Pour le rotor :

$$[\varphi_r] = [\mathbf{L}_{rr}] \cdot [\mathbf{I}_r] + [\mathbf{M}_{sr}]^T \cdot [\mathbf{I}_s] \tag{1.6}$$

Avec:

- $[\mathbf{L}_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.
- $[\mathbf{L}_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.
- $[\mathbf{M}_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

$$[M_{rs}]^T = [M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

On peut former les équations magnétiques comme la matrice suivant :

$$\begin{pmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [\mathbf{i}_s] \\ [\mathbf{i}_r] \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

En remplaçant les matrices de flux dans (1.3) et (1.4) par les matrices des inductances obtenues en (1.5) et (1.6), on aboutit à :

$$[\mathbf{V}_s] = [R_s] \cdot [\mathbf{i}_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_r]) \quad (1.11)$$

$$[\mathbf{V}_r] = [R_r] \cdot [\mathbf{i}_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^T \cdot [\mathbf{i}_s]) \quad (1.12)$$

1.3.2.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de bilan de puissances :

$$C_{em} = P[\mathbf{i}_s] \cdot \frac{d([M_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_r])}{d\theta} \quad (1.13)$$

L'équation dynamique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (1.14)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Cr : Couple résistant .

f : Coefficient de frottement.

Le modèle réel de la MADA est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation . On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux.

1.3.3. Transformation de Park

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires (indice 0), d'axe direct (indice d) et d'axe en quadrature (indice q). Cette transformation s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{x}_q \\ \mathbf{x}_0 \end{pmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

Remarque : la variable x peut être une tension ,un courant ou un flux...

1.3.3.1. La matrice de Park

La matrice de transformation de Park et son inverse est donnée par:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

1.3.4. Application de la transformation de Park à la MADA

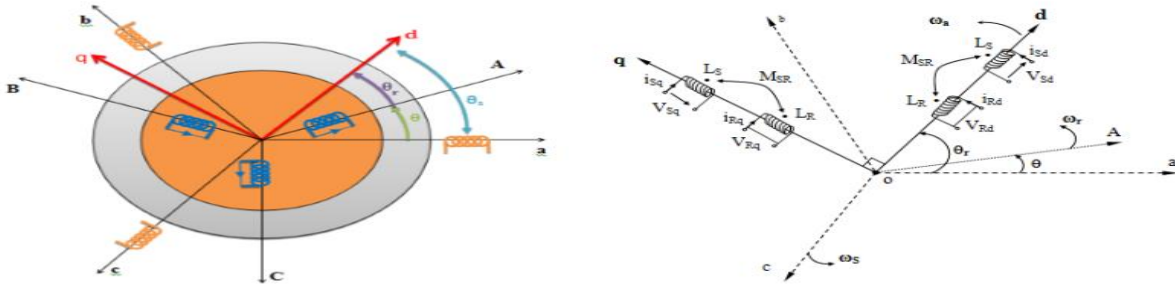


Figure 1.13 :Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où :

- θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique.
- θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d ;
- θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d
- ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q) .
- ω_r : est la vitesse angulaire électrique du rotor .
- ω_s : est la vitesse angulaire électrique du champ tournant.

1.3.4.1. Equations des tension de la MADA

En appliquant la transformation de Park par élimination du composant homopolaire pour les deux équations électriques (1.5) du stator et (1.6) du rotor, on aura :

a. Pour le stator :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_a \cdot \varphi_{sq} \\ \mathbf{V}_{sq} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_a \cdot \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.18)$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{rd} = R_r \cdot \mathbf{i}_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + (\omega_a - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ \mathbf{V}_{rq} = R_r \cdot \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.19)$$

1.3.4.2. Equations des flux de la MADA :

a. Pour le stator :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot \mathbf{i}_{sd} + M \cdot \mathbf{i}_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot \mathbf{i}_{sq} + M \cdot \mathbf{i}_{rq} \end{cases} \quad (1.20)$$

c. *Pour le rotor :*

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_s \cdot \mathbf{i}_{rd} + M \cdot \mathbf{i}_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_s \cdot \mathbf{i}_{rq} + M \cdot \mathbf{i}_{sq} \end{cases} \quad (1.21)$$

- On résume les équations de flux dans cette équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \\ \mathbf{i}_{rd} \\ \mathbf{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où :

- $L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique propre statorique ;
- $L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique propre rotorique ;
- $M = \frac{3}{2} M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

1.3.4.3. Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique de la machine peut s'exprimer sous différentes formes, en choisie l'équation suivant :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} \cdot \mathbf{i}_{rd} - \varphi_{sd} \cdot \mathbf{i}_{rq}) \quad (1.23)$$

1.3.5. Définition des différents référentiels(Choix du référentiel de Park)

Jusqu'à présent nous avons exprimé les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique θ_r avec le rotor et qui fait également un angle électrique θ_s avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, nous pouvons résumer qu'il existe trois choix utiles de référentiel de deux axes :

- ✓ Repère lié au stator : $d\theta_s/dt = 0$.
- ✓ Repère lié au rotor : $d\theta_s/dt = \omega = p\Omega$.
- ✓ Repère lié au champ tournant : $d\theta_s/dt = \omega_s$.

Où :

- ✓ Le premier repère est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs,

- ✓ Le deuxième est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones,
- ✓ Le dernier est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

1.3.5.1. Référentiel lié au stator

Dans ce repère on a :

$$\omega_a = 0; \frac{d\theta_s}{dt} = 0; \omega_r = -\omega; \rightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

On aura le système des équations suivant :

a. Pour le stator :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{s\alpha} = R_s \cdot \mathbf{i}_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ \mathbf{V}_{s\beta} = R_s \cdot \mathbf{i}_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1.24)$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{r\alpha} = R_r \cdot \mathbf{i}_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{r\beta} \\ \mathbf{V}_{r\beta} = R_r \cdot \mathbf{i}_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.25)$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

1.3.5.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce repère on a :

$$\omega_a = \omega; \frac{d\theta_s}{dt} = \omega; \omega_r = 0; \rightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

On aura le système des équations suivant :

a. Pour le stator :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sx} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{sy} \\ \mathbf{V}_{sy} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{sx} \end{cases} \quad (1.26)$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{rx} = R_r \cdot \mathbf{i}_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ \mathbf{V}_{ry} = R_r \cdot \mathbf{i}_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (1.27)$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires ou la vitesse de Rotation est considérée comme constante.

1.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce repère on a :

$$\omega_a = \omega_s; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \quad \omega_r = \omega_s - \omega;$$

On aura le système des équations suivant :

a. Pour le stator :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ \mathbf{V}_{sq} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.28)$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{rd} = R_r \cdot \mathbf{i}_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ \mathbf{V}_{rq} = R_r \cdot \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.29)$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à Fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent D'où la facilité de régulation [15].

Pour cela on utilise le repère lié au champ tournant dans le reste de nos travaux.

1.3.6. Mise sous forme d'équation d'état de la MADA :

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette Représentation à la forme suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X + D \cdot U \end{cases} \quad (1.30)$$

Avec :

(X): vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.

(U): vecteur d'entrée ou de commande.

(Y): vecteur de sortie.

(A): matrice d'état dite également matrice d'évolution.

(B): matrice d'entrée.

(C): matrice de sortie.

(D): matrice de transmission ou de transfert directe.

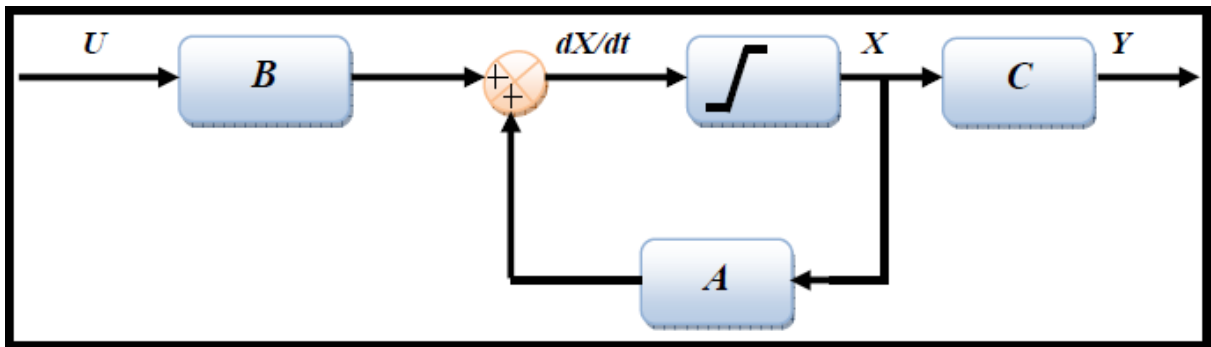


Figure 1.14. Modèle d'état du système.

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les flux statoriques et les courant rotoriques comme des vecteurs d'état [13].

a. Par forme matricielle :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\alpha_s & \omega_s & \alpha_s M & 0 \\ -\omega_s & -\alpha_s & 0 & \alpha_s M \\ \alpha_s \beta & -\beta P \omega & -\gamma_r & \omega_r \\ \beta P \omega & \alpha_s \beta & -\omega_r & -\gamma_r \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma_r} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

b. *par forme d'équations:*

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = -\alpha_s \varphi_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} + \alpha_s M \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{V}_{sd} \quad (1.33)$$

$$\frac{d\varphi_{sq}}{dt} = -\alpha_s \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} + \alpha_s M \mathbf{i}_{rq} + \mathbf{V}_{sq} \quad (1.34)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{rd}}{dt} = -\gamma_r \mathbf{i}_{rd} + \omega_r \mathbf{i}_{rq} + \alpha_s \beta \varphi_{sd} - \beta P \omega \varphi_{sq} - \beta \mathbf{V}_{sd} + \frac{1}{\sigma_r} \mathbf{V}_{rd} \quad (1.35)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{rq}}{dt} = -\gamma_r \mathbf{i}_{rq} - \omega_r \mathbf{i}_{rd} + \alpha_s \beta \varphi_{sq} + \beta P \omega \varphi_{sd} - \beta \mathbf{V}_{sq} + \frac{1}{\sigma_r} \mathbf{V}_{rq} \quad (1.36)$$

$$\text{Avec : } \alpha_s = \frac{R_s}{L_s}; \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right); \beta = \frac{M}{\sigma_r \cdot L_s}; \gamma_r = \frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s \cdot M^2}{L_s \cdot \sigma_r}.$$

P : nombre de paires de pôles.

1.4. Modélisation du Système de l'alimentation de la MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, débranchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [16] :

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

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

Le long de tout notre travail, les différentes structures de commande sont constituées de l'association d'une machine asynchrone à double alimentation avec un onduleur de tension. La tension

de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d’impulsion (MLI). L’association redresseur-filtre-onduleur de tension est représentée dans la figure (1.15). [17]

Chaque alimentation comporte les trois parties suivantes :

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

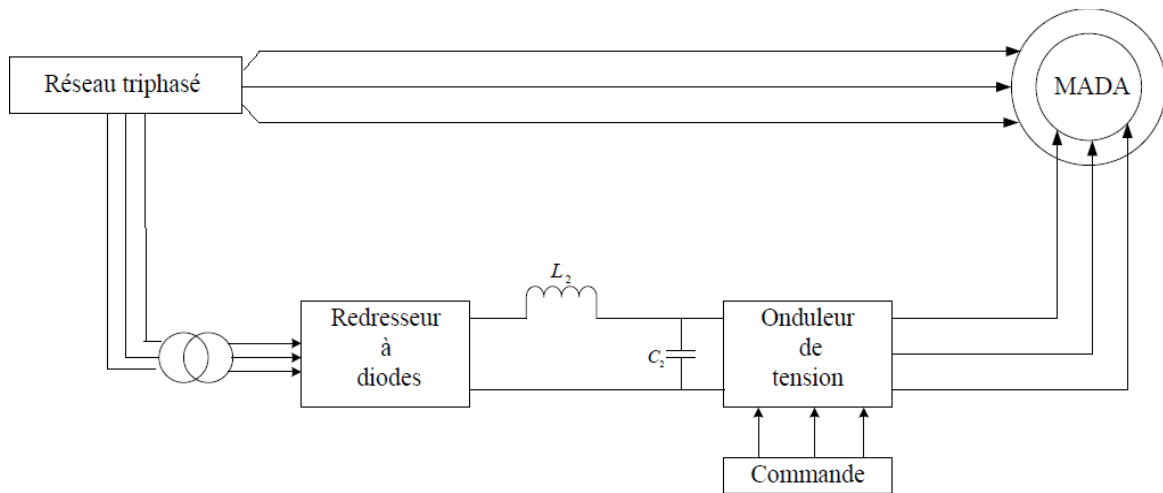


Figure 1.15. Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation

1.4.1. Modélisation du redresseur triphasé à diode

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative et il est représenté par la figure (1.16).

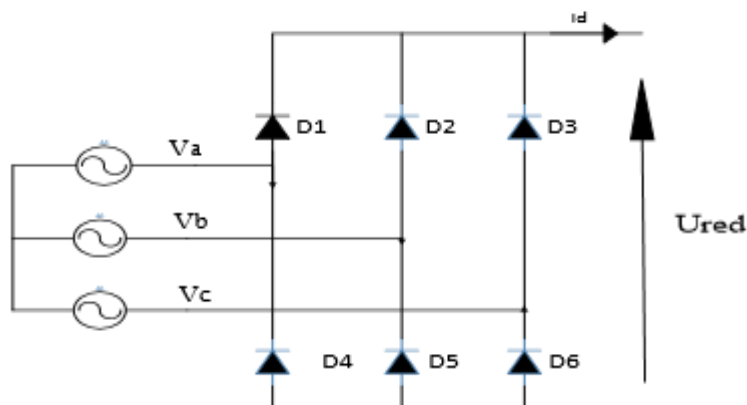


Figure1.16 : Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D 2, D 3) à cathode commune assurant l'allée du courant Id et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant Id Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(2\pi f_t) \\ V_b = V_m \sin(2\pi f_t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(2\pi f_t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.37)$$

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

$$V_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t).V_b(t).V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t).V_b(t).V_c(t)] \quad (1.38)$$

Sa valeur moyenne et donne par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (1.39)$$

La tension redressée est représentée par la figure (1.17):

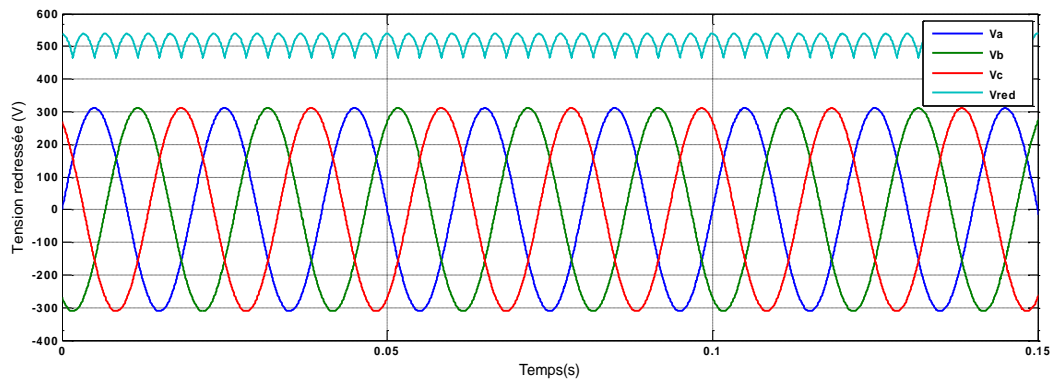


Figure1.17 : Représentation de la tension redressée.

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

1.4.2. Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble (C,L) constitue un filtre pas bas . Figure (1.18)[17] :

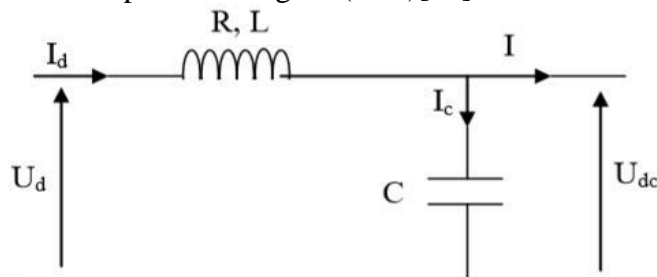


Figure.1.18 : Représentation du filtre RLC.

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \end{cases} \quad (1.40)$$

U_d : est la tension redressée.

U_{dc} : est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

a) Le rôle de la capacité (C) est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

b) Le rôle de l'inductance (L) est de lisser le courant (I_d) à travers la source de tension.

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redresseur}} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad (1.41)$$

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

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_c \quad (1.42)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

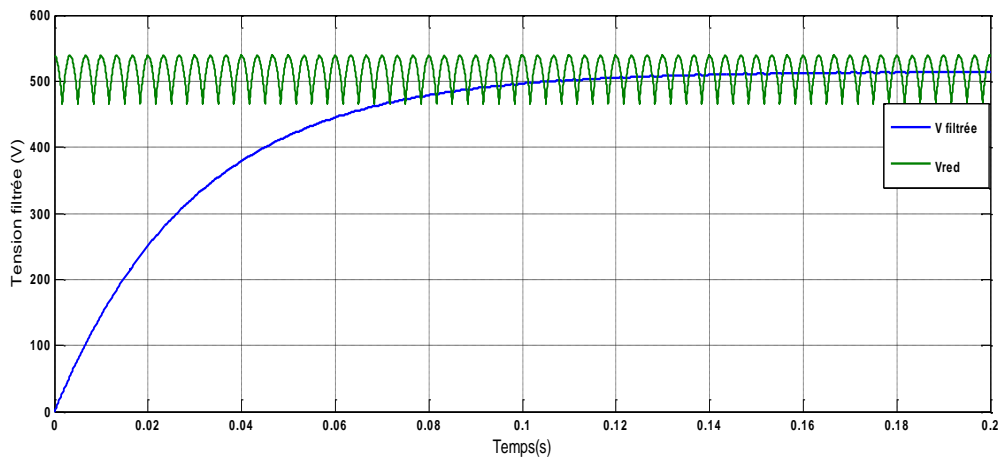


Figure1.19 : Représentation de la tension filtrée.

1.4.3. Modélisation de L'onduleur de Tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou à thyristors pour les grandes puissances. Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure (1.20). Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y

a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [18].

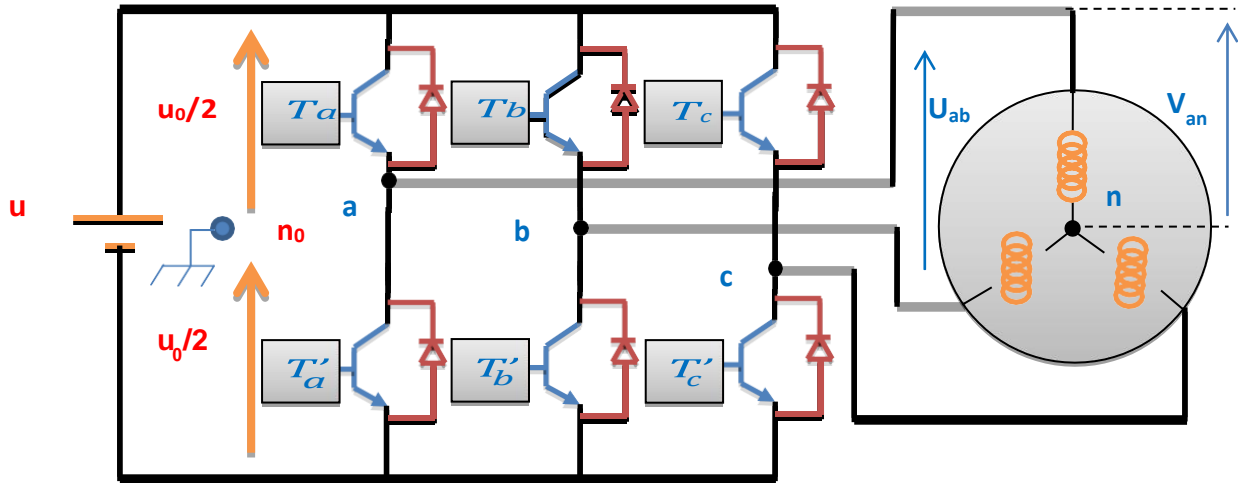


Figure 1.20. schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [15].

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) :

- S_i : $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert.
- S_i : $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme Nulle, donc :

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ab} = \mathbf{V}_{an_0} - \mathbf{V}_{bn_0} \\ \mathbf{U}_{bc} = \mathbf{V}_{bn_0} - \mathbf{V}_{cn_0} \\ \mathbf{U}_{ca} = \mathbf{V}_{cn_0} - \mathbf{V}_{an_0} \end{cases} \quad (1.43)$$

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[\mathbf{U}_{ab} - \mathbf{U}_{ca}] \\ \mathbf{V}_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[\mathbf{U}_{bc} - \mathbf{U}_{ab}] \\ \mathbf{V}_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[\mathbf{U}_{ca} - \mathbf{U}_{bc}] \end{cases} \quad (1.44)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an_0} = \mathbf{V}_{an} - \mathbf{V}_{nn_0} \\ \mathbf{V}_{bn_0} = \mathbf{V}_{bn} - \mathbf{V}_{nn_0} \\ \mathbf{V}_{cn_0} = \mathbf{V}_{cn} - \mathbf{V}_{nn_0} \end{cases} \quad (1.45)$$

On peut déduire que :

$$\mathbf{V}_{nn_0} = \frac{1}{3}[\mathbf{V}_{an_0} - \mathbf{V}_{bn_0} - \mathbf{V}_{cn_0}] \quad (1.46)$$

On suppose les interrupteurs parfaits :

$$\text{Donc : } \begin{cases} \mathbf{V}_{an_0} = (S_a - 0.5)\mathbf{U}_0 \\ \mathbf{V}_{bn_0} = (S_b - 0.5)\mathbf{U}_0 \\ \mathbf{V}_{cn_0} = (S_c - 0.5)\mathbf{U}_0 \end{cases} \quad (1.47)$$

En remplaçant (1.43) dans (1.44), on obtient :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3}\mathbf{V}_{an_0} - \frac{1}{3}\mathbf{V}_{bn_0} - \frac{1}{3}\mathbf{V}_{cn_0} \\ \mathbf{V}_{bn} = -\frac{1}{3}\mathbf{V}_{an_0} + \frac{2}{3}\mathbf{V}_{bn_0} - \frac{1}{3}\mathbf{V}_{cn_0} \\ \mathbf{V}_{cn} = -\frac{1}{3}\mathbf{V}_{an_0} - \frac{1}{3}\mathbf{V}_{bn_0} + \frac{2}{3}\mathbf{V}_{cn_0} \end{cases} \quad (1.48)$$

En remplaçant (1.47) dans (1.48), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \mathbf{U}_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_a \\ \mathbf{S}_b \\ \mathbf{S}_c \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \quad (1.50)$$

1.4.4. La commande de l'onduleur de tension par MLI

Elle consiste à convertir une modulante tension de référence (au niveau de commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs. Le signal modulé est généré à la sortie de l'onduleur (au niveau de puissance). Le principe de modulation MLI repose sur la

comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation généralement de forme triangulaire). Dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux pour commander chaque bras de convertisseur.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [19].

- L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f : $m = \frac{f_p}{f}$
- Taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence ($V_{Réf}$) et celle de la porteuse (U_p) : $r = \frac{V_{Réf}}{U_p}$

❖ Le mode de fonctionnement est très simple:

- ◆ si $V_{Réf} \geq V_p$ - le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- ◆ si $V_{Réf} < V_p$ - le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Où :

- $V_{Réf}$: représente une des trois tensions de référence.
- V_p : représente le signal dents de scie ou l'onde porteuse.

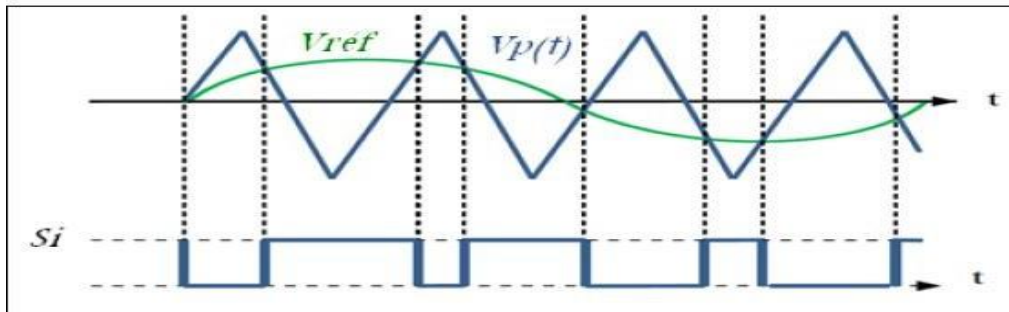


Figure 1.21. Principe de la MLI triangulo-sinusoïdale.

On présente le modèle d'un onduleur de tension contrôlé par MLI sous MATLAB/SIMULINK et ces résultats :

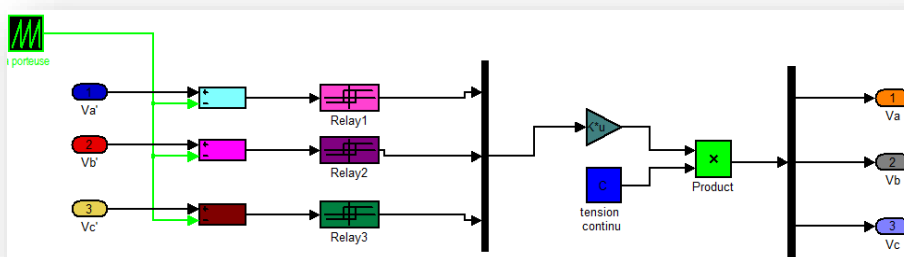


Figure 1.22. Représentation d'un onduleur de tension à MLI sous MATLAB

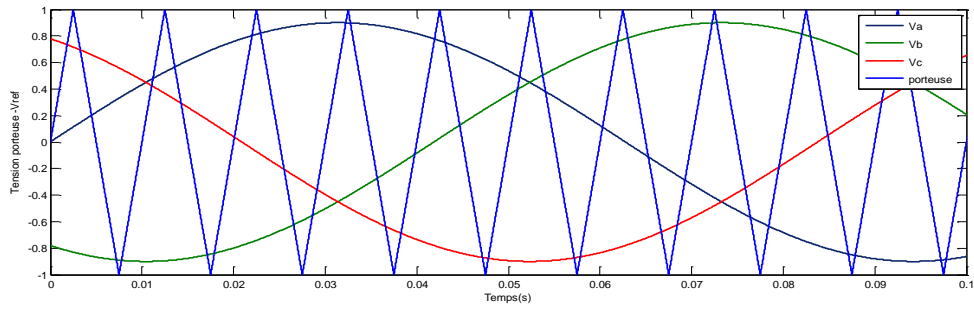


Figure 1.23. Comparaison entre tension de référence et tension de porteuse.

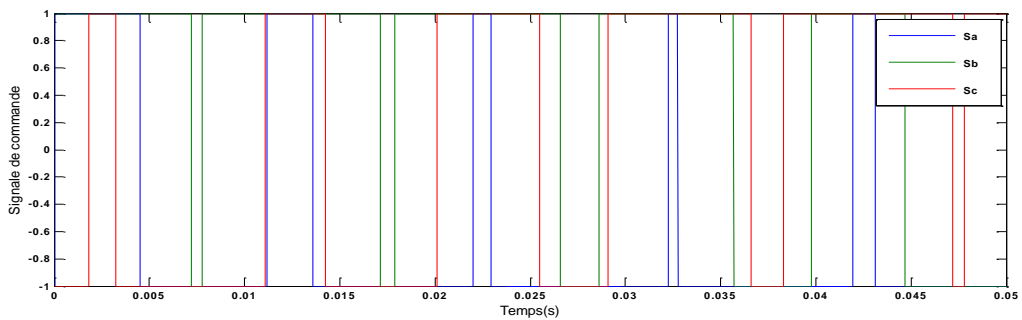


Figure 1.24. Signal de commande des interrupteurs.

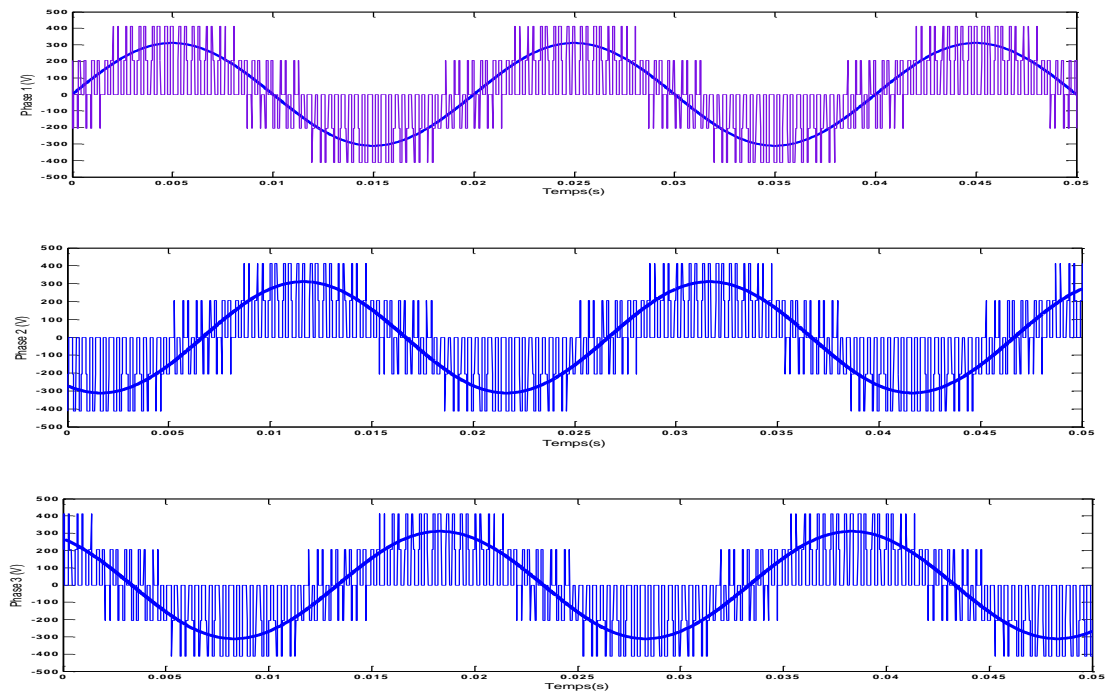


Figure 1.25. Tensions de sortie de l'onduleur

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

On a simulé la MADA alimentée par le réseau triphasé équilibré 220 / 380V de fréquence $f=50\text{Hz}$, au côté stator et une tension de 12V de fréquence $f_r=26\text{Hz}$ au côté rotor, à vide et en charge. Les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe; les simulations sont effectuées avec MATLAB/SIMULINK.

1.5.1. Démarrage à vide

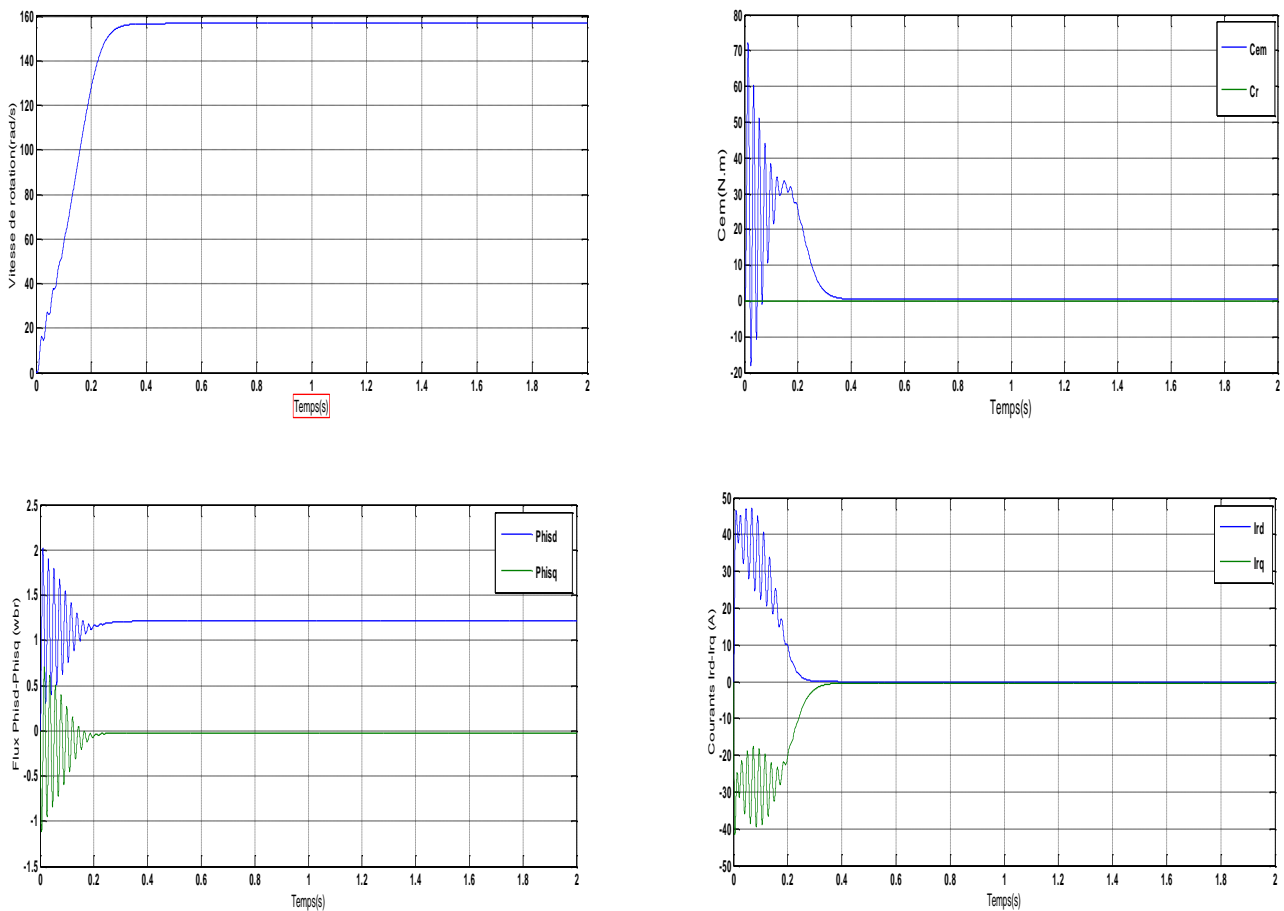


Figure 1.26 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA

La figure (1.26) représente les réponses dynamiques de quelques caractéristiques de la machine asynchrone à double alimentation au démarrage à vide.

D’après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157 rd/s au bout d’un temps de réponse de 0.3 s environ dans ce cas de démarrage à vide. On remarque aussi que pendant la période de démarrage le courant de phase rotorique atteint un pic important, la composant quadrature atteint un pic de -40A et devient stable à 0A, même chose pour la composant direct mais avec un pic de 45A. D’autre part, l’allure du couple électromagnétique présente un pic de 70 N.m pendant le démarrage puis diminue et équilibre le couple des frottements en régime établi, les flux statoriques stabilisent après un régime transitoire, pour la composant direct elle prend la valeur 1.2Wb et la composant quadrature presque 0Wb.

1.5.2. Introduction d’un couple de charge

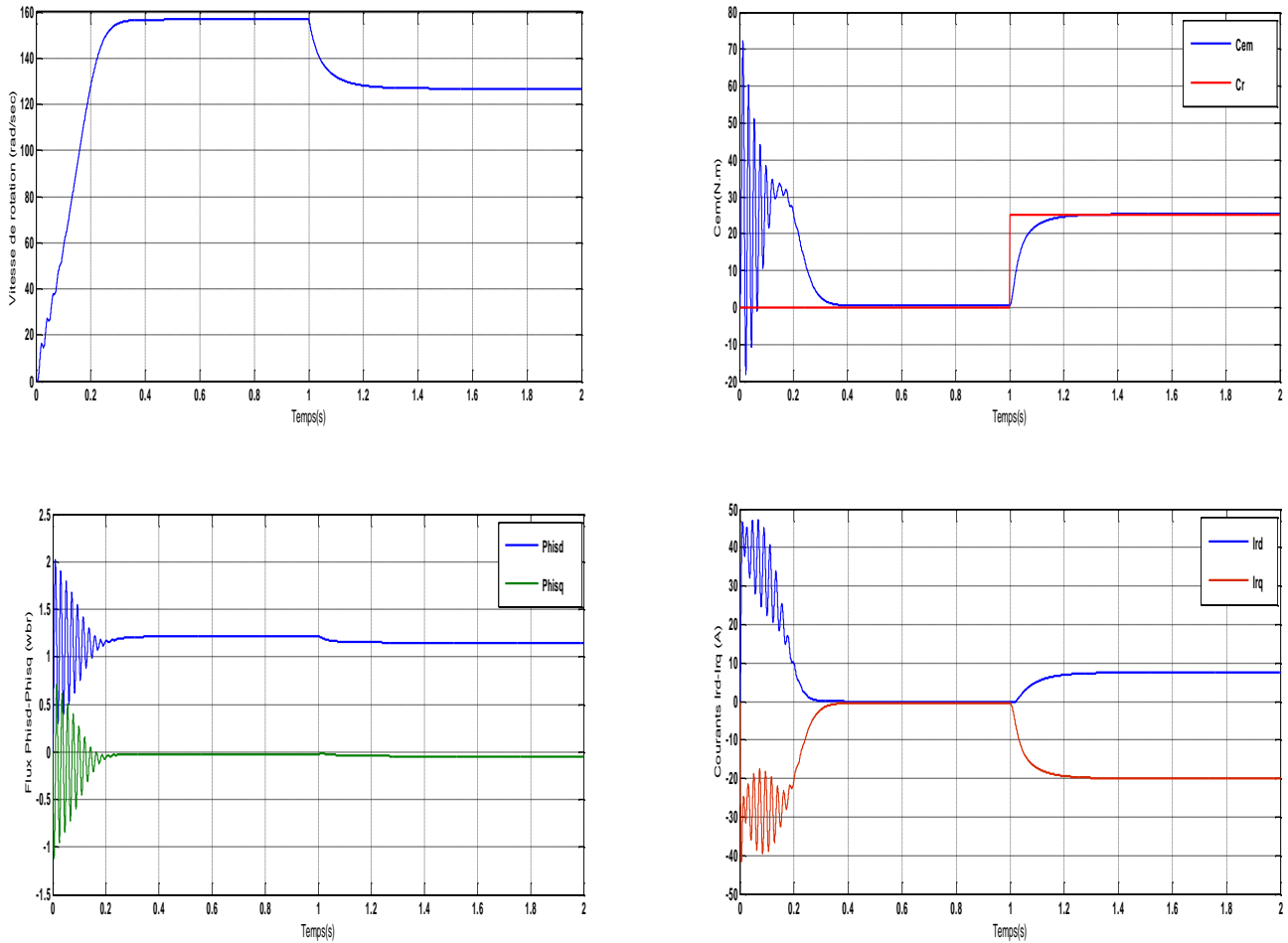


Figure 1.27 : Résultats de simulation de la MADA chargée par un couple de 25 N.m à t=1 s.

Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 25 N.m à l’instant ($t=1$ s). Les résultats obtenus sont représentés par la figure(1.27).

On note d’après cette figure que l’introduction d’un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de 157 rd/s à 115 rd/s environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine. D’autre part, le couple électromagnétique stabilise à la valeur de couple résistif (25N.m) en regime permanent , I_{rd} suit la forme du couple.

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une généralité sur la machine asynchrone à double alimentation sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application.

Sous quelques hypothèses simplificatrices, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation. La complexité du modèle a été réduite par l'application de la transformation de Park qui permettait le passage d'un repère triphasé, dans lequel les équations de la machine étaient à coefficients variables dans le temps, à un repère orthogonal dans lequel les équations sont devenues à coefficients constants dans le temps. Ensuite, on a modélisé l'onduleur à MLI qui constitué avec le redresseur et le filtre le système d'alimentation de la MADA.

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

Chapitre 02

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

2.1. Introduction

Durant des années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier au problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles exigeant un couple important en basse vitesse [20].

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques qui nous permet d'établir un mode de fonctionnement découplé en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Le principe du contrôle vectoriel permet de modéliser la MADA pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée ou le couple électromagnétique est proportionnelle au courant d'induit. A cet effet il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple [21].

Cependant, le développement des nouvelles technologies de semi-conducteurs et de convertisseurs électroniques ont facilité l'application de nouveaux algorithmes de commande sur le modèle de la machine à courant alternatif dans le repère de Park, avec l'orientation du flux. Ceux ci permettent de découpler des grandeurs internes de la machine en régime transitoire et permanent. Et, donner une meilleure place dans le domaine de la conversion d'énergie en régime moteur avec le contrôle indépendant du flux et du couple et générateur avec le contrôle indépendant des puissances active et réactive [22]. Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA.

2.2. Généralités sur la commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Est présente une solution

attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [23].

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

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

A) Méthode directe développée par Blaschke.

B) Méthode indirecte développée par Hasse.

2.2.1. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [19]

Suivant la source d'énergie :

- * Commande en tension ;
- * Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d,q) :

- * Le flux rotorique ;
- * Le flux statorique ;
- * le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- * Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase)
- * Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à une commande vectorielle indirecte en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère ($d-q$).

2.2.2. Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double alimentation à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects Figure(2.1).

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire [24].

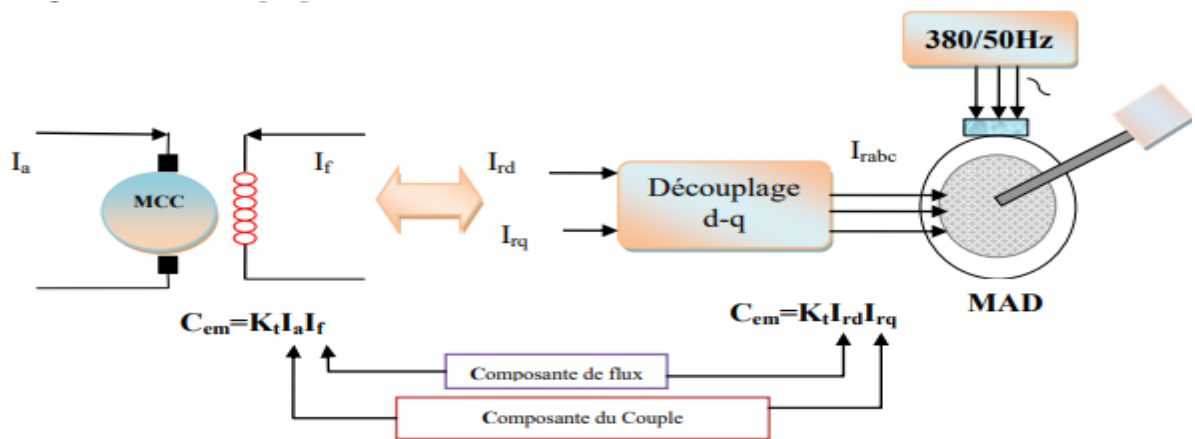


Figure 2.1 : Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie à la MCC

2.2.3. Les types de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienté à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone [25].

Pour ce faire, nous avons deux approches possibles

- La méthode directe (en anglais : **Direct Field Oriented Control** ou **DFOC**).
- La méthode indirecte (en anglais : **Indirect Field Oriented Control** ou **IFOC**).

2.2.3.1. Commande vectorielle directe (CVD)

Cette méthode est suggérée par **Blaschke** et présenté au publique à 1970 elle est basé sur La position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux installé dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux, ou un modèle dynamique de flux, est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique [25].

2.2.3.2. Commande vectorielle indirecte (CVI)

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

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température. Il est

important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [22].

2.3. Application de la commande vectorielle à la MADA

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique i_{ds} ou i_{dr} et le couple par l'autre composante i_{qs} ou i_{qr} . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu. L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par :

$$C_{em} = K_a \Phi(I_f) I_a \quad (2.1)$$

- $\Phi(I_f)$: Est le flux imposé par le courant d'excitation I_f .
- I_a : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (2.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [14].

2.4. Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

a) Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{rd} = \Phi_r$$

b) Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{sd} = \Phi_s$$

c) Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{mq} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{md} = \Phi_m$$

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

2.5. Commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique

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

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{rd} , i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [26].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [27].

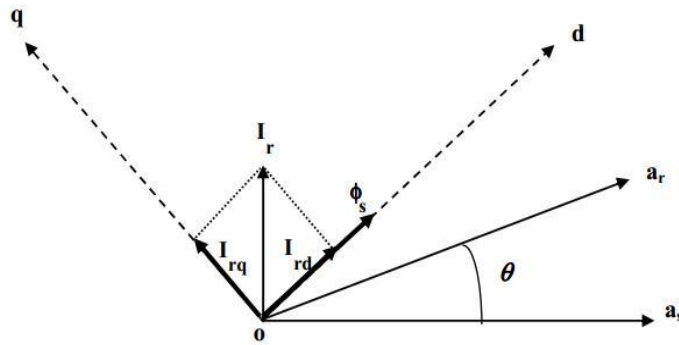


Figure.2.2: Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure (2.2). On obtient :

On a : $\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$

D'après le système d'équation du flux (1.20) on a:

$$\Phi_s = \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \tag{2.2}$$

On impose que ($i_{sd} = 0$) on aura:

$$i_{rd} = \frac{\Phi_s^*}{M} \tag{2.3}$$

Et : $\Phi_{sq} = 0 = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq}$

Donc :

$$i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \tag{2.4}$$

Et d'après l'équation du couple électromagnétique (1.23):

$$C_{em} = -p \frac{M}{L_s} \Phi_s \cdot i_{rq} \tag{2.5}$$

Donc :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{PM\Phi_s^*} C_{em}^* \tag{2.6}$$

Et d'après l'équation électrique :

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd}$$

On adonc :

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \quad (2.7)$$

On remplace (2.4) dans (2.7):

$$\Phi_{rq} = 0 \quad V_{sq} = \frac{R_s M i_{rq}}{L_s} + \omega_s \cdot \Phi_s \quad (2.8)$$

On aura:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{\left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq}\right)}{\Phi_s^*} \quad (2.9)$$

D'après l'équation (1.35) on aura:

$$V_{rd} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) i_{rd} + \sigma_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - \frac{M}{L_s T_s} \Phi_{sd} - \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (2.10)$$

On remplace (2.3) dans (2.10) :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (2.11)$$

D'après l'équation (1.36) on aura:

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) i_{rq} + \sigma_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (2.12)$$

On a donc pour la commande de la MADA:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) i_{rq} + \sigma_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.6. Structure de la commande vectorielle indirecte de la MADA

La figure (2.3) représente le schéma bloc développé de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

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

$$\begin{cases} E_d = \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \\ E_q = \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + \sigma_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \end{cases} \quad (2.14)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd1} = R_r i_{rd} + \sigma_r \frac{di_{rd}}{dt} \\ V_{rq1} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) i_{rq} + \sigma_r \frac{di_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.15)$$

2.7. Calcul des régulateurs

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

Soit $Y_{ref}(s)$ le signal à pour suivre, et $Y(s)$ le signal de sortie du système à Contrôler, chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral *PI* classique, présenté sur la figure (2.5), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne [29].

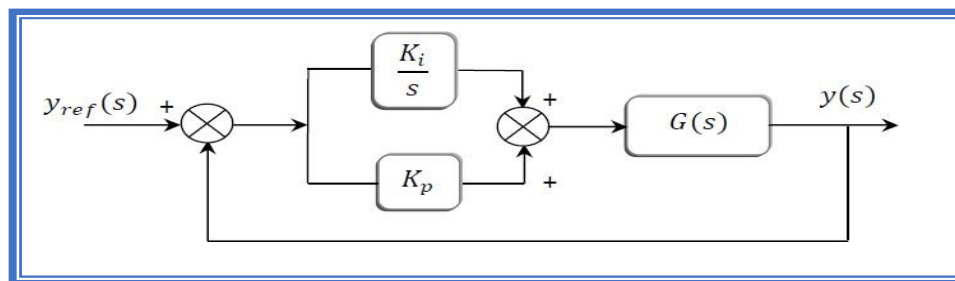


Figure.2.5. Schéma de commande utilisant la structure PI

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F_{reg} = K_p + \frac{K_i}{S}$$

Avec :

- K_p : coefficient de proportionnalité;
- K_i : coefficient d'intégration;
- S : l'opérateur de Laplace.

$G(s)$: un système de premier ordre peut être donné par une des fonctions suivant :

$$\begin{cases} G(s) = \frac{G_1}{s + \tau_1} \\ G(s) = \frac{G_0}{1 + \tau s} \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

$$\tau_1 = 1/\tau$$

2.7.1. Régulation du courant rotorique directe I_{rd}

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (2.13) et par l'annulation du terme de compensation E_d .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma_r S) I_{rd} \quad (2.17)$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{\sigma_r S + R_r} \quad (2.18)$$

La boucle de régulation de courant I_{rd} présenter par le schéma bloc de la figure (2.6) :

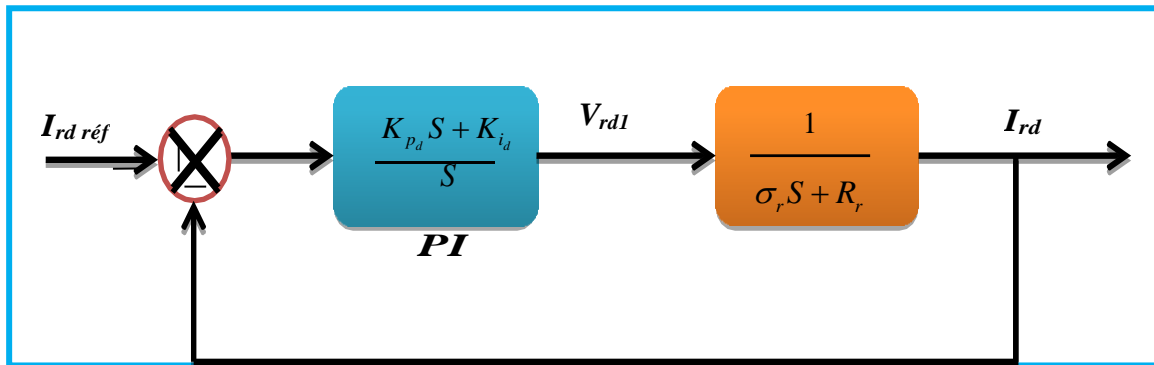


Figure 2.6.: Schéma de régulation du courant I_{rd} .

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (2.6) sera :

$$FTBO(s) = \left(\frac{K_{pd} s + K_{id}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma_r s + R_r} \right) = \frac{K_{pd} s + K_{id}}{\sigma_r s^2 + R_r s} \quad (2.19)$$

On pose :

$$T(S) = \frac{K_{pd} S + K_{id}}{\sigma_r S^2 + R_r S} \quad (2.20)$$

En boucle fermé :

$$FTBF(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (2.21)$$

$$\text{On aura : } FTBF(s) = \frac{K_{p_d} S + K_{i_d}}{\sigma_r S^2 + (R_r + K_{p_d})S + K_{i_d}} = \frac{1}{1 + \tau \cdot S} \quad (2.22)$$

En fin on a :

$$\begin{cases} K_{p_d} = \frac{\sigma_r}{\tau} \\ K_{i_d} = \frac{R_r}{\tau} \end{cases} \quad (2.23)$$

2.7.2. Régulation du courant rotorique quadrature I_{rq}

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (2.13) et par l'annulation de Eq.

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) i_{rq} + \sigma_r \frac{di_{rq}}{dt} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} + \sigma_r S) I_{rq} \quad (2.24)$$

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{1}{\sigma_r S + (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s})} \quad (2.25)$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} présenter par le schéma bloc de la figure (2.7) :

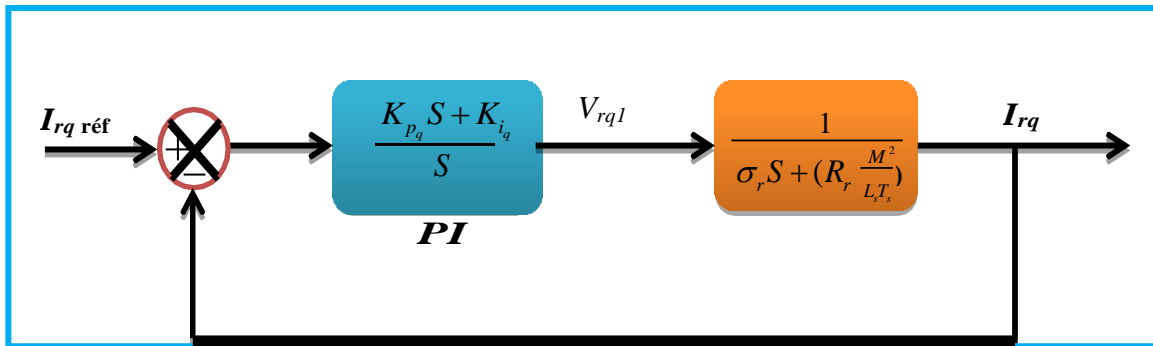


Figure.2.7 : Schéma de régulation du courant I_{rq} .

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (2.7) sera :

$$FTBO(s) = \frac{(K_{p_q} + K_{i_q})}{S} \cdot \left(\frac{1}{\sigma_r S + (R_r \frac{M^2}{L_s T_s})} \right) = \frac{K_{p_q} + K_{i_q}}{\sigma_r S^2 + (R_r \frac{M^2}{L_s T_s}) S} \quad (2.26)$$

On pose :

$$T(s) = \frac{K_{p_q} + K_{i_q}}{\sigma_r S^2 + (R_r \frac{M^2}{L_s T_s}) S} \quad (2.27)$$

En boucle fermé :

$$FTBF(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} \tag{2.28}$$

$$\text{On aura : } FTBF(s) = \frac{K_{p\Omega} S + K_{i\Omega}}{\sigma_r S^2 + \left((R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) + K_{p\Omega} \right) S + K_{i\Omega}} = \frac{1}{1 + \tau \cdot S} \tag{2.29}$$

En fin on a :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{\sigma_r}{\tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s})}{\tau} \end{cases} \tag{2.30}$$

2.7.3. Régulation de vitesse

La fonction de transfert du la vitesse est obtenue à partir de l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \tag{2.31}$$

$$\frac{C_{em}}{\Omega} = \frac{1}{jS + f} \tag{2.32}$$

La boucle de régulation de la vitesse présenter par le schéma bloc de la figure (2.8) :

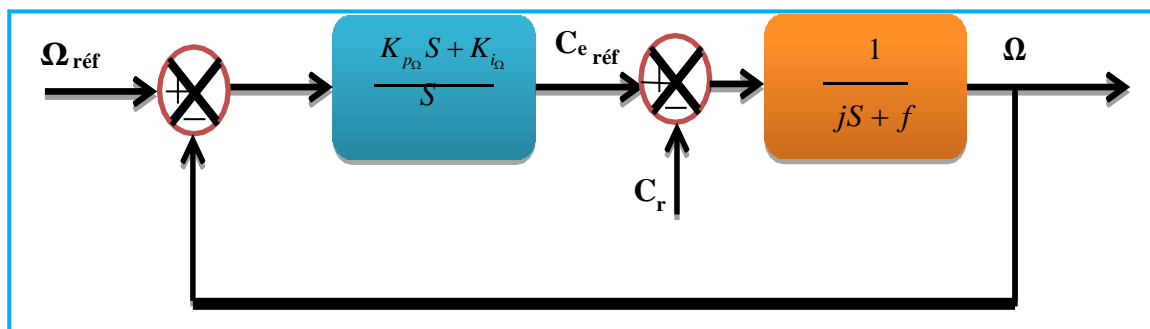


Figure.2.8: Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouvert :

$$F \cdot T \cdot B \cdot O(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{j \cdot s^2 + f \cdot s} \tag{2.33}$$

En boucle fermée :

$$F \cdot T \cdot B \cdot F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{j \cdot s^2 + (f + K_{p\Omega}) \cdot s + K_{i\Omega}} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \tag{2.34}$$

Enfin on a :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{j}{\tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (2.35)$$

Avec :

- τ :le constante de temps électrique du rotor. $\tau = \frac{L_r}{R_r}$
- T_s :le constante de temps électrique du stator. $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

Les valeurs des gains trouvées de régulateurs PI après calcul sont :

- Pour i_{rd} $K_{pd} = 0.191$ $K_{id} = 27.54$
- Pour i_{rq} $K_{pq} = 0.191$ $K_{iq} = 36.54$
- pour la vitesse de rotation $K_{p\Omega} = 0.69$ $K_{i\Omega} = 0.044$

2.8. Résultats de simulation avec application de la commande

2.8.1. Démarrage à vide

Pour la vitesse de référence de 100 rd/s. on a les résultats suivants :

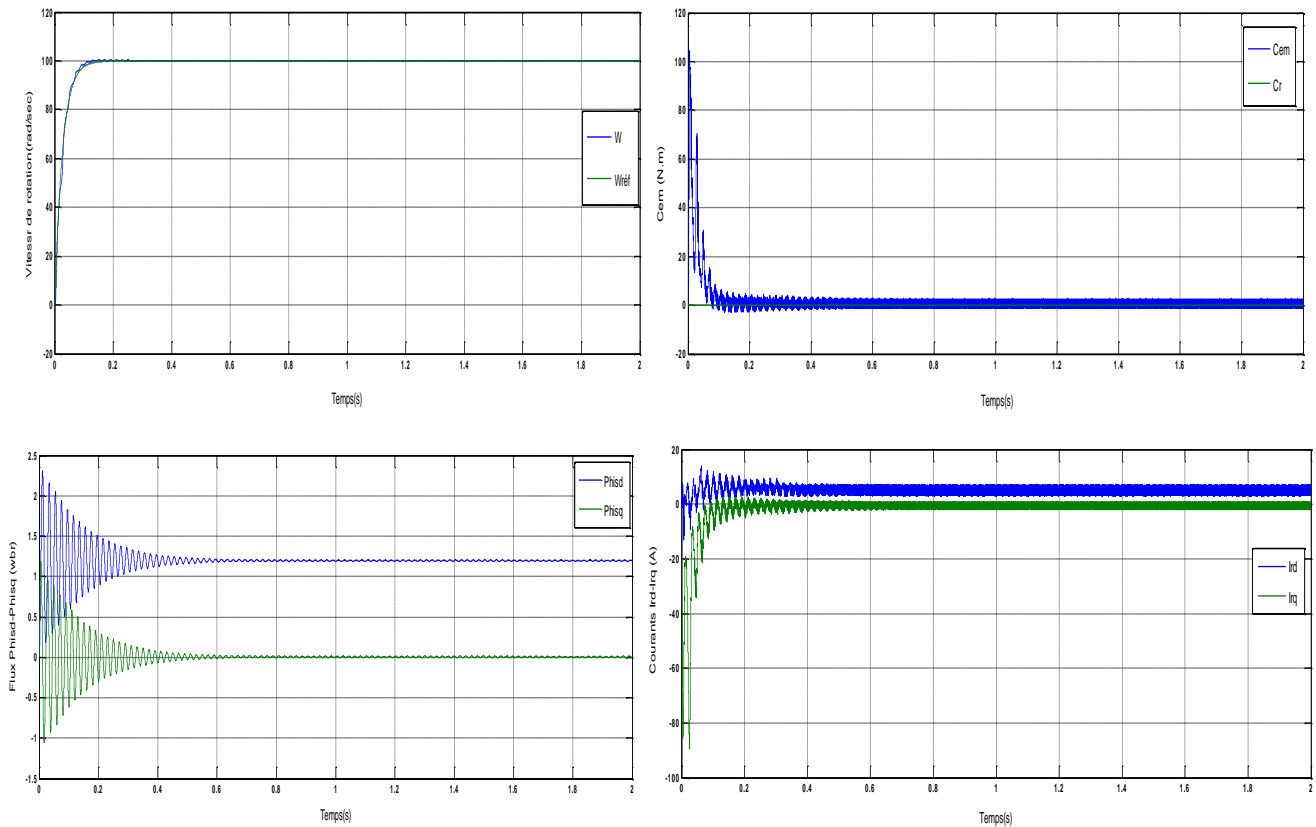


Figure 2.9. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA

Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (2.9). On constate que l'introduction de la boucle de réglage de vitesse améliore le temps de réponse de la vitesse qui devient 0.16 s. On remarque aussi que le couple électromagnétique au régime transitoire marque un pic de 110 N.m, puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi. Les courants de phase rotorique font des pics aux premiers instants de démarrage, ils suivent bien leurs références. Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant. La composante directe du flux statorique suit presque sa valeur de référence qui est de 1.2Wb et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux statorique.

2.8.2. Introduction d'un couple de charge

En appliquant un couple de charge de 25 N.m à l'instant $t=1s$, on obtient les résultats de simulation suivants.

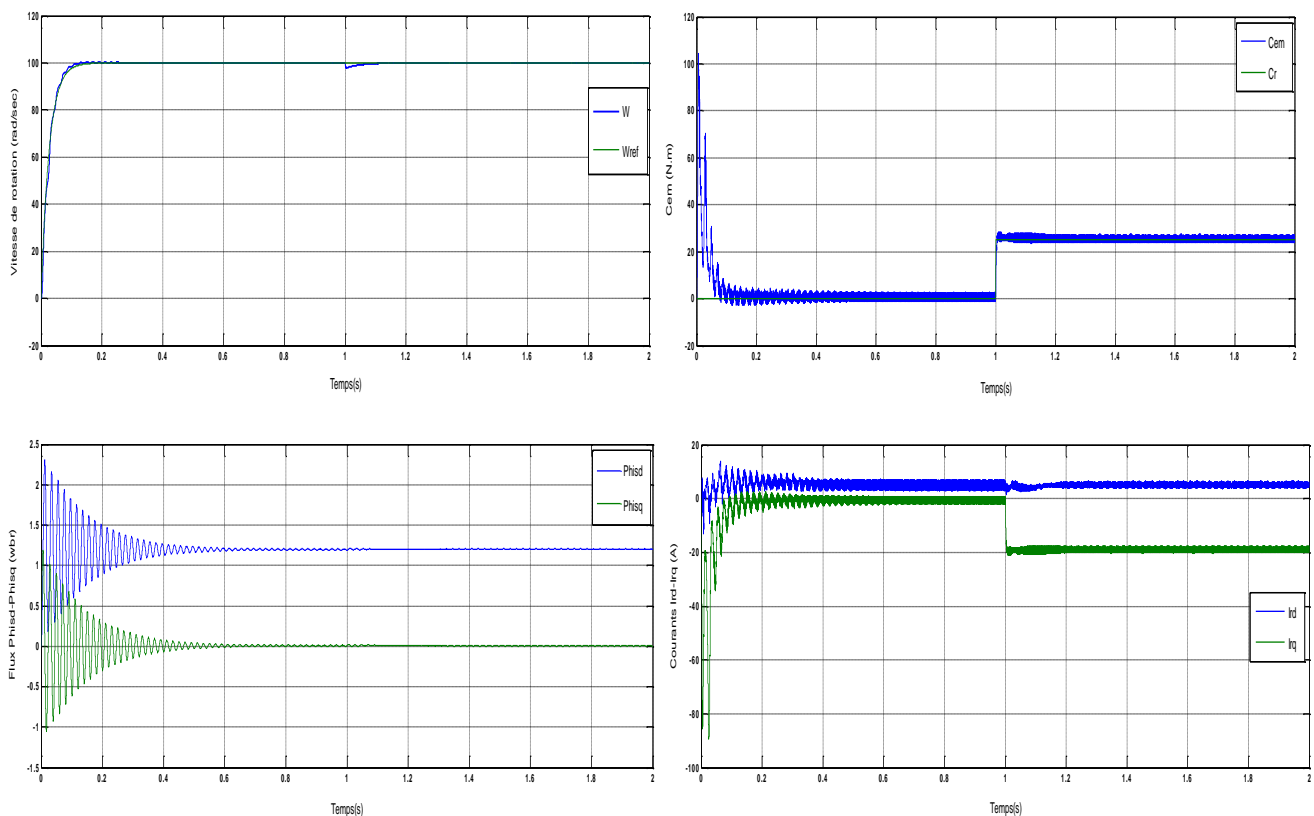


Figure 2.10. Résultats de simulation de la MADA chargée par un couple de 25 N.m à $t=1 s$.

D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur PI n'est pas parfaitement robuste vis-à-vis de la variation de la charge, car cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse marque une petite diminution et un léger dépassement aux instants de l'application et de la suppression du couple de charge respectivement. D'autre part, le couple

électromagnétique oscille autour d'une valeur de 27 N.m lors de l'application du couple de charge nominale à (t=1s) puis il prend une valeur de 25 N.m pour équilibrer le couple de charge.

En conséquence, les courants de phase rotorique la composant quadrature du courant présent un chute, mais la composant direct ne présent aucun changement. Cette perturbation n'influe pas pratiquement sur les flux statoriques ce qui montre l'efficacité de la commande vectorielle et la validité des lois imposées.

2.8.3. Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Dans ce cas, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100$ rad/s, suivi d'un changement de consigne de 100 rad/s à 200 rad/s à t=0.6 s, puis une inversion du sens de rotation à -100 rad/s à partir de t=1.4 s.

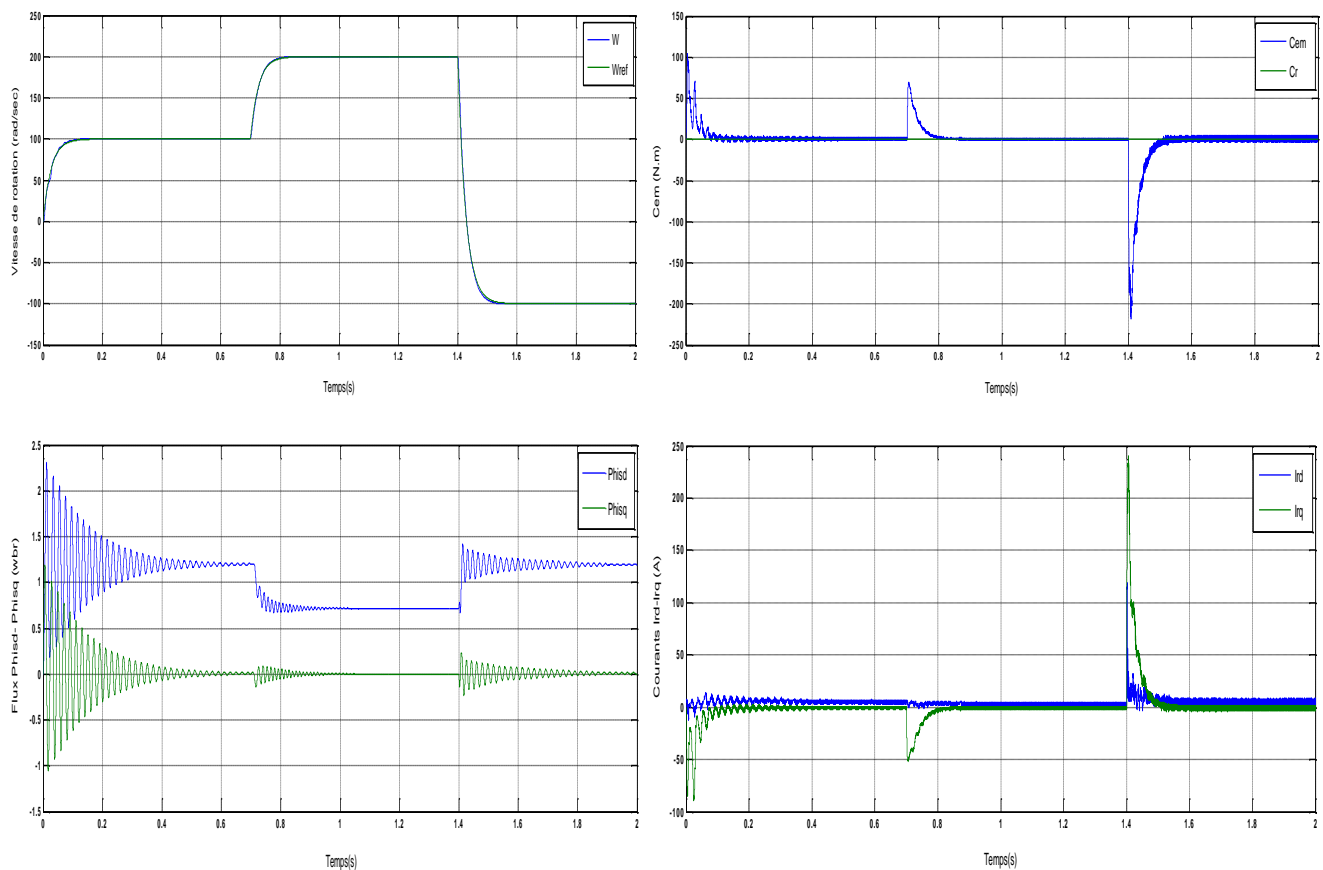


Figure 2.11. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.

Nous pouvons constater que le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse. Mais des perturbations et des pics sont remarque au niveau des autres grandeur du machine, En effet, le couple électromagnétique marque un pic positif de (80 N.m) lors de changement de consigne et un pic négatif de (-220 N.m) lors de l'inversion de vitesse.

D'autre part, le courant i_{rq} port un pic négatif (-50A) lors de changement de consigne et un pic positif de (-200 A) lors de l'inversion de vitesse. le flux marque des perturbations lors de changement de consigne et une perturbation importante lors l'inversion de vitesse.

2.9. Conclusion

Ce chapitre nous a permis la synthèse de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la machine asynchrone à double alimentation, en utilisant un régulateur proportionnel intégral classique pour la régulation. La commande montre un découplage parfait entre les deux axes direct et en quadrature.

On peut dire que l'utilisation des régulateurs PI fixe donne un système de commande robuste et une réponse acceptable, mais les problèmes conventionnel du régulateur PI tel que le temps de réponse et la robustesse contre les perturbations extérieurs sont apparus.

Pour améliorer plus nos résultats et résoudre les problèmes cités précédemment, on propose d'utiliser des régulateurs flous type-2 ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 03

Commande de la MADA par la logique floue type-2

3.1. Introduction :

La logique floue est une méthode mathématique capable d'émuler le raisonnement humain dans un système physique, de quantifier les informations imprécises de ce dernier et d'obtenir des conclusions basées sur des données vagues et incomplètes. Les systèmes flous sont influencés par plusieurs sources d'incertitude. Les termes linguistiques utilisés dans les prémisses et dans les conséquences des règles peuvent signifier des choses différentes à des personnes différentes, les mesures et les données utilisées pour ajuster les paramètres du système flou peuvent être contaminées de bruit non stationnaire.

Toutes ces incertitudes se traduisent par des fonctions d'appartenance incertaines. Cependant, dans un système flou ordinaire, dit de type-1, les fonctions d'appartenance bidimensionnelles, une fois déterminées, sont totalement précises donc incapable de prendre en charge de telles incertitudes. Pour contourner ce problème, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [30] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire de type-1. Le degré d'appartenance de chaque élément d'un ensemble flou type-2 est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De ce fait, un ensemble flou type-2 est tridimensionnel. La troisième dimension offre un degré de liberté additionnel pour la prise en compte des incertitudes dans les termes linguistiques. De tel ensemble, est utilisé dans les circonstances où la forme et/ou l'un des paramètres de la fonction d'appartenance sont incertains. Les ensembles flous type-2 fournissent donc une méthode capable de tenir en compte les incertitudes linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenance de type-2.

De nos jours, de nombreuses publications ont été dédiées au système flou type-2. Mizumoto et Tanaka ont étudié l'ensemble des opérations théoriques des ensembles flous type-2 ainsi que les propriétés de ses fonctions d'appartenance [31]. Karnik et Mendel ont étendu les travaux de Mizumoto et Tanaka et ont obtenu des algorithmes pour calculer l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous type-2. Ils ont développé également le concept du centroïde d'un ensemble flou type-2 et ont parvenu à un algorithme pratique pour le calculer. Dubois et Prade ont donné une formule pour la composition des relations floues type-2 comme une extension de la composition sup-star type-1 pour

la Tnorm minimum. Karnik et Mendel ont présenté une formule générale pour l'application de la composition sup-star étendue aux relations floues type-2 [32]. Hisd a étudié les règles et les ensembles flous intervalles des systèmes flous d'ordre supérieur du type-1. Liang et Mendel ont développé la théorie des systèmes flous type-2 intervalles, pour différentes types de fuzzification, et ont montré comment les paramètres de tel système flou peuvent être ajustés en utilisant une base de données. Plus de discussion sur le système flou type-2 intervalle peuvent être trouvés dans [33].

Les systèmes flous type-2 sont applicables à chaque secteur où il est possible d'appliquer les systèmes flous type-1. Plusieurs exemples d'application du système flou type2 ont été cités dans la littérature. Particulièrement, dans le domaine de commande des systèmes, on repère entre autres: la commande des moteurs diesel utilisés dans les domaines de traction et propulsion navale [31], la commande des robots mobiles autonomes, la commande par les réseaux de neurones flous, la commande du niveau d'un réservoir de liquide, la configuration du réseau électrique de distribution et la commande des hacheurs [34].

Dans ce chapitre, nous allons présenter une méthode de commande basée sur la notion des systèmes flous type-2. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la théorie des systèmes flous type-2 et à ses concepts fondamentaux. . Ensuite, nous terminons par l'application de cette technique sur la MADA et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

3.2. Généralités sur la logique flou type-2 :

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh [35] comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres. La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est la conséquence directe de l'indéterminisme de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0,1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Pour cela, on peut considérer que les ensembles flous type-1 comme une approximation du premier ordre de l'incertitude et que les ensembles flous type-2 comme une approximation du deuxième ordre.

3.2.1. Représentation d'un ensemble flou type-2 :

Dans un univers de discours X , Un ensemble flou type-2, noté A^- est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{A^-} = (x, u)$, c-à-d [36]:

$$A^- = \{((x, u) \mu_{A^-}(x, u) \quad \forall x \in X, u \in J_x \subseteq [0, 1])\} \quad (3.1)$$

$x \in X$: dite variable primaire .

$u \in J_x$: dite variable secondaire.

Dans lequel $0 \leq \mu_{A^-}(x, u) \leq 1$ Pour un univers du discours continu, A^- peut être exprimée comme :

$$A^- = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{A^-}(x, u) / (x, y) \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (3.2)$$

Avec $\int \int$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u .

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire [36].

A chaque valeur de x , notée $x = x'$ le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{A^-} = (x, u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{A^-} = (x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{A^-} = (x, u)$

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0, 1]$, on a :

$$\mu_{A^-}(x' = x, u) = \mu_{A^-}(x') = \int_{u \in J_x} f_{x'(u)} / u \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (3.3)$$

Avec $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à X , c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{A^-}(x)$ qui est une fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d., en utilisant l'équation (3.3), on peut écrire A^- sous la forme suivante [37]:

$$A^- = \int_{x \in X} \mu_{A^-}(x) / (x) = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f(u) / (u) \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (3.4)$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r) / 2$ et $s = (r - l) / 2$

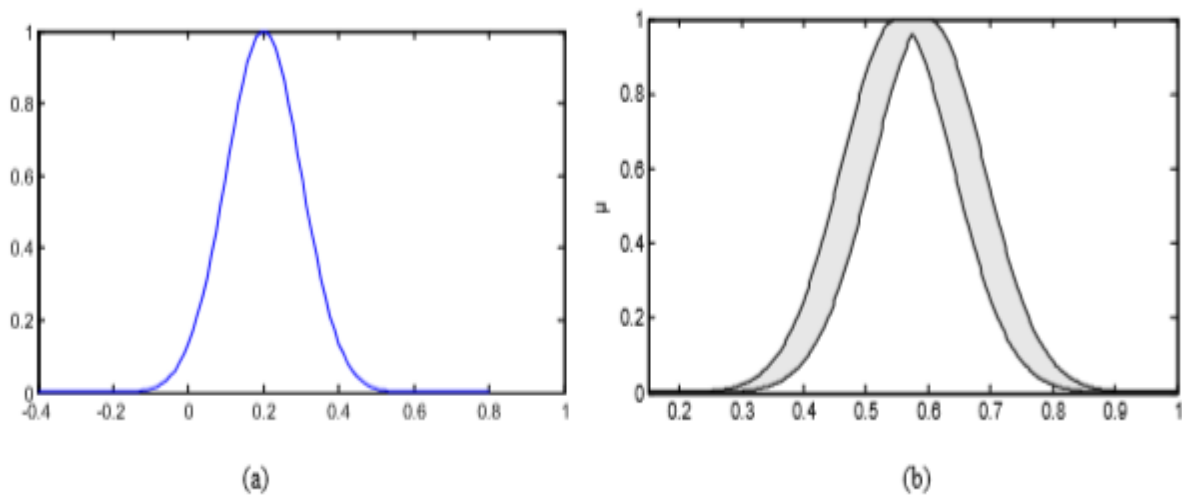


figure 3.1 : (a) Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien. Les appartenances secondaires sont représentées dans (b), où on remarque qu'ils sont gaussiens.

L'incertitude dans un ensemble flou type-2, A^- est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty » FOU C'est l'union de toutes les appartenances primaires [36]:

$$FOU(A^-) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (3.5)$$

3.2.2. Types d'ensembles flous type-2 :

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire

3.2.2.1. Ensemble type-2 Gaussien :

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type1 Gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi Gaussienne [37].

3.2.2.2. Ensemble type-2 Triangulaire :

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$, [35, 38].

3.2.2.3 Ensemble type-2 Intervalle :

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$, [38]. Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Notant que malgré que chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle soit un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et pas des nombres ordinaires.

3.3. Structure d'un système flou type-2 :

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante [37,39]:

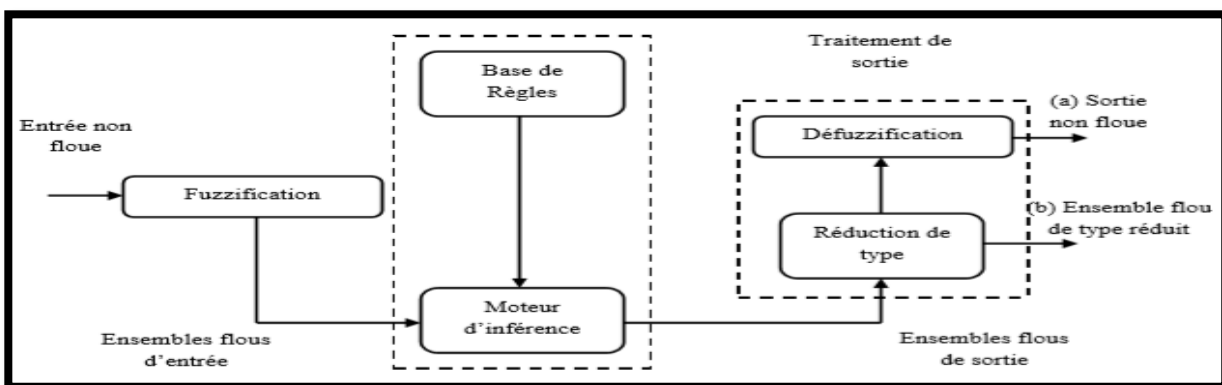


Figure. 3.2. Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties : (a) la sortie défuzzifiée (b) l'ensemble de type réduit.

3.3.1. Fuzzification :

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1 [40].

Dans cette mémoire, seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire :

3.3.2. Base de règle :

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [36]:

$$\text{➤ Si } x_1 \text{ est } \bar{F}_1 \text{ et } x_2 \text{ est } \bar{F}_2 \text{ et } x_n \text{ est } \bar{F}_n, \text{ alors } y = \bar{G} \quad (3.6)$$

Où $x_i (i=1, \dots, n)$ sont les entrées du système flou \bar{F}_i est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , est un \bar{G} singleton de type-2 et y est la sortie. Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [41].

3.3.3. Inférence :

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues(3.6) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire y . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à $l^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie :

$$F^l(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{\bar{F}_i^l}(x_i) \quad (3.7)$$

Ensuite, si on note par \bar{B}^l l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la $l^{\text{ème}}$ règle \bar{R} et l'ensemble flou d'entrée \bar{X}^l , l'ensemble $\bar{F}^l(\underline{x}^l)$ est combiné avec l'ensemble flou conséquent \bar{G}^l de la $l^{\text{ème}}$ règle à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la $l^{\text{ème}}$ règle:

$$\mu_{\bar{B}^l}(y) = \mu_{\bar{G}^l}(y) \cap \mu_{\bar{F}^l}(\underline{x}^l) \quad (3.8)$$

En utilisant une fuzzification gaussien, c'est-à-dire le degré d'appartenance pour l'ensemble flou \bar{X} n'a une valeur qui est unitaire que lorsque $\underline{x} = \bar{x}$ alors :

$$\mu_{\bar{B}'}(y) = \mu_{\bar{G}'}(y) \prod_{i=1}^n \mu_{\bar{F}^i}(x_i) \tag{3.9}$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au $l^{i\text{ème}}$ ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^l(\underline{x}) = [\underline{f}^l(\underline{x}), \bar{f}^l(\underline{x})] \tag{3.10}$$

Où $\underline{f}^l = \underline{\mu}_{F_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{F_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^l}(x_n)$ et $\bar{f}^l = \bar{\mu}_{F_1^l}(x_1) * \bar{\mu}_{F_2^l}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{F_n^l}(x_n)$

Les termes $\underline{\mu}_{F_i^l}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{F_i^l}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{F_i^l}(x_i)$

3.3.4. Réduction de type :

Étant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2. L'expression de l'ensemble flou type GC_{A^-} réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par :

$$GC_{A^-} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \frac{[T_{i=1}^n \mu_Z(z_i) * T_{i=1}^n \mu_W(w_i)]}{\sum_{i=1}^n z_i w_i} \tag{3.11}$$

$$\sum_{i=1}^n w_i$$

Où T et $*$ indiquent les t-norme choisies (prod ou min). $w_i \in W_1$ et $z_i \in Z_1$ pour $i=1,2,\dots,n$ Puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque z_i et w_i est un ensemble type-1 intervalle, ce qui se traduit par L'équation (3.11) peut être réécrite [36] :

$$GC_{A^-} = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \dots \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \frac{1}{\sum_{i=1}^M f^i y^i} \tag{3.12}$$

$$\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}$$

Dans un univers de discours X, Un ensemble flou type-2, noté A^- est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{A^-} = (x, u)$, c- à-d [36]:

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (3.11) est un ensemble type-1 intervalle, alors A^- est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels :

$$GC_{A^-} = [y_l(x), y_r(x)] \tag{3.13}$$

3.3.5. Défuzzification

Le type réduit (3.12) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit de Karnik Mendel Algorithmes [36,42, 43], la sortie numérique sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \tag{3.14}$$

Avec :

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i}, \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \tag{3.15}$$

Où f_l^i, f_r^i désignent le degré d'activation (soit \underline{f}_l^i ou \bar{f}_l^i) contribuant au point extrême de gauche y_l , et (soit \underline{f}_r^i ou \bar{f}_r^i) contribuant au point extrême de gauche y_r .

3.4. Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse de la MADA

Le contrôleur flou type-2 proposé aura deux variables d'entrée dont la structure est représentée par la Figure(3.3) :

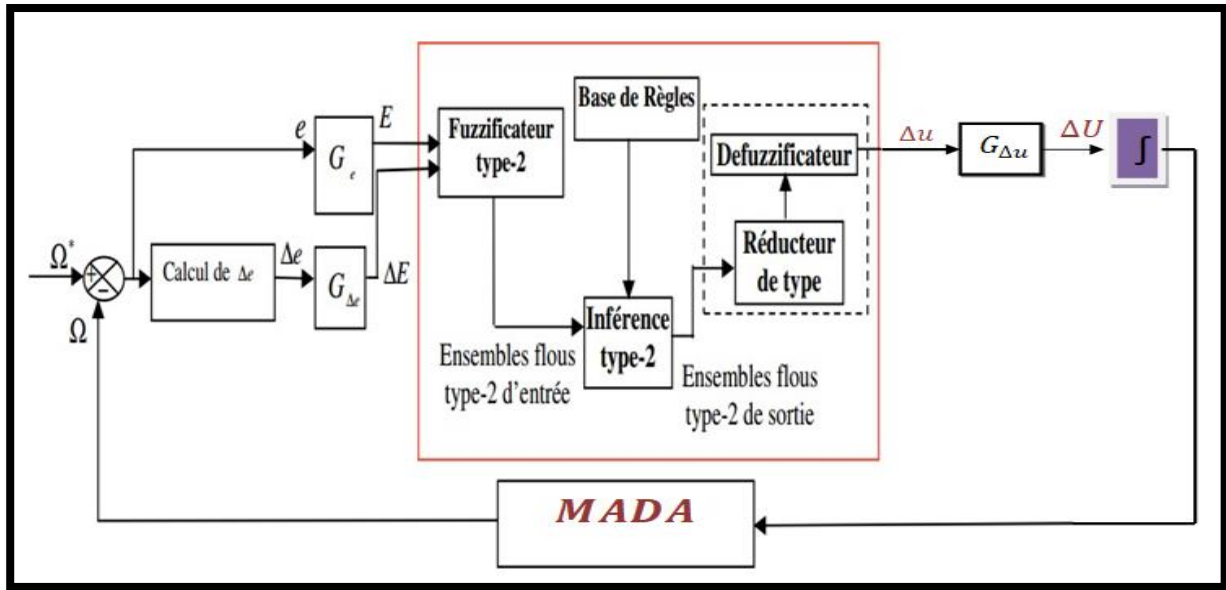


Figure.3.3. Schéma bloc d'un contrôleur flou type-2.

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

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

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \tag{3.16}$$

La variation de l'erreur (Δe) est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \tag{3.17}$$

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

Les trois grandeurs : $e, \Delta e$ et Δu , sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e \cdot e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \\ \Delta U = G_{\Delta u} \cdot \Delta u \end{cases} \tag{3.18}$$

3.4.1. Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en sept ensembles flous [2], Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté *NG* ;
- Négatif moyenne noté *NM*;
- Négatif petit noté *NP*;
- Environ de zéro noté *ZE*;
- Positif petit noté *PP*;
- Positif moyenne noté *PM*;
- Positif grand noté *PG*;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable la forme Gaussienne comme dans les figures suivante :

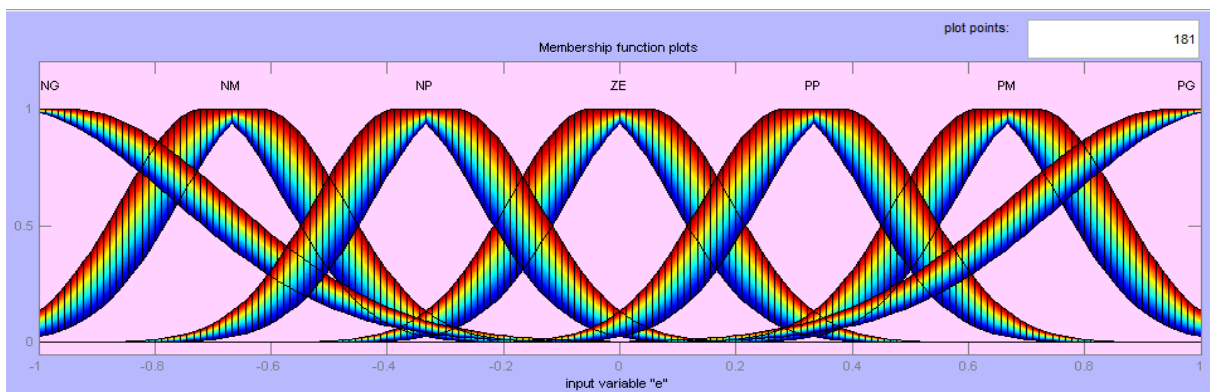


Figure. 3.4. Fonctions d'appartenance d'erreur.

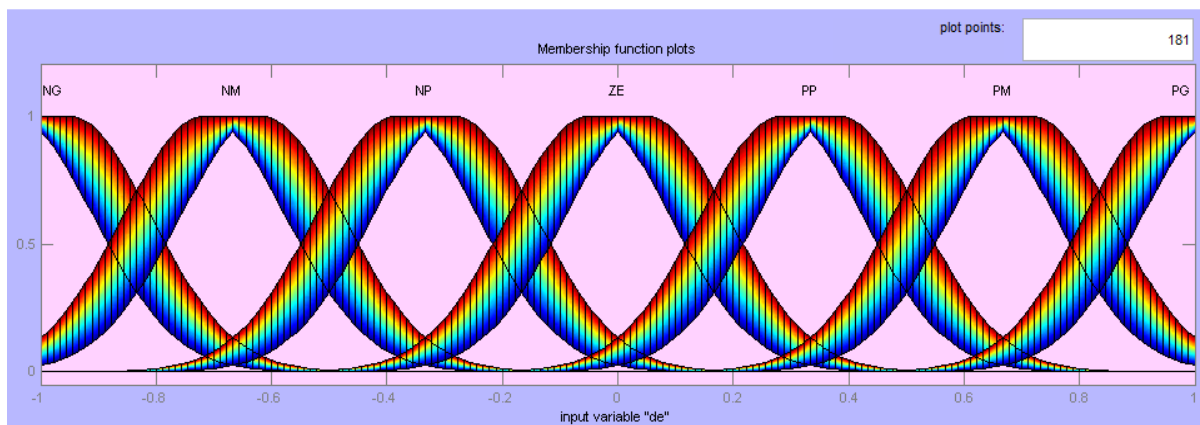


Figure. 3.5. Fonctions d'appartenance de la variation d'erreur.

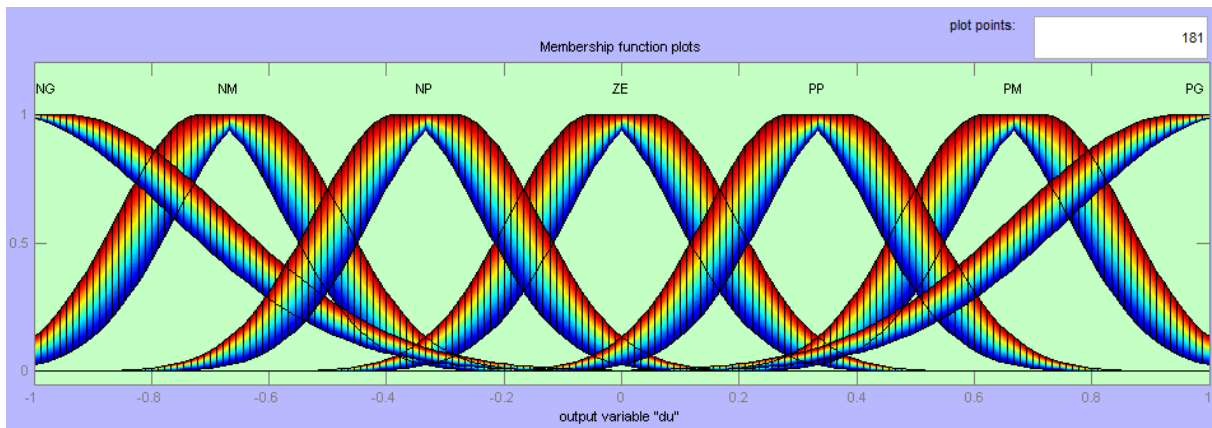


Figure. 3.6. Fonctions d'appartenance de la variation de la commande.

3.4.2. Règles d'inférence floue

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou type-2 possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 3.1. Matrice d'inférence

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

- Si e est PG et Δe est PG alors du est PG
- Si e est ZE et Δe est ZE alors du est ZE

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (e est PG), alors il faut un appel de couple grand (PG), pour ramener la vitesse à sa référence. et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (ZE) alors il faut garder le même couple (ZE).

3.4.3. Réduction de type :

Étant donné que le moteur d'inférence floue de type-2 produit un ensemble de sorties de type-2, la réduction de type est nécessaire pour générer un ensemble flou de type-1 appelé "ensemble à réduction de type" de l'ensemble flou de type-2 agrégé. Dans notre travail on a utilisé la méthode des centres d'ensembles.

3.4.4. Défuzzification

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir les variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables.

Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

Le traçage de la table précédente, en utilisant l'erreur comme axe 'x', la variation de l'erreur comme axe 'y' et le signal de commande comme axe 'z' est visualisé au Figure (3.7).

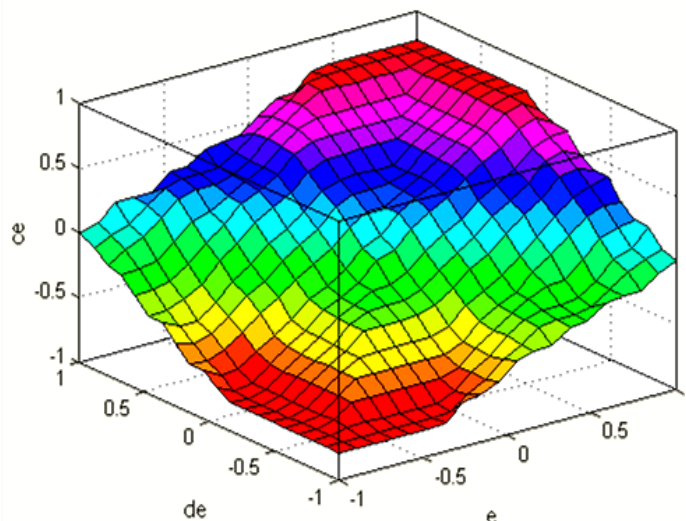


Figure.3.7. La surface

3.5. Résultats de simulation

3.5.1. Démarrage à vide

Dans ce cas, on a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par un régulateur flou type-2 de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté, lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rd/s, la figure (3.8) représente les résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA.

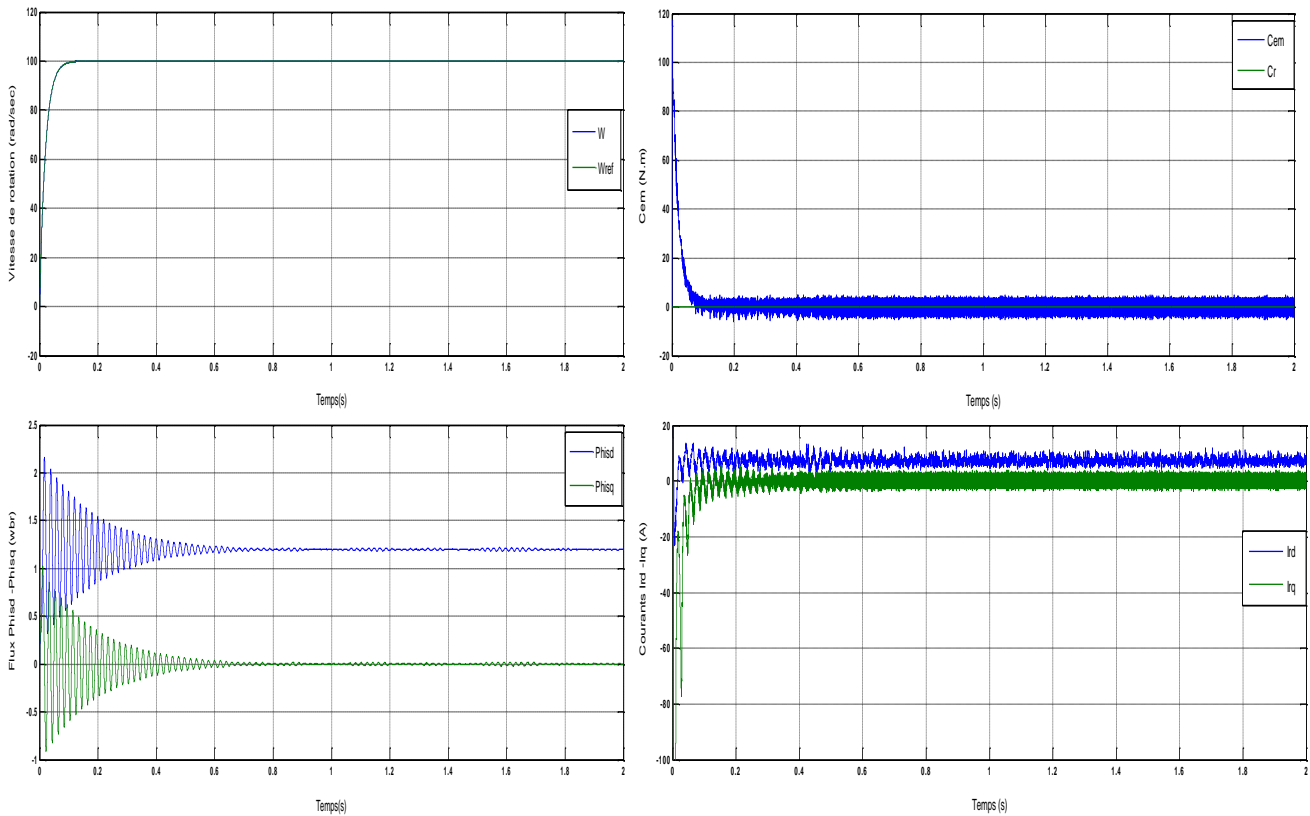


Figure 3.8. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par régulateur flou.

D'après les résultats de simulation ci-dessus on remarque l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse moins de 0.1 s qui est plus rapide par rapport à la réponse du régulateur PI classique qui présente presque 0.2s. Aussi, l'allure du couple marque un pic de 110 N.m, D'autre part, on remarque une amélioration des autres réponses.

3.5.2. Introduction d'un couple de charge

En appliquant un couple de charge de 25 N.m à l'instant $t = 1s$, la figure (3.9) présente les résultats de simulation.

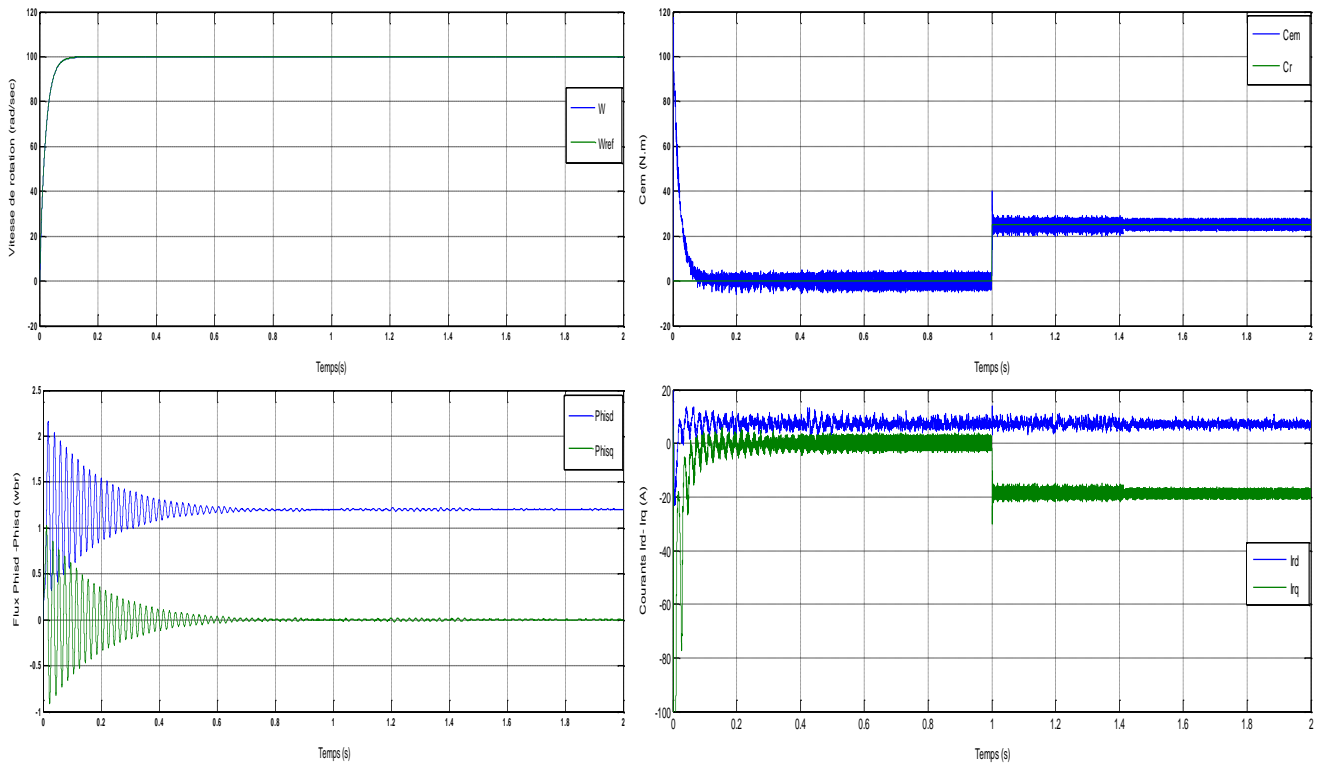


Figure 3.9. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue chargée par un couple de 25 N.m à $t=1$ s.

D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique, le couple atteint la valeur de couple de charge 25 N.m, et la composante en quadrature de courant rotorique porte la valeur -20 A. D'autre part le reste des résultats présentent une amélioration par rapport aux résultats du régulateur PI classique.

3.5.3. Changement de consigne et inversion du sens de rotation

On a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega = 100$ rad/s, suivi d'un changement de consigne de 100 rad/s à 200 rad/s à $t = 0.7$ s, puis une inversion du sens de rotation à -100 rad/s à partir de $t = 1.4$ s.

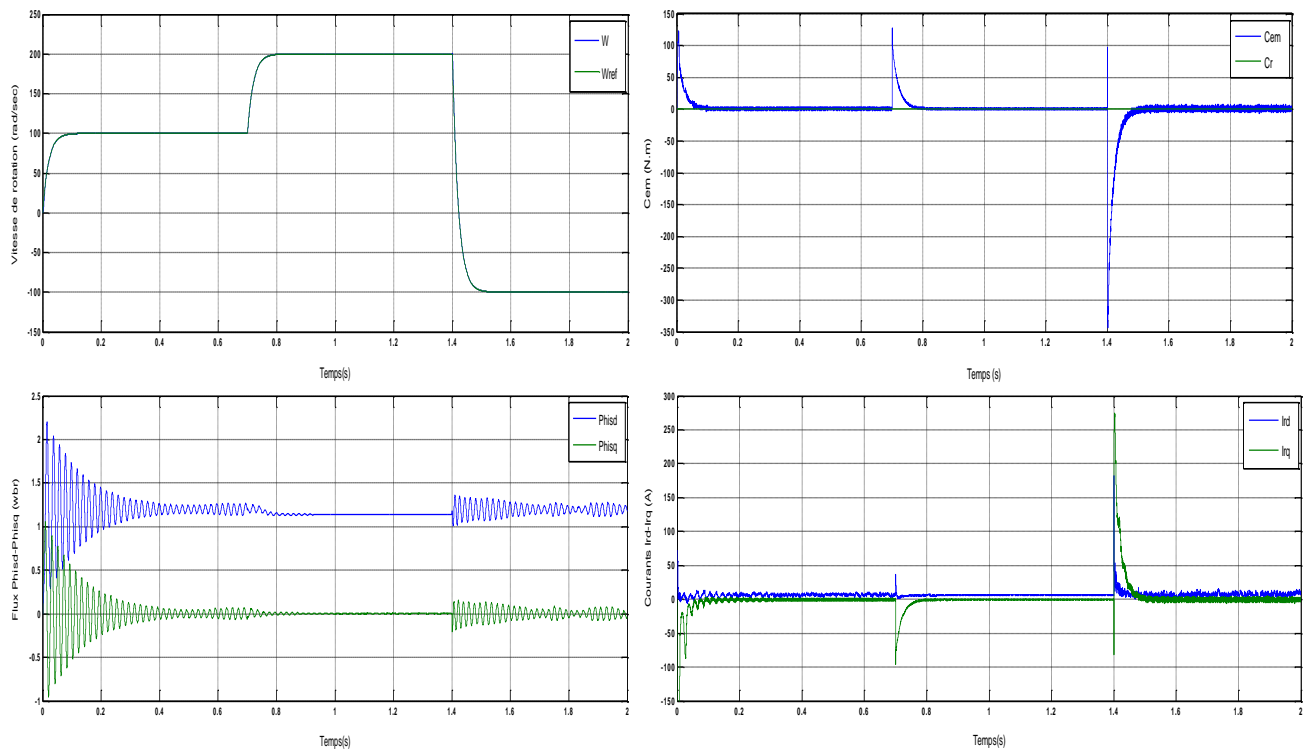


Figure 3.10. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un régulateur floue pour différentes consignes de vitesse.

D'après la figure(3.10)qui présente les résultats de simulation, on note que la vitesse suite sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics de 110 et -330 N.m respectivement pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Aussi, la réponse de la composante en quadrature du courant rotorique marque des pics de -80 A et 250A respectivement. Aussi le flux statorique marque des perturbations aux régimes transitoires.

3.6. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'introduction de la logique floue type-2, nous avons présenté le fondement théorique ainsi que les notions de base de cette technique. Cette logique est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permet de incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré. Par la suite on a appliqué la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone et les résultats obtenus portent une amélioration par rapport au régulateur PI. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette commande présente une forte robustesse vis-à-vis la perturbation de charge.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette mémoire, fait la synthèse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) alimentée en tension à base des systèmes flous type deux.

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

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

Dans le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux de la commande précédent à savoir la faible robustesse de la commande vectorielle, le troisième chapitre a été dédié à la commande de la MADA par la logique floue type 2. Les résultats de simulation obtenus mettent bien en évidence les performances de cette technique de commande, et ils ont montré la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateur PI.

A partir de la comparaison des résultats présentée au cours de ce travail, nous avons amenée à conclure que le régulateur flou type-2 est un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures.

Cependant, nous avons été contraints de laisser inachevés certains travaux qu'il serait intéressant de poursuivre :

- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, commande backstepping, commande hybride glissante-backstepping etc...
- Développement des algorithmes de commande par les techniques de l'intelligence artificielle.

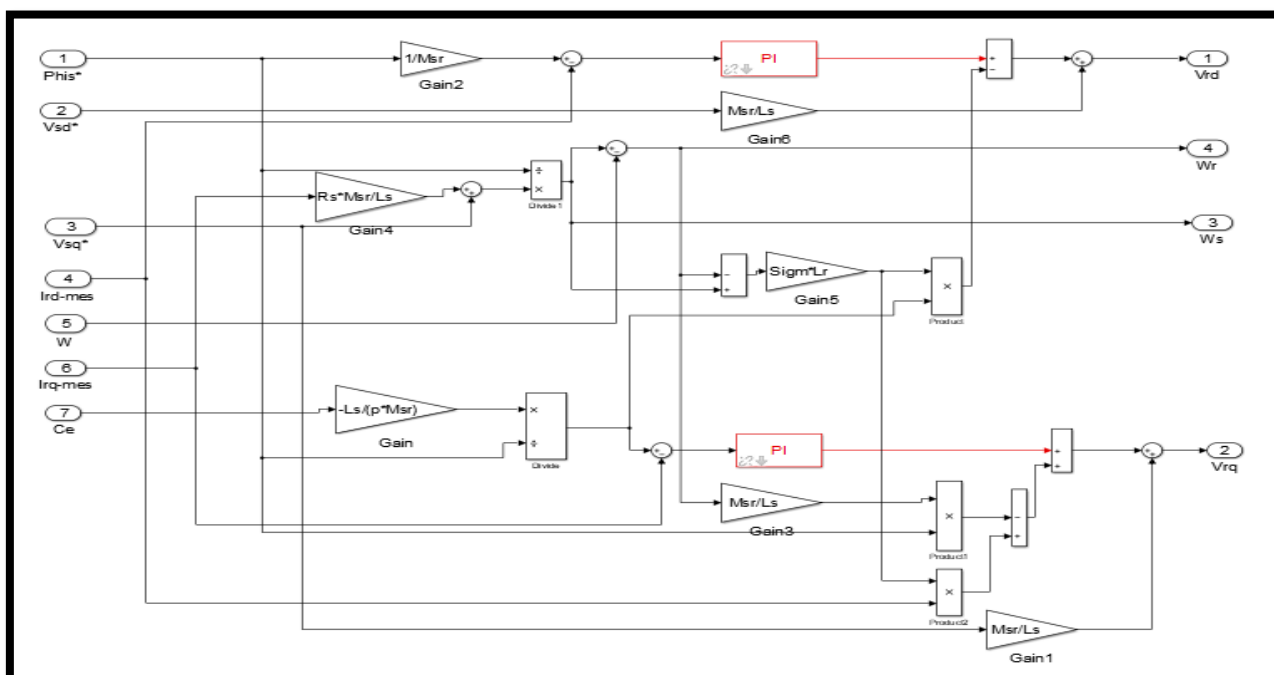
ANNEXE A

Paramètres de la MADA :

Puissance nominale	$P_n=1.5 \text{ KW}$
Tension d'alimentation	$V_{sn}=380 \text{ v}$
Fréquence d'alimentation	$f=50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$P=2$
Résistance d'une phase statorique	$R_s=1.75 \text{ } \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r=1.68 \text{ } \Omega$
Inductance d'une phase statorique	$L_s = 0.295 \text{ H}$
Inductance d'une phase rotorique	$L_r = 0.104 \text{ H}$
Inductance Mutuelle	$M_{sr}=0.165$
Moment d'inertie du rotor	$J=0.0426 \text{ kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$F=0.0027 \text{ N.m.s}^{-1}$

ANNEX B :

Le modèle de la commande vectorielle (au rotor) par orientation du flux statorique du MADA sous SIMULINK/MATLAB.



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **R. fares et D, Med.daoud**, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone Doublement alimentée (MADA) », Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2017.
- [2] **Y. Elbia**, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Batna, 2009.
- [3] **A. Mekideche**, « commande d'une machine asynchrone à double alimentation par logique floue », Université Sétif 1 Mémoire de Master en électrotechnique, 2013.
- [4] **L. Ibrahim**, « Commande par logique floue type-2-appliquée à la machine asynchrone » Université de MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA, 2016.
- [5] **A. Boyette**, « contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse de doctorat, université de Nancy, 2006.
- [6] **R. BILAL** Modélisation et commande floue d'une génératrice asynchrone à double alimentation « Application à l'énergie éolienne », mémoire de magister, université MOHAMED BOUDIAF – M'SILA, 2016.
- [7] **A. Tamarat**, « modélisation d'une chaîne de conversion basée sur une machine asynchrone à double alimentation » mémoire de magister, université de Biskra, 2009.
- [8] **A. Dendouga**, « Contrôle des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation (DFIM) », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [9] **J. B. Harris**, « Matrix converter technology in doubly fed induction generators for wind generators », Master of Engineering (Research) thesis, School of Electrical, Computer and Telecommunications Engineering - Faculty of Informatics, University of Wollongong, Australia, 2009.
- [10] **M. Rahimi**, « Improvement of energy conversion efficiency and damping of wind turbine response in grid connected DFIG based wind turbines », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 95, pp. 11-25, 2018.
- [11] **S. Khojet El Khil**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », thèses de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2006.
- [12] **Y. Djeriri**, « Commande vectorielle d'une MADA intégrée à un système éolien », Mémoire de Magister en Électrotechnique », Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbès, Algérie, 2009.
- [13] **A. Chaiba**, « commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [14] **M. ABANA**, « Commande d'une génératrice à double alimentation par la logique floue », mémoire de magister, université 8 Mai 1945 – Guelma, 02 /07 /2019.
- [15] **A. Mekideche**, « commande d'une machine asynchrone à double alimentation par logique floue », Université Sétif 1 Mémoire de Master en électrotechnique, 2013.
- [16] **R. Sadaoui**, « Analyse Et Commande De La Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire De Maîtrise En Génie Électrique L'université Du Québec À Trois-Rivières, 2017.
- [17] **A. Sid Ahmed El Mahdi**, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SIDI-BEL-ABBES, 2010.
- [18] **B. Rafik Et M, Abdelhalim**, « Commandes non linéaires d'une machine asynchrone double alimentation » Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen, 2016.
- [19] **E. Youcef**, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Mémoire de Magister en électrotechnique de l'université de Batna, 2009.
- [20] **M. Charane**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation avec régulateur flou », Thèse d'ingénieur d'état en Automatique, Université Mouhamed Boudiaf d'Oran, 2010.
- [21] **T. Belkacem**, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de magister en électrotechnique de l'université de Batna, 2010.

- [22] **Z. Abderrahim**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse de doctorat, Université De M'sila,2017.
- [23] **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.
- [24] **Y. Bekakra**, « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra.
- [25] **L. Benalia**. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [26] **H. Tamrabet**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister de l'université de Batna,2006.
- [27] **A. Nabil et B. Amine**, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme De Master, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes,2016.
- [28] **L Bilal**, « Commande vectorielle et transfert des puissances de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SKIKDA,2011.
- [29] **Emmanuel Gdoy**, 2014, Régulation industrielle «Outils de modélisation méthodes et Architecteurs de commande »,2eme EDITION.
- [30] **L.Zadeh**, « The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning», Information Sciences, Vol. 8, 1975, pp. 199-249.
- [31] **S . Barkati**, « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2008.
- [32] **D. Dubois and H. Prade**, « Operations on Fuzzy Numbers, Int. J. Systems Science », Vol. 9, 1978, pp. 613-626.
- [33] **Qilian Liang and Jerry M. Mendel**, « Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design », IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 8, No. 5, October 2000, pp. 535–550.
- [34] **P.-Z. Lin, C.-M. Lin, C.-F. Hsu and T.-T. Lee**, « Type-2 fuzzy controller design using a sliding-mode approach for application to DC–DC converters», Proceedings of IEE Electric Power Applications, Vol. 152, No. 6,November 2005, pp. 1482-1488.
- [35] **O. Hazil**. « Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DCDC en utilisant le formalisme LMI », Mémoire de Magister, Université de Constantine1,Algérie, 2013.
- [36] **K. Loukal et L. Benalia**. «Interval Type-2 Fuzzy Logic Control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM) », Advances in Fuzzy System journal, Vol.2016 (2016),Dec 2015.
- [37] **K. Chafaa**. « Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues», Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, 2006.
- [38] **A. Khemis**. « Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [39] **N. Ezziani**. « Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2010.
- [40] **K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed**. « Fuzzy modeling using Kalman Filter »,IET Control Theory& Applications, Vol.1,No.1,2007, pp. 58 – 64.
- [41] **P. Ioannou et J. Sun**. « Robust Adaptive Control ». Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.
- [42] **H. A. Hagrass**. «A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots », IEEE Trans. Fuzzy Syst, Vol. 12, No. 4, 2004, pp. 524-539.
- [43] **Q. Liang et J. M. Mendel**. « Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design », IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 8, No. 5, 2000, pp.535-550.

التحكم في الآلة اللامتزامنة مضاعفة التغذية بواسطة المنطق الغامض من النوع 2

ملخص:

تعرض المذكرة المقدمة لدراسة التحكم في سرعة الماكينة اللامتزامنة ثنائية التغذية بواسطة تقنية المنطق الغامض من النوع 2، حيث لفات الجزء المتحرك مغذات بواسطة مموج للتوتر متحكم فيه بواسطة تقنية تنظيم عرض الذبذبات السريعة المستقلة، أما لفات الجزء الثابت مغذات مباشرة بواسطة الشبكة الكهربائية.

بعد ان قمنا بنبذة حول الماكينة اللامتزامنة ثنائية التغذية وطرق استعمالها، قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للجملة ماكينة-موج التوتر وذلك لتسهيل التحكم الشعاعي في هذه الآلة بواسطة توجيه تدفق الجزء الثابت وذلك باستعمال ضابط تناسبي تكاملي بمبدأ كلاسيكي، وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي المؤقت وكذا في حال تغيرات في الماكينة، ولذلك لجأنا إلى استخدام تقنية المنطق الغامض من النوع 2 هذه الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة في التحكم في هذه الماكينة وقد عرضنا نتائجها لمقارنتها بتقنية التحكم الشعاعي.

كلمات مفتاحية:

الآلة اللامتزامنة ثنائية التغذية، التحكم الشعاعي، المنطق الغامض، ضابط تناسبي تكاملي.

Control of doubly fed induction machine (DFIM) using type-2 Fuzzy logic controller

Abstract:

This thesis presents a control of doubly fed-induction machine (DFIM) in stator flux oriented fuzzy logic control, the rotor windings is connected to an inverter voltage with pulse width modulation and the stator is self-powered from the mains. After presenting modeling sets Machine Converter, we discussed the Vector Control Equipment doubly-fed induction machine (DFIM) in stator flux orientation, we used a speed controller and a classical PI type-2 fuzzy logic controller, the results of simulations by Matlab/Simulink, robustness tests and were comparing them will be presented.

Keywords:

Double-fed induction machine (DFAM), Vector control, fuzzy logic.

La commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par logique floue type-2

Résumé :

Dans ce mémoire, on présente une étude de la commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par la logique floue type-2. Dont les enroulements rotorique sont reliés à un onduleur de tension à Modulation de largeur d'impulsion, et le stator est alimenté par le réseau.

Après avoir présenté l'état de l'art de la MADA et leurs applications, on a présenté la modélisation de l'ensemble MADA-Convertisseur, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique et on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique. Après l'utilisation de ce dernier on a remarqué des mauvaises performances dans le régime transitoire et dans le cas perturbations de charge de la machine. C'est pour ça qu'on a utilisé un régulateur floue type-2 pour améliorer les performances de la commande proposée. Les résultats de simulation par Matlab/Simulink et des tests de robustesses sont présentés.

Mots clés :

Machine asynchrone à double alimentation, MADA, commande vectorielle par orientation de flux statorique, régulateur PI, contrôleur floue.