



**Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur**

N° d'ordre 38/2020

## THESE DE DOCTORAT

Présentée par

**Mr : Najib EL OUANJLI**

Spécialité : Génie électrique

### Sujet de la thèse

**« Contributions à l'étude et l'amélioration des performances d'une MADA fonctionnant en mode moteur »**

Thèse présentée et soutenue le 25/09/2020 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Pr. KARIM Mohammed	PES	Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès	Président
Pr. EL AKKARY Ahmed	PH	Ecole Supérieure de Technologie de Salé	Rapporteur
Pr. EL MARKHI Hassan	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Rapporteur
Pr. MOKHTARI Omar	PES	Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda	Rapporteur
Pr. BOSSOUFI Badre	PH	Faculté des Sciences Dhar El Mahraz de Fès	Examineur
Pr. BOUCHNAIF Jamal	PH	Ecole Supérieure de Technologie d'Oujda	Examineur
Pr. DEROUICH Aziz	PH	Ecole Supérieure de Technologie de Fès	Directeurs de thèse
Pr. EL GHZIZAL Abdelaziz	PES	Ecole Supérieure de Technologie de Fès	

Laboratoire d'accueil : Technologies et Services Industriels (TSI).

Etablissement : Ecole Supérieure de Technologie de Fès.

# Dédicaces

---

*Je dédie ce modeste travail à :*

- ♥ *Mes chers parents.*
- ♥ *Mes chers frères et sœurs.*
- ♥ *Toute ma famille.*
- ♥ *Tous mes amis...*

# Remerciements

---

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué au sein du laboratoire « Technologies et Services Industriels (TSI) » à l'Ecole Supérieure de Technologie de Fès sous la direction du **Pr. Aziz DEROUICH** et du **Pr. Abdelaziz EL GHZIZAL**. Au terme d'un travail de plusieurs années de recherche, je tiens à remercier vivement et fortement tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce modeste travail.

Tout d'abord, je tiens à témoigner ma profonde et sincère reconnaissance à mes Directeurs de thèse, **Pr. Aziz DEROUICH** et **Pr. Abdelaziz EL GHZIZAL**, pour avoir accepté la direction scientifique de ces travaux de recherche, pour la confiance qu'ils ont eu en ma personne, pour les conseils scientifiques et les encouragements qu'ils m'ont prodigué tout au long de ce travail de thèse. J'apprécie de tout mon cœur leurs qualités humaines, et je les remercie également pour leur grande disponibilité et pour les moyens matériels qu'ils m'ont accordés afin que je puisse accomplir mon travail dans de bonnes conditions.

Je remercie sincèrement **Mr. Badre BOSSOUFI**, Professeur à la Faculté des sciences Dhar El Mahraz, pour ses nombreux conseils et son soutien tout au long de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude au **Pr. Mohammed KARIM** pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury qui va évaluer ce modeste travail.

J'exprime également toute ma gratitude et mes remerciements au **Pr. Omar MOKHTARI**, au **Pr. Hassan EL MARKHI** et au **Pr. Ahmed EL AKKARY** de m'avoir honoré en acceptant la charge d'être rapporteurs de cette thèse et en me faisant part de leurs remarques constructives.

De même j'adresse mes remerciements au **Pr. Jamal BOUCHNAIF** et au **Pr. Badre BOSSOUFI** de m'avoir honoré en acceptant d'être membres du jury afin d'examiner ce modeste travail.

Je tiens également à remercier toute l'équipe de département de génie électrique de l'Ecole Supérieure de Technologie de Oujda, et particulièrement **Pr. Jamal BOUCHNAIF**, **Pr. Elmostafa ZIANI** et **Pr. Smail ZOUGGAR** qui nous ont créé de meilleures conditions de travail et qui nous ont beaucoup aidé dans la réalisation du travail expérimental en laboratoire.

J'associe également à ce moment très particulier tous les chercheurs de l'équipe de recherche, mes proches, mes amis et collègues pour leurs encouragements et leurs soutiens aussi bien matériels que moraux. Je cite en particulier : mon ami et collègue **Mohammed TAOUSSI**, compagnon de route, avec qui je partage la passion et l'amour de la science, ainsi que des valeurs humaines.

# Résumé

---

Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution au développement et à l'implémentation des stratégies de commande évoluées de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), fonctionnant en mode moteur, dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à deux onduleurs de tension.

Dans un premier temps, une stratégie de contrôle par orientation du flux rotorique est adoptée pour un contrôle indépendant des flux et du couple électromagnétique du moteur en utilisant des contrôleurs classiques de type Proportionnel-Intégral (PI). Cependant, les résultats obtenus montrent que celle-ci reste sensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques de la machine. Pour cela, le contrôle direct du couple (DTC) est proposé pour assurer un contrôle robuste contre les différentes incertitudes et perturbations. Cette commande se base sur des simples régulateurs à hystérésis et des tables de commutation, mais présente des ondulations élevées au niveau des flux et du couple qui conduisent à un bruit acoustique et des vibrations mécaniques dégradant les performances du moteur.

Dans un deuxième temps et pour améliorer les performances de la DTC classique pour le moteur étudié, notamment la maîtrise de la fréquence de commutation et la minimisation des ondulations du couple et des flux, la commande DTC basée sur la logique floue de l'intelligence artificielle est également développée et implémentée. Ensuite, une analyse comparative entre cette dernière technique et la DTC classique est effectuée, mettant en exergue l'efficacité de l'approche d'amélioration proposée et par conséquent l'amélioration du fonctionnement du moteur asynchrone à double alimentation.

Enfin, une validation expérimentale de nos résultats de simulation est réalisée grâce au kit de prototypage des lois de commande à base de la carte dSPACE 1104.

## **Mots clés :**

- Moteur Asynchrone à Double Alimentation.
- Commande par orientation du flux.
- Commande directe du couple.
- Commande par logique floue.
- Onduleur.
- Carte dSPACE DS1104.

# Abstract

---

The work presented in this thesis aims at contributing to the development and implementation of advanced control strategies for the Doubly Fed Induction Machine (DFIM) operating in motor mode, whose stator and rotor windings are connected to two voltage inverters.

Firstly, a rotor field oriented control strategy is adopted for independent control of the flux and of the electromagnetic torque of the motor using conventional Proportional-Integral (PI) controllers. However, the results obtained show that it remains sensitive to external disturbances and parametric variations. For this, the direct torque control (DTC) is proposed to ensure robust control against the various uncertainties and disturbances. This control is based on simple hysteresis controllers and switch tables, but has high flux and torque ripples that lead to acoustic noise and mechanical vibrations that degrade motor performance.

Secondly, to improve the performance of the classic DTC for the motor studied in particular the control of the switching frequency and minimizing the torque and flux ripples, the fuzzy DTC control based on the fuzzy logic of artificial intelligence is also developed and implemented. Besides, a comparative analysis between the proposed technique and conventional DTC is also carried out. Furthermore, we highlight the effectiveness of the improved approach as well as the proper functioning of the doubly fed induction motor.

Finally, an experimental validation of our simulation results is carried out using the prototyping kit for control laws based on the dSPACE DS1104 controller board.

## **Key words:**

- Doubly Fed Induction Motor.
- Field oriented control.
- Direct torque control.
- Fuzzy logic control.
- Inverter
- dSPACE DS1104 controller board.

# Table des matières

---

<i>Introduction générale</i> .....	1
<i>Chapitre 1 : État de l'art de la machine à double alimentation</i> .....	5
1. Introduction .....	6
2. Description de la machine asynchrone à double alimentation .....	6
2.1. Présentation .....	6
2.2. Principe de fonctionnement .....	7
2.3. Modes de fonctionnement .....	8
2.4. Modes de variation de la vitesse .....	8
3. Avantages et inconvénients de la MADA .....	9
3.1. Avantages .....	9
3.2. Inconvénients .....	10
4. Domaines d'application de la MADA .....	10
4.1. Génération d'énergie .....	11
4.2. Applications en moteur de la MADA .....	11
5. Différents types d'alimentation de la MADA .....	11
5.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un convertisseur ...	11
5.2. Deuxième configuration : Rotor relié au réseau, stator alimenté par un convertisseur .....	12
5.3. Troisième configuration: les onduleurs du stator et du rotor sont alimentés à travers un redresseur commun .....	13
5.4. Quatrième configuration : le rotor et le stator sont alimentés par deux convertisseurs séparés .....	14
6. Stratégies de commande du moteur asynchrone à double alimentation .....	14
6.1. Commande scalaire .....	15
6.2. Commande vectorielle à flux orienté .....	16
6.3. Commande directe du couple .....	17
6.4. Commandes basées sur les approches de l'automatique .....	18
6.4.1. Commande par mode glissant .....	19
6.4.2. Commande Backstepping .....	19
6.4.3. Commande par linéarisation .....	20
6.4.3.1. Linéarisation dynamique par retour d'état .....	20
6.4.3.2. Linéarisation entrée-sortie .....	20

6.4.4. Commande prédictive .....	20
6.5. Commandes basées sur les approches de l'intelligence artificielle.....	22
6.5.1. Le réseau de neurone artificiel.....	22
6.5.2. La logique floue .....	23
6.5.3. L'algorithme Génétique.....	23
7. Conclusion.....	25
<i>Chapitre 2 : Modélisation et commande par orientation du flux rotorique de la MADA</i> .....	<i>27</i>
1. Introduction .....	28
2. Description du système .....	28
3. Modélisation de la MADA et de son système d'alimentation.....	29
3.1. Modélisation de la MADA .....	29
3.1.1. Modèle triphasé de la MADA.....	29
3.1.2. Modèle biphasé de la MADA .....	32
3.1.2.1. Modèle $(d,q)$ de la MADA .....	33
3.1.2.2. Modèle $(\alpha,\beta)$ de la MADA .....	35
3.2. Modélisation de la chaine d'alimentation de la MADA.....	36
3.2.1. Le redresseur.....	36
3.2.2. Le filtre passe bas .....	37
3.2.3. L'onduleur de tension.....	38
4. Commande par orientation du flux de la MADA.....	39
4.1. Principe de la commande par orientation du flux .....	39
4.2. Méthodes de la commande par orientation du flux .....	39
4.2.1. Méthode directe .....	40
4.2.2. Méthode indirecte .....	40
4.3. Choix d'orientation du flux .....	41
4.4. Application de la commande par orientation du flux rotorique à la MADA.....	42
4.4.1. Schéma de la commande IFOC appliquée au moteur asynchrone à double alimentation	44
4.4.2. Calcul des régulateurs.....	46
4.4.2.1. Régulateurs des courants .....	46
4.4.2.2. Régulateur du flux .....	47
4.4.2.3. Régulateur de vitesse.....	47
5. Résultats de simulation et interprétations.....	49
5.1. Fonctionnement à vitesse constante .....	49

5.2. Fonctionnement à vitesse variable.....	51
5.3. Test de Robustesse .....	54
6. Conclusion.....	55
<i>Chapitre 3 : Commande directe du couple du moteur asynchrone à double alimentation.....</i>	<i>57</i>
1. Introduction.....	58
2. Principe de la commande DTC .....	58
3. Représentation des tensions d'alimentation .....	59
4. Modèle de la MADA dédié à la commande directe du couple.....	60
5. Commande DTC du moteur asynchrone à double alimentation .....	61
5.1. Principe du contrôle des flux .....	61
5.2. Principe du contrôle du couple électromagnétique.....	63
5.3. Choix du vecteur de tension .....	64
5.4. Estimation des flux et du couple électromagnétique .....	66
5.4.1. Estimation des flux statoriques et rotoriques .....	66
5.4.2. Estimation du couple électromagnétique .....	67
5.5. Elaboration du vecteur de commande .....	68
5.5.1. Elaboration du contrôleur des flux.....	68
5.5.2. Elaboration du contrôleur du couple.....	69
5.5.3. Elaboration de la table de commutation.....	69
6. Schéma de la commande DTC appliqué au moteur asynchrone à double alimentation.....	70
7. Résultats de simulation.....	71
7.1. Fonctionnement à vitesse constante .....	71
7.2. Fonctionnement à vitesse variable.....	74
7.3. Test de robustesse.....	78
8. Comparaison entre les commandes FOC et DTC de la MADA.....	79
9. Conclusion.....	80
<i>Chapitre 4 : Commande floue directe du couple du moteur asynchrone à double alimentation .....</i>	<i>81</i>
1. Introduction .....	82
2. Principe et historique de la logique floue.....	82
3. Notions de base de la logique floue.....	83
3.1. Théorie des ensembles flous.....	83
3.2. Fonctions d'appartenance .....	85
3.3. Univers de discours .....	86

3.4. Opérateurs de la logique floue.....	87
3.5. Raisonnement en logique floue .....	88
4. Structure générale de la commande par logique floue .....	89
4.1. Interface de fuzzification .....	90
4.2. Base de connaissance et inférence floue.....	90
4.2.1. Base de connaissance.....	90
4.2.2. Inférence floue .....	91
4.3. Interface de défuzzification .....	93
5. Application de la logique floue au contrôle direct du couple de la MADA.....	94
5.1. Elaboration des tables de commutation à l'aide des contrôleurs flous .....	94
5.1.1. Étape de fuzzification .....	95
5.1.2. Règles de contrôle et mécanisme d'inférence.....	95
5.1.3. Étape de défuzzification.....	99
5.2. Régulation de la vitesse par un contrôleur flou .....	99
5.2.1. Structure du régulateur flou de vitesse.....	99
5.2.2. Conception d'un régulateur flou de vitesse .....	100
6. Schéma de la commande DTC floue appliquée au moteur asynchrone à double alimentation.....	101
7. Résultats de simulation.....	102
7.1. Fonctionnement à vitesse constante .....	102
7.2. Fonctionnement à vitesse variable.....	105
8. Etude comparative entre la commande DTC floue et DTC classique de la MADA .....	108
9. Conclusion.....	111
<i>Chapitre 5 : Validation des commandes FOC et DTC à l'aide de la carte dSPACE.....</i>	<i>113</i>
1. Introduction .....	114
2. Description du banc d'essai.....	114
3. Système de traitement numérique DSPACE DS1104.....	116
3.1. Présentation de la carte dSPACE DS1104.....	116
3.2. Présentation du logiciel ControlDesk .....	118
4. Vérification des stratégies de contrôle FOC et DTC.....	118
4.1. Résultats de l'implémentation de la commande par orientation du flux rotorique.....	121
4.1.1. Test du fonctionnement à vitesse constante.....	121
4.1.2. Test du fonctionnement à vitesse variable .....	123
4.2. Résultats de l'implémentation de la commande directe du couple.....	124

5. Conclusion.....	130
<i>Conclusion générale et perspectives</i> .....	131
<i>Bibliographies</i> .....	134
<i>Annexes</i> .....	141
<i>Production scientifique</i> .....	150

# Liste des figures

---

## Chapitre 1 :

Figure 1.1 : Stator et rotor de la machine asynchrone à rotor bobiné.....	7
Figure 1.2 : Symbole d'une machine asynchrone à double alimentation .....	7
Figure 1.3 : Schéma de la MADA associée à un seul convertisseur au rotor .....	12
Figure. 1.4 : Schéma de la MADA associée à un seul convertisseur au stator.....	13
Figure 1.5: Schéma de la MADA associée à deux onduleurs à travers un redresseur commun.....	13
Figure 1.6 : Schéma de la MADA associée à deux convertisseurs séparés.....	14
Figure 1.7: Classification des stratégies de commande du moteur asynchrone à double alimentation.....	15

## Chapitre 2 :

Figure 2.1 : Système d'alimentation d'un moteur asynchrone à double alimentation.....	28
Figure 2.2 : Représentation schématique d'un moteur asynchrone à double alimentation.....	29
Figure 2.3 : Circuit électrique équivalent de la MADA.....	30
Figure 2.4 : Position spatiale des différents référentiels.....	32
Figure 2.5 : Schéma du circuit électrique de la MADA dans le repère (d,q).....	34
Figure 2.6 : Schéma du circuit électrique de la MADA dans le repère ( $\alpha,\beta$ ).....	36
Figure 2.7 : Représentation du redresseur triphasé non commandé.....	37
Figure 2.8 : Circuit de filtrage de la tension redressée.....	37
Figure 2.9 : Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	38
Figure 2.10 : Bloc de défluxage.....	41
Figure 2.11 : Analogie entre la commande de la MADA et MCC.....	42
Figure 2.12 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct.....	42
Figure 2.13 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique.....	45
Figure 2.14 : Blocs de régulation des courants statoriques et rotoriques.....	45
Figure 2.15 : Schéma de régulation des courants statoriques.....	46
Figure 2.16 : Schéma de la régulation du flux rotorique.....	47
Figure 2.17 : Schéma de la régulation de vitesse.....	48
Figure 2.18 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante.....	50

Figure 2.19 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable.....	53
Figure 2.20 : Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de la résistance statorique et rotorique.....	54
Figure 2.21: Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de l'inductance statorique et rotorique.....	55

### Chapitre 3 :

Figure 3.1 : schéma de l'association de la MADA avec les onduleurs de tension.....	59
Figure 3.2 : Vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à deux niveaux.....	60
Figure 3.3 : Evolution du vecteur de flux dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....	62
Figure 3.4 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension....	64
Figure 3.5 : Choix du vecteur de tension.....	65
Figure 3.6: Schéma de l'estimation du couple et des flux.....	67
Figure 3.7 : Trajectoire du flux.....	68
Figure 3.8 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux du flux.....	69
Figure 3.9 : Contrôleur à hystérésis à trois niveaux du couple électromagnétique.....	69
Figure 3.10 : Structure générale de la commande directe du couple appliquée à la MADA...	70
Figure 3.11 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante.....	73
Figure 3.12 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable.....	77
Figure 3.13 : Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de la résistance statorique et rotorique.....	78
Figure 3.14 : Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de l'inductance statorique et rotorique.....	78

### Chapitre 4 :

Figure 4.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	83
Figure 4.2 : Fonction caractéristique de l'ensemble précis température chaude.....	85
Figure 4.3 : Classification d'un liquide en trois ensembles flous.....	85
Figure 4.4 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	86
Figure 4.5 : Fonction d'appartenance singleton.....	86
Figure 4.6 : Union des ensembles flous A et B pour la variable linguistique $x$ .....	87
Figure 4.7 : Intersection des ensembles flous A et B pour la variable linguistique $x$ .....	87
Figure 4.8 : Complémentation de l'ensemble flou A.....	88
Figure 4.9 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.....	89

Figure 4.10 : Exemple de fuzzification.....	90
Figure 4.11 : Méthode de défuzzification par valeur maximale.....	93
Figure 4.12 : Méthode de défuzzification par centre de gravité.....	94
Figure 4.13 : Analogie entre la table de commutation classique et la table de commutation floue.....	95
Figure 4.14 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du flux.....	96
Figure 4.15 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple.....	96
Figure 4.16 : Fonctions d'appartenance de la position du vecteur de flux.....	97
Figure 4.17 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie.....	97
Figure 4.18 : Structure interne du contrôleur flou.....	98
Figure 4.19 : Structure du régulateur flou de vitesse.....	99
Figure 4.20 : Structure interne du régulateur flou de vitesse.....	100
Figure 4.21: Structure générale de la commande directe du couple flou appliquée à la MADA.....	102
Figure 4.22 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante....	104
Figure 4.23 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable.....	107
Figure 4.24 : Vitesse de rotation.....	109
Figure 4.25: Couple électromagnétique.....	109
Figure 4.26 : Flux statorique et rotorique par : (a) DTC classique (b) DTC Floue.....	109
Figure 4.27 : Evolution du flux statorique et rotorique par: (a) DTC classique (b) DTC Floue.....	109
Figure 4.28 : Analyse spectrale du courant statorique par: (a) DTC classique (b) DTC flou.	110
Figure 4.29 : Analyse spectrale du courant rotorique par: (a) DTC classique (b) DTC flou..	110
Figure 4.30 : Etats de commutation : (a) DTC classique (b) DTC flou.....	111

### Chapitre 5 :

Figure 5.1 : Schéma fonctionnel du banc d'essai.....	115
Figure 5.2 : La carte DS1104 R&D.....	116
Figure 5.3 : Panneau de connexion de la carte dSPACE DS1104.....	117
Figure 5.4 : configuration de test d'implémentation.....	118
Figure 5.5 : Fenêtre pour la configuration des paramètres sur le solver.....	119
Figure 5.6 : Fenêtre pour la configuration des paramètres sur RTW.....	120
Figure 5.7: Etapes de l'implémentation des algorithmes de contrôle.....	120
Figure 5.8 : Eléments du système de vérification.....	121

Figure 5.9 : Résultats de l'implémentation de la commande FOC pour le test du fonctionnement à vitesse constante.....	122
Figure 5.10 : Résultats de l'implémentation de la commande FOC pour le test du fonctionnement à vitesse variable.....	124
Figure 5.11 : Résultats de l'implémentation de la commande DTC à partir de l'interface ControlDesk.....	127
Figure 5.12 : Courants de phase statorique et rotorique.....	128
Figure 5.13 : Tensions simples statoriques et rotoriques.....	129
Figure 5.14 : Signaux de commutation.....	129

# Liste des tableaux

---

## Chapitre 1 :

Tableau 1.1 : Points forts et les limites des différentes stratégies de commande.....25

## Chapitre 2 :

Tableau 2.1 : Les courants de référence.....44

## Chapitre 3 :

Tableau 3.1 : choix du vecteur de tension.....65

Tableau 3.2 : table de commutation.....70

Tableau 3.3 : Largeurs des bandes d'hystérésis.....71

Tableau 3.4 : Synthèse de comparaison entre les commandes FOC et DTC.....79

## Chapitre 4 :

Tableau 4.1 : Matrice d'inférence.....91

Tableau 4.2 : Méthodes usuelles de l'inférence floue.....92

Tableau 4.3 : Table de commutation floue.....98

Tableau 4.4 : Résultats de comparaison entre la commande DTC classique et DTC floue...111

# Glossaire

---

## Nomenclature :

$(A,B,C)$ ou $(S_A, S_B, S_C)$	: Système d'axes au stator
$(a,b,c)$ ou $(r_a, r_b, r_c)$	: Système d'axes au rotor
$(d,q,0)$	: Système d'axes dans le référentiel de Park
$(\alpha,\beta)$	: Système d'axes dans le référentiel de Concordia
$f_r$ et $f_s$	: Fréquence au rotor et au stator
$\Omega_s$ et $\Omega_r$	: Vitesse de synchronisme et vitesse de glissement
$\Omega$ ou $\Omega_m$	: Vitesse de rotation du rotor (vitesse mécanique)
$\Omega_n$	: Vitesse de rotation nominale
$\omega_s$ et $\omega_r$	: Pulsations statoriques et rotoriques
$\omega_m$	: Vitesse mécanique ramenée en grandeur électrique du rotor
$p$	: Nombre de paires de pôles de la machine
$g$	: Glissement
$R_s$ et $R_r$	: Résistance d'une phase statorique et rotorique
$L_r$ et $L_s$	: Inductance cyclique propre au stator et au rotor
$L_{\sigma s}$ et $L_{\sigma r}$	: Inductance propre au stator et au rotor
$M_{sr}=M_{rs}=M$	: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$\eta$	: Rendement
$\sigma$	: Coefficient de dispersion
$j$	: Moment d'inertie
$f$	: Frottement total de la machine et de la charge
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple de charge
$P_{em}$	: Puissance électromagnétique
$Q_r$	: Puissance réactive
$v_{s(a,b,c)}$ et $v_{r(A,B,C)}$	: Tensions statoriques et rotoriques triphasés
$i_{s(a,b,c)}$ et $i_{r(A,B,C)}$	: Courants statoriques et rotoriques triphasés
$\psi_{r(a,b,c)}$ et $\psi_{s(A,B,C)}$	: Flux statoriques et rotoriques
$(v_{sd}, v_{sq})$ et $(v_{rd}, v_{rq})$	: Tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel de Park
$(i_{sd}, i_{sq})$ et $(i_{rd}, i_{rq})$	: Courants statoriques et rotoriques dans le référentiel de Park
$(\psi_{sd}, \psi_{sq})$ et $(\psi_{rd}, \psi_{rq})$	: Flux magnétiques statoriques et rotoriques dans le référentiel de Park

$(v_{\alpha}, v_{\beta})$ et $(v_{r\alpha}, v_{r\beta})$	: Tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel de Concordia
$(i_{\alpha}, i_{\beta})$ et $(i_{r\alpha}, i_{r\beta})$	: Courants statoriques et rotoriques dans le référentiel de Concordia
$(\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta})$ et $(\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta})$	: Flux statoriques et rotoriques dans le référentiel de Concordia
$\psi_s$ et $\psi_r$	: Module du flux statorique et du flux rotorique
$\psi_e$	: Flux d'entrefer
$\gamma$	: Écart angulaire entre les flux statoriques et rotoriques
$\psi_{rn}$	: Flux rotorique nominal
$V_{DC}$	: Tension du bus continu
$u_d$	: Tension redressée
$u_f$	: Tension filtrée
$(S_a, S_b, S_c)$	: Etats de commutation (signaux de commande)
$S_i$	: Numéro de secteur i
$\omega_c$	: Pulsation de coupure
$f_c$	: Fréquence de coupure
$\theta$	: Angle entre un enroulement rotorique et statorique
$\theta_r, \theta_s$	: Angle entre la phase A du rotor (respectivement stator) et l'axe d
$[P(\theta)]$	: Matrice de transformation de Parck
$T_s$ et $T_r$	: Constante de temps statorique et rotorique
$t_r$	: Temps de réponse
$\zeta$	: Coefficient d'amortissement
$\omega_0$	: Pulsation propre
$K_i$	: Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI
$K_p$	: Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur PI
$s$	: Opérateur de Laplace
$\varepsilon(A)$	: Erreur du grandeur A
$A_{réf}$	: Valeur de référence de la variable A
$\hat{A}$	: Valeur estimée de la variable A
$\Delta\psi$ et $\Delta C_{em}$	: Largeur des bande d'hystérésis du flux et du couple électromagnétique
$T_e$	: Période d'échantillonnage
$F_c$	: Fréquence de commutation
$\mu_A(x)$	: Fonction d'appartenance de l'ensemble flou A

**Abréviations :**

CA	: Courant Alternatif
CAN	: Convertisseur Analogique Numérique
CS	: Contrôle Scalaire
CMOS	: Complementary Metal-Oxide Semi-conducteur
DFOC	: Direct Field Oriented Control
DSP	: Digital Signal Processor
DTC	: Direct Torque Control
FOC	: Field Oriented Control
FPGA	: Field Programmable Gate Array
AG	: Algorithme Génétique
IFOC	: Indirect Field Oriented Control
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
MAS	: Machine Asynchrone
MCC	: Machine à Courant Continu
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
MOS	: Metal-Oxide Semi-conducteur
MOSFET	: Metal-Oxyde-Semiconductor Field-Effect-Transistor
MPC	: Model Predictive Control
MS	: Machine Synchrone
PI	: Proportionnel-Intégral
RNA	: Réseau de Neurone Artificiel
SVM	: Space Vector Modulation
SMC	: Sliding Mode Control
THD	: Total Harmonique Distortion
TTL	: Transistor-Transistor Logic
DAC – CNA	: Digital to Analog Converter - Convertisseur Numérique Analogique
ADC – CAN	: Analog to Digital Converter - Convertisseur Analogique Numérique

# *Introduction générale*

# Introduction générale

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est une machine à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont connectés à deux sources électriques. Grâce à sa robustesse, sa haute efficacité, sa fiabilité et sa longévité, cette machine est largement utilisée dans plusieurs applications industrielles à vitesse variable, soit dans le domaine de la production d'énergie électrique (énergie éolienne et hydroélectrique), ou soit en fonctionnement moteur pour certaines applications (le laminage, la propulsion maritime, la traction ferroviaire, etc.).

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la MADA. Cet intérêt est dû à l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par deux convertisseurs, l'un au niveau du stator et l'autre au niveau du rotor et par conséquent un élargissement de la plage de vitesse de fonctionnement (hypo-synchrone, hyper-synchrone).

Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénient, le comportement dynamique de la MADA est souvent très complexe, vu que sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaires, fortement couplé et multivariable. De plus, certaines de ses variables d'état, notamment les flux ne sont pas mesurables. Ces contraintes exigent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler le couple et les flux de cette machine. Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles se sont intéressé à l'élaboration de commandes performantes, efficaces et robustes de la MADA.

Dans cette optique, la commande vectorielle à flux orienté (FOC) a été développée pour assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la MADA [Drid, 2004]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse rapide du couple et une efficacité de variation de vitesse et du couple dans une large plage. Mais, cette commande présente une forte sensibilité face aux variations paramétriques de la machine, notamment à celle des résistances internes dont leurs valeurs changent considérablement avec la température. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande FOC et les paramètres réels de la machine se traduit par des erreurs du flux et du couple, ce qui entraîne une augmentation des pertes dans la machine, une diminution de ses performances et éventuellement une instabilité de fonctionnement.

Plusieurs stratégies de contrôle ont été développées pour surmonter certains désavantages de la commande par orientation du flux, notamment le contrôle par linéarisation entrées/sorties, le contrôle par mode glissant, le contrôle backstepping, le contrôle direct de couple, etc. [Debbou, 2014] [Taoussi, 2016]. Ce dernier contrôle est largement développé dans le cadre de nos travaux de recherche.

Le contrôle direct de couple (DTC) est réalisé par TAKAHASHI [Takahashi, 1986], au milieu des années 1980. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et de deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du couple électromagnétique et du flux de la machine.

L'application de cette stratégie de contrôle à la MADA offre des performances dynamiques remarquables et une robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent : d'une part, la fréquence de commutation est fortement variable suite à l'utilisation des contrôleurs à hystérésis et d'autre part, les ondulations du couple et des flux sont importantes. Ces ondulations engendrent des bruits et des vibrations causant une dégradation de la durée de vie de la machine.

Améliorer ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Cette amélioration consiste en un compromis entre la performance et la robustesse d'un côté et la simplicité et le coût d'un autre côté. Ainsi, les commandes intelligentes apparues ces dernières années permettant de reproduire le raisonnement humain et qui sont basées sur la logique floue, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones occupent actuellement une place importante dans le domaine des commandes des machines.

Notre travail consiste à proposer des contributions à l'amélioration de la performance et la robustesse de la commande d'un moteur asynchrone à double alimentation en intégrant le concept de la logique floue dans la commande DTC classique. Pour cela, Nous proposons une stratégie de contrôle floue de DTC sans utilisation des contrôleurs à hystérésis, afin d'obtenir une table de commutation floue permettant de choisir la meilleure séquence du vecteur de tensions à appliquer à l'onduleur, tout en respectant les contraintes sur les flux et le couple électromagnétique.

Les objectifs de cette thèse sont principalement liés à la commande de la MADA fonctionnant en mode moteur dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à deux onduleurs de tension. Nous pouvons résumer ces objectifs comme suit :

- Application de la loi de commande par orientation du flux rotorique basée sur les régulateurs PI, dans le but d'évaluer les performances du moteur en termes de poursuite, de régulation et de robustesse vis à vis les variations des paramètres internes et des perturbations externes.
- Développement et implémentation du contrôle DTC pour résoudre les problèmes de la robustesse qui sont dus à la variation du couple de la charge et la variation des paramètres du moteur.
- Amélioration des performances du contrôle DTC classique de la MADA en utilisant la commande par logique floue pour minimiser les ondulations du couple et de maîtriser la fréquence de commutation.
- Evaluation et comparaison des performances de la commande DTC floue avec celles de la DTC classique et mettre en exergue les avantages de l'approche d'amélioration proposée.
- Validation expérimentale des résultats théoriques des stratégies de contrôle FOC et DTC à l'aide du kit de prototypage des lois de commandes à base de la carte dSPACE DS1104.

En plus de l'introduction et d'une conclusion qui résume les principaux résultats obtenus, ce mémoire de thèse est organisé en cinq chapitres:

Le premier chapitre présente un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, ses différentes configurations d'alimentation et les stratégies de commande appliquées à cette machine.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation et la commande vectorielle de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension. Nous étudions la méthode d'orientation du flux rotorique. Les performances et la robustesse de cette commande sont montrées par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande directe du couple de la MADA. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage des flux et du couple électromagnétique, la structure générale avec deux tables de commutation et nous présentons des résultats de simulation montrant les avantages et les inconvénients de cette structure de contrôle.

Le quatrième chapitre s'intéresse au développement d'une technique basée sur la logique floue pour améliorer les performances du contrôle DTC conventionnel. Cette technique consiste à remplacer le régulateur PI de vitesse et la table de commutation appliquée dans la commande DTC classique du moteur asynchrone à double alimentation par

des contrôleurs flous. Une étude comparative entre les résultats de simulation de la commande DTC floue et la commande DTC conventionnelle est présentée et analysée.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons une validation des algorithmes développés en utilisant le système de développement numérique dSPACE DS1104.

*État de l'art de la machine à  
double alimentation*

## 1. Introduction

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses recherches pour diverses applications : soit en fonctionnement génératrice pour les domaines d'énergie renouvelable [Djeriri, 2015] [Asha, 2016] ou en mode moteur pour certaines applications industrielles [Bonnet, 2008] [Vidal, 2004]. Afin de situer nos travaux dans le domaine de développement des stratégies de commande pour les machines électriques, un état de l'art sur la MADA et ses différentes techniques de contrôle est présenté en traitant un ensemble de publications que nous avons jugées intéressantes.

Au début, nous commençons par une présentation de la MADA, ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients. Ensuite, nous présentons les différents types d'associations machine-convertisseurs utilisées pour cette machine. Enfin, une synthèse des différentes stratégies de commande développées pour la MADA est réalisée.

## 2. Description de la machine asynchrone à double alimentation

### 2.1. Présentation

La Machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à deux sources électriques [Bonnet, 2008]. Elle se compose principalement de deux parties, un stator (partie fixe) identique à celui d'une machine asynchrone à cage, il est réalisé d'un empilage de tôles ferromagnétiques présentant des encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé présentant un nombre de paires de pôles  $p$ , ainsi qu'un rotor (partie mobile) de type bobiné, il est lui aussi composé d'un empilage de tôles et présente un bobinage triphasé de  $p$  paires de pôles, comme le montre la figure (1.1). Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et séparé du stator par un entrefer. En principe, les composants statoriques et rotoriques sont constitués des trois enroulements identiques couplés en triangle ou en étoile. La seule différence est que ceux du rotor sont reliés à des bagues sur lesquelles glissent les balais. Les trois enroulements ( $A, B, C$ ) du stator sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre. Il faut souligner que les courants du stator et du rotor ont des fréquences différentes. La fréquence du stator ( $f_s$ ) est fixe si le stator est directement connecté au réseau, alors que la fréquence des courants du rotor est variable ( $f_r$ ) et dépend de la vitesse de rotation de la machine.

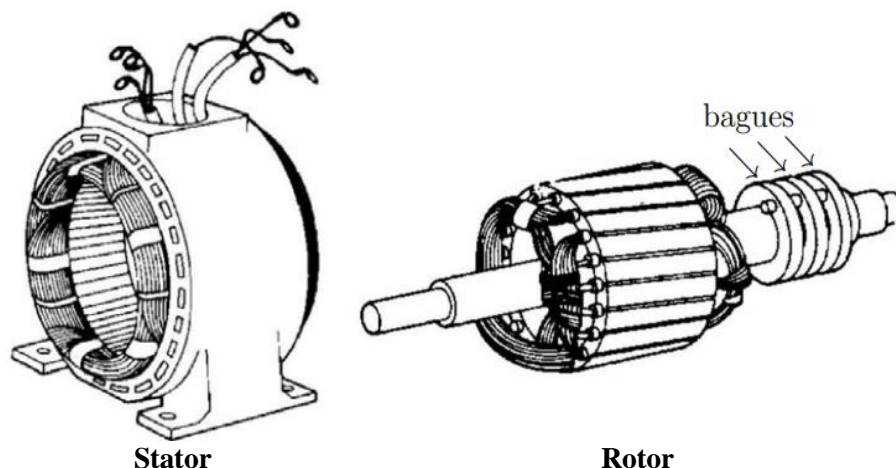


Figure 1.1 : Stator et rotor de la machine asynchrone à rotor bobiné [Bonnet, 2008]

Cette machine est aussi qualifiée de **machine généralisée**. En effet, en fonction de son alimentation électrique, son fonctionnement peut s'apparenter à un fonctionnement d'autres machines usuelles, tels que :

- Si les enroulements rotoriques de la MADA sont court-circuités, son fonctionnement s'apparente alors à celui d'une machine asynchrone à rotor court-circuité.
- Si le rotor de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement est du même type que celui d'une machine synchrone à inducteur bobiné (à pôles lisses).
- Si on considère que le stator de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement peut s'apparenter au fonctionnement d'une machine à courant continu dont le collecteur mécanique serait remplacé par un collecteur électronique.

Le schéma de la figure (1.2) représente le symbole d'une MADA.

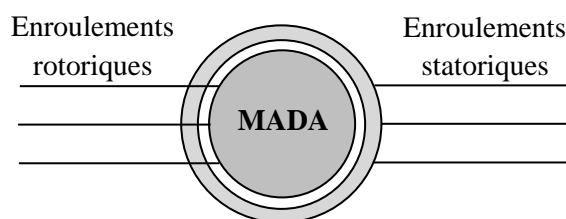


Figure 1.2 : Symbole d'une machine asynchrone à double alimentation

## 2.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la MADA repose sur la théorie du champ tournant. Le système de tensions triphasées de fréquence  $f_s$  appliquées au stator d'un moteur ayant  $p$  paires de pôles, génère dans le stator une force magnétomotrice  $F_s$  de vitesse de synchronisme  $\Omega_s = \omega_s / p = 2\pi f_s / p$  en (rad/s). Le rotor quant à lui est alimenté par une source triphasée de fréquence  $f_r$  et qui génère une force magnétomotrice  $F_r$  de vitesse  $\Omega_r = \omega_r / p = 2\pi f_r / p$  en (rad/s).

La pulsation des courants induits  $\omega_r$  au rotor est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m \quad (1.1)$$

Avec  $\omega_m$  est la pulsation électrique du rotor en (rad/s).

Le terme couramment utilisé pour définir la relation entre la vitesse de synchronisme et la vitesse de rotation est le glissement avec :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Selon le signe de glissement, la MADA traduit un fonctionnement en hypo ou hyper synchrone [Bennani, 2011].

D'après l'équation (1.1) et (1.2), la fréquence des courants rotoriques peut être déterminée par la relation suivante :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \Leftrightarrow f_r = g \cdot f_s \quad (1.3)$$

### 2.3. Modes de fonctionnement

Selon la différence entre  $\Omega_s$  et  $\Omega_m$ , dans l'équation (1.2), nous pouvons distinguer trois modes de fonctionnement de cette machine.

- Si ( $\Omega_s = \Omega_m$ ;  $g = 0$ ), le rotor tourne à la même vitesse que celle du champ statorique, il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor et par conséquent, aucun couple n'est produit, c'est le mode synchrone.
- Si ( $\Omega_s > \Omega_m$ ;  $g > 0$ ), le champ tournant du rotor tourne dans le même sens de rotation que celui du stator et le rotor tourne moins vite que le champ tournant statorique. Dans ce cas, la MADA fonctionne en régime hypo-synchrone.
- Si ( $\Omega_m > \Omega_s$ ;  $g < 0$ ), le champ tournant du rotor tourne dans le sens contraire du sens de rotation que du stator et le rotor tourne plus vite que le champ tournant du stator. Dans ce cas, la MADA fonctionne en régime hyper-synchrone.

La possibilité de fonctionner en hyper ou en hypo-synchrone, aussi bien en moteur qu'en génératrice est obtenue par la commande de l'amplitude et la phase des tensions rotoriques, celles-ci permettant de contrôler le champ magnétique à l'intérieur de la machine.

### 2.4. Modes de variation de la vitesse

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile parce que ces moteurs sont déjà pré-régulés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est

possible d'agir et de modifier la vitesse. Généralement, pour faire varier la vitesse de rotation du moteur, trois actions sont possibles :

○ **Action sur le nombre de paires de pôles :**

C'est un mode constructif par action sur le nombre de pôles appelé variation par couplage de pôles. Cette technique de bobinage consistant à varier la vitesse de rotation par le couplage d'enroulements. Mais, cette méthode donne une variation discontinue de la vitesse, il n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

○ **Action sur le glissement :**

Techniquement, pour les moteurs à rotor bobiné, pour faire varier la vitesse de rotation en modifiant la résistance rotorique, cette modification agit sur le glissement et conserve un couple maximal constant, mais avec un rendement déplorable ( $\eta=(1-g)$ ) et un échauffement du moteur.

○ **Action sur la fréquence d'alimentation :**

Pour faire varier la vitesse de rotation de la MADA, lorsqu'on utilise cette méthode, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation en utilisant des convertisseurs (onduleurs de courant, onduleurs de tension ou des cyclo-convertisseurs).

### **3. Avantages et inconvénients de la MADA**

Nous introduisons brièvement dans cette section les principaux avantages et inconvénients de la MADA lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables :

#### **3.1. Avantages**

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [Bonnet, 2008] [Djeriri, 2015] :

- La MADA est une machine généralisée, parce qu'elle permet d'assurer tous les fonctionnements des autres machines alternatives. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone (à rotor court-circuité) en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs.
- En comparaison avec autres machines, la MADA permet d'avoir une plage de variation vitesse de rotation de  $\pm 30\%$  autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application des commandes modernes permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.

- Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un des deux onduleurs tombe en panne.
- L'accessibilité au rotor et au stator, contrairement à la machine à cage, offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du couple électromagnétique et du flux, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances.
- En mode génératrice, l'alimentation des enroulements rotoriques de la MADA par un convertisseur à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées (>1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage.
- La structure d'alimentation de la MADA par deux convertisseurs assure un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le rotor et le stator, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine.

### **3.2. Inconvénients**

Malgré ces avantages, la MADA présente aussi des inconvénients tels que [Zemmit1, 2017] :

- La MADA est une machine asynchrone, donc le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui rend sa commande très complexe.
- La MADA est plus volumineuse qu'une machine à cage de puissance équivalente. Elle est plus longue à cause des balais.
- Elle utilise un nombre des convertisseurs (deux onduleurs et deux redresseurs ou deux onduleurs et un redresseur) plus importants que la machine à cage (un onduleur et un redresseur). L'augmentation du nombre de convertisseurs augmente également le prix.

### **4. Domaines d'application de la MADA**

Grâce à ses nombreux avantages, la MADA occupe une large place dans les applications industrielles. Elle peut être utilisée dans des applications avec une vitesse variable ou constante. La description suivante a pour but est de dresser une classification non exhaustive des domaines d'utilisation de cette machine.

#### **4.1. Génération d'énergie**

La MADA est très utilisée en mode générateur dans le domaine d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens et les systèmes hydrauliques [Djeriri, 2015] [Asha, 2016]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la machine comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que :

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

#### **4.2. Applications en moteur de la MADA**

La MADA, fonctionnant en mode moteur, peut être utilisée également dans d'autres applications importantes, telle que [Babouri, 2013] [Bochkarev, 2015] :

- La traction électrique, notamment des applications de type propulsion maritime ou transport urbain;
- La métallurgie (laminoirs) avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines;
- Les applications de levage, les ascenseurs, les monte-charges...
- l'entraînement des pompes d'eau, etc.

### **5. Différents types d'alimentation de la MADA**

Grâce à sa double alimentation, la MADA offre plusieurs possibilités de configuration de l'association machine-convertisseur. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de cette machine. D'après la littérature, nous pouvons distinguer les configurations suivantes :

#### **5.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un convertisseur**

Dans cette configuration, le stator de la MADA est relié au réseau, tandis que le rotor est alimenté à travers un système de conversion AC/AC qui comporte un redresseur, un filtre et un onduleur ou un cycloconvertisseur [Chaiba, 2010]. La MADA dans ce cas peut fonctionner en mode générateur ou moteur, mais l'application la plus répandue est l'utilisation

dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques à vitesse variable.

La figure (1.3) présente le schéma de principe de cette configuration d'alimentation de la MADA pour les deux modes de fonctionnement.

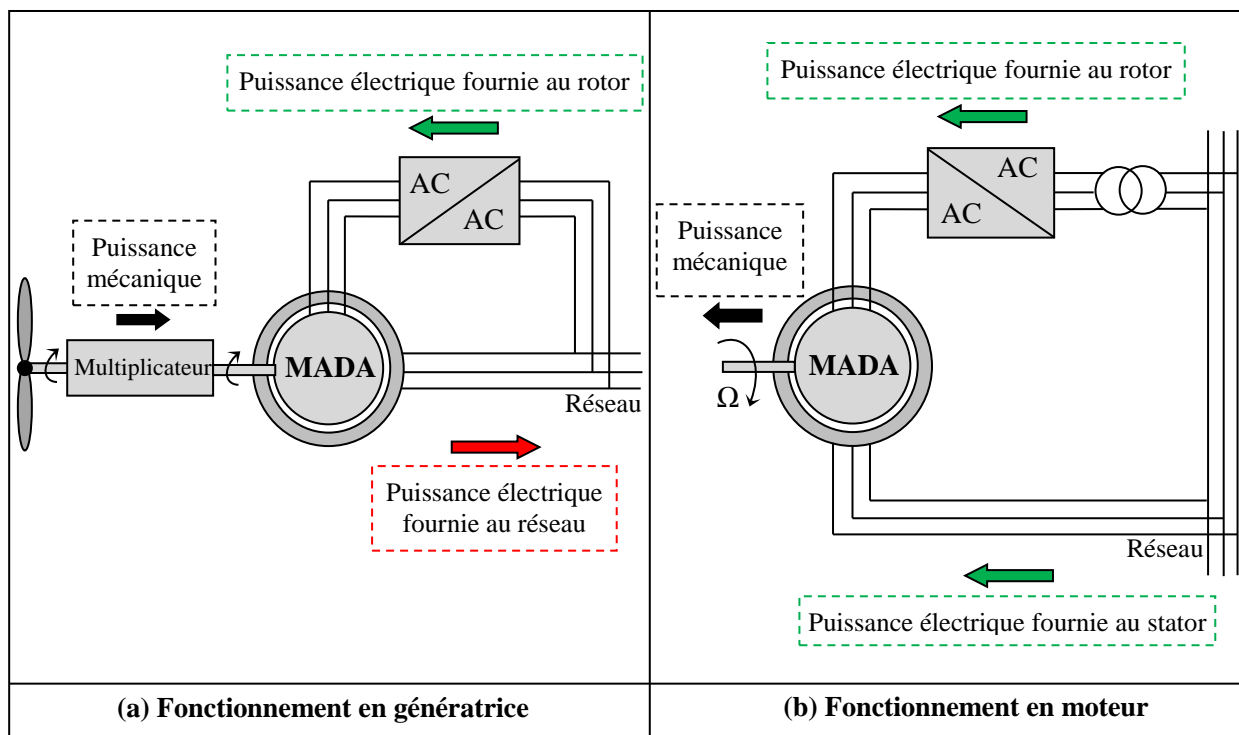


Figure 1.3 : Schéma de la MADA associée à un seul convertisseur au rotor

En mode génératrice, cette configuration permet de fournir une tension et une fréquence constantes même lors d'une variation de vitesse. Dans ce cas, une grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale est fournie par le rotor à travers le convertisseur de puissance. Ceci permet d'utiliser des convertisseurs moins encombrants et moins coûteux.

## 5.2. Deuxième configuration : Rotor relié au réseau, stator alimenté par un convertisseur

Dans cette configuration, le rotor de la MADA est alimenté par un réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le stator est alimenté à travers un convertisseur AC/AC composé de l'association d'un convertisseur AC/DC et un convertisseur DC/AC [Chaiba,2010]. La figure (1.4) illustre le schéma de principe de ce type d'alimentation.

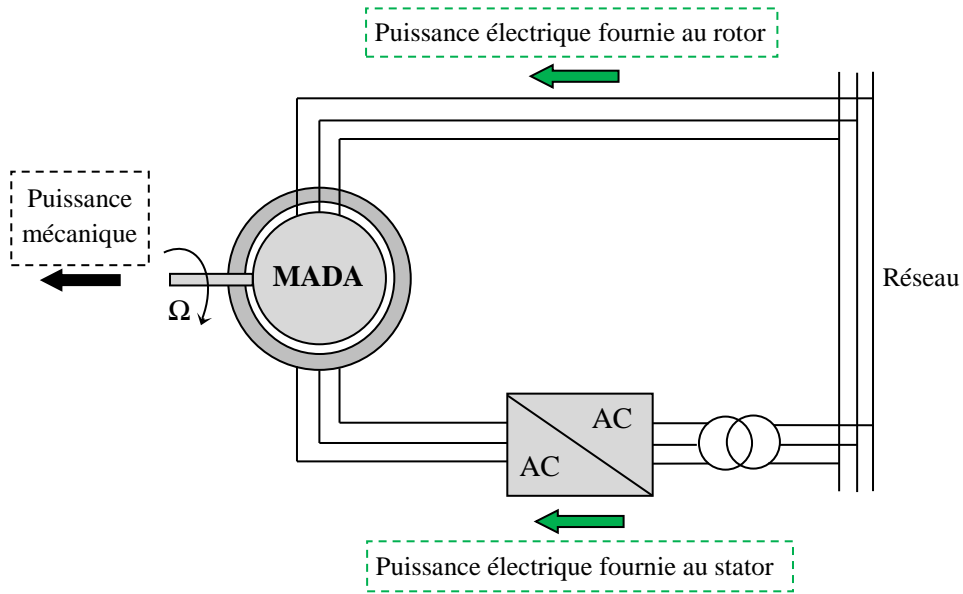


Figure 1.4 : Schéma de la MADA associée à un seul convertisseur au stator

### 5.3. Troisième configuration : les onduleurs du stator et du rotor sont alimentés à travers un redresseur commun

Cette structure consiste à alimenter la MADA par deux onduleurs de tension, l'un au rotor et l'autre au stator. Ces onduleurs sont associés à un seul redresseur. Généralement, cette configuration est utilisée dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique [Vidal, 2004]. Le schéma de ce type d'alimentation est représenté par la figure (1.5) suivante :

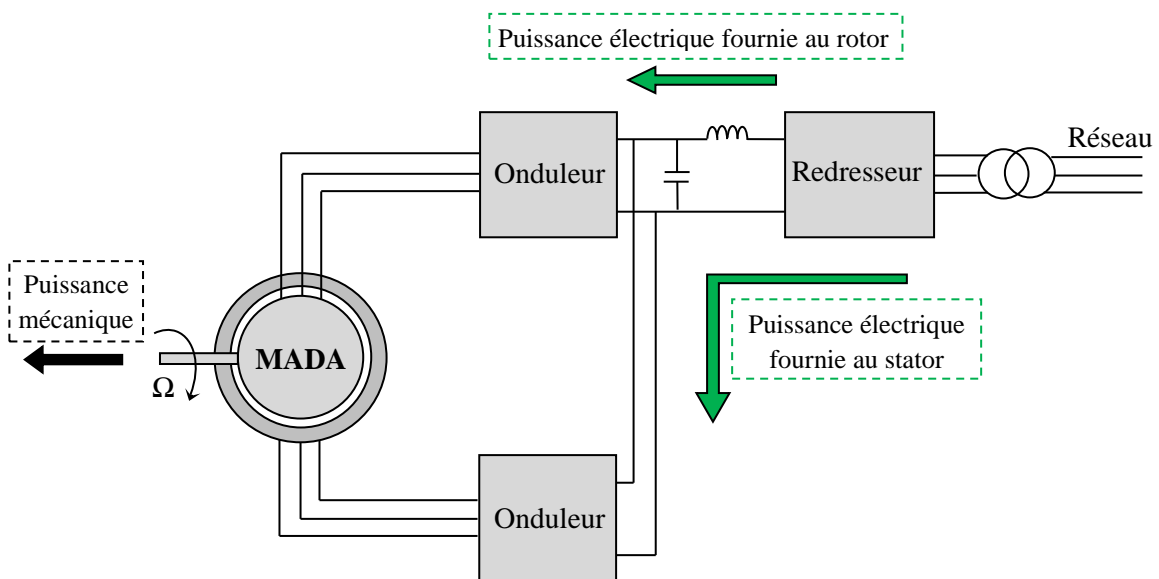


Figure 1.5 : Schéma de la MADA associée à deux onduleurs à travers un redresseur commun

#### 5.4. Quatrième configuration : le rotor et le stator sont alimentés par deux convertisseurs séparés

Cette configuration est analogue à la précédente, sauf que chaque onduleur de tension est alimenté par son propre redresseur. Cette structure d'alimentation est illustrée par la figure (1.6) :

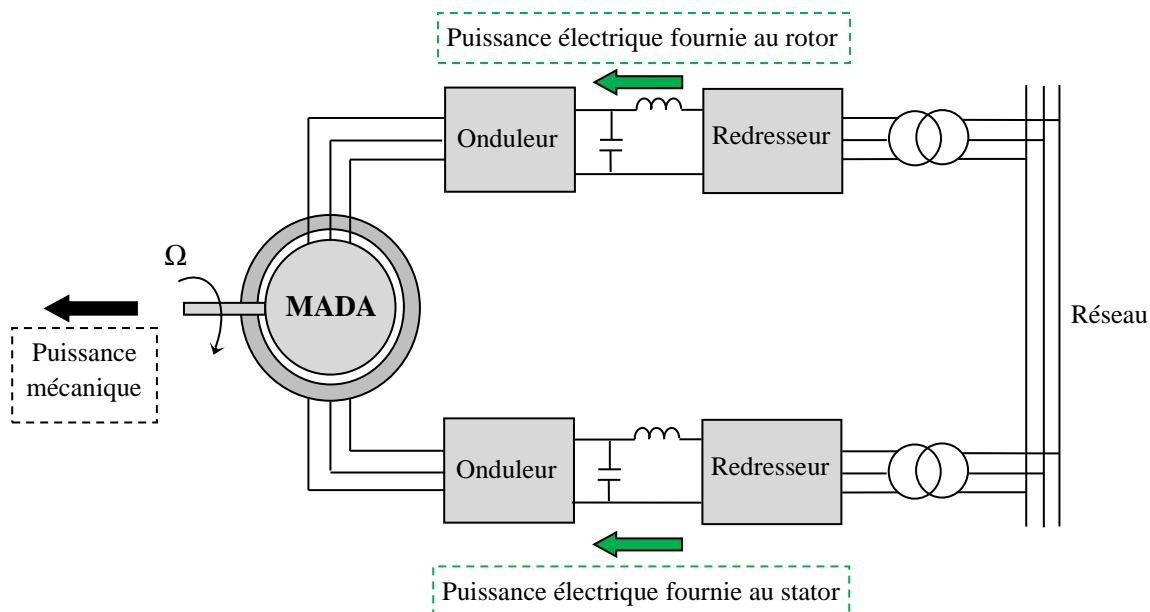


Figure 1.6 : Schéma de la MADA associée à deux convertisseurs séparés

Cette structure d'alimentation de la MADA est évidemment la plus utilisée dans un fonctionnement en mode moteur. Car, il présente un certain nombre d'avantages :

- La large gamme de variation de vitesse à couple et à flux constants.
- Cette configuration de la MADA peut assurer un fonctionnement généralisé des machines tournantes.
- Les pertes dans les onduleurs sont plus faibles par rapport aux autres configurations et le rendement est meilleur [Bonnet, 2010].

Dans [Vidal, 2004], Vidal montre que cette configuration offre un nombre important de degrés de liberté, Ainsi, l'accessibilité au rotor et au stator de la MADA par deux convertisseurs permet de faire varier la vitesse de rotation jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à deux fois celle-ci à puissance constante.

#### 6. Stratégies de commande du moteur asynchrone à double alimentation

Le contrôle du moteur asynchrone à double alimentation est très complexe, à cause de la non-linéarité de leur modèle réel [Taoussi, 2018]. Plusieurs techniques de commande linéaire

et non-linéaire ont été mises au point pour rendre le contrôle de ce moteur performant. La figure (1.7) illustre une classification de différentes méthodes développées pour commander la MADA à vitesse variable.

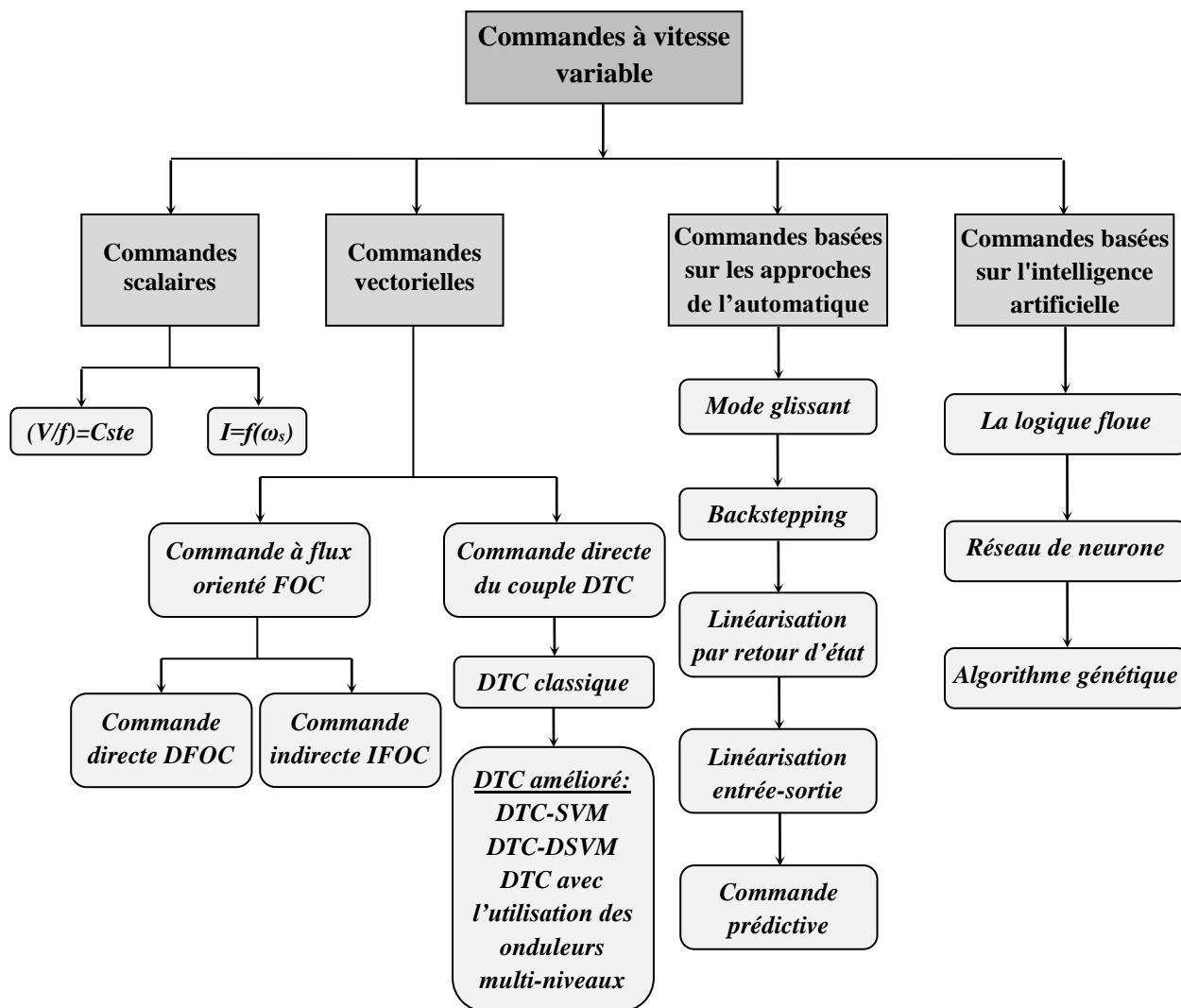


Figure 1.7 : Classification des stratégies de commande du moteur asynchrone à double alimentation

Dans ce qui suit, nous présentons les différentes techniques de commande de la MADA les plus répandues dans les applications industrielles. Les difficultés rencontrées, les inconvénients et avantages de chaque stratégie seront ainsi étudiés.

### 6.1. Commande scalaire

La commande scalaire (CS) est la première stratégie de contrôle qui a été développée pour contrôler les moteurs électriques, cette technique consiste à maintenir le rapport  $V/f$  constant pour garder le flux magnétique dans le moteur constant [Chaikhy, 2013]. Elle offre des performances statiques acceptables. De même, elle est caractérisée par sa simplicité de la

réalisation et d'implémentation. Cependant, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation du moteur, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes en régimes transitoires [Khalil, 2010]. Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et de la vitesse, et par conséquent, dégradant les performances en régime transitoire du moteur.

L'utilisation de cette commande reste aujourd'hui limitée à des applications où la variation de vitesse n'est pas grande et à des applications ne nécessitant que de faibles ou moyennes performances [Benharir, 2017]. Malgré les travaux entrepris pour améliorer cette méthode, la commande scalaire pose toujours des problèmes à basses vitesses.

## 6.2. Commande vectorielle à flux orienté

La commande vectorielle à flux orienté (FOC : Field Oriented Control) a été introduite par F.Blaschke [Blaschke, 1972] et développée par K.Hasse [Hasse, 1979] pour contrôler le couple en régime transitoire. Ces dernières années, elle a été la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Son principe est basé sur l'orientation du flux du moteur selon l'axe direct dans le référentiel tournant  $(d,q)$ , le but majeur de cette orientation est d'assurer un découplage entre les grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de contrôle de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge. Cependant, cette stratégie de contrôle présente aussi une grande sensibilité aux variations paramétriques du moteur, notamment à celle des résistances dont la valeur change sensiblement avec la température [Novotny, 1996]. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande FOC et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans le moteur et la diminution des performances du système à contrôler [Taoussi, 2018].

Dans la littérature, deux types de commande FOC sont possibles, selon la manière avec laquelle est déterminée la position du flux rotorique :

- Commande DFOC (Direct Field Oriented Control) qui est basée sur la détermination instantanée de l'amplitude et de la position du flux.
- Commande IFOC (Indirect Field Oriented Control) qui consiste à l'estimation de la position du flux par la méthode de défluxage.

Plusieurs travaux de recherche ont étudié la commande linéaire par orientation du flux statorique d'un moteur asynchrone à double alimentation. Le premier est celui de D. Lecoq [Lecoq, 1991] [Lecoq, 1995], il propose l'orientation du flux statorique de la MADA

alimentée par deux cyclo-convertisseurs, l'un au rotor et l'autre au stator. La magnétisation de la machine est effectuée par le rotor. Il donne des résultats expérimentaux de la commande présentée. Ses conclusions confirment la faisabilité de cette configuration où les performances de la MADA sont comparables à celles de la machine asynchrone à cage. Il conclut que la MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements à vitesse variable de forte puissance notamment ceux exigeants un large domaine de fonctionnement étendue à puissance constante.

Par ailleurs, les auteurs de [Zemmit-1, 2017] ont présenté la commande par orientation du flux statorique directe de la MADA alimenté par un onduleur de tension au coté statorique, tandis que les enroulements rotoriques sont alimenté par une source triphasée de (12V; 5Hz). Ils montrent que cette technique permet d'assurer un bon découplage entre le flux et le couple, mais toujours présente le problème de la sensibilité à la variation paramétrique du moteur.

### **6.3. Commande directe du couple**

La proposition de la commande directe du couple (DTC : Direct Torque Control), pour les machines asynchrones, revient au milieu des années 1980 par Takahashi [Takahashi, 1986] et Depenbrock [Depenbrock, 1988], elle a été apparue pour concurrencer les commandes conventionnelles tels que la commande scalaire et vectorielle. Comparant à la commande FOC, elle est moins sensible aux variations paramétriques du moteur [Sutikno, 2014], son algorithme de contrôle est simple en raison de l'absence de modulateur de largeur d'impulsion (MLI), des contrôleurs de courant et des transformations de Park [Djeriri, 2015]. Elle n'utilise pas de boucles de régulation PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liés à la saturation des régulateurs PI. Elle possède aussi l'avantage de la simplicité d'implémentation [Toufouti, 2008]. De plus, cette technique assure un fonctionnement à haut rendement et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple. Actuellement, la société ABB a commercialisé un variateur de vitesse pour le moteur asynchrone utilisant la technique de commande par DTC [Benmansour, 2009].

Le principe de DTC est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs (états de commutation) de l'onduleur de tension placé en amont du moteur [El Ouanjli-2, 2019]. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et des régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du couple électromagnétique et du flux du moteur d'une façon découplé. Le couple est contrôlé à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, tandis que les flux sont contrôlés à l'aide des comparateurs à hystérésis à 2 niveaux.

Malgré sa simplicité, sa robustesse et sa rapidité, la commande DTC présente des inconvénients majeurs. L'utilisation des contrôleurs à hystérésis provoque des ondulations élevées du flux et du couple électromagnétique qui génèrent des vibrations mécaniques et des bruits acoustiques indésirables, et par conséquent, une détérioration des performances du moteur [Lokriti, 2015], ainsi d'une fréquence de commutation variable et des distorsions du courant qui peut dégrader la qualité de la puissance [Sutikno, 2014]. La négligence des résistances entraîne des problèmes à basse vitesse [Buja, 2004]. En plus, l'implantation pratique d'éléments non linéaires de type hystérésis nécessite une période d'échantillonnage assez faible, et donc une fréquence de calcul importante conduisant à des architectures contraignantes [Casadei, 2002].

La commande DTC a fait l'objet de plusieurs travaux scientifiques sur différentes machines électriques et plus particulièrement la MADA. Les auteurs dans la référence [Chikhi, 2010] ont essayé de traiter l'influence de la variation paramétrique et plus spécialement les résistances sur la commande DTC du moteur asynchrone à cage. Alors que dans le travail de [Zemmit-1,2017], le contrôle DTC est appliqué au moteur asynchrone à double alimentation, dont les enroulements rotoriques sont connectés à un réseau triphasé, tandis que les enroulements statoriques sont reliés à un onduleur. L'auteur compare cette commande avec le contrôle FOC. Les résultats de la comparaison attestent des bonnes performances et robustesse du contrôle adopté.

Dans [Toufouti, 2008], une modification de la commande DTC a été introduite par élimination des vecteurs nuls, pour rendre le vecteur flux plus rapide. Dans un autre article [El Ouanjli-2, 2019], les auteurs effectuent un état de l'art sur les différentes techniques d'amélioration de la commande DTC, une analyse critique de ces techniques est présentée.

### **6.4. Commandes basées sur les approches de l'automatique**

Il existe d'autres stratégies de contrôle, basées sur les théories de l'automatique, font appel à la description de systèmes au moyen de variables d'état. Elles sont devenues un outil indispensable pour la conception de systèmes de contrôle efficaces. Ces stratégies permettent de mieux comprendre les propriétés des systèmes et de mieux dimensionner les compensations nécessaires à leur asservissement pour assurer la stabilisation et pour améliorer les performances des entraînements électriques à vitesse variables. Parmi ces techniques, nous trouvons [Mechernene, 2014] :

- la commande à structure variable par mode glissant;
- la commande Backstepping;

- la commande par linéarisation;
- la commande prédictive.

Ces techniques donnent des performances satisfaisantes dans plusieurs cas, mais les algorithmes sont complexes et le volume de calcul est parfois très lourd, ce qui rend leur implémentation expérimentale difficile. Le choix de la stratégie dépendant de l'application, des performances désirées et du rapport cout/performance, elles ne sont encore que peu employées dans les entraînements électriques industriels.

#### **6.4.1. Commande par mode glissant**

La commande par mode glissant (SMC : Sliding Mode Control) est une classe de la commande à structure variable qui est introduite par I. Utkin [Utkin, 1993], Elle est devenue une technique de contrôle plus populaire et présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et le génie électrique. Le principe de cette technique est de contraindre l'état du système à atteindre une surface préétablie, représentant un ensemble de relations entre les variables d'état, et ensuite à y rester. La surface considérée est alors désignée comme une surface de glissement ou de commutation et le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [Bandyopadhyay, 2009].

La commande SMC est très connue par sa stabilité, sa bonne réponse dynamique et sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres du moteur), les incertitudes externes (perturbation due à la charge) et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation [Colet, 2006]. Cependant, elle n'est pas toute à fait sans problèmes, en effet quelques difficultés sont typiquement liées à cette technique telles que le phénomène du broutement (en anglais : Chattering) provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les machines [Rodic, 2002], les effets des dynamiques non modélisés.

#### **6.4.2. Commande Backstepping**

La commande Backstepping a été développée au début des années 90 [Kokotovic, 1990], elle est devenue l'une des commandes les plus populaires pour une large gamme de classes des systèmes non-linéaires [Laoufi, 2006]. Elle se distingue par sa capacité à garantir facilement la stabilisation globale du système, même en présence des incertitudes paramétriques. La conception de la loi de commande est basée principalement sur la construction des fonctions de Lyapunov associées [Taoussi, 2018].

### **6.4.3. Commande par linéarisation**

#### **6.4.3.1. Linéarisation dynamique par retour d'état**

La technique de linéarisation par retour d'état a été appliquée, pour la première fois, sur le moteur asynchrone par A. Deluca [Deluca, 1989]. Cette technique présente l'un des premiers pas dans la commande non linéaire des machines asynchrones. Elle était basée sur la linéarisation et le découplage du modèle simplifié de la machine où les paramètres et les variables d'état de la machine sont considérés comme étant connus et constants. Cette commande permet de garantir un découplage exact entre le couple électromagnétique et le flux. Elle offre des bonnes performances puisqu'elle permet de rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Cependant, l'inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle est la non-robustesse vis-à-vis les variations paramétriques [Nadir, 2007]. De plus, elle est basée sur le modèle simplifié du moteur.

#### **6.4.3.2. Linéarisation entrée-sortie**

La stratégie de contrôle par linéarisation entrée-sortie présente une meilleure alternative pour simplifier le modèle et la commande du moteur asynchrone. Les applications pratiques donnent un avantage significatif à la linéarisation entrée-sortie. Elle est très simple à implémenter par rapport à la commande par linéarisation dynamique précédente [Bodson, 1998]. Cette technique utilise une transformation de coordonnées et une réaction dynamique ou statique d'état pour transformer le modèle d'un système non linéaire. Elle se distingue par ces performances, en particulier, coté découplage, qui est exact pour toutes les conditions de fonctionnement du moteur.

La première tentative de commande par linéarisation entrée-sortie a été proposée dans [Krzeminski, 1987] où un régulateur non linéaire a été utilisé pour éviter l'instabilité qui peut résulter, dans certaines conditions de fonctionnement, avec la commande vectorielle. Cette approche présente un passage de la commande FOC vers la commande non linéaire où il a été montré que la commande FOC standard peut être améliorée par l'utilisation d'un découplage entrée-sortie et une compensation statique par retour d'état.

### **6.4.4. Commande prédictive**

Le contrôle prédictif est une technique de contrôle avancée de l'automatique. Son objectif est de contrôler des systèmes industriels complexes. Le principe de ce contrôle est fondé sur le calcul du futur comportement du système en se basant sur le modèle dynamique

du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin de pouvoir utiliser cette information pour calculer les valeurs optimales des paramètres de réglage. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application du modèle de contrôle prédictif (MPC : Model Predictive Control) dans le domaine des contrôles numériques a donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision.

La commande prédictive présente de nombreux avantages qui font d'elle une véritable option si de hautes performances dynamiques dans les systèmes d'entraînements électriques sont exigées. Son principe est facile à comprendre et à mettre en œuvre, les contraintes et les non-linéarités des systèmes à contrôler peuvent être incluses dans la commande et le cas des systèmes multi-variables peut être pris en considération. Par contre, ce type de contrôle nécessite beaucoup de calcul par rapport aux contrôles traditionnels.

L'exécution de l'algorithme prédictif peut être effectuée en trois étapes principales :

- l'estimation des variables non mesurables.
- la prédiction du comportement futur du système.
- l'optimisation des sorties de commande, selon une fonction de coût déjà définie auparavant.

Ces étapes sont répétées à chaque pas de temps d'échantillonnage, en tenant compte des nouvelles mesures utilisées pour prédire et décider des mesures prises à la minimisation de la fonction de coût.

Récemment, la stratégie de commande prédictive pour les machines électriques a reçu une attention considérable, en particulier en raison de sa capacité à minimiser la fréquence de commutation de l'onduleur de tension qui alimente la machine et à réduire les ondulations du couple et des flux. Dans [Kumar, 2019] nous trouvons une stratégie de commande prédictive basée sur l'optimisation d'une fonction de coût définie sur un horizon, permettant de garantir le rejet de perturbation et d'améliorer la robustesse aux variations de paramètres et rendant le système plus performant. Dans le travail de B. Ammar [Ammar, 2014] qui propose la technique de la commande prédictive pour améliorer les performances de la commande DTC. Le principe de sélection des vecteurs de tension dans cette technique est basé sur l'évaluation d'une fonction de coût bien définie. Le modèle prédictif du flux statorique et du couple est utilisée pour prédire le comportement futur des variables contrôlées. Les résultats de simulation et expérimentales ont montré que le contrôle DTC-MPC fournit de meilleures performances statiques et dynamiques.

## **6.5. Commandes basées sur les approches de l'intelligence artificielle**

Récemment, une autre catégorie de commande basée sur l'intelligence artificielle (IA) est présentée dans la littérature [Toufouti, 2008] [El Ouanjli-2, 2019]. Ces commandes sont proposées pour améliorer les performances dynamiques des systèmes de contrôle.

L'intelligence artificielle comme la logique floue, le réseau de neurone et l'algorithme génétique a connu un grand succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans le contrôle des systèmes électriques, en particulier la commande des machines électriques [Benharir, 2017]. Ce succès est dû à ce que l'intelligence artificielle peut se rapprocher facilement du comportement de contrôle de l'expert humain qui travaille dans des environnements souvent mal définis.

### **6.5.1. Le réseau de neurone artificiel**

Le réseau de neurone artificiel (RNA) est une technique très populaire dans plusieurs domaines d'application de technologie et de recherche scientifique [El Ouanjli-2]. Cette technique peut être utilisée dans les cas de problèmes difficiles qui ne peuvent pas être décrits par des approches mathématiques précises où ils sont très compliqués à manipuler [Mondal, 2002]. Il se base sur un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement des neurones biologiques. Les domaines d'application de ces réseaux de neurones sont très vastes : classification, traitement d'image, estimation et identification de processus et commande des systèmes électriques [Djeriri, 2015] [Singh, 2006].

Dans [Hammoumi, 2012], les auteurs ont intégré les RNAs dans la commande d'une machine asynchrone à double alimentation, ils ont mentionné que dans certains cas, où la dynamique du système change avec le temps et/ou avec des conditions de fonctionnement, l'efficacité du régulateur PI se dégrade et la qualité du réglage se détériore. Pour pallier à ces problèmes et afin d'assurer une bonne performance de la commande, les auteurs ont intégré les réseaux de neurones artificiels dans la régulation de vitesse. Plusieurs tests ont été simulés pour apprécier l'apport des RNAs. Les résultats obtenus permettent d'affirmer une amélioration des performances et de robustesse dans la commande de la MADA.

D'autres travaux ont suggéré l'application de la technique de RNA pour faire la sélection des états des interrupteurs de l'onduleur utilisé pour l'alimentation de la MADA [Zemmit, 2016]. L'idée est de remplacer la table de commutation classique de DTC par un sélecteur neuronal capable de gérer de la même façon les signaux de commande. La méthode proposée dans ce travail offre de meilleures performances en termes de réduction des

ondulations du couple et des flux. Cependant, la structure interne de cette méthode est plus compliquée.

### **6.5.2. La logique floue**

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle [Klement, 1997]. Cette méthode a été introduite, par Zedeh en 1965 [Zedeh, 1965] et appliquée par Mamdani en 1974 [Mamdani, 1974], pour améliorer les performances des différentes stratégies de commande classiques appliquées aux entraînements à vitesse variable. Elle représente une variante robuste pour substituer les régulateurs conventionnels dans la commande des systèmes non linéaires. L'application de la commande floue sur les moteurs asynchrones a permis des performances acceptables [El Ouanjli-1, 2019]. Cependant, le control par logique floue possède quelques inconvénients, à savoir :

- La structure des régulateurs flous est assez compliquée, en particulier, lorsque de hautes performances sont souhaitées ce qui se répercute sur les possibilités d'implémentation en temps réel;
- La conception et le choix de la structure sont difficiles en raison de l'absence d'une méthodologie claire. Pour cela, les utilisateurs recourent à la conception par intuition et tâtonnement;

Dans [Chaiba, 2010], les auteurs proposent la technique de la logique floue pour améliorer les performances dynamiques et la robustesse de la commande par orientation du flux de la MADA. Ils remplacent les régulateurs PI classiques des courants et de vitesse par des contrôleurs de la logique floue. Les résultats obtenus permettent d'affirmer une amélioration des performances et de robustesse de la commande appliquée à la MADA.

### **6.5.3. L'algorithme Génétique**

Les Algorithmes Génétiques (GAs) représentent une famille assez riche et très intéressante d'algorithmes stochastiques d'optimisation, qui sont fondés sur des techniques dérivées de l'évolution naturelle et de la génétique [Lin, 2003]. Le principe de ces algorithmes est de procéder par une recherche stochastique sur un espace important et à travers une population de pseudo-solutions [Marra, 1996]. La robustesse est l'une des caractéristiques principales des algorithmes génétiques; ils permettent de fournir une ou plusieurs solutions de bonne qualité à des problèmes très variés, en sollicitant un investissement (temps et puissance de calcul) assez faible [Naresh, 2011].

Récemment, l'algorithme génétique est utilisé pour améliorer les performances dynamiques des commandes du moteur asynchrone à double alimentation. Dans l'article [Zemmit-2, 2017], les auteurs ont proposé une nouvelle stratégie améliorée de commande DTC, ils ont utilisé l'algorithme génétique afin d'optimiser le régulateur PI classique de vitesse. Dans cette stratégie, en fonction de l'erreur de vitesse par rapport au temps, l'ajustement du coefficient intégral  $k_i$  et proportionnelle  $k_p$  est réalisé par un régulateur PI-AG de vitesse. De plus, les auteurs ont présenté une étude comparative entre la commande DTC conventionnelle et la stratégie proposée. Cette étude a prouvé une diminution importante des ondulations au niveau du couple, flux et des courants. Ainsi qu'une amélioration de la précision et du suivi de vitesse.

Le tableau (1.1) regroupe les points forts et les limites des différentes stratégies de commande citées ci-dessus :

Stratégies de commande	Les points forts	Les limites
<b>Commande scalaire (CS)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle consiste à maintenir le rapport V/f constant pour garder le flux magnétique dans le moteur constant.</li> <li>☞ Elle est caractérisée par sa simplicité de la réalisation et d'implémentation.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Cette commande reste limitée pour les applications de faible ou moyenne puissance.</li> <li>☞ Problème en régimes transitoires. Donc, n'est valable qu'en régime permanent.</li> <li>☞ Pour des consignes de vitesse, le flux oscille avec des grandes amplitudes.</li> </ul>
<b>Commande par orientation du flux (FOC)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Consiste à ramener le comportement de la MADA, à celui du MCC.</li> <li>☞ Il permet d'assurer un découplage entre les grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Cette commande présente une grande sensibilité aux variations paramétriques du moteur.</li> <li>☞ Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MADA.</li> </ul>
<b>Commande directe de couple (DTC)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la MADA.</li> <li>☞ Elle possède l'avantage de la simplicité d'implémentation.</li> <li>☞ Elle permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ En DTC, la fréquence de commutation est variable.</li> <li>☞ Ondulations élevées du flux et du couple autour des bandes à hystérésis, qui génèrent des vibrations mécaniques et des bruits acoustiques indésirables.</li> <li>☞ La négligence des résistances entraîne des problèmes à basse</li> </ul>

		vitesse.
<b>Commande par mode glissant (SMC)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle est connue par sa stabilité, sa bonne réponse dynamique.</li> <li>☞ Elle présente une bonne robustesse envers les incertitudes internes.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle présente des problèmes liés au phénomène du broutement (Chattering).</li> </ul>
<b>Commande Backstepping</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle se distingue par sa capacité à garantir facilement la stabilisation globale du système.</li> <li>☞ Elle se base sur le principe de stabilité de Lyapunov.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Algorithmes sont complexes et le volume de calcul est parfois très lourd.</li> <li>☞ Nécessite une connaissance parfaite des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage.</li> <li>☞ L'implémentation expérimentale de cette technique est difficile.</li> </ul>
<b>Commande par linéarisation</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle permet de linéariser le système étudié.</li> <li>☞ Elle permet de garantir un découplage exact entre le couple électromagnétique et le flux.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Elle se base sur le modèle simplifié de la MADA.</li> <li>☞ l'inconvénient de cette méthode est la non-robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.</li> </ul>
<b>Commande basée sur l'intelligence artificielle</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Cette catégorie de commande est très connue par sa bonne robustesse, sa stabilité et sa bonne performance dynamique</li> <li>☞ Avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins de distorsions.</li> <li>☞ L'utilisation de ces techniques permet d'améliorer les autres commandes classiques.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ La structure interne de cette catégorie est plus compliquée.</li> </ul>

Tableau1.1 : Points forts et les limites des différentes stratégies de commande

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art de la MADA, sa structure, son principe de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients, ainsi que ses différentes configurations de l'association machine-convertisseurs et ses domaines d'application. De plus, au cours de cette prospection bibliographique nous avons essayé de présenter un certain nombre de travaux effectués concernant les différentes techniques de commande appliquées à cette machine.

En conclusion et grâce aux nombreux degrés de liberté qu'offre la configuration de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension, nous l'avons adopté dans ce projet de thèse. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la présentation de la commande par orientation du flux rotorique appliquée à la MADA fonctionnant en mode moteur.

*Modélisation et commande par  
orientation du flux rotorique  
de la MADA*

## 1. Introduction

Ce chapitre a pour objectif d'établir la modélisation et la commande par orientation du flux du moteur asynchrone à double alimentation associé à deux convertisseurs de tension. Cette commande permet de garantir un bon découplage entre les grandeurs électromagnétiques du moteur et par conséquent, elle offre des meilleures performances.

La première partie de ce chapitre est dédiée à la modélisation de la MADA et de son système d'alimentation. Deux modèles biphasés de cette machine sont présentés. Ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé, soit tournant  $(d,q)$ , soit fixe au stator  $(\alpha,\beta)$ . Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

Dans la deuxième partie, nous exposons les principes de la commande par orientation du flux rotorique indirecte de la MADA en se basant sur la méthode de découplage de Lecoq [Lecoq, 1991].

## 2. Description du système

Nous avons vu dans le chapitre précédent plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable. Dans cette thèse, le système étudié est composé d'un moteur asynchrone à double alimentation associé à deux systèmes d'alimentation à fréquence variable, l'un connecté au stator et l'autre au rotor. La figure (2.1) illustre le schéma d'alimentation de la MADA. Chaque système d'alimentation comporte les trois parties suivantes :

- Un redresseur triphasé à diodes;
- Un filtre passe-bas passif  $(L, C)$ ;
- Un onduleur de tension.

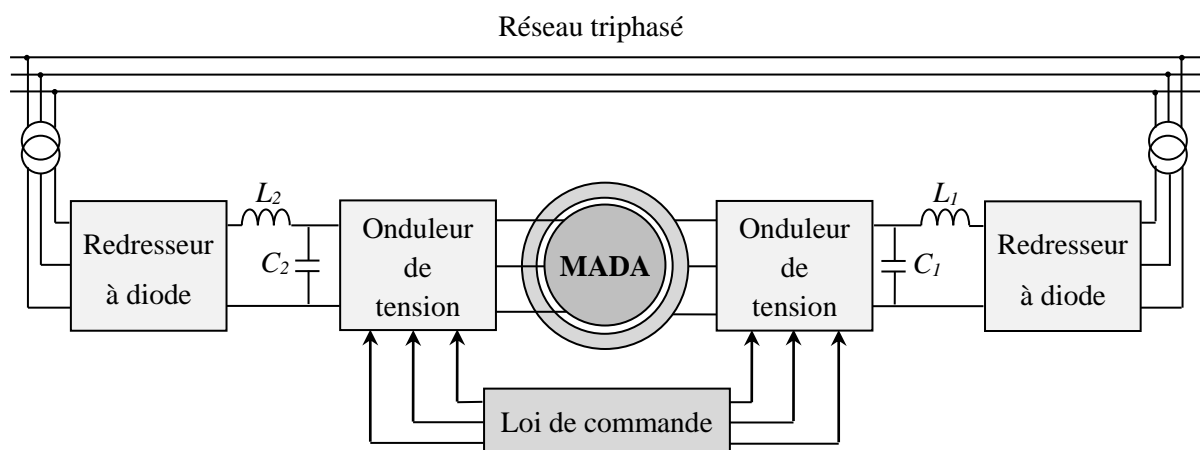


Figure 2.1 : Système d'alimentation d'un moteur asynchrone à double alimentation

### 3. Modélisation de la MADA et de son système d'alimentation

#### 1.1. Modélisation de la MADA

Avant d'établir le modèle de la MADA en vue de sa commande, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [Chaiba, 2010] [Djeriri, 2015] :

- La machine est de construction symétrique équilibrée;
- Les bobinages sont triphasés et possèdent «  $p$  » paires de pôles;
- L'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante;
- L'absence de saturation dans le circuit magnétique;
- Les pertes mécaniques et les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale;
- L'effet d'encoche, l'effet de peau et l'échauffement des résistances sont négligeable.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [Bonnet, 2008] :

- L'additivité des flux magnétique;
- La constance des inductances propres du stator et du rotor;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles.

##### 1.1.1. Modèle triphasé de la MADA

Le modèle triphasé du moteur asynchrone à double alimentation est schématisé dans la figure (2.2), il comporte trois enroulements statoriques ( $A, B, C$ ) identiques et décalés entre ils par un angle de  $2\pi/3$  et trois enroulements rotoriques ( $a, b, c$ ) répartis d'une manière similaire à ceux du stator.

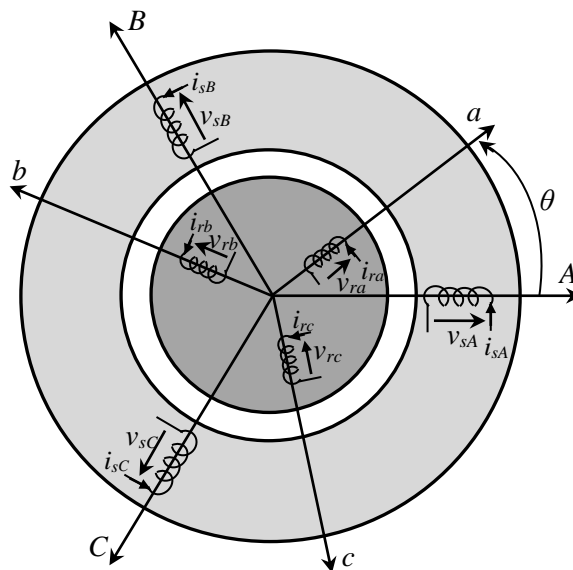


Figure 2.2 : Représentation schématique d'un moteur asynchrone à double alimentation

Ces enroulements sont une représentation idéale de la MADA, ce qui permet d'obtenir un circuit électrique équivalent comme l'illustre la figure (2.3).

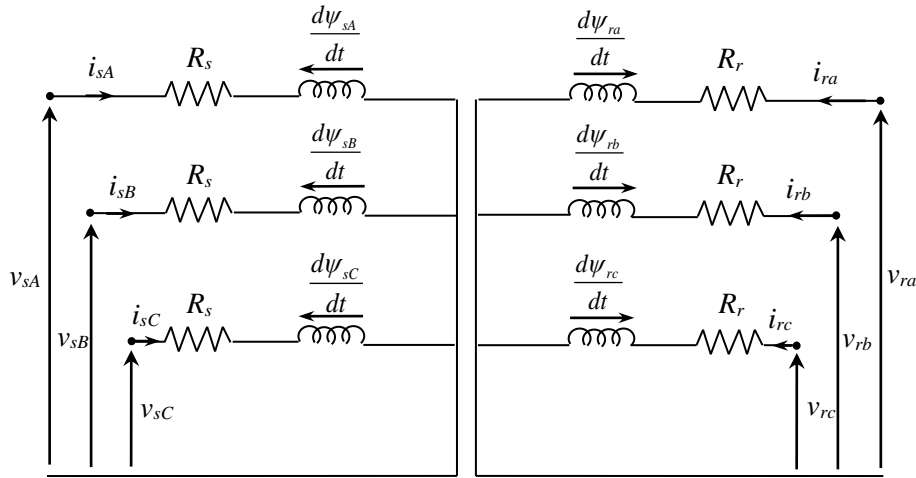


Figure 2.3 : Circuit électrique équivalent de la MADA

L'application de la loi Faraday aux enroulements de la MADA permet d'obtenir les équations de tensions suivantes :

- Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} v_{sA}(t) = R_s \cdot i_{sA}(t) + \frac{d\psi_{sA}(t)}{dt} \\ v_{sB}(t) = R_s \cdot i_{sB}(t) + \frac{d\psi_{sB}(t)}{dt} \\ v_{sC}(t) = R_s \cdot i_{sC}(t) + \frac{d\psi_{sC}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

- Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} v_{ra}(t) = R_r \cdot i_{ra}(t) + \frac{d\psi_{ra}(t)}{dt} \\ v_{rb}(t) = R_r \cdot i_{rb}(t) + \frac{d\psi_{rb}(t)}{dt} \\ v_{rc}(t) = R_r \cdot i_{rc}(t) + \frac{d\psi_{rc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

Nous pouvons simplifier ces équations de tensions sous forme des équations matricielles :

$$\begin{bmatrix} v_{sA} \\ v_{sB} \\ v_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Avec :

$i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}$  : Courants triphasés dans les enroulements statoriques A, B et C;

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants triphasés dans les enroulements rotoriques a, b et c;

$\psi_{sA}, \psi_{sB}, \psi_{sC}$  : Flux totalisés traversant les enroulements statoriques;

$\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$  : Flux totalisés traversant les enroulements rotoriques;

$R_s, R_r$  : Résistance d'une phase respectivement statorique et rotorique.

La relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par les équations matricielles suivantes :

- Pour les flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{\sigma s} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_{\sigma s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

- Pour les flux rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\sigma r} & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{\sigma r} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_{\sigma r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec :

$L_{\sigma s}$  : Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique;

$L_{\sigma r}$  : Coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique;

$L_{ms}$  : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques;

$L_{mr}$  : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques;

$M_{sr}$  : Valeur maximale d'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

La dernière relation importante qui complète le modèle de la MADA est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant le mouvement rotatif du moteur, cette équation est exprimée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (2.7)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie du rotor de la MADA.

$\Omega$  : Vitesse de rotation angulaire (avec  $\Omega = \omega/p$ );

$C_{em}$  : Couple électromagnétique;

$f$  : Coefficient de frottement visqueux;

$C_r$  : Couple de charge ;

D'après ces équations, nous pouvons noter que 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  $\theta$ . Donc, la résolution analytique de ce système d'équations est très difficile.

### 1.1.2. Modèle biphasé de la MADA

Afin de simplifier les équations temporelles précédentes, les enroulements triphasés statoriques ( $A, B, C$ ) et rotoriques ( $a, b, c$ ) sont transformés respectivement en deux enroulements fictifs dans un référentiel biphasé.

Dans la littérature, deux référentiels sont utilisés pour représenter le modèle biphasé de la MADA [Chaiba, 2010] [Benharir, 2017] :

- Un référentiel tournant ( $d, q$ ) obtenu à l'aide d'une transformation de Park.
- Un référentiel fixe ( $\alpha, \beta$ ) lié au stator, il est obtenu à l'aide d'une transformation de Concordia.

La figure (2.4) illustre la disposition spatiale de ces différents référentiels.

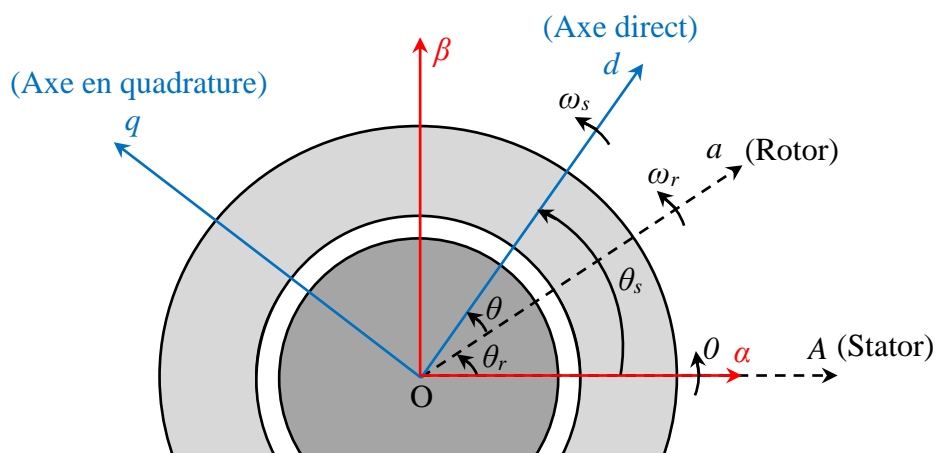


Figure 2.4 : Position spatiale des différents référentiels

L'angle  $\theta_r$  représente la position du rotor par rapport à l'axe de référence du stator, alors que les angles  $\theta$  et  $\theta_s$  montrent les positions relatives de l'axe direct respectivement par rapport aux axes rotoriques et statoriques.

Nous remarquons sur la figure (2.4) que ces positions sont liées par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (2.8)$$

D'où l'équation d'autopilotage est définie par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \omega_s = \omega_r + \omega \quad (2.9)$$

### 1.1.2.1. Modèle $(d,q)$ de la MADA

Pour représenter le modèle  $(d,q)$  du moteur asynchrone à double alimentation, les enroulements triphasés d'axes  $(a,b,c)$  sont transformés en deux enroulements biphasés d'axes  $(d,q)$  à l'aide de la transformation de Park (définie dans l'annexe A). Nous exprimons les différentes grandeurs de la MADA dans le repère de Park par :

➤ Au niveau des enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} v_{sA} \\ v_{sB} \\ v_{sC} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

➤ Au niveau des enroulements rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec  $[P(\theta)]$  est la matrice de passage de Park, qui est défini par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Nous appliquons la transformation de Park aux équations (2.3) et (2.4), nous pouvons établir les expressions des tensions électriques dans le référentiel  $(d,q)$  :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \psi_{sd} \\ v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \psi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.13)$$

Nous appliquons la transformation de Park aux équations (2.5) et (2.6), nous pouvons établir les expressions des flux statoriques et rotoriques dans le référentiel  $(d,q)$  :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec  $L_s$  et  $L_r$  sont les coefficients d'inductance cycliques statoriques et rotoriques exprimés par :  $L_s = L_{\sigma s} - L_{ms}$  et  $L_r = L_{\sigma r} - L_{mr}$ .

A partir de l'équation (2.14), nous pouvons déterminer les équations des courants en fonctions des flux statoriques et rotoriques, comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \psi_{sd} - \frac{M}{\sigma \cdot L_r} \cdot \psi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \psi_{sq} - \frac{M}{\sigma \cdot L_r} \cdot \psi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \psi_{rd} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s} \cdot \psi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \psi_{rq} - \frac{M}{\sigma \cdot L_s} \cdot \psi_{sq} \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec  $\sigma$  est le coefficient de dispersion des flux magnétiques défini par l'équation suivante :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (2.16)$$

Nous pouvons schématiser les équations électriques de la MADA, dans le repère  $(d,q)$ , par un circuit électrique équivalent représenté par la figure (2.5) suivante :

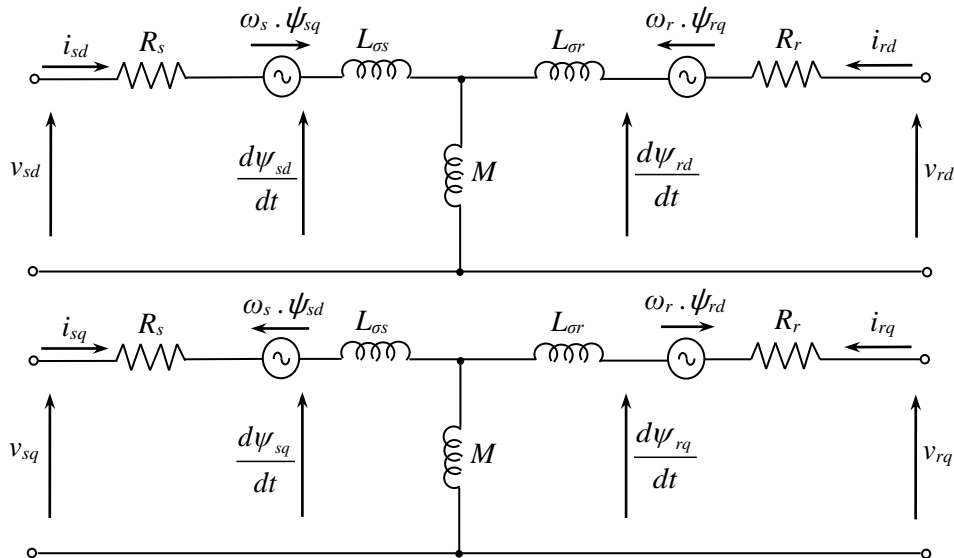


Figure 2.5 : Schéma du circuit électrique de la MADA dans le repère  $(d,q)$

Après l'application de la transformation de Park à l'équation de la puissance électrique, nous aboutissons à l'expression de la puissance électromagnétique suivante :

$$P_{em} = \omega_s \cdot (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (2.17)$$

Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (2.18)$$

Sachant que :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = p \cdot \Omega_s \quad (2.19)$$

Nous pouvons donc exprimer la relation du couple électromagnétique comme suite :

$$C_{em} = p \cdot (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (2.20)$$

En faisant un choix de variables et en remplaçant les flux par leurs expressions données par le système d'équation (2.14) on peut établir d'autres expressions pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot (\psi_{rq} \cdot i_{rd} - \psi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (2.21)$$

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.22)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M} (\psi_{rd} \cdot \psi_{sq} - \psi_{rq} \cdot \psi_{sd}) \quad (2.23)$$

### 1.1.2.2. Modèle $(\alpha, \beta)$ de la MADA

Dans cette partie, nous utilisons la transformation de type Concordia (définie dans l'annexe A) pour représenter le modèle dynamique de la MADA dans le référentiel biphasé  $(\alpha, \beta)$ .

Les équations des tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  relié au stator ( $\omega_s = 0$ ) sont écrites :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \cdot \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \cdot \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.24)$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  relié au stator sont exprimées par :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (2.25)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = p \cdot (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.26)$$

Nous pouvons schématiser les équations électriques de la MADA, dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , par un circuit électrique équivalent représenté par la figure (2.6) suivante :

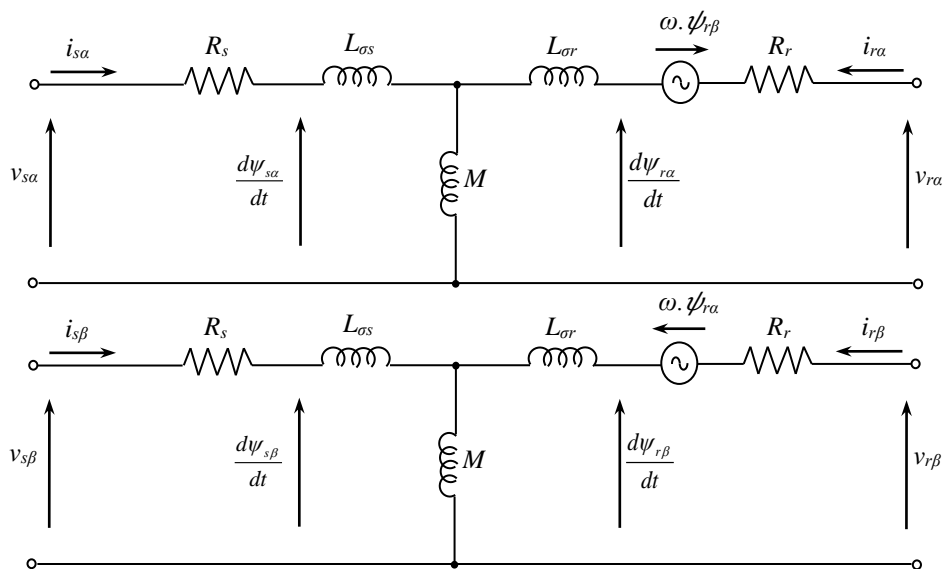


Figure 2.6 : Schéma du circuit électrique de la MADA dans le repère  $(\alpha, \beta)$

Il est important de remarquer que les modèles du moteur asynchrone à double alimentation définis dans les deux repères  $(d, q)$  et  $(\alpha, \beta)$  sont non-linéaires.

## 1.2. Modélisation de la chaîne d'alimentation de la MADA

### 1.2.1. Le redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de convertir les tensions triphasées sinusoïdales en une tension unidirectionnelle appelée la tension redressée. Il existe plusieurs montages, le choix se fait selon les performances désirées.

Dans notre travail, nous nous intéressons au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes, la figure (2.7) représente son schéma de principe.

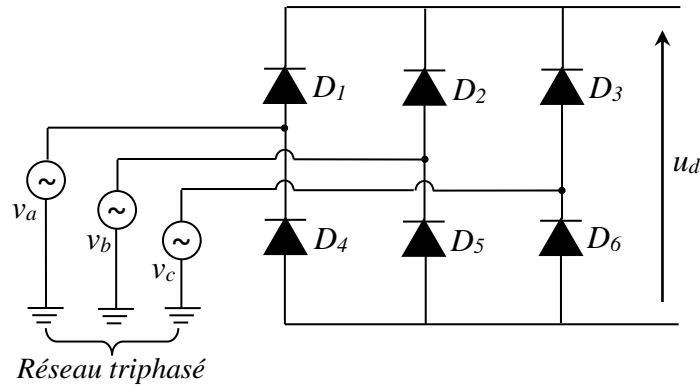


Figure 2.7 : Représentation du redresseur triphasé non commandé

Le redresseur est alimenté par un réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré, tels que :

$$\begin{cases} v_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.27)$$

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$u_d(t) = \text{Max}(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \text{Min}(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \quad (2.28)$$

Les diodes sont supposées idéales, alors la valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$u_d = \langle u_d(t) \rangle = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} V_m \left[ \sin(\omega t) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right] d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (2.29)$$

### 1.2.2. Le filtre passe bas

La tension redressée à la sortie du redresseur présente un taux d'ondulations. Pour atténuer l'effet de ces ondulations, on utilise un filtre LC passe-bas. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure (2.8).

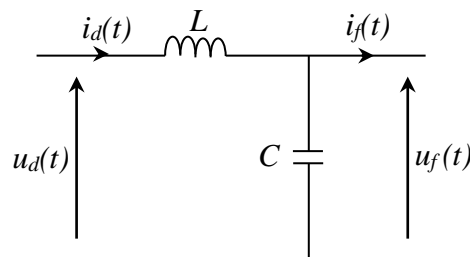


Figure 2.8 : Circuit de filtrage de la tension redressée

Nous pouvons modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} u_d(t) = L \cdot \frac{di_d}{dt} + u_f(t) \\ \frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (i_d(t) - i_f(t)) \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec  $u_d(t)$  est la tension redressée et  $u_f(t)$  est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{u_f(t)}{u_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressée}} = \frac{1}{L.C.s^2 + 1} \quad (2.31)$$

Où :  $s$  est l'opérateur de Laplace.

Le filtre utilisé est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (2.32)$$

$f_c$  : est la fréquence de coupure du filtre.

Dans le but de simplifier les modèles et les simulations envisagées, nous modéliserons par la suite l'ensemble {redresseur - filtre} par une source de tension continue de valeur  $V_{DC}$ , calculée par l'équation (2.29).

### 1.2.3. L'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur d'électronique de puissance, qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il permet d'imposer au moteur des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables. La figure (2.9) représente le schéma de principe d'un onduleur de tension à deux niveaux.

L'architecture de ce convertisseur se compose de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur est composé d'un transistor (Bipolaires, IGBT ou MOSFET) associé à une diode en antiparallèle, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

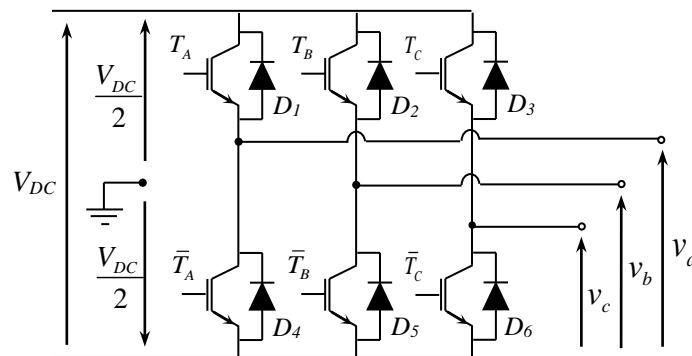


Figure 2.9 : Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux

Les couples d'interrupteurs  $(T_A \text{ et } \bar{T}_A)$ ,  $(T_B \text{ et } \bar{T}_B)$ ,  $(T_C \text{ et } \bar{T}_C)$  doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes  $(D_i \text{ (} i=1, 2, \dots, 6))$  sont des diodes à roue libre assurant la protection des interrupteurs.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j \text{ (} j=a,b,c \text{)}$  :

- $S_j= 1$ , le cas où l'interrupteur de haut  $T_i$  est fermé et celui d'en bas  $\bar{T}_i$  est ouvert.
- $S_j= 0$ , le cas où l'interrupteur de haut  $T_i$  est ouvert et celui d'en bas  $\bar{T}_i$  est fermé.

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande  $S_a, S_b, S_c$  qui représentent les signaux de commande.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Les états de ces grandeurs  $S_j$  seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée, les plus utilisées sont les commandes à base de la Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI) et les commandes à base des tables de commutation [Boudjemaa, 2009].

## 2. Commande par orientation du flux de la MADA

### 2.1. Principe de la commande par orientation du flux

La commande par orientation du flux (en anglais : Field Oriented Control « FOC »), dite encore la commande vectorielle, a été proposée par Blaschke [Blaschke, 1972] et Hasse [Hasse, 1979] pour surmonter le problème de couplage entre les variables de la machine asynchrone.

Le but de cette commande est d'aboutir à un modèle simple de la machine qui la rend analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, où le courant d'inducteur contrôle le flux magnétique et le courant d'induit contrôle le couple électromagnétique. L'idée fondamentale est de transformer les variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux, il consiste à orienter le vecteur de flux suivant l'un des axes du repère de Park, de telle sorte que le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante.

### 2.2. Méthodes de la commande par orientation du flux

On distingue deux méthodes de la commande par orientation de flux [Taoussi, 2018] :

- Méthode directe développée par Blaschke et nommée « DFOC » (Direct Field Oriented Control).
- Méthode indirect développée par Hasse et nommée « IFOC » (Indirect Field Oriented Control).

### 2.2.1. Méthode directe

La commande DFOC est requise pour assurer le découplage entre le couple électromagnétique et le flux du moteur. Cette méthode nécessite la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel, par l'utilisation des capteurs à effet Hall, montés dans l'entrefer [Blaschke, 1972]. Si, les composantes du flux rotorique sont mesurées, le module et l'angle du vecteur du flux rotorique sont calculés algébriquement.

L'avantage de cette méthode est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette technique est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés d'harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement.

### 2.2.2. Méthode indirecte

Dans cette méthode, on n'utilise pas des capteurs du flux. Contrairement au DFOC, elle ne nécessite ni mesure, ni estimation du module du flux rotorique, mais elle utilise l'estimation de la position du flux rotorique et sa grandeur de référence  $\psi_{rd-ref}$ . Nous obtenons ce flux de référence par l'expression de défluxage suivante [Boudjemaa, 2009] :

$$\begin{cases} \psi_{rd-ref} = \psi_r \xrightarrow{Si} |\Omega| \leq \Omega_n \\ \psi_{rd-ref} = \psi_m \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \xrightarrow{Si} |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (2. 34)$$

Avec :

$\Omega_n$  : la vitesse de rotation nominale;

$\psi_m$  : le flux rotorique nominal;

$\psi_{rd-ref}$ : le flux rotorique de référence.

Cette équation de défluxage assure un flux rotorique constant pour les vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale avec une diminution hyperbolique en survitesse, donc au delà du seuil de la vitesse nominale, le couple maximal imposé sera plus faible.

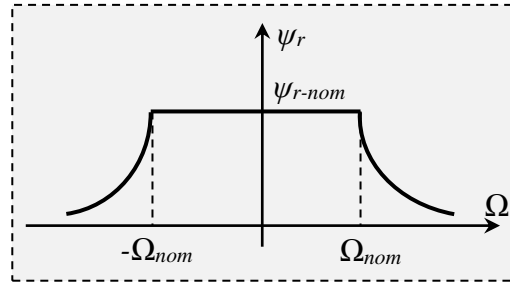


Figure 2.10 : Bloc de défluxage

La position  $\theta_r$  est déterminée par l'intégration de la pulsation rotorique, comme montre l'expression suivante :

$$\begin{cases} \theta_r = \int \omega_r . dt \\ \omega_r = \left( v_{rq-ref} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} . i_{sq-ref} \right) \cdot \frac{1}{\psi_{rd-ref}} \end{cases} \Rightarrow \theta_r = \int \left( \left( v_{rq-ref} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} . i_{sq-ref} \right) \cdot \frac{1}{\psi_{rd-ref}} \right) \quad (2. 35)$$

A partir de l'équation d'autopiloteage, nous pouvons calculer la position  $\theta_s$  en intégrant la pulsation statorique telle que :

$$\begin{cases} \theta_s = \int \omega_s . dt \\ \omega_s = p \cdot \Omega + \omega_r \end{cases} \Rightarrow \theta_s = \int \left( p \cdot \Omega + \left( v_{rq-ref} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} . i_{sq-ref} \right) \cdot \frac{1}{\psi_{rd-ref}} \right) \quad (2. 36)$$

Ceci montre clairement que pour la méthode IFOC ne nécessite aucune mesure du flux. Cependant, elle présente un problème de la sensibilité aux variations paramétriques de la MADA en fonction de la température (variation des résistances) et en fonction de la saturation (variation des inductances).

### 2.3. Choix d'orientation du flux

La commande à flux orienté est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux du moteur, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer [Vidal, 2004] [Boudjemaa, 2009], tels que :

- Orientation du flux statorique avec les conditions  $\psi_{sd} = \psi_s \leftrightarrow \psi_{sq} = 0$ .
- Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\psi_{rd} = \psi_r \leftrightarrow \psi_{rq} = 0$ .
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\psi_{ed} = \psi_e \leftrightarrow \psi_{eq} = 0$ .

Pour orienter l'un des flux, il faut choisir un référentiel  $(d, q)$  de telle manière que ce flux soit aligné avec l'axe  $(od)$ . Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent; la première produit le flux et l'autre produit le couple.

Dans le cadre de ce projet de thèse, nous développons la commande par orientation du flux indirecte de la MADA en orientant l'axe  $(od)$  du repère de Park suivant le flux rotorique.

### 2.4. Application de la commande par orientation du flux rotorique à la MADA

L'application de la commande par orientation du flux rotorique 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  $i_{rd}$  ou  $i_{sd}$ , et le couple par l'autre composante  $i_{rq}$  ou  $i_{sq}$ . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu (MCC) [Djeriri, 2015]. On peut schématiser cette méthode comme l'illustre la figure (2.11).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse rapide du couple électromagnétique et une grande plage de commande de vitesse avec une haute efficacité en régime permanent. Sans découplage, tout changement dans l'un de ces deux courants produira une perturbation dans l'autre et détériore ainsi le contrôle du couple électromagnétique.

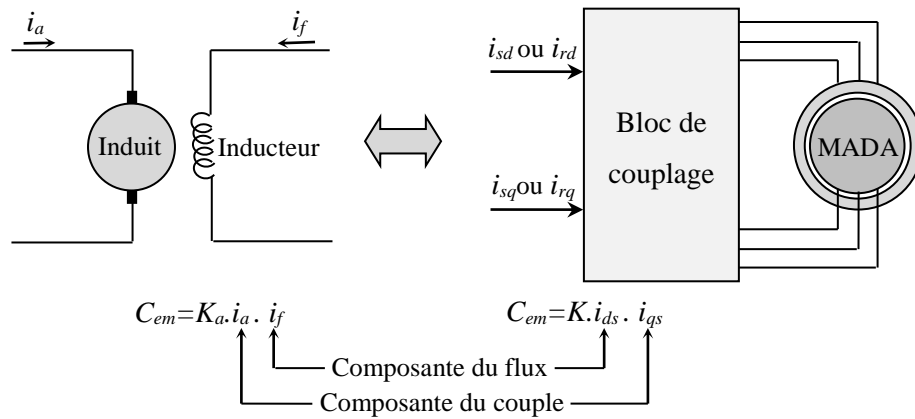


Figure 2.11 : Analogie entre la commande de la MADA et MCC

Pour simplifier l'élaboration de cette 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 rotorique (l'axe  $d$  aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la figure (2.12).

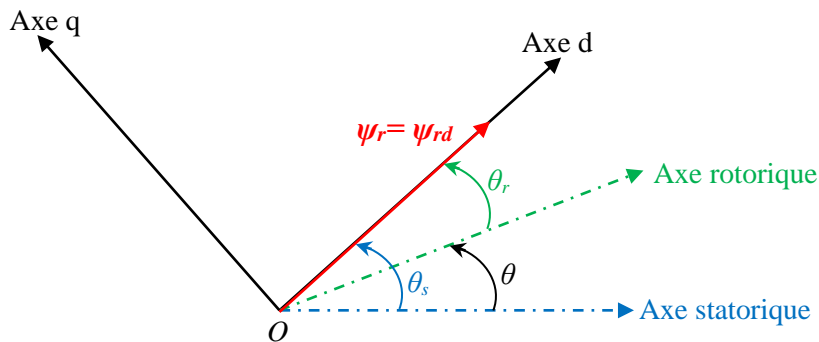


Figure 2.12 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

Par conséquent nous obtenons :

$$\psi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \psi_{rd} = \psi_r \tag{2.37}$$

Nous appliquons cette loi d'orientation sur l'équation (2.14) :

$$\psi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} i_{rq} = -\frac{M}{L_r} \cdot i_{sq} \\ i_{sq} = -\frac{L_r}{M} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (2.38)$$

Une relation entre la composante en quadrature du flux statorique et le courant  $i_{rq}$  peut être formulée, ainsi que la relation entre le couple électromagnétique et ce même courant s'écrit comme ci-dessous :

$$\begin{cases} \psi_{sq} = -\sigma \cdot \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot i_{rq} \\ C_{em} = p \cdot (\psi_{rq} \cdot i_{rd} - \psi_{rd} \cdot i_{rq}) = -p \cdot \psi_{rd} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (2.39)$$

Ainsi, les équations (2.39) et (2.38) permettent, pour un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique  $C_{em}$ , de réguler les courants  $i_{sq}$  et  $i_{rq}$ .

Par ailleurs, pour garantir un facteur de puissance quasiment unitaire du côté rotorique (puissance réactive du rotor est nulle), il suffit d'imposer :

$$i_{rd} = 0 \Leftrightarrow \psi_{rd} = M \cdot i_{sq} \Leftrightarrow i_{sq} = \frac{\psi_{rd}}{M} \quad (2.40)$$

Pour assurer un bon découplage entre les axes d et q, la méthode de Lecoq [Lecoq, 1991] est retenue dans ce travail. Cette méthode est très utilisée en pratique vu sa robustesse et son performance. Donc, nous définissons les tensions intermédiaires comme suit :

$$\begin{cases} v_{tsd} = v_{sd} - \frac{M}{L_r} \cdot v_{rd} \\ v_{tsq} = v_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot v_{rq} \\ v_{trd} = v_{rd} - \frac{M}{L_s} \cdot v_{sd} \\ v_{trq} = v_{rq} - \frac{M}{L_s} \cdot v_{sq} \end{cases} \quad (2.41)$$

En se basant sur les équations (2.13), (2.14) et (2.41), nous aurons :

$$\begin{cases} v_{tsd} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - R_r \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} - \psi_{sq} \cdot \omega_s + \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rq} \cdot (\omega_s - \omega) \\ v_{tsq} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} \cdot i_{rq} + \psi_{sd} \cdot \omega_s - \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{rd} \cdot (\omega_s - \omega) \\ v_{trd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} \cdot i_{sd} - \psi_{rq} \cdot (\omega_s - \omega) + \frac{M}{L_s} \cdot \psi_{sq} \cdot \omega_s \\ v_{trq} = R_r \cdot i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} \cdot i_{sq} + \psi_{rd} \cdot (\omega_s - \omega) - \frac{M}{L_s} \cdot \psi_{sd} \cdot \omega_s \end{cases} \quad (2.42)$$

Soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{tsd} = v_{tsdc} + v_{tsdc1} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + v_{tsdc1} \\ v_{tsq} = v_{tsqc} + v_{tsqc1} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + v_{tsqc1} \\ v_{trd} = v_{trdc} + v_{trdc1} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + v_{trdc1} \\ v_{trq} = v_{trqc} + v_{trqc1} = R_r \cdot i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + v_{trqc1} \end{array} \right. \quad (2.43)$$

Où  $v_{tsdc1}$ ,  $v_{tsqc1}$ ,  $v_{trdc1}$  et  $v_{trqc1}$  sont considérés comme des termes de compensation. Les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{i_{sd}(s)}{v_{tsdc}(s)} = \frac{i_{sq}(s)}{v_{tsqc}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot s} \\ \frac{i_{sd}(s)}{v_{trdc}(s)} = \frac{i_{rq}(s)}{v_{trqc}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r \cdot s} \end{array} \right. \quad (2.44)$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques, chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement).

A partir des expressions établies, nous pouvons tirer un tableau récapitulatif de connexion fixant les objectifs de la stratégie de contrôle avec les références des variables d'action impliqués :

Objectifs	Les courants de référence
$\psi_{rd} = \psi_r$	$i_{sd}^* = \frac{1}{M} \cdot \psi_{rd}^*$
$\psi_{rq} = 0$	$i_{sq}^* = \frac{L_r}{p \cdot M \cdot \psi_{rd}^*} \cdot C_{em}^*$
$Q_r = 0 \Leftrightarrow (\cos \varphi = 1)$	$i_{rd}^* = 0$
$C_{em}^* = C_{em}$	$i_{rq}^* = -\frac{1}{p \cdot \psi_{rd}^*} \cdot C_{em}^*$

Tableau 2.1 : Les courants de référence

### 2.4.1. Schéma de la commande IFOC appliquée au moteur asynchrone à double alimentation

La figure (2.13) présente le principe de la commande par orientation du flux rotorique indirecte appliquée au moteur asynchrone à double alimentation :

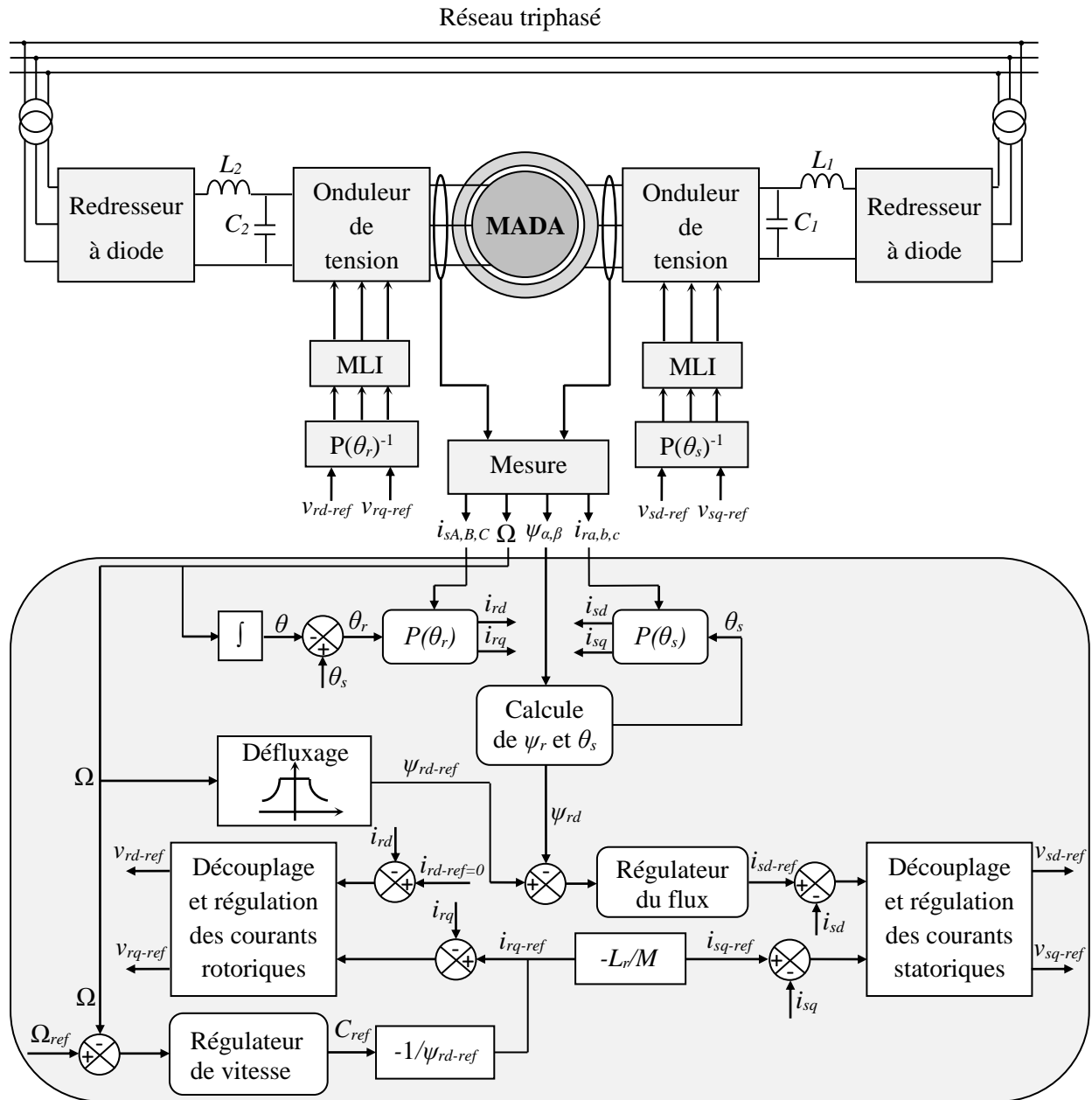


Figure 2.13 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique

Les blocs de découplage et de la régulation des courants sont représentés sur la figure (2.14).

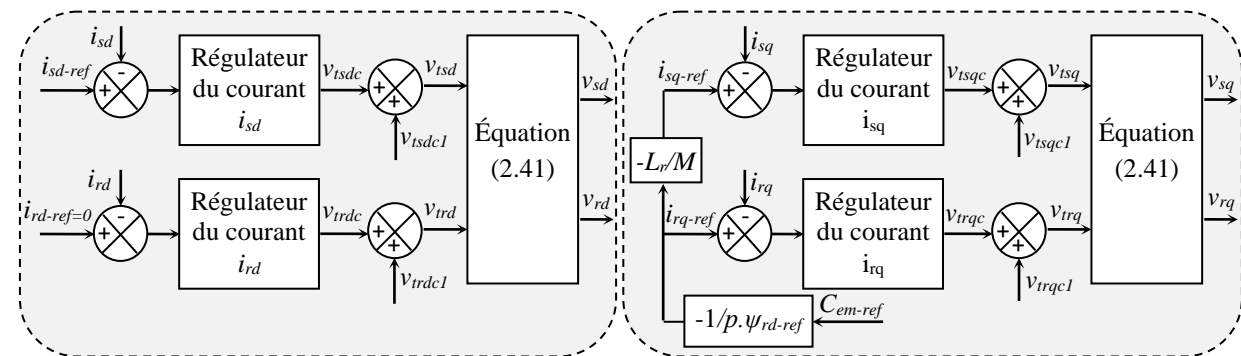


Figure 2.14 : Blocs de régulation des courants statoriques et rotoriques

## 2.4.2. Calcul des régulateurs

### 2.4.2.1. Régulateurs des courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables. Le régulateur que nous allons utiliser est de type Proportionnel Intégral (PI).

Les composantes du courant statorique ( $i_{sd}, i_{sq}$ ), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (2.15).

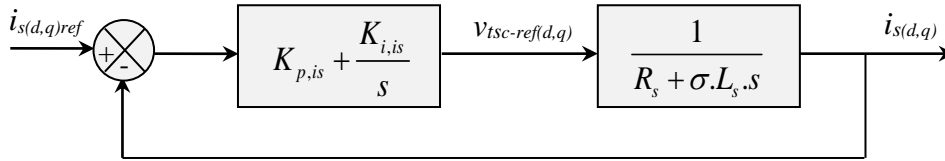


Figure 2.15 : Schéma de régulation des courants statoriques

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

$$H_{is}(s) = \frac{i_{sd,q}}{i_{sd,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} \cdot (K_{p,is} \cdot s + K_{i,is})}{s^2 + s \cdot \left( \frac{1 + \frac{K_{p,is}}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{i,is}}{\sigma T_s R_s}} \quad (2.45)$$

Avec :  $T_s = L_s / R_s$ .

Le polynôme caractéristique de l'équation (2.45) est du deuxième ordre, nous imposons le dénominateur des fonctions de transfert sous la forme suivante :

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \quad (2.46)$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide de la méthode de compensation des pôles [Mudry, 2002], nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et de la pulsation propre  $\omega_0$ . Par identification entre les équations (2.45) et (2.46), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{p,is} = (2 \zeta \cdot \omega_0 \cdot \sigma T_s - 1) \cdot R_s \\ K_{i,is} = \omega_0^2 \cdot \sigma T_s \cdot R_s \end{cases} \quad (2.47)$$

Nous appliquons la même procédure effectuée pour les régulateurs des courants statoriques aux régulateurs des courants rotoriques, on trouve les paramètres suivants :

$$\begin{cases} K_{p,ir} = (2\xi.\omega_0.\sigma.T_r - 1).R_r \\ K_{i,ir} = \omega_0^2.\sigma.T_r.R_r \end{cases} \quad (2.48)$$

Avec :  $T_r = L_r/R_r$ .

### 2.4.2.2. Régulateur du flux

Pour avoir un bon fonctionnement du moteur, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale, c'est pour cela que la régulation du flux rotorique est nécessaire. La figure (2.16) illustre le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique.

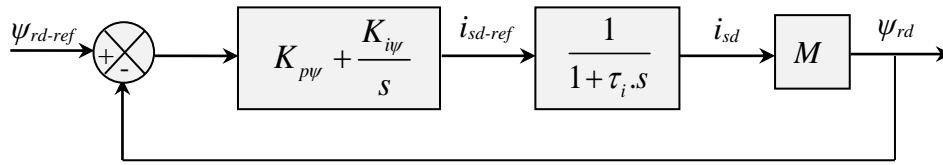


Figure 2.16 : Schéma de la régulation du flux rotorique

D'après la figure (2.16), la fonction de transfert en boucle fermée du flux rotorique  $H_\psi(s)$  est donnée par l'expression suivante :

$$H_\psi(s) = \frac{\psi_{rd}}{\psi_{rd-ref}} = \frac{\frac{M}{\tau_i} \cdot (K_{p\psi} \cdot s + K_{i\psi})}{s^2 + s \cdot \left( \frac{1 + K_{p\psi} \cdot M}{\tau_i} \right) + \frac{M \cdot K_{i\psi}}{\tau_i}} \quad (2.49)$$

De la même manière, le principe d'imposition des pôles est appliqué pour dimensionner ce régulateur. Nous trouvons les paramètres suivants :

$$\begin{cases} K_{p\psi} = \frac{(2.\xi.\omega_0.\tau_i - 1)}{M} \\ K_{i\psi} = \frac{(\omega_0^2.\tau_i)}{M} \end{cases} \quad (2.50)$$

### 2.4.2.3. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence, un régulateur de type PI classique est encore utilisé pour assurer ce but.

Avant l'application d'une consigne de vitesse, nous procédons à la magnétisation du moteur, c'est pour cela que nous remplaçons  $\psi_{rd}$  par sa référence  $\psi_{rd-ref}$  dans l'équation (2.39) du couple électromagnétique. Le schéma bloc de la chaîne de régulation de vitesse est donné sur la figure (2.17).

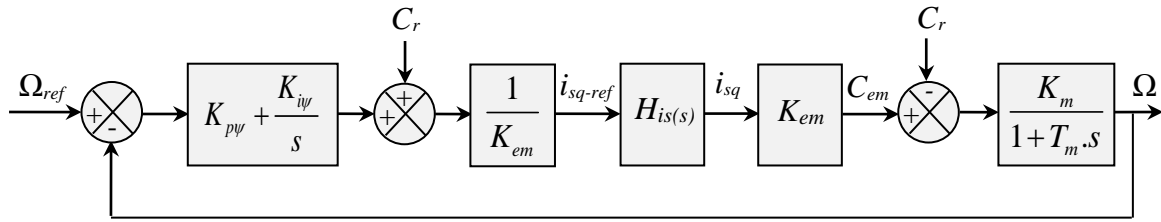


Figure 2.17 : Schéma de la régulation de vitesse

D'après la figure (2.17), la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse  $H_{\Omega}(s)$  est donnée par l'expression suivante :

$$H_{\Omega}(s) = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{k_m \cdot k_{p\Omega} \cdot s + k_m \cdot k_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \cdot \frac{1 + k_m \cdot k_{p\Omega}}{T_m} + \frac{k_m \cdot k_{i\Omega}}{T_m}} \quad (2.51)$$

Avec :  $K_m = 1/f$  et  $T_m = J/f$ .

De la même manière effectuée pour le correcteur du courant, nous obtenons les paramètres du régulateur de vitesse :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{(2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot T_m - 1)}{K_m} \\ K_{i\Omega} = \frac{(\omega_0^2 \cdot T_m)}{K_m} \end{cases} \quad (2.52)$$

Il est bien connu que le régulateur PI classique de vitesse ne permet pas d'obtenir des très bonnes performances lorsque la consigne varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le régulateur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du régulateur qui se traduit par un dépassement de la vitesse. Une des solutions qui peuvent être utilisées pour remédier à ce problème consiste à adoucir la consigne de la vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert comme suit :

$$\frac{\Omega_{ref\_f}}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{1 + T_f \cdot s} \quad (2.53)$$

Avec :

$\Omega_{ref\_f}$  : Vitesse de référence filtrée.

$T_f$  : Constante du temps du filtre.

### 3. Résultats de simulation et interprétations

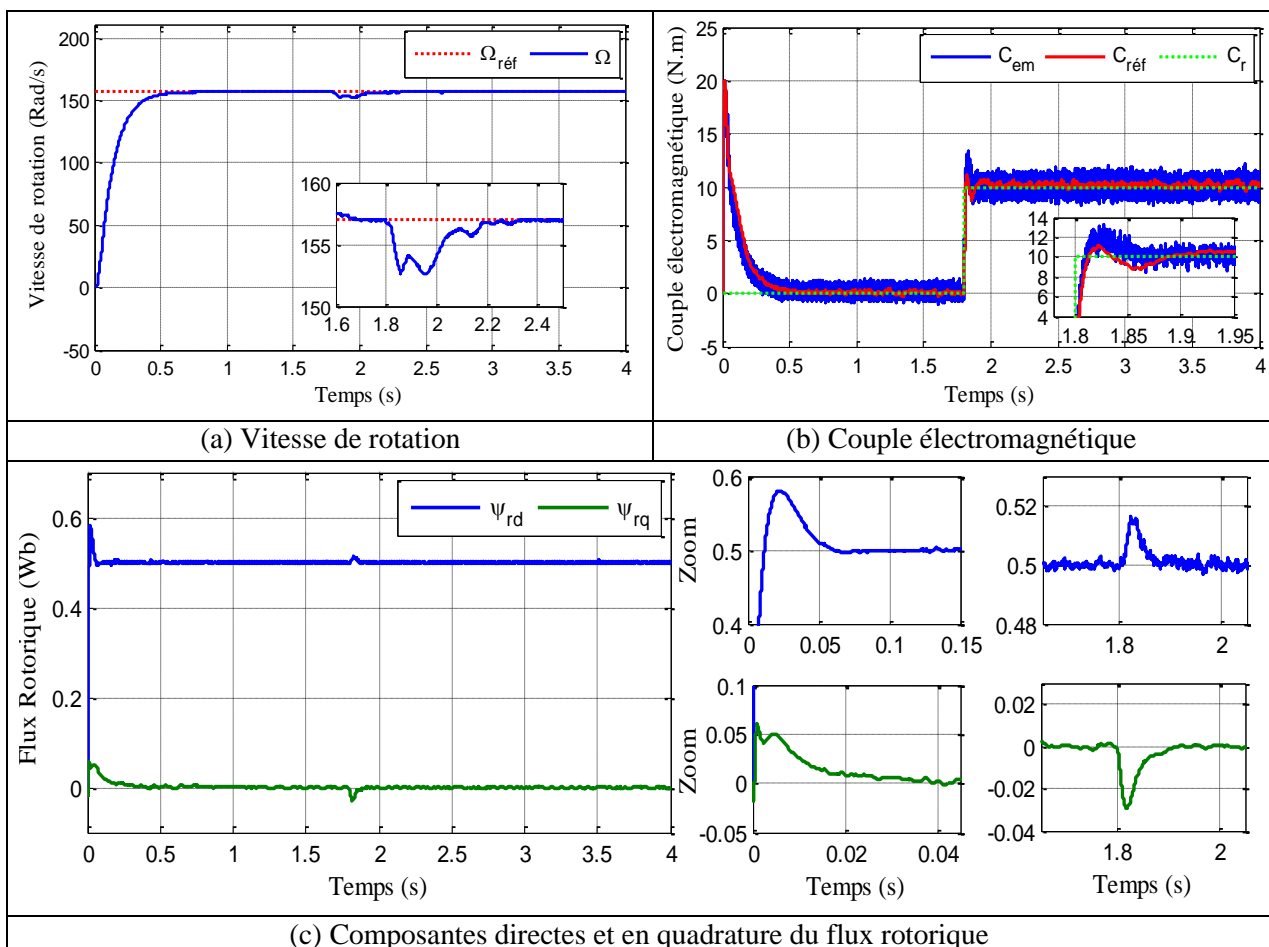
Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet de thèse sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation de 1.5KW, où les enroulements statoriques et rotoriques sont alimentés à travers deux onduleurs de tension. Les paramètres de ce moteur sont mentionnés dans l'annexe B.

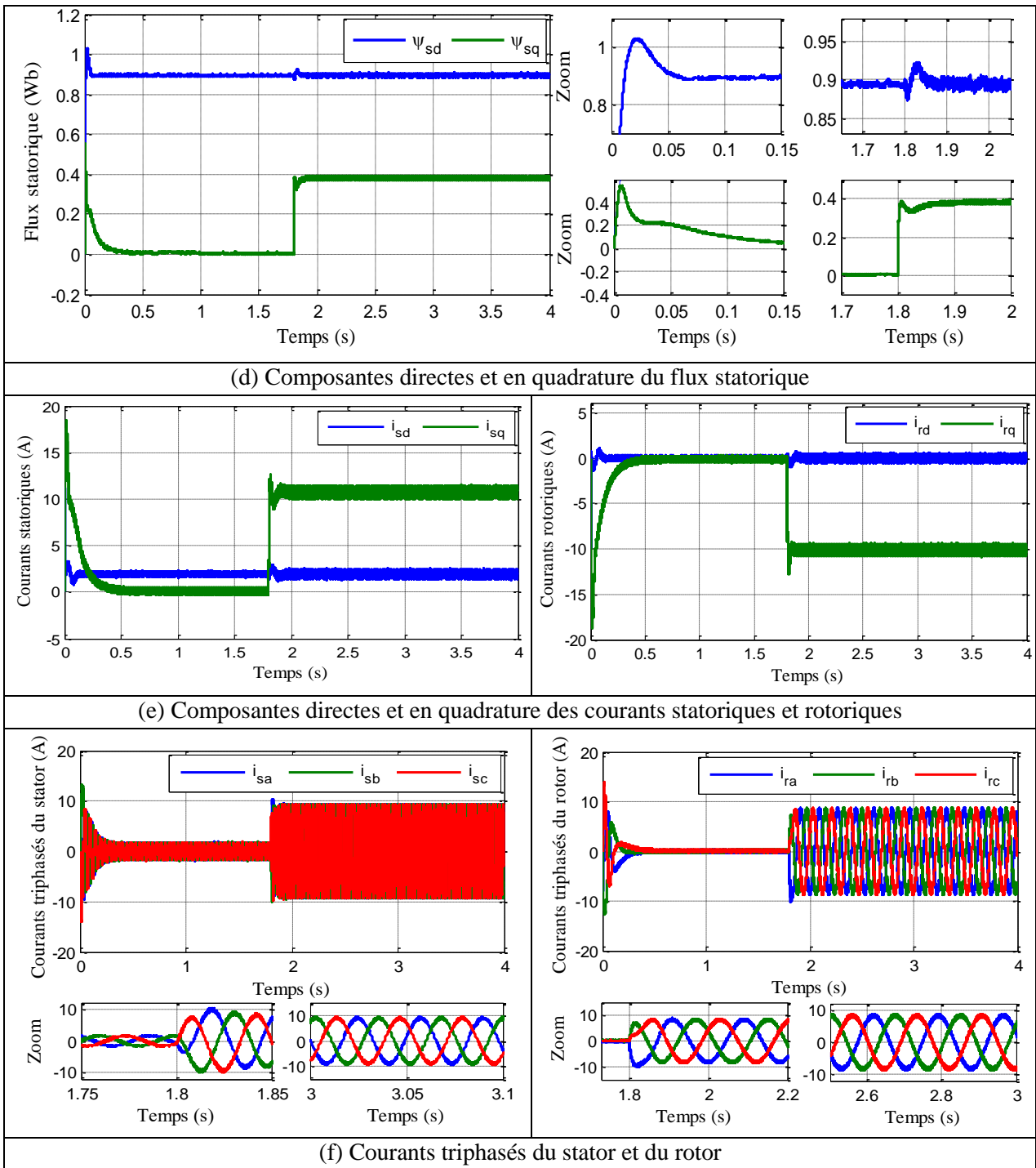
Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande par orientation du flux rotorique de la MADA, nous avons simulé le système pour les cas suivants:

- Fonctionnement à vitesse constante;
- Fonctionnement à vitesse variable;
- Test de la robustesse;

#### 3.1. Fonctionnement à vitesse constante

Pour analyser les performances en poursuite de cette technique de contrôle, nous proposons dans ce test un démarrage direct à vide de 157 rad/s (équivalent 1500 tr/min), puis une introduction d'une perturbation de charge de 10N.m à l'instant  $t = 1.8s$ .





**Figure 2.18 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante**

D'après ces résultats, nous remarquons que la commande par orientation du flux rotorique présente des résultats satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite. La figure (2.18-a) montre que la vitesse de rotation suit relativement sa référence, elle atteint sa valeur nominale après un temps de  $t_{r(\Omega)}=0.65s$ .

Le couple de charge, la référence de couple et le couple du moteur sont représentés sur la figure (2.18-b). Dans ce cas, le couple de charge est considéré comme une perturbation,

Comme le démarrage est à vide, le couple du moteur revient pratiquement à la valeur zéro à la fin du régime transitoire. Cependant, à l'instant où l'on surcharge le moteur, nous remarquons une diminution de la vitesse de 4.6rad/s, cette perturbation est rejetée après un temps de 0.5s. Nous observons également quelques oscillations et dépassements transitoires lors de changements de consigne de couple électromagnétique.

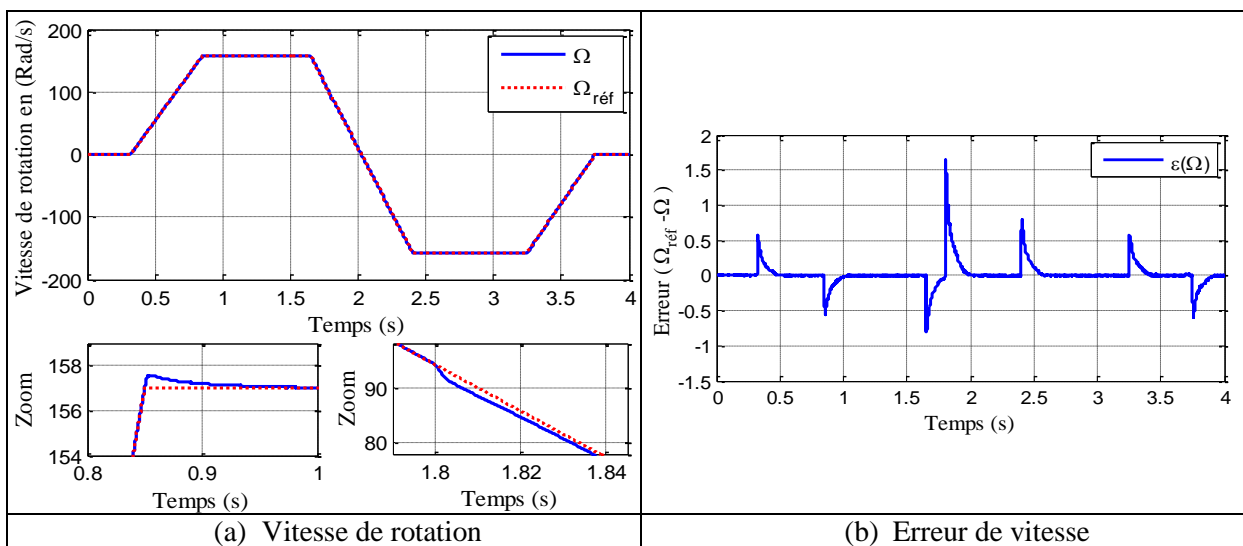
Les figures (2.18-c) et (2.18-d) représentent le comportement des composantes directes et en quadratures des flux, nous observons une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. En effet, la composante du flux rotorique sur l'axe en quadrature est nulle ( $\psi_{rq}=0$ ), tandis que sa composante sur l'axe direct est constante ( $\psi_{rd}=\psi_r$ ). Au démarrage, ces composantes des flux présentent des petits dépassements. De plus, elles possèdent une légère affectation à l'instant de l'introduction de la charge.

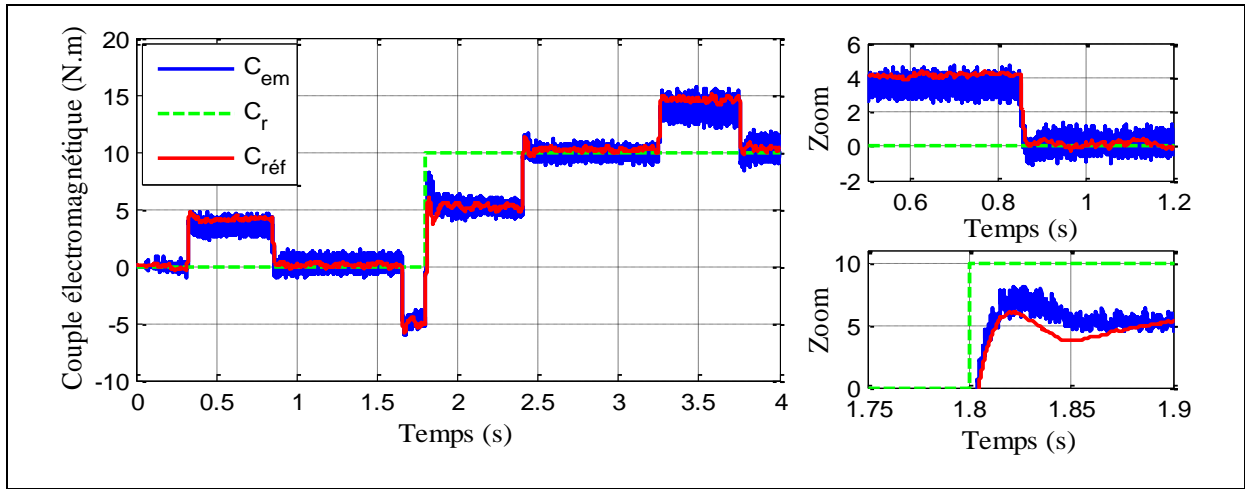
Nous apercevons sur la figure (2.18-e) que les composantes des courants statoriques et rotoriques suivent régulièrement leurs références, le courant statorique  $i_{sq}$  est proportionnel avec le couple électromagnétique et sa composante sur l'axe direct reste constante, ce qui montre que le découplage entre le couple et le flux est bien réalisé et les objectifs tracés dans le tableau (2.1) sont assurés.

Par ailleurs, les résultats obtenus montrent également que les courants statoriques et rotoriques triphasés de la MADA sont proportionnelles au couple de charge imposé. La forme d'onde des courants est presque sinusoïdale.

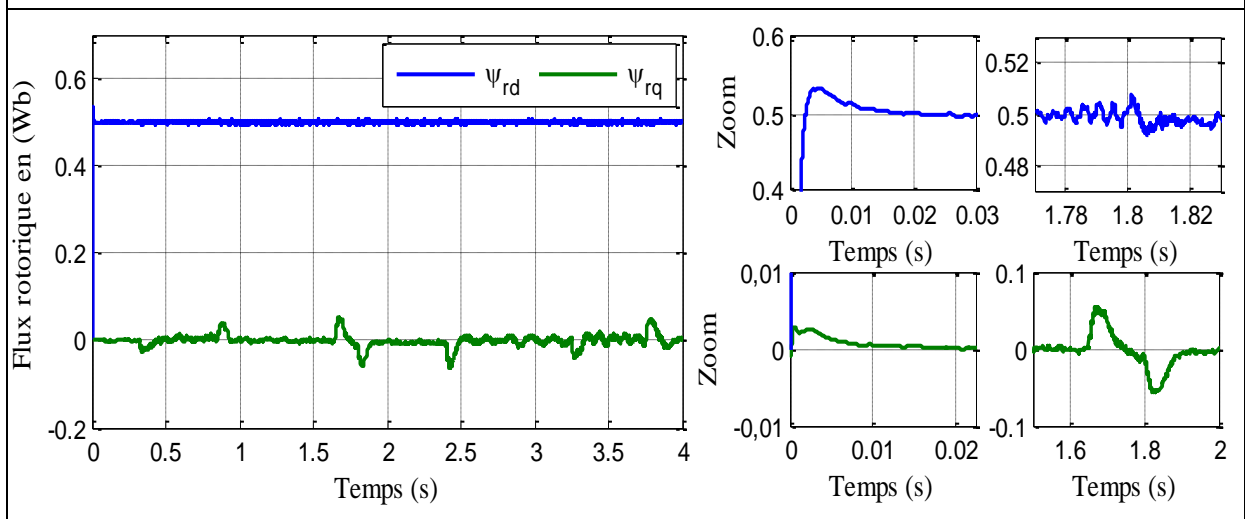
### 3.2. Fonctionnement à vitesse variable

Dans ce test de fonctionnement à vitesse variable, nous avons effectué une inversion du sens de rotation de la vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s, avec une application du couple de charge de 10 N.m à  $t=1.8s$  afin de tester le découplage entre le couple et le flux rotorique.

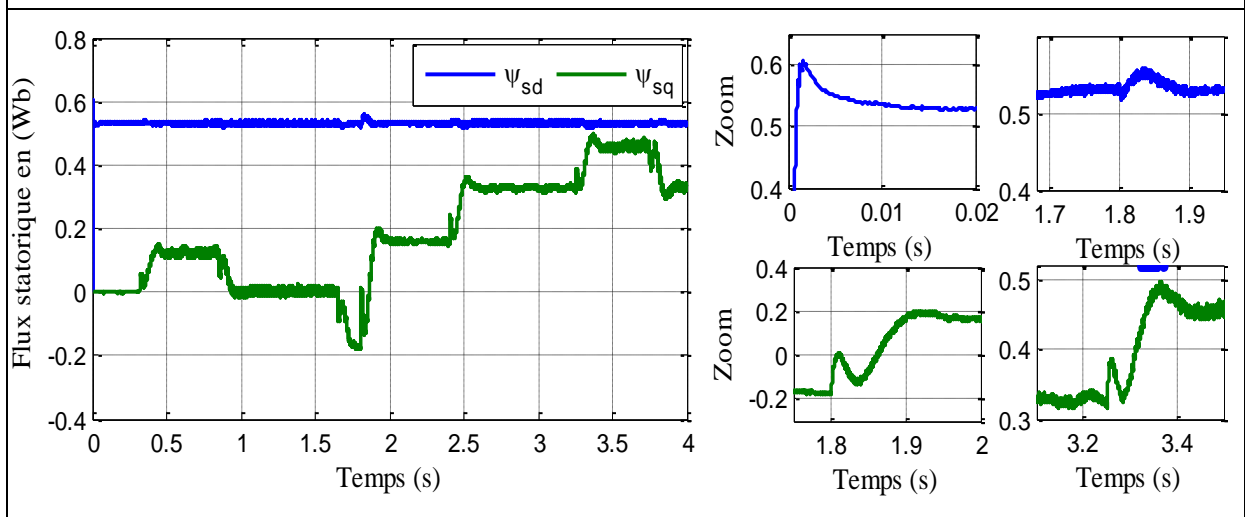




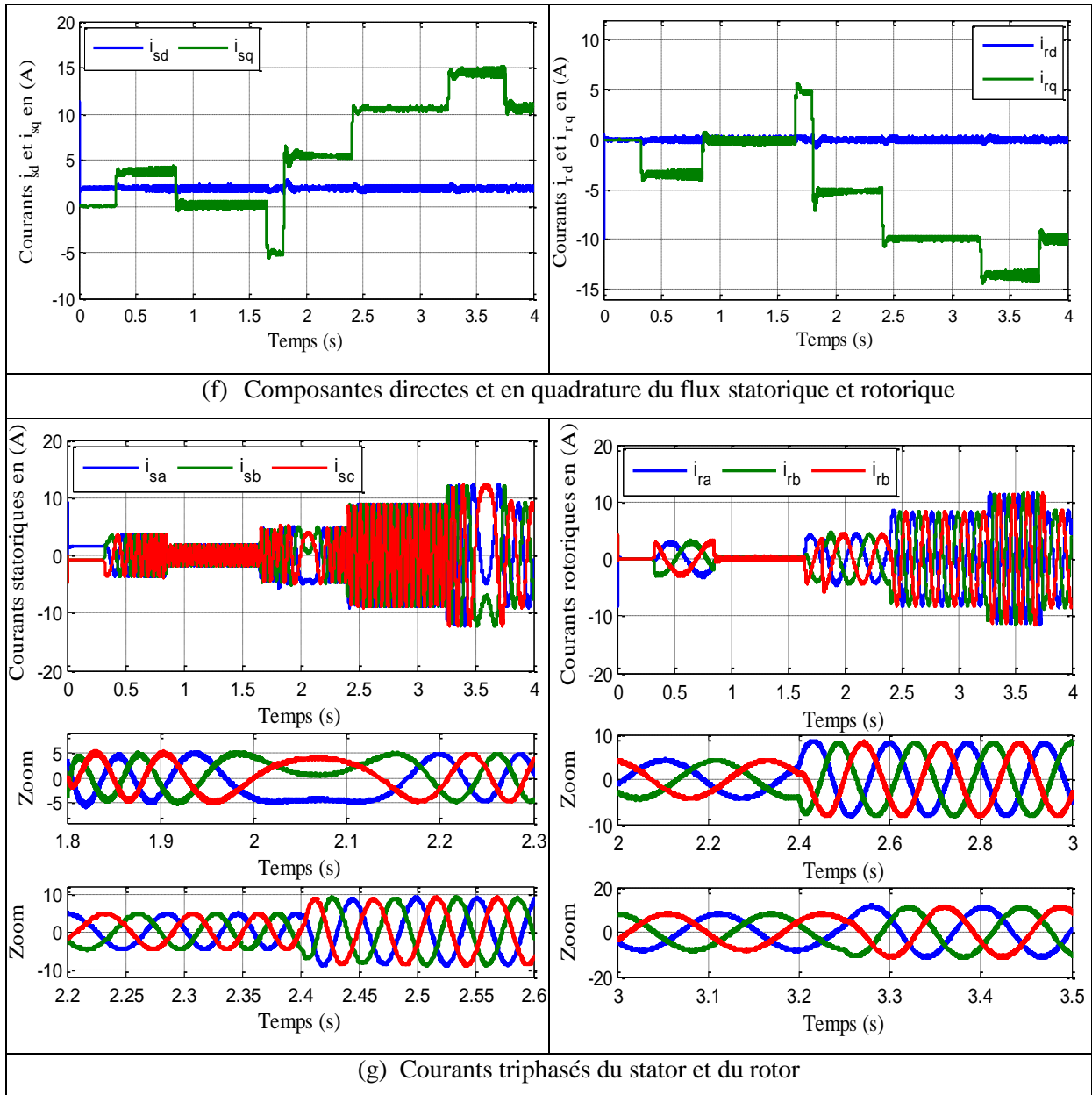
(c) Couple électromagnétique



(d) Composantes directes et en quadrature du flux rotorique



(e) Composantes directes et en quadrature du flux statorique



**Figure 2.19 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable**

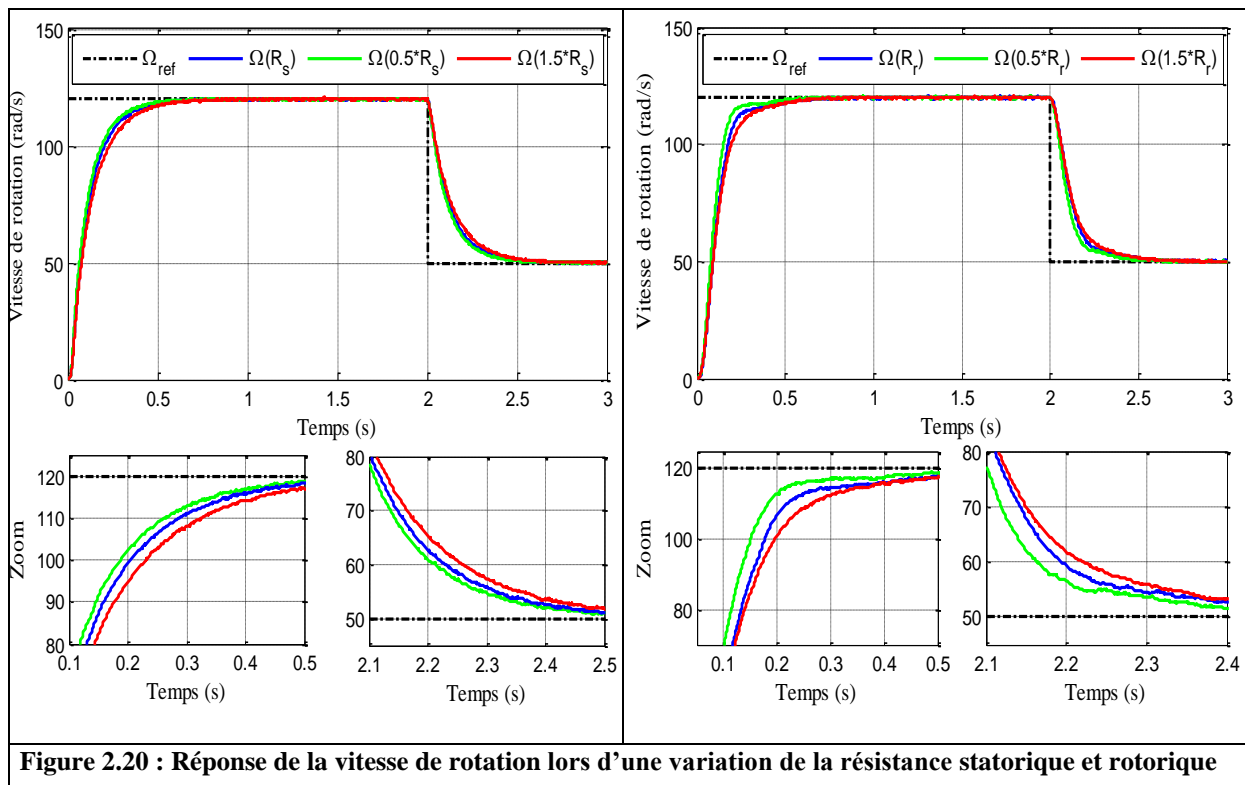
Les résultats de simulation montrent un comportement acceptable du moteur malgré la variation de la charge. La vitesse de rotation suit sa référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent, elle présente des faibles pics lors du passage d'un état à un autre avec un dépassement de 0.33%. Nous observons aussi que la vitesse est sensible aux perturbations de charge, car il existe un pic avec une chute relative de 2.2 % pour le couple de  $C_r=10$  N.m. De plus, le couple du moteur suit parfaitement sa valeur de référence, Mais, il présente des oscillations lors des changements de consignes.

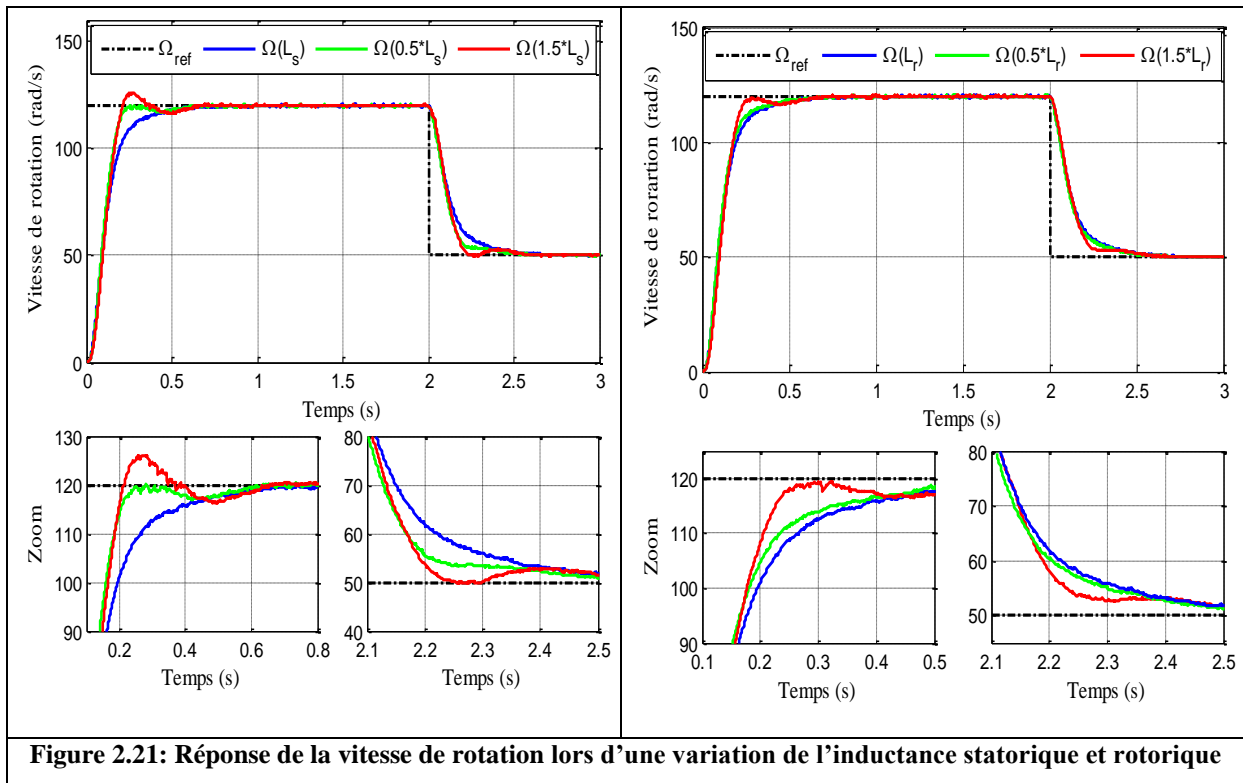
D'autre part, ces résultats montrent également que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est très satisfaisant. La composante directe du flux rotorique suit presque sa valeur de référence et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux rotorique comme le montre la figure (2.19-d). Cependant, les composantes des flux et des courants marquent des impulsions lors de l'application du couple de charge et surtout lors de l'inversion de la vitesse.

Les courants statoriques et rotoriques sont sinusoïdaux et présentent des variations suivant les changements du régime et en particulier lors de l'inversion de sens de rotation.

### 3.3. Test de Robustesse

Afin de vérifier la robustesse de la commande par orientation du flux rotorique de la MADA, des changements sont appliqués sur les paramètres internes du modèle du moteur utilisé. Les résultats de simulation sont obtenus pour des différents tests de robustesse de la commande face aux variations paramétriques de la machine, selon la variation des résistances statoriques et rotoriques (cas d'échauffement) et des inductances statoriques et rotoriques (cas de saturation). Les figures suivantes représentent le comportement de la vitesse de rotation dans ce test.





A partir des résultats obtenus, nous déduisons que le contrôle par orientation du flux rotorique présente une sensibilité dans le cas de variations paramétriques du moteur. La dynamique de poursuite de la vitesse est affectée par la variation paramétrique introduite sur le système.

D'après la figure (2.20), nous remarquons que lors d'une variation de la résistance par rapport à sa valeur nominale provoque une augmentation ou diminution du temps de monté et du temps de réponse de la vitesse. Dans le cas de la variation de l'inductance statorique ou rotorique présenté dans la figure (2.21), nous observons que cette variation influe clairement sur le temps de réponse, le temps de monté, l'erreur statique et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoire. Donc, nous pouvons conclure que la commande étudiée présente une faible robustesse contre les variations paramétriques.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et le contrôle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en mode moteur ont été présentés. Le principe de cette stratégie de contrôle repose sur le modèle dynamique du moteur défini dans le référentiel biphasé de Park. Son principe repose sur le découplage entre le flux et le couple de la machine. Le modèle de la commande FOC a été développé dans l'environnement

Matlab/Simulink et une série de simulations est réalisée dans le but d'évaluer les performances de la machine en termes de poursuite, de régulation et de robustesse.

Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de la commande FOC en termes de la réponse du couple et de la vitesse. Cependant, son principal inconvénient est sa faible robustesse vis-à-vis les variations paramétriques du moteur.

Afin de palier ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la commande directe du couple (DTC) qui occupe une place importante parmi les contrôles robustes.

*Commande directe du couple  
du moteur asynchrone à  
double alimentation*

## 1. Introduction

Pour surmonter certains désavantages rencontrés avec la commande par orientation du flux, notamment la sensibilité aux variations paramétriques du moteur, nous abordons la stratégie de commande directe du couple.

La technique du contrôle direct de couple (DTC : Direct Torque Control) a été proposée par Takahashi et Depenbrock pour le moteur asynchrone au milieu des années 80 [Takahashi, 1986] [Depenbrock, 1988]. Elle présente des performances dynamiques remarquables ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la machine. Le principe de cette commande est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension (états de commutation).

Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et de deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du couple électromagnétique et du flux de la machine d'une façon découplée.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée aux deux onduleurs de la MADA. Des simulations sont présentées à l'aide de l'environnement Matlab/Simulink, d'une part pour illustrer les performances apportées par la DTC et d'autre part, pour affirmer la robustesse de cette commande par rapport à la commande vectorielle.

## 2. Principe de la commande DTC

La commande DTC consiste à contrôler directement le couple et les flux du moteur par la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs des onduleurs de tension. Ce choix est basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont le rôle est de commander l'état du système, à savoir l'amplitude des flux (statorique et rotorique) et le couple électromagnétique, il s'agit de maintenir ces grandeurs dans des plages d'erreurs définies; les sorties des régulateurs à hystérésis combinées avec l'information sur la position où le vecteur de flux se trouvait, déterminent la table de commande (table de commutation) servant à contrôler l'onduleur [Takahashi, 1986]. Ce dernier (onduleur à deux niveaux) permet, le cas échéant, d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.

La commande DTC possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques, et en général elle est définie par [Djeriri, 2015] [Toufouti, 2008] :

- une réponse dynamique du moteur très rapide, et sa mise en œuvre se démarque sensiblement des commandes par flux orienté; elle ne nécessite pas de transformation de

coordonnées (Park) dans des axes tournants, car les courants et les tensions sont représentés dans un repère lié au stator.

- ne nécessite pas de bloc qui calcule la modulation de la tension MLI.
- elle se positionne parmi les stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.
- le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple, étant donné que le découplage des grandeurs de contrôle est naturellement assuré par la commande directe.
- les variations paramétriques du moteur n'affectent pas la commande. De plus, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance statorique et rotorique.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les ondulations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

### 3. Représentation des tensions d'alimentation

Pour élaborer les tensions triphasées qui attaquent le moteur asynchrone à double alimentation, on fait appel à deux onduleurs de tension à deux niveaux, le premier est connecté aux enroulements statoriques et le deuxième aux enroulements rotoriques. La figure (3.1) ci-dessous montre un schéma simplifié de l'alimentation de la MADA avec les deux onduleurs de tension.

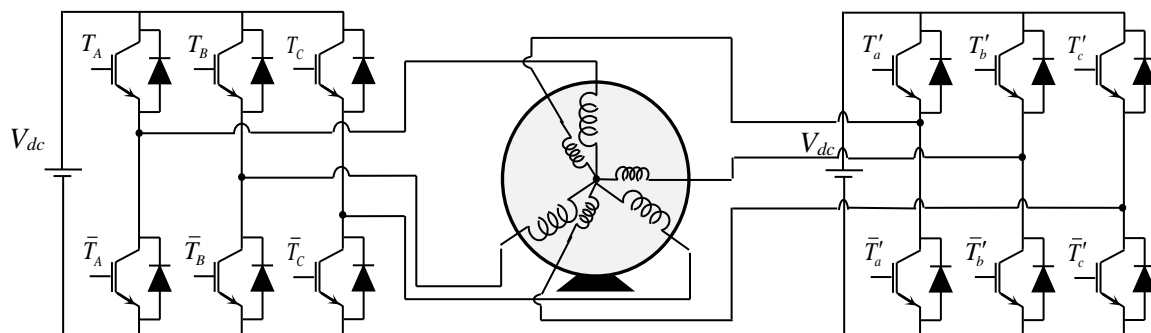


Figure 3.1 : schéma de l'association de la MADA avec les onduleurs de tension

Le type des commutateurs utilisé dépend de la puissance du variateur et de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les transistors MOS (Metal-Oxide Semiconductor) et IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) à diodes anti-parallèles sont très utiles.

Le rôle des convertisseurs représentés dans la figure (3.1) est de fournir des tensions alternatives simples au moteur, à partir des tensions continues  $V_{dc}$  et  $V'_{dc}$  (fournies par des

redresseurs ou des autres alimentations continues); les tensions fournies par chaque onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

Chaque convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $\bar{T}_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), nous avons :

- Si  $S_i = 1$  alors  $T_i$  est passant et  $\bar{T}_i$  est bloqué.
- Si  $S_i = 0$  alors  $T_i$  est bloqué et  $\bar{T}_i$  est passant, avec  $i = A, B, C, a, b$  ou  $c$ .

Le vecteur de tension  $\bar{V}$  est généré par l'équation suivante :

$$\bar{V} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left[ S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (3.1)$$

La combinaison des différents états de l'onduleur donne  $2^3=8$  cas possibles pour le vecteur de tension  $V$  dont deux vecteurs nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) et six vecteurs non nuls. La figure (3.2) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur  $V$  générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

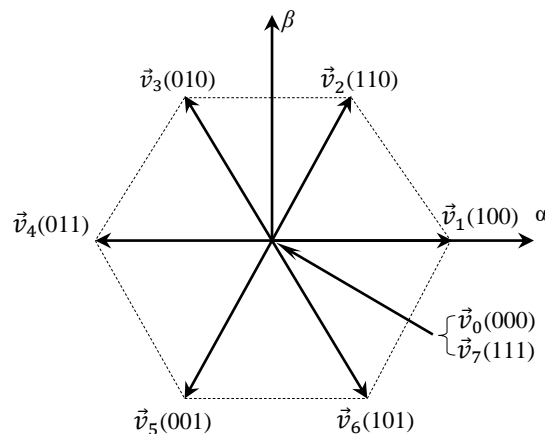


Figure 3.2 : Vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à deux niveaux

#### 4. Modèle de la MADA dédié à la commande directe du couple

Le modèle le plus approprié pour étudier le comportement dynamique, la conception et l'implémentation de la commande directe du couple de la MADA est le modèle biphasé exprimé par les coordonnées  $(\alpha, \beta)$  présenté dans le chapitre précédent. Ce modèle permet de réduire la complexité de la représentation triphasée  $(a, b, c)$  de la machine, il est représenté par les équations suivantes :

- Les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_m \cdot \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_m \cdot \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.2)$$

- Les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.3)$$

- Les équations mécaniques :

$$C_{em} = p \cdot (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.4)$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (3.5)$$

## 5. Commande DTC du moteur asynchrone à double alimentation

### 5.1. Principe du contrôle des flux

Pour réaliser ce type de commande, il faut signaler que la commande doit être asynchrone pour pouvoir réguler les deux flux statoriques et rotoriques à chaque instant; cela veut dire régler le couple fourni par la MADA. Les expressions des flux de la MADA sont obtenues par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \psi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \cdot I_s) \cdot dt + \psi_{s0} \\ \psi_r(t) = \int_0^t (V_r - R_r \cdot I_r) \cdot dt + \psi_{r0} \end{cases} \quad (3.6)$$

Nous considérons que les termes  $R_s \cdot I_s$  et  $R_r \cdot I_r$  peuvent être respectivement négligés devant les tensions  $V_s$  et  $V_r$  ( $V_s \gg R_s \cdot I_s$  et  $V_r \gg R_r \cdot I_r$  pour les grandes vitesses), donc on peut écrire l'équation (3.6) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_s(t) \approx \int_0^t V_s \cdot dt + \psi_{s0} \\ \psi_r(t) \approx \int_0^t V_r \cdot dt + \psi_{r0} \end{cases} \quad (3.7)$$

Pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ , les états logiques de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ , et  $S_c$ ) restent fixes, ainsi on peut écrire :

$$\begin{cases} \psi_s(t) \approx \psi_{s0} + V_s.T_e \\ \psi_r(t) \approx \psi_{r0} + V_r.T_e \end{cases} \quad (3.8)$$

D'après ces équations, on aura :

$$\begin{cases} \Delta\psi_s = \psi_s(k+1) - \psi_s(k) \approx V_s.T_e \\ \Delta\psi_r = \psi_r(k+1) - \psi_r(k) \approx V_r.T_e \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec :

$\psi(k+1)$  : le vecteur de flux (statorique ou rotorique) au pas d'échantillonnage suivant.

$\psi(k)$  : le vecteur de flux (statorique ou rotorique) au pas d'échantillonnage actuel.

$\Delta\psi$  : la variation du vecteur de flux ( $\psi(k+1) - \psi(k)$ ).

$T_e$  : la période d'échantillonnage.

De l'équation (3.9), nous constatons qu'entre deux instants d'échantillonnage où sur un intervalle d'échantillonnage  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur de flux (statorique ou rotorique) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension  $\vec{V}$  (statorique ou rotorique) sélectionné pendant une période  $T_e$ , en choisissant une séquence appropriée du vecteur de tension de l'onduleur sur des périodes d'échantillonnage successives de durée  $T_e$ . Ceci permet la poursuite de l'extrémité du vecteur de flux  $\vec{\psi}$  selon la trajectoire désirée.

La figure (3.3) montre l'évolution d'un vecteur de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Il est bien de noter que ce raisonnement est valable pour les deux flux statoriques et rotoriques.

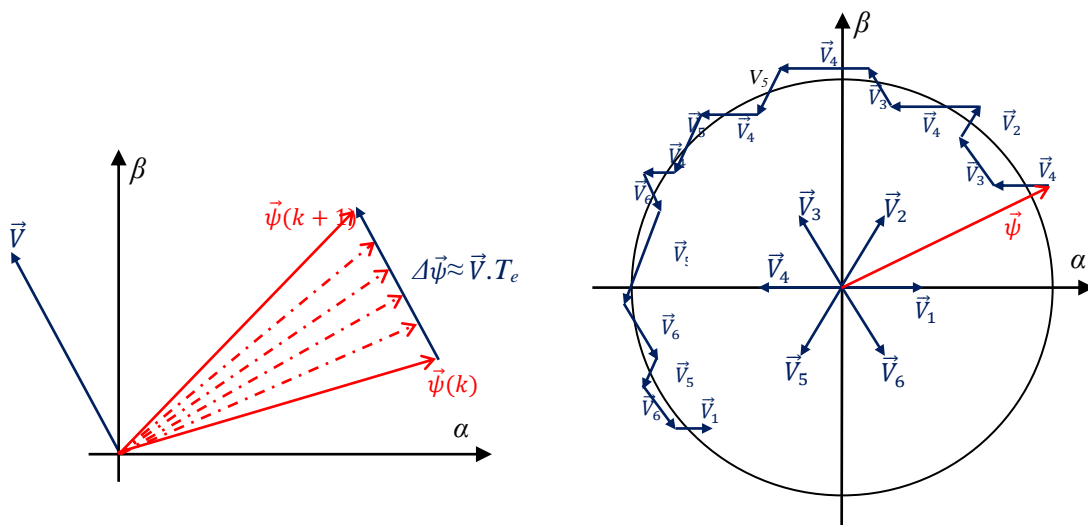


Figure 3.3 : Evolution du vecteur de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$

## 5.2. Principe du contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [Bonnet, 2008] :

$$\vec{C}_{em} = K.(\vec{\psi}_s \wedge \vec{\psi}_r) \quad (3.10)$$

$K$  est une constante dépend des paramètres du moteur, tel que :

$$K = \frac{p(1-\sigma)}{\sigma M} \quad (3.11)$$

$\vec{\psi}_s$  : Vecteur du flux statorique.

$\vec{\psi}_r$  : Vecteur du flux rotorique.

Les flux statoriques et rotoriques peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \bar{\psi}_s = [\psi_s, \theta_s] = \psi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \bar{\psi}_r = [\psi_r, \theta_r] = \psi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (3.12)$$

Où  $\psi_s$  et  $\psi_r$  sont respectivement les modules des flux statoriques et rotoriques à l'instant  $t_0$ .

$$\begin{cases} \|\bar{\psi}_s\| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \angle \bar{\psi}_s = \arctg \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \|\bar{\psi}_r\| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \\ \theta_r = \angle \bar{\psi}_r = \arctg \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \end{cases} \quad (3.13)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K. \|\bar{\psi}_s\| \cdot \|\bar{\psi}_r\| \cdot \sin(\gamma) \quad (3.14)$$

Avec :  $\gamma = \theta_s - \theta_r$

Où  $\gamma$  est l'angle entre les deux vecteurs de flux statorique et rotorique.

Sachant que les flux statoriques et rotoriques sont maintenus dans des bandes d'hystérésis, on peut supposer qu'ils suivent ses références, l'expression (3.14) devient :

$$C_{em} = K. \psi_{s-ref} \cdot \psi_{r-ref} \sin(\gamma) \quad (3.15)$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux statorique et rotorique et de la position relative  $\gamma$ . Lorsque les deux flux sont maintenus constants, par limitation des flux dans des bandes d'hystérésis autour de ses consignes, le couple électromagnétique sera en fonction de l'angle de déphasage  $\gamma$  entre ces deux flux.

Pour agir sur cet angle, on doit varier la position du vecteur de flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , en appliquant un de tension appropriée. Ainsi, pour augmenter au maximum la

valeur du couple, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur est en quadrature avance par rapport au vecteur de flux statorique. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur de tension ayant une forte composante en quadrature retard [Zemmit-1, 2017].

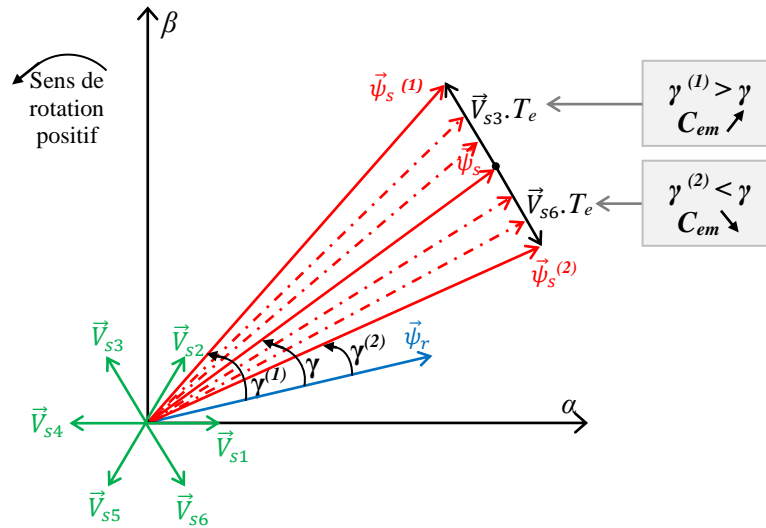


Figure 3.4 : Régulation du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension.

### 5.3. Choix du vecteur de tension

Pour fixer les amplitudes des vecteurs de flux statorique et rotorique, les extrémités de ces vecteurs doivent dessiner des trajectoires circulaires. Pour cela, les vecteurs de tension appliqués doivent rester toujours perpendiculaires aux vecteurs de flux. Ainsi en sélectionnant deux vecteurs appropriés, les extrémités des deux flux peuvent être contrôlées et déplacées de manière à maintenir ses amplitudes constantes.

Les différentes stratégies de sélection de chaque vecteur de tension  $V$  sont développées à partir des règles d'évolution du module du flux et du couple électromagnétique du moteur asynchrone à double alimentation en prenant compte de l'information sur la position du vecteur de flux dans le plan complexe  $(\alpha, \beta)$ . Afin de délimiter l'espace de flux, une partition en six zones (secteurs) de  $60^\circ$  de cet espace est nécessaire. Une décomposition en douze zones est aussi possible [Djeriri, 2015]. Mais elle n'apporte pas des améliorations supplémentaires dans le cadre d'une commande DTC avec un onduleur à deux niveaux.

Lorsque le vecteur de flux statorique se trouve dans un secteur  $S_i$  ( $i=1, 2, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs des tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs  $V_{i+1}$ ,  $V_{i-1}$ ,  $V_{i+2}$  et  $V_{i-2}$  représentés sur la figure (3.5). On gère le vecteur de flux rotorique de la même manière.

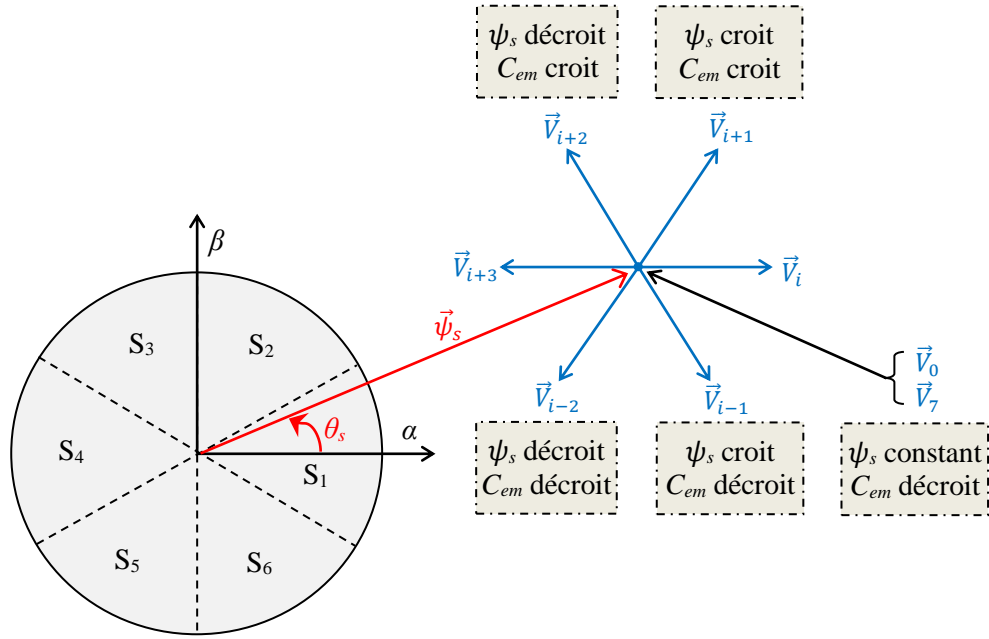


Figure 3.5 : Choix du vecteur de tension

D'une façon générale, lorsque le flux (statorique ou rotorique) se trouve dans le secteur  $S_i$ , le contrôle du couple et des flux peuvent se faire de la manière présentée dans le tableau (3.1) suivant :

	Augmentation	Diminution
$\psi_s$ ou $\psi_r$	$V_{i+1}, V_{i-1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$
$C_{em}$	$V_{i+1}, V_{i+2}$	$V_{i-1}, V_{i-2}$

Tableau 3.1 : choix du vecteur de tension

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou des flux, dans le secteur  $S_i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position des flux dans le secteur.

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangée.

Les six secteurs possibles de fonctionnement sont représentés à la figure (3.5) ci-dessus. La sélection du vecteur de tension est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que le secteur ou la position où se trouvait le vecteur de flux, alors un estimateur des flux statoriques et rotoriques en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour la commande DTC [Sutikno, 2014].

## 5.4. Estimation des flux et du couple électromagnétique

### 5.4.1. Estimation des flux statoriques et rotoriques

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\bar{\psi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s + R_s \cdot \bar{I}_s) \cdot dt \quad (3.16)$$

Le vecteur du flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\bar{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j \cdot \psi_{s\beta} \quad (3.17)$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\hat{\psi}_{s\alpha}^2 + \hat{\psi}_{s\beta}^2} \quad (3.18)$$

Avec :

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) \cdot dt \\ \hat{\psi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) \cdot dt \end{cases} \quad (3.19)$$

Les composantes du courant statorique  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (3.20)$$

De même, les composantes du vecteur de tension statorique  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  sont obtenues à partir de la mesure de la tension continu  $V_{dc}$  et l'état des interrupteurs  $(S_a, S_b, S_c)$ , en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{dc} \cdot [S_a - (S_b + S_c)] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} \cdot (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.21)$$

Le secteur  $S_i$  dans le quel se situe le vecteur du flux statorique est déterminé à partir des composantes  $\psi_{s\alpha}$  et  $\psi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\psi}_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}}\right) \quad (3.22)$$

On suit la même démarche pour le cas de l'estimation du flux rotorique. La phase et l'amplitude du flux rotorique estimé sont déterminées à partir des deux composantes de flux rotorique du repère  $(\alpha, \beta)$ , par :

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \quad (3.23)$$

$$\theta_r = \arctg\left(\frac{\hat{\psi}_{r\beta}}{\hat{\psi}_{r\alpha}}\right) \quad (3.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \int_0^t (v_{r\alpha} - R_r \cdot i_{r\alpha}) . dt \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \int_0^t (v_{r\beta} - R_r \cdot i_{r\beta}) . dt \end{cases} \quad (3.25)$$

#### 5.4.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés et des courants mesurés, il peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\hat{C}_{em} = p.(\hat{\psi}_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (3.26)$$

De cette équation, on peut remarquer que l'exactitude du module du couple électromagnétique dépend de la précision de la mesure des courants statoriques et de la qualité de l'estimation du flux statorique. La figure (3.6) montre le schéma de l'estimation du couple et des flux.

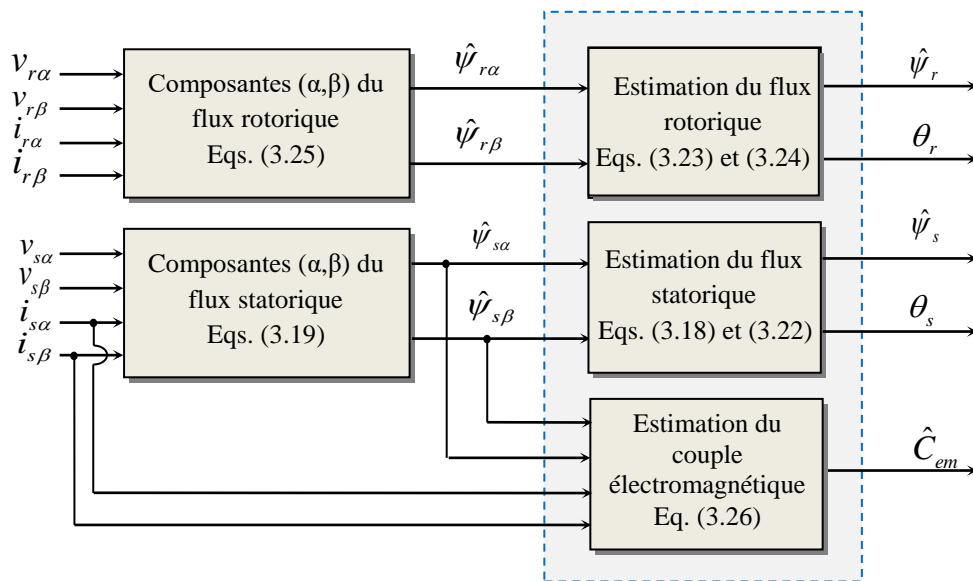


Figure 3.6 : Schéma de l'estimation du couple et des flux

Cette méthode d'estimation des flux présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse et de la précision, notamment à moyenne et haute vitesses où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, les résistances statoriques et rotoriques deviennent des paramètres prépondérants, des problèmes de dérivé et d'instabilité de l'intégrale peuvent surgir [Zaimeddine, 2007].

## 5.5. Elaboration du vecteur de commande

### 5.5.1. Elaboration du contrôleur des flux

L'objectif de ce correcteur est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux dans une bande circulaire comme l'indique la figure (3.7). Deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux sont utilisés pour la correction des flux statoriques et rotoriques. La sortie de chaque comparateur doit indiquer le sens d'évolution du module de flux, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant.

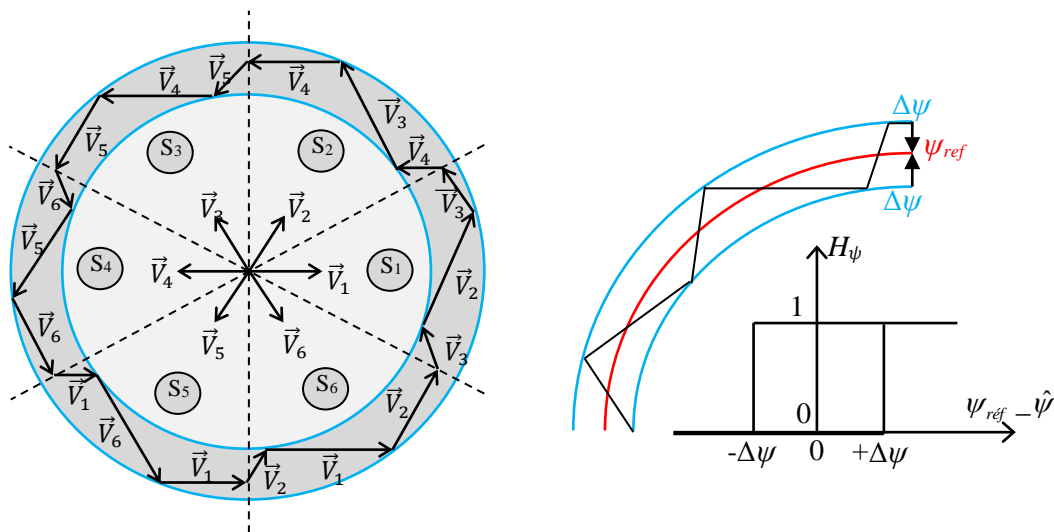


Figure 3.7 : Trajectoire du flux

L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans un contrôleur à hystérésis à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable booléenne  $H_\psi$ , cette variable indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $H_\psi=1$ ) ou diminuée ( $H_\psi=0$ ) de manière à garder l'erreur entre le flux estimé et la référence de flux dans une largeur d'hystérésis  $\Delta\psi$  et l'inéquation  $|\psi_{ref} - \hat{\psi}| \leq \Delta\psi$  doit être vérifiée.

Avec :  $\psi_{ref}$  représente la consigne de flux.

Si  $\varepsilon > \Delta\psi$  ou  $\varepsilon < -\Delta\psi$ , cela signifie que le flux est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur de tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux. Dans le second cas, on imposera un vecteur de tension qui aura pour action de diminuer le module du flux.

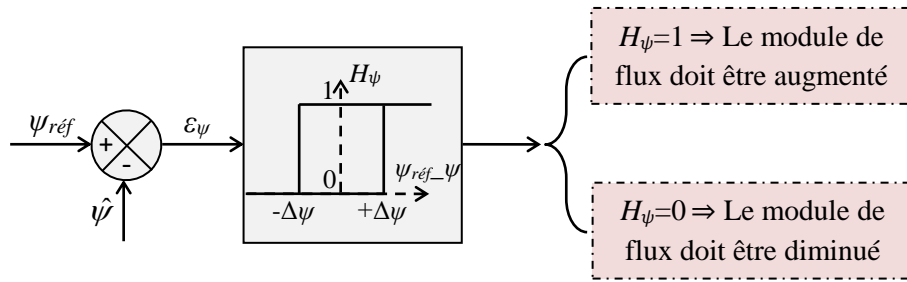


Figure 3.8 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux du flux

### 5.5.2. Elaboration du contrôleur du couple

Pour la correction du couple, on utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour contrôler la machine soit pour un couple positif ou négatif et dans les deux sens de rotation. Son rôle est de maintenir le couple électromagnétique dans les limites  $|C_{em-réf} - \hat{C}_{em}| \leq \Delta C_{em}$ , avec  $C_{em-réf}$  est la consigne du couple,  $\hat{C}_{em}$  est le couple estimé et  $\Delta C_{em}$  est la largeur d’hystérésis. La figure (3.9) montre ce type de correcteur.

L’écart  $\varepsilon_{Cem}$ , entre le couple de référence et le couple estimé  $\hat{C}_{em}$  est introduit dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la variable booléenne  $H_{Cem}$ , cette variable indique directement si l’amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $H_{Cem}=1$  pour une consigne positive et  $H_{Cem}=-1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $H_{Cem}=0$ ).

L’augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs [Djeriri, 2015].

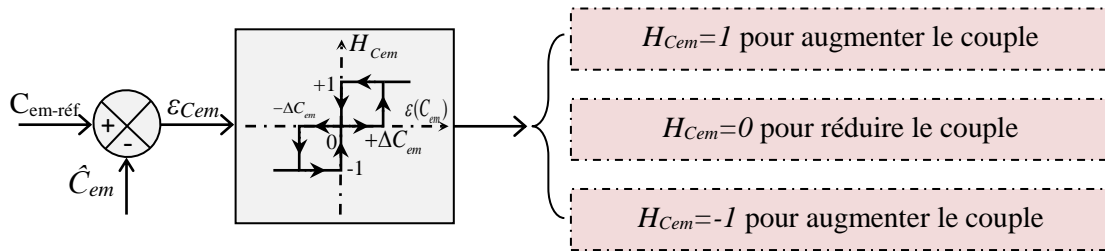


Figure 3.9 : Contrôleur à hystérésis à trois niveaux du couple électromagnétique

### 5.5.3. Elaboration de la table de commutation

Les deux onduleurs de tension à deux niveaux alimentant le moteur asynchrone à double alimentation sont pilotés par une loi de commande générée à partir deux tables de commutation. Chaque table permet de sélectionner le vecteur de tension approprié à chaque instant d’échantillonnage en fonction de l’état des variables booléennes ( $H_\psi$  et  $H_{Tem}$ ) à la sortie des deux correcteurs de flux et du couple électromagnétique, ainsi que le secteur  $S_i$  donnant l’information sur la position du vecteur de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Elle se présente sous la forme du tableau (3.2) suivant :

$H_{\psi/s}$ ou $H_{\psi/r}$	$H_{Cem}$	Secteur $S_i$					
		$S_1$ [- $\pi/6, \pi/6$ ]	$S_2$ [ $\pi/6, 3\pi/6$ ]	$S_3$ [ $3\pi/6, 5\pi/6$ ]	$S_4$ [ $5\pi/6, 7\pi/6$ ]	$S_5$ [ $7\pi/6, 9\pi/6$ ]	$S_6$ [ $9\pi/6, 11\pi/6$ ]
1	1	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$
	0	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$
	-1	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$
0	1	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$
	0	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$
	-1	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$

Tableau 3.2 : table de commutation

### 6. Schéma de la commande DTC appliqué au moteur asynchrone à double alimentation

La figure (3.10) illustre la structure générale du contrôle direct du couple du moteur asynchrone à alimentation connecté par deux onduleurs de tension. A chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , on fait une estimation des flux (statorique et rotorique) et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur de tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par un capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type  $PI$  pour construire la référence du couple.

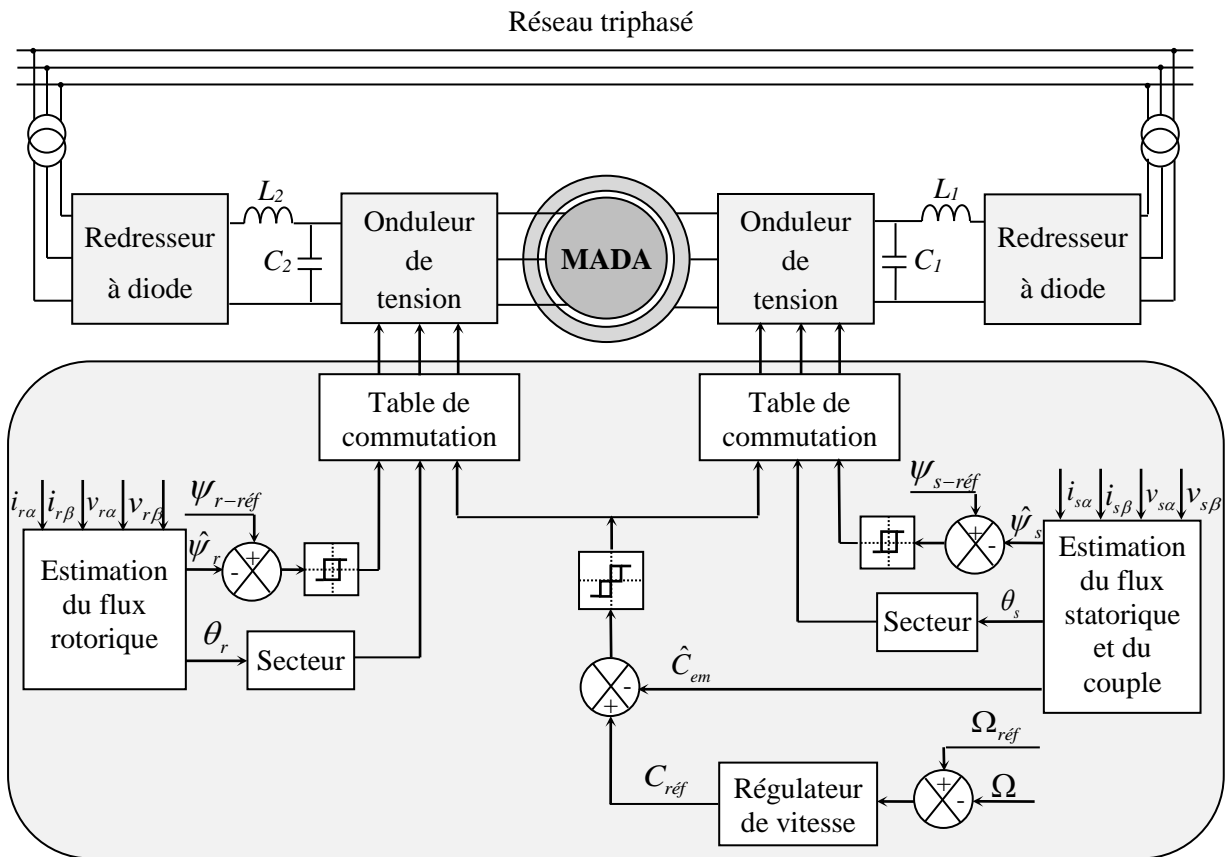


Figure 3.10 : Structure générale de la commande directe du couple appliquée à la MADA

## 7. Résultats de simulation

Dans cette section, la commande DTC classique du moteur asynchrone à double alimentation (les paramètres du moteur sont mentionnés dans l'annexe B) a été testée par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. Trois types de tests ont été appliqués au système de la figure (3.10) afin d'observer le comportement de cette technique de contrôle :

- Fonctionnement à vitesse constante;
- Fonctionnement à vitesse variable avec inversion du sens de rotation;
- Test de la robustesse;

Les principales caractéristiques de cette simulation sont résumées comme suit :

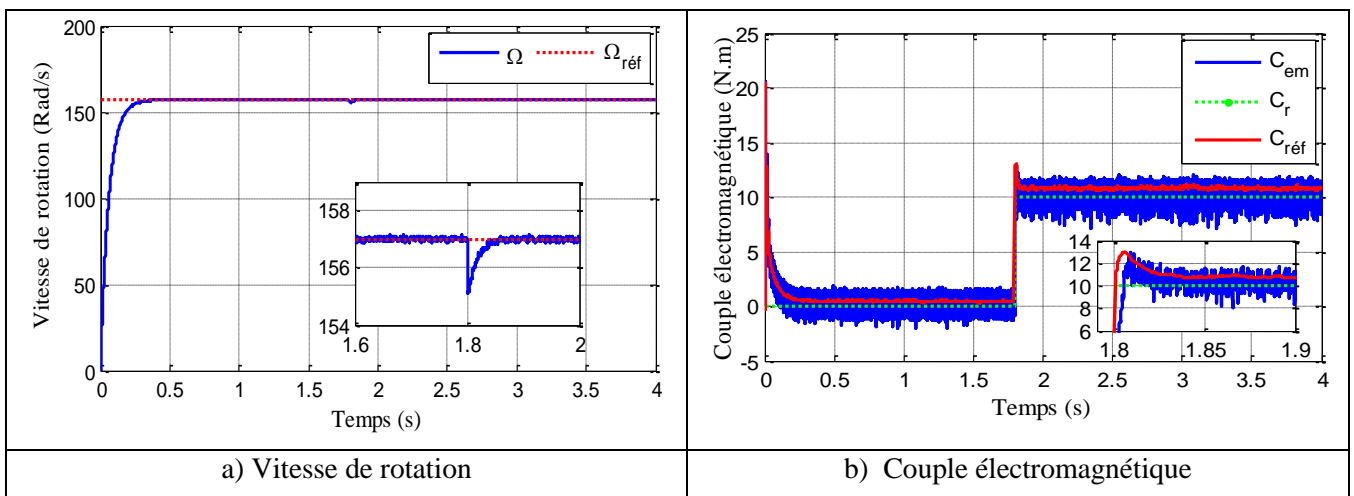
- La fréquence d'échantillonnage est :  $f_s=10$  kHz;
- Les largeurs des bandes d'hystérésis :

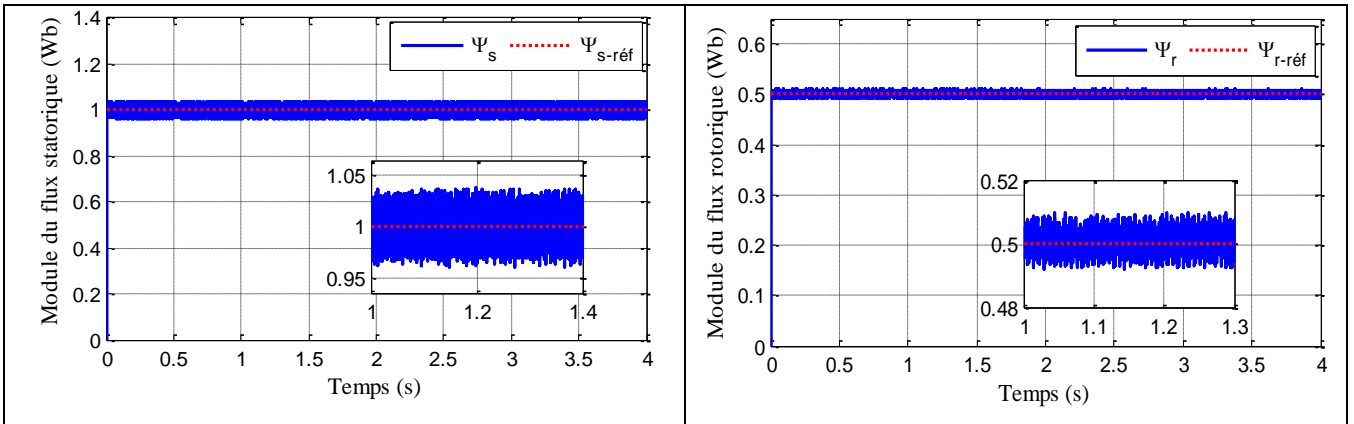
Bande d'hystérésis du couple	$\Delta T_{em}=0.01$ N.m
Bande d'hystérésis du flux statorique	$\Delta \psi_s=0.001$ Wb
Bande d'hystérésis du flux rotorique	$\Delta \psi_r=0.001$ Wb

Tableau 3.3 : Largeurs des bandes d'hystérésis

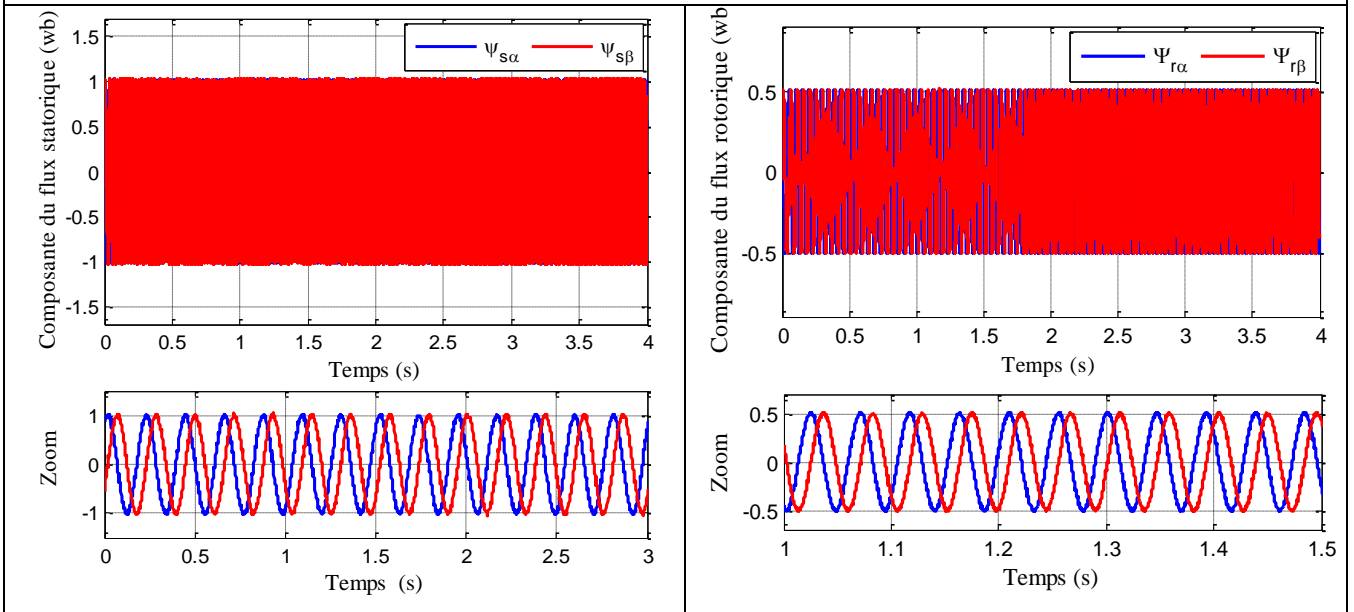
### 7.1. Fonctionnement à vitesse constante

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenus pour un échelon de vitesse de  $\Omega_{ref} = 157$  rad/s (équivalent à 1500 tr/min), avec une charge de 10N.m appliquée à l'instant  $t= 1.8$  s.

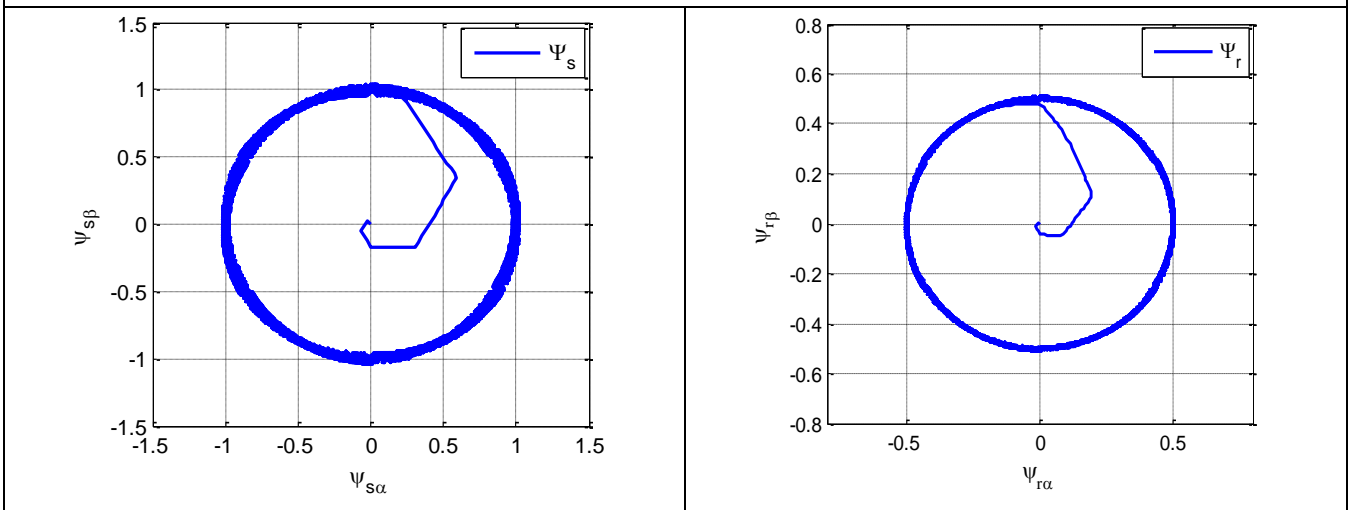




c) Modules des flux statoriques et rotoriques



d) Composantes des flux statoriques et rotoriques



e) Evolution des flux statoriques et rotoriques

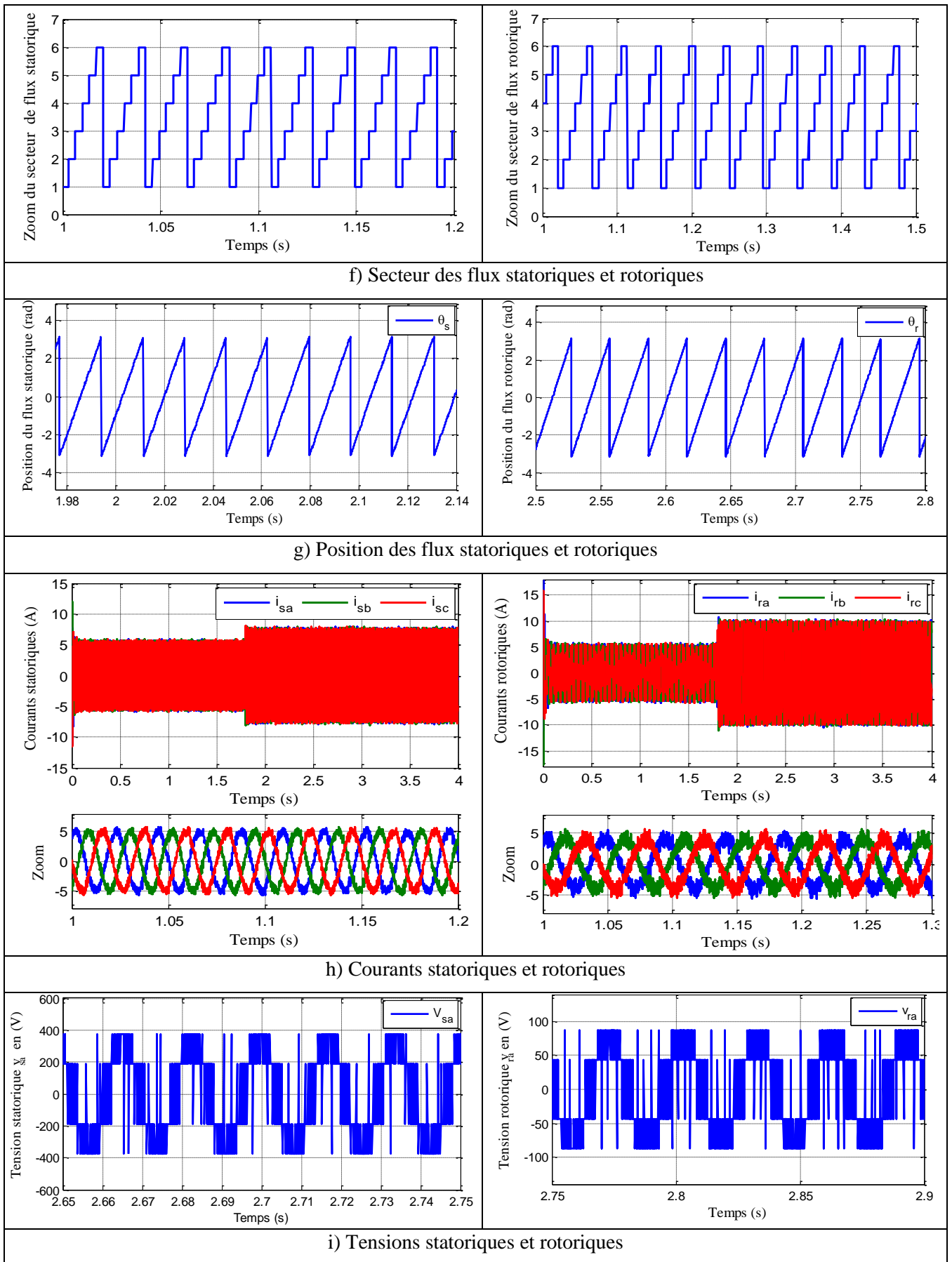


Figure 3.11 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante

D'après ces résultats obtenus, nous pouvons remarquer que la vitesse de rotation suit parfaitement et rapidement la valeur de référence souhaitée, sans dépassement au démarrage et sans erreur statique, elle atteint la valeur de référence après  $t_{r(\Omega)}=0,28s$ . La figure (3.11-b) montre la réponse du couple électromagnétique qui suit la référence imposée avec une dynamique très rapide. Au démarrage, le couple a un pic et s'est stabilisé à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. D'autre part, lorsqu'une application du couple de charge à  $t=1.8s$ , il apparaît une chute de vitesse de  $1.8 \text{ rad/s}$ , le temps de rejet nécessaire pour éliminer l'effet de cette perturbation est très rapide égale à  $30ms$ , ce qui montre bien la robustesse de cette stratégie de contrôle contre les variations du couple de charge. Cependant, le couple électromagnétique présente des ondulations d'ordre de  $\Delta C_{em} = 2.7N.m$ .

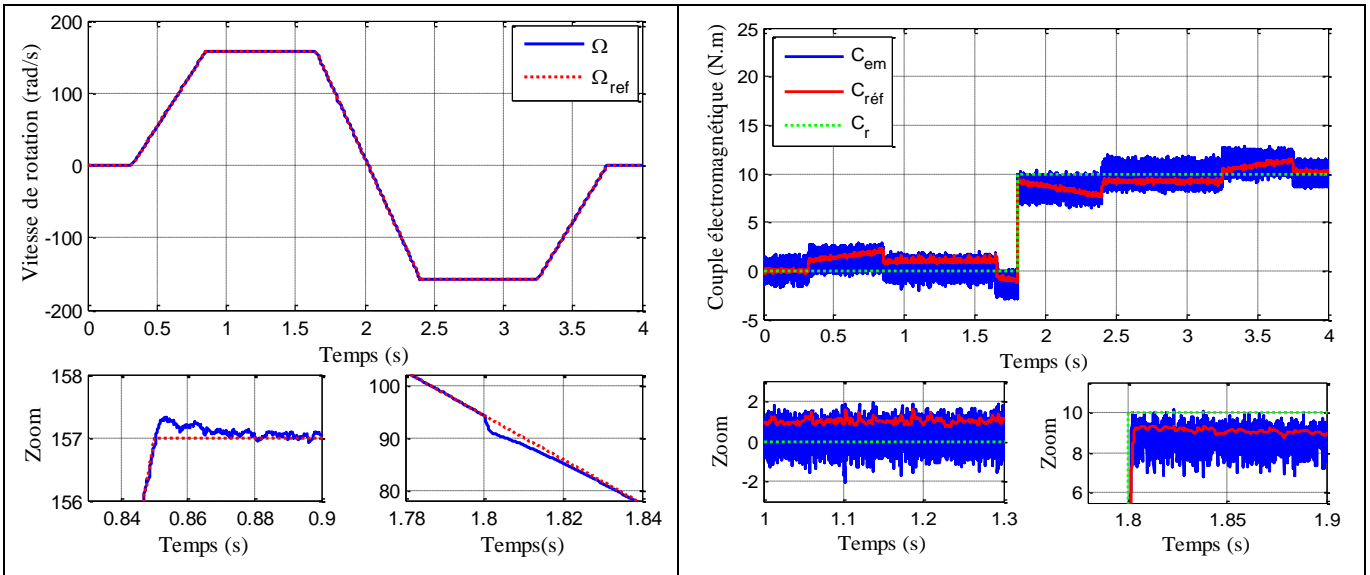
La figure (3.11-c) montre que les modules des flux statoriques et rotoriques suivent parfaitement ses références ( $1Wb$  pour le flux statorique et  $0,5Wb$  pour le flux rotorique). Mais, ils présentent également des ondulations à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Les composantes des flux dans le plan  $(\alpha,\beta)$ , illustrés par la figure (3.11-d), sont des allures sinusoïdales d'amplitude constante, elles ne sont pas affectées par l'application du couple de charge, ce qui montre que le découplage entre le couple et les flux est assuré. De plus, l'évolution de chaque flux décrit une trajectoire circulaire d'un rayon constant égale à la référence comme le montre la figure (3.11-e). D'autre part, la détection des secteurs et les positions des flux statoriques et rotoriques sont parfaitement respectées.

Les composantes des courants statoriques et rotoriques sont des allures sinusoïdales, elles répondent bien aux variations imposées par le couple de charge. On relève également que les fréquences des courants sont proportionnelles avec la vitesse de rotation selon l'équation d'autopilotage (Eq.2.9).

La figure (3.11-i) illustre les tensions des phases  $v_{sa}$  et  $v_{ra}$  en sortie des convertisseurs cotés MADA. Normalement, elles sont déterminées à partir de la tension continue issue du redresseur de tension et des états de commande ( $S_a, S_b$  et  $S_c$ ), ces tensions ont des formes d'ondes d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

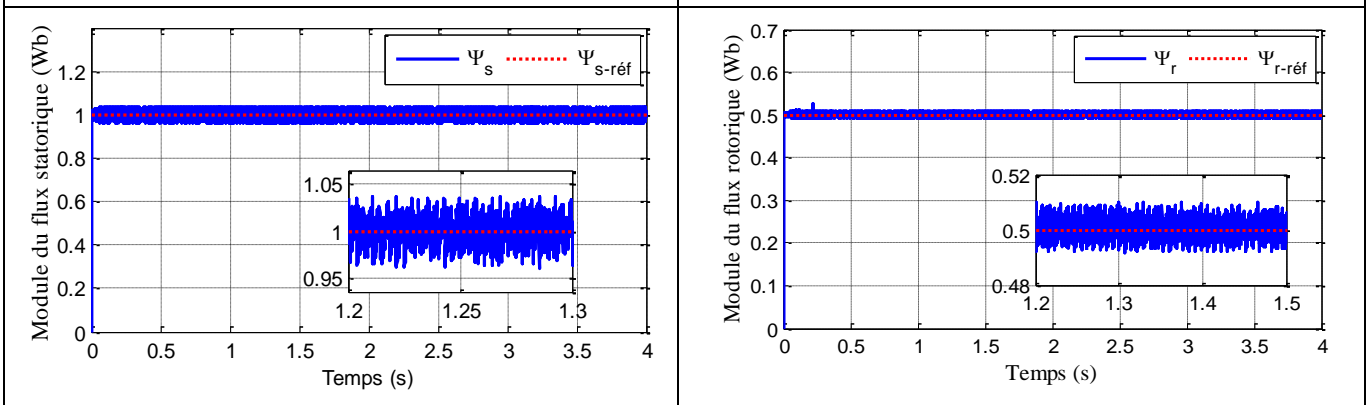
## 7.2. Fonctionnement à vitesse variable

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenus pour une consigne de vitesse trapézoïdale avec inversion de sens de rotation, la vitesse est amenée de  $157 \text{ rad/s}$  à  $t=0.85s$ , puis de  $-157 \text{ rad/s}$  à  $t=2.4s$ , avec une introduction du couple de charge de  $C_r=10N.m$  à l'instant  $t=1.8s$ .

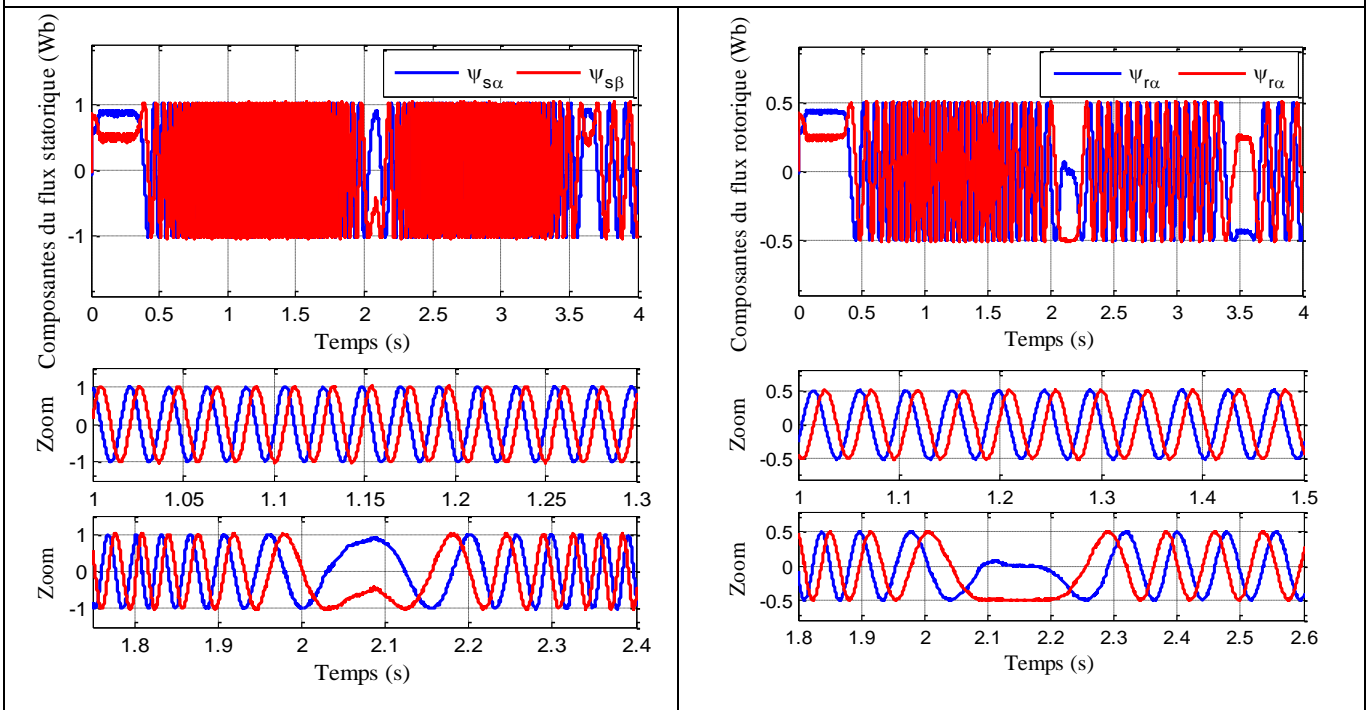


a) Vitesse de rotation

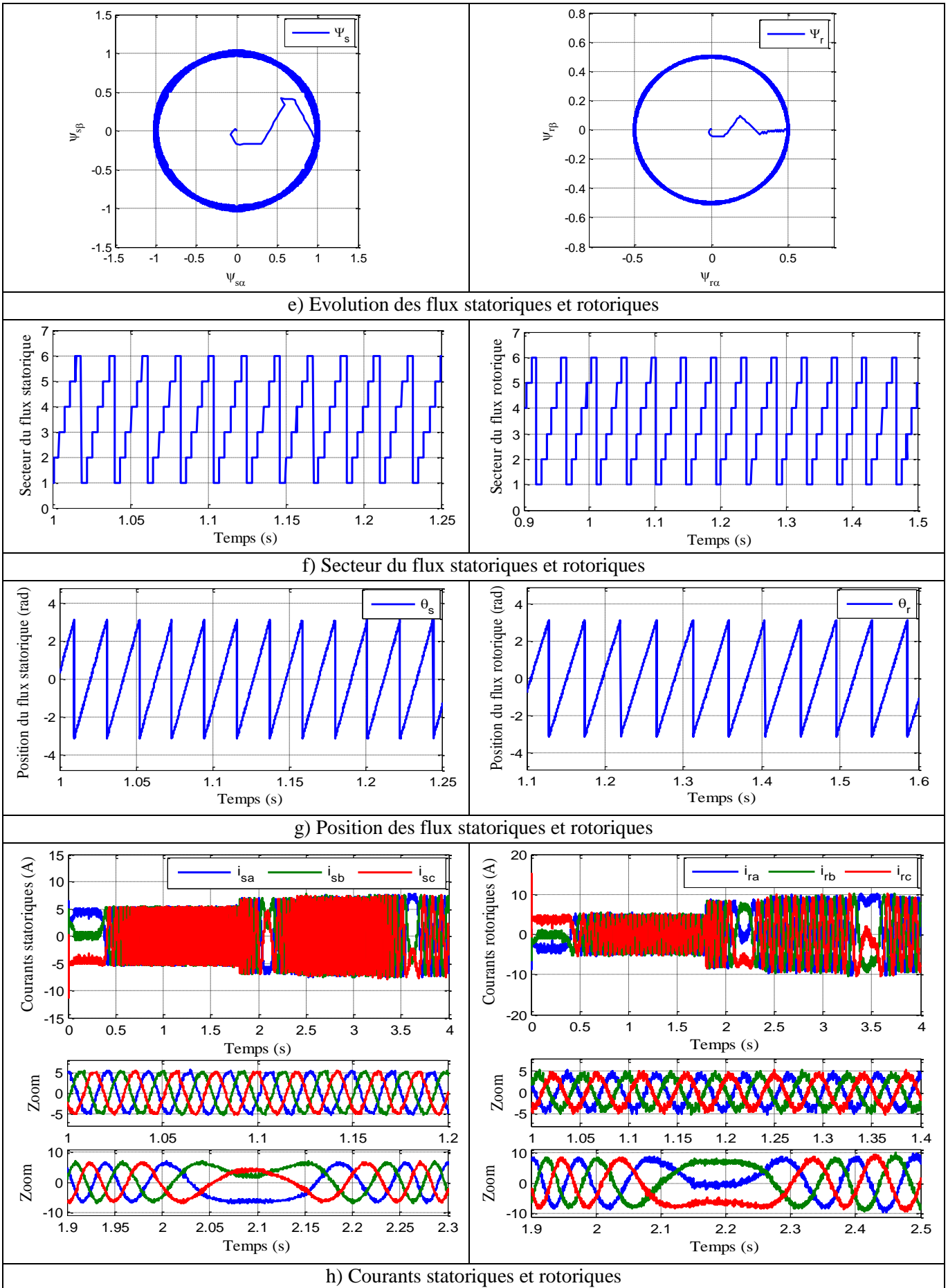
b) Couple électromagnétique

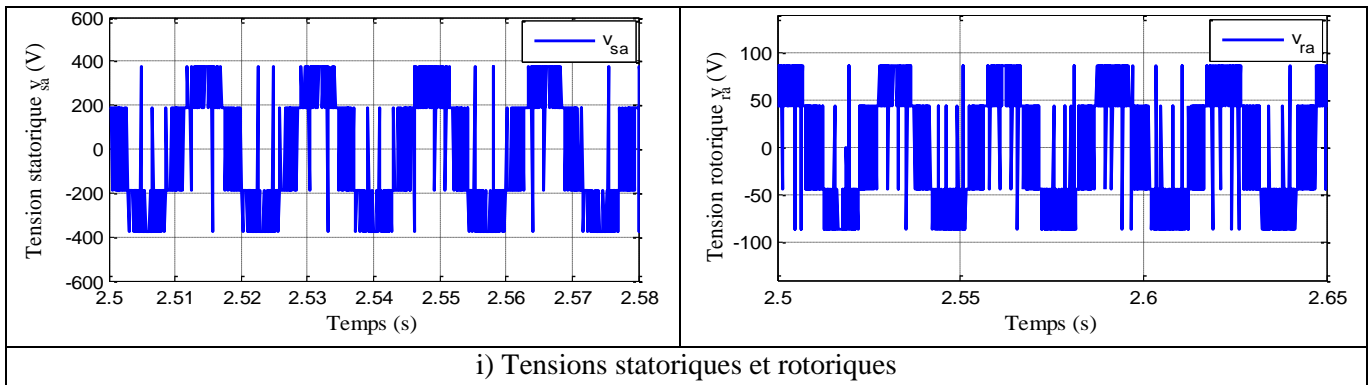


c) Modules des flux statoriques et rotoriques



d) Composantes des flux statoriques et rotoriques





**Figure 3.12 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable**

Les résultats de simulations de ce test montrent le bon comportement du moteur asynchrone à double alimentation malgré la variation du couple de charge et du sens de rotation. La figure (3.12-a) représente la vitesse de rotation du moteur, la référence de vitesse passe de zéro à 157 rad/s avec un taux d'accélération de 300 rad/s<sup>2</sup>, puis elle se réduit à -157 rad/s à t=2.4s. Nous observons que la référence de vitesse a été correctement suivie avec une erreur statique converge vers zéro et un petit dépassement de 0.3rad/s. De plus, à l'inversion de sens de rotation, la poursuite en vitesse s'effectue sans perturbation.

Le couple électromagnétique suit sa valeur de référence, il se stabilise à celui du couple de charge car le régulateur de vitesse réagit instantanément au couple de référence afin de produire éventuellement une accélération ou une décélération de la vitesse. De plus, la chute de vitesse lors de l'insertion du couple résistant est de 1.8% de la valeur de référence, cette chute rattrape sa valeur de référence en un temps de rejet rapide égale à 30 ms. Cependant, ce couple présente des ondulations.

Les allures de la figure (3.12-c) montrent que les flux statoriques et rotoriques sont maintenus constants à ses références, ainsi que l'évolution de ces flux dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) sont parfaitement circulaires, ils ne sont pas affectés par la variation du couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le couple et les flux. Cependant, ces flux présentent des ondulations qui dépassent la bande d'hystérésis, ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs.

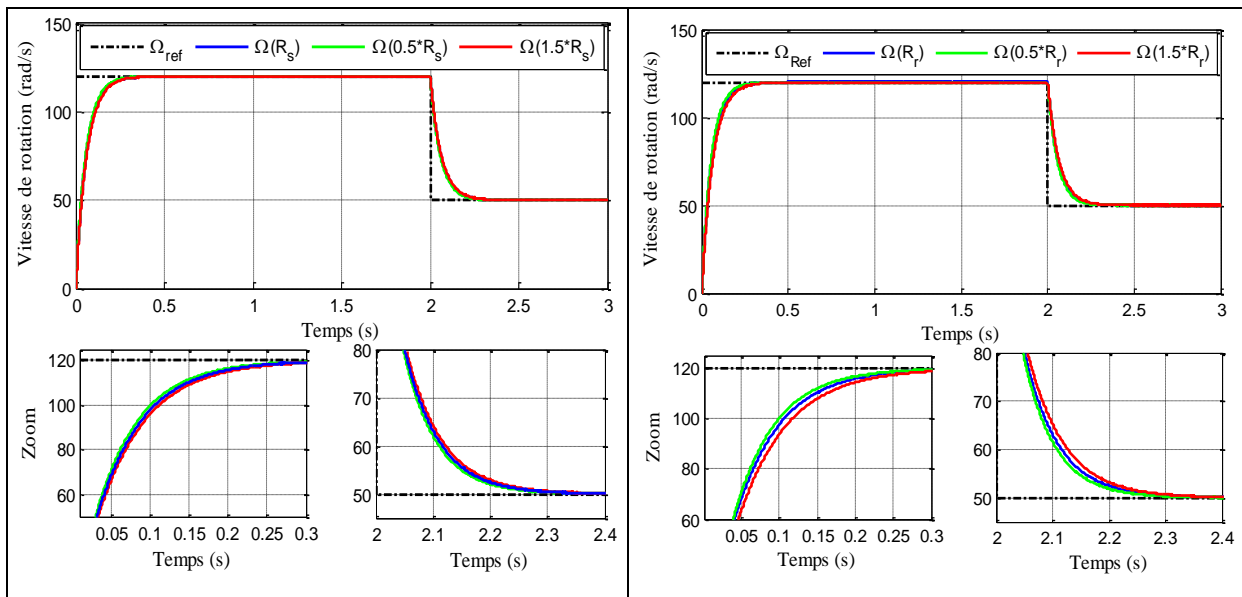
D'autre part, la figure (3.12-f) représente la répartition des secteurs des flux statoriques et rotoriques dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) en six secteurs, ce qui montre que le principe de la technique DTC classique est assuré.

Les courants du moteur sont toujours sinusoïdaux avec une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation, elles répondent efficacement aux variations imposées par le couple et l'inversion du sens de rotation. Cependant, à cause de la fréquence de commutation non

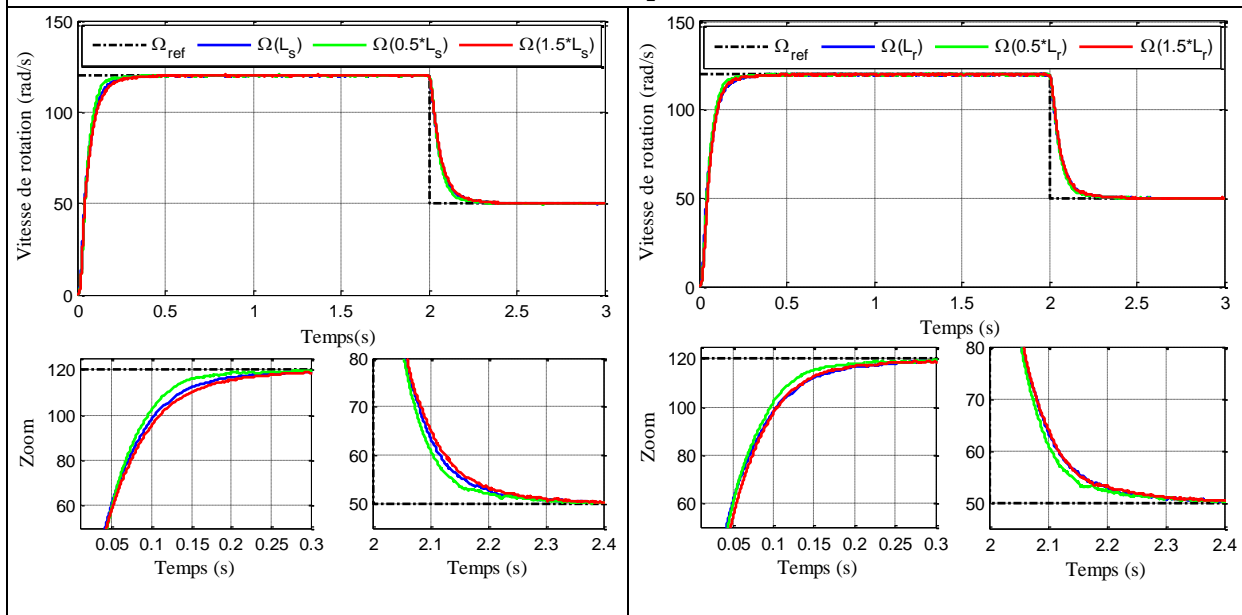
constante (utilisation des comparateurs à hystérésis), ces courants sont riches en harmoniques. Les tensions des phases  $v_{sa}$  et  $v_{ra}$  en sortie des onduleurs de la MADA sont illustrées par la figure (3.12-i), elles ont des formes d'ondes d'allure rectangulaire.

### 7.3. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande directe du couple du moteur asynchrone à double alimentation, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques (résistances et inductances) sur cette commande. Les figures suivantes représentent le comportement dynamique de la vitesse pour ce test.



**Figure 3.13 : Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de la résistance statorique et rotorique**



**Figure 3.14 : Réponse de la vitesse de rotation lors d'une variation de l'inductance statorique et rotorique**

A partir de ces résultats obtenus, nous observons que la consigne de la vitesse est toujours suivie par la MADA. La figure (3.13) montre que la variation de la résistance statorique ou rotorique de sa valeur nominale n'a aucune influence sur le temps de réponse qui reste constant et égale à  $t = 0.25s$ , mais le temps de montée présente un faible changement. De plus, l'erreur statique est presque nulle.

Pour les variations des inductances représentées dans la figure (3.14), nous remarquons que ces variations présentent le même temps de réponse au démarrage et une faible sensibilité dans la dynamique de poursuite de la consigne. Alors, nous pouvons conclure que la commande DTC présente une bonne robustesse en présence des variations paramétriques par rapport la commande FOC.

### 8. Comparaison entre les commandes FOC et DTC de la MADA

Le tableau (3.4) présente le résumé d'une synthèse de comparaison entre la commande par orientation du flux et la commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation. Nous indiquons que cette étude est faite pour les mêmes conditions.

Caractéristiques	Type de commande	
	Commande FOC	Commande DTC
Suivi de consigne	Bon	Très bon
Rapidité	rapide ( $t_r=0.65$ )	Plus rapide ( $t_r=0.28s$ )
Sensibilité aux paramètres du moteur	Sensible	Insensible
Sensibilité au couple de charge	Sensible	Insensible
comportement du couple, flux et du courant	Moins d'ondulation	Présence d'ondulation
Régulateurs	Régulateurs PI	Régulateur à hystérésis
Grandeurs contrôlés	Les courants	Le couple et les flux
Transformation	Parck (d,q)	Concordia ( $\alpha,\beta$ )
Présence d'un modulateur MLI	Oui	Non
Complexité d'implémentation	Complexe	facile
Fréquence de commutation	Constant	variable
Perte par commutation	faible	grande

Tableau 3.4 : Synthèse de comparaison entre les commandes FOC et DTC

D'après cette comparaison, nous pouvons bien remarquer que la commande DTC assure de meilleures performances et robustesse par rapport au contrôle FOC, elle offre une

réponse précise et rapide du couple électromagnétique et des flux, Cependant, la commande DTC présente des problèmes liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple et la variation de la fréquence de commutation due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle DTC qui apparaît comme un moyen efficace et simple pour piloter un moteur asynchrone à double alimentation. Il apporte ainsi une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle par orientation du flux. Ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et des flux, à partir d'un choix approprié du vecteur de tensions appliqués à l'onduleur.

D'après l'analyse des résultats de simulation obtenus, nous avons remarqué que le contrôle DTC classique est très performant et insensible aux variations paramétriques du moteur. Il présente une meilleure dynamique du couple électromagnétique. Cependant, la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

Le chapitre suivant sera consacré au contrôle par la logique floue pour améliorer les performances de la commande DTC de la MADA, soit en termes de minimisation des ondulations, soit en termes de diminution de la fréquence de commutation.

*Commande floue directe du  
couple du moteur asynchrone à  
double alimentation*

## 1. Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle [Klement, 1997]. Elle permet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [Chaiba, 2010]. Elle a été connue au début comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique.

Actuellement, la logique floue a trouvé sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et particulièrement en génie électrique [Leclercq, 2003]. Elle permet de synthétiser des contrôleurs qui génèrent des lois de commande efficaces sans connaître précisément le processus à commander. Ce type de contrôleur ne traite pas des expressions mathématiques bien définies, mais utilise des inférences avec plusieurs règles basées sur des variables linguistiques.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Puis, après avoir décrit la structure d'un contrôleur flou, nous appliquons ce dernier aux tables de commutation et au régulateur de vitesse de la commande DTC. Les performances et la robustesse de cette méthode sont montrées par des résultats de simulation et comparées à celles de la commande DTC classique.

## 2. Principe et historique de la logique floue

Le principe du contrôle par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à un savoir faire sur la conduite du comportement du système [Klement, 1997].

Les origines de la logique floue se trouvent dans le concept de l'incertitude de Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 qui ont conduit à son apparition [Borne, 1998]. Mais ce n'est qu'en 1965 que le professeur Lotfi Zadeh, de l'université de Berkeley en Californie, propose les bases théoriques de cette logique dans un article célèbre intitulé «Fuzzy set» (Ensemble flou) [Zedeh, 1965]. En 1974, E.H. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait le contrôle flou dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978, c'est la première véritable application industrielle de la logique floue. En 1985, la logique floue est introduite au Japon

par le chercheur M. Sugeno [Sugeno, 1985]. Les sociétés japonaises ont vite compris ses avantages à la fois technique et commercial, de nombreuses réalisations sont développées telles que le métro Sendai en 1987, ou la machines à laver floue de Matsushita en 1990 [Boudjemaa, 2009]. Et en 1997 grâce à R. Jang [Jang, 1977], l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [Gdaim, 2013].

### 3. Notions de base de la logique floue

Cette section n'a pas pour objectif de donner un état de lieux complet de la logique floue, mais uniquement de fournir quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

#### 3.1. Théorie des ensembles flous

La théorie des ensembles flous est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Elle évite les inadéquations de la théorie des ensembles conventionnels quant au traitement de ce genre de connaissances [Buhler, 1994].

Dans la théorie des ensembles classiques, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur de l'intervalle  $[0,1]$ .

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore flous comme l'illustre la figure (4.1).

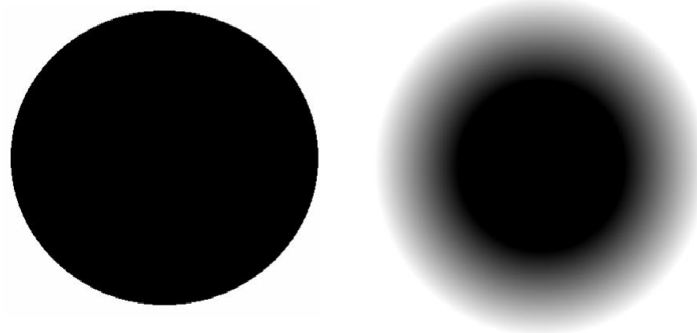


Figure 4.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque [Borne, 1998] [Zedeh, 1965]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit :

Soit  $X$  un référentiel dénombrable ou non et  $x$  un élément de  $X$ , alors un ensemble flou  $A$  de  $X$  est définie par :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) \mid x \in X \} \quad (4.1)$$

- Si  $x$  est continu,  $A$  est noté par :

$$A = \frac{\int \mu_A(x)}{x} \quad (4.2)$$

- Si  $x$  est discret,  $A$  est noté par :

$$A = \frac{\sum \mu_A(x_i)}{x_i} \quad (4.3)$$

Où  $\mu_A(x)$  est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée «fonction d'appartenance». Elle est être notée comme suit :

$$\begin{cases} \mu_A : X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (4.4)$$

### **Exemple :**

Pour éclaircir la situation, on peut prendre un exemple qui considère la température d'un liquide comme variable linguistique. Considérons le terme « Chaud » qui définit l'ensemble de toutes les températures plus élevées que 30°C. Alors la fonction caractéristique de cet ensemble dénotée par «  $\mu_{Chaud}$  » peut être décrite comme montrée dans la figure (4.2).

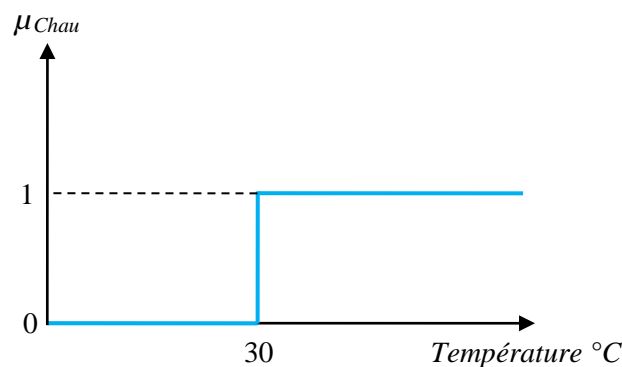


Figure 4.2 : Fonction caractéristique de l'ensemble précis température chaude

Ainsi, la température mesurée de 29.99°C est considérée comme pas chaud! donc elle n'appartienne pas à l'ensemble des températures chaudes et ainsi,  $\mu_{chaud}(29.99)=0$ .

Si on considère dans le même exemple, que la classification de la température se fait selon trois ensembles : Froid, Tiède et Chaud. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (4.3).

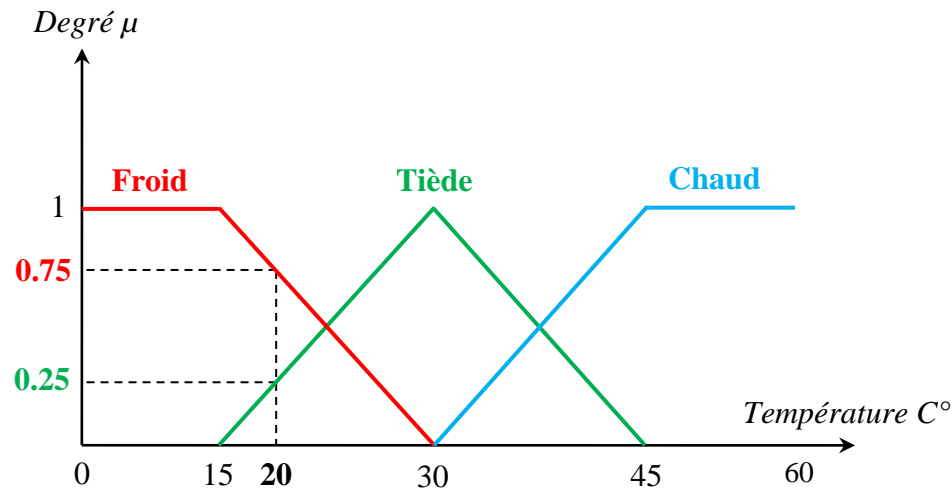


Figure 4.3 : Classification d'un liquide en trois ensembles flous

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, un liquide de 20 °C appartient à l'ensemble "Froid" avec une valeur  $\mu=0.75$  de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "Tiède" avec une valeur  $\mu=0.25$ .

### 3.2. Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu_A(x)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $A$  indique l'ensemble concerné [Benharir, 2017].

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les formes géométriques les plus répondues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. La figure (4.4) illustre les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées.

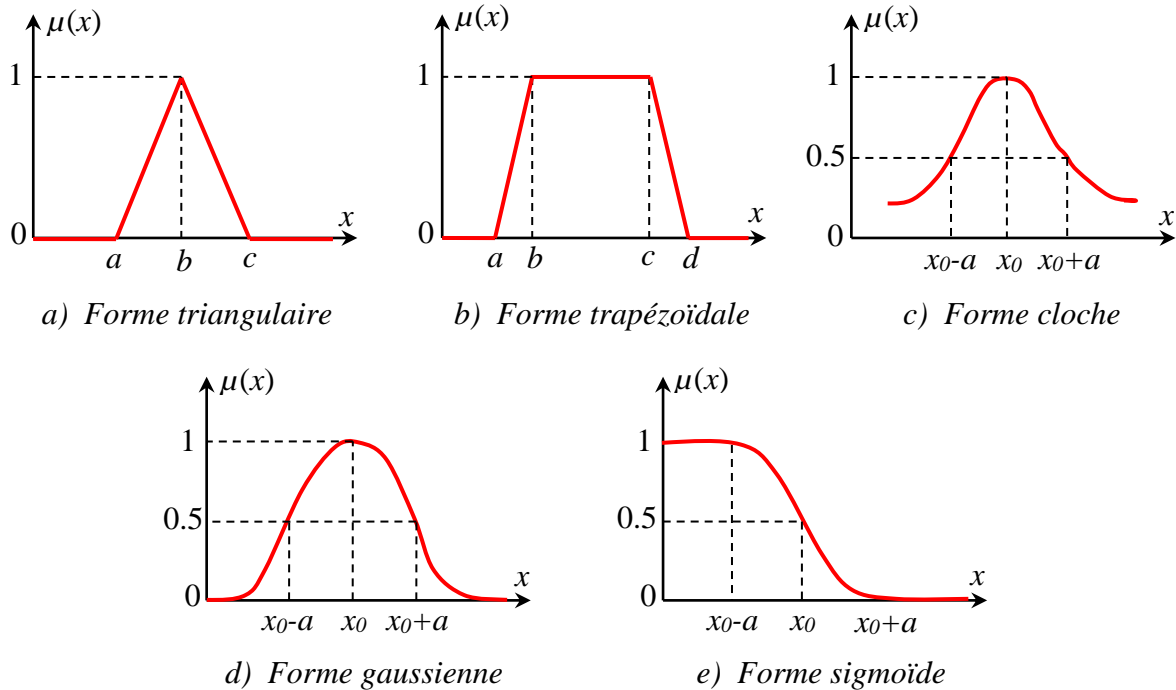


Figure 4.4 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur et égale à 0 pour les autres comme l'illustre la figure (4.5). Elles prennent alors le nom de « *fonction d'appartenance singleton* ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.

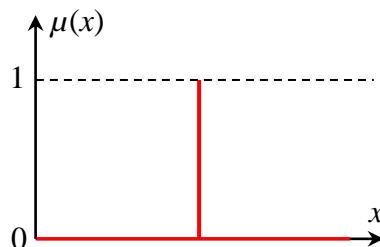


Figure 4.5 : Fonction d'appartenance singleton

### 3.3. Univers de discours

Un des premiers pas dans la conception d'une application floue est de définir l'ensemble de référence ou « *univers de discours* » pour chaque variable linguistique (variable floue). L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles prises par une variable donnée.

Dans notre exemple, la variable floue est la température, On attribue à cette variable trois ensembles flous : "Froid", "Tiède" et "Chaud", chacune est caractérisée par sa fonction d'appartenance  $\mu_{\text{Froid}}(x)$ ,  $\mu_{\text{Tiède}}(x)$ ,  $\mu_{\text{Chaud}}(x)$ . L'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle  $[0,60]$ .

### 3.4. Opérateurs de la logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'union, l'intersection des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites respectivement par les opérateurs "OU", "ET" et "NON".

Soit  $A$  et  $B$  deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont respectivement  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$ .

- **Opérateur "OU" :**

L'opérateur "OU" qui correspond à l'union de deux ensembles  $A$  et  $B$  peut être réalisé par :

- La fonction "Max" :  $\mu_{A \cup B}(x) = \max \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \}$  (4.5)

- Ou bien, la fonction arithmétique "Somme" :  $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$  (4.6)

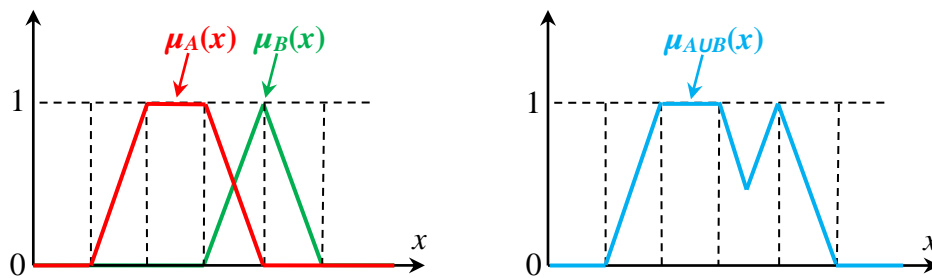


Figure 4.6 : Union des ensembles flous  $A$  et  $B$  pour la variable linguistique  $x$

- **Opérateur "ET" :**

Dans la logique floue, l'opérateur "ET" qui correspond à l'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$  peut être exprimé par :

- La fonction "Min" :  $\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \}$  (4.7)

- Ou bien, la fonction arithmétique "Produit" :  $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$  (4.8)

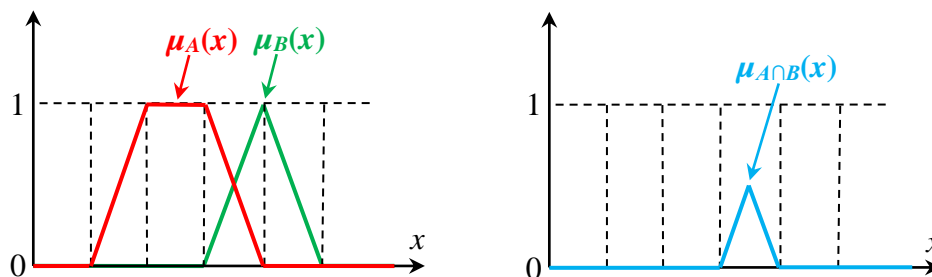


Figure 4.7 : Intersection des ensembles flous  $A$  et  $B$  pour la variable linguistique  $x$

• **Opérateur "NON" :**

L'opérateur "NON" qui correspond au complément de l'ensemble  $A$  est exprimé par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.9)$$

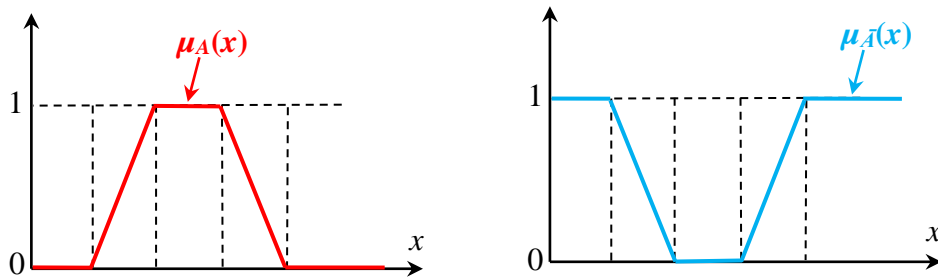


Figure 4.8 : Complémentation de l'ensemble flou  $A$

**3.5. Raisonnement en logique floue**

En général, la prise de la décision d'un système basé sur la logique floue utilise la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues appelées aussi règles d'inférence, liées entre elles par des opérateurs flous : "OU", "ET", "ALORS". Elles sont exprimées sous la forme suivante [Klement, 1997] [Buhler, 1994] :

$$SI (condition) ALORS (conclusion)$$

Exemple :

$$SI (température élevée ET pression forte) ALORS (ouverture vanne grande)$$

Une règle floue est donc une combinaison entre une condition (nommée prédicat ou prémisse) et une conclusion, le prédicat peut prendre de plusieurs variables liées entre elles par des opérateurs "OU", "ET", "NON".

Les conditions et les conclusions forment des propositions floues exprimées par une conjonction (réalisée par l'opérateur flou "ET") ou une disjonction de prédicats (réalisée par l'opérateur flou "OU"), les conclusions sont obtenues par implication des propositions floues qu'on va présenter par la suite.

Par exemple, on interprète la règle suivante :

$$SI (x \text{ est } A) ET/OU (y \text{ est } B) ALORS (z \text{ est } C)$$

Si la variable floue  $x$  appartient à l'ensemble  $A$  avec un degré d'appartenance  $\mu_A(x)$  et/ou la variable floue  $y$  appartient à l'ensemble  $B$  avec un degré d'appartenance  $\mu_B(x)$ , alors  $z$

appartient à l'ensemble flou  $C$  avec un degré d'appartenance  $\mu_C(x)$  qui dépend de la validité  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  de la conclusion.

Plus généralement, l'expertise est donnée sous forme d'un ensemble de  $n$  règles, désigné par le terme de système d'inférence flou, présenté par une énumération du type :

*SI [(condition 1) ET/OU (condition 1') ET/OU....] ALORS (Conclusion 1) OU*  
*SI [(condition 2) ET/OU (condition 2') ET/OU....] ALORS (Conclusion 2) OU*  
 ....  
*OU*  
*SI [(condition n) ET/OU (condition n') ET/OU....] ALORS (Conclusion n)*

La combinaison de ces différentes règles se fait à l'aide de l'opérateur "OU". Mais, cet opérateur n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision prendre. De même, l'opérateur "NON" n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion : «ALORS température NON tiède», il serait impossible de dire si cela signifie «température froid» ou «température chaude», cela serait encore un cas d'incertitude.

#### 4. Structure générale de la commande par logique floue

Après avoir présenté les notions de base les plus utilisés en logique floue, nous expliquons dans cette section la procédure générale de la conception d'un contrôleur par logique floue.

La structure d'un contrôleur flou est illustrée par la figure (4.9) suivante :

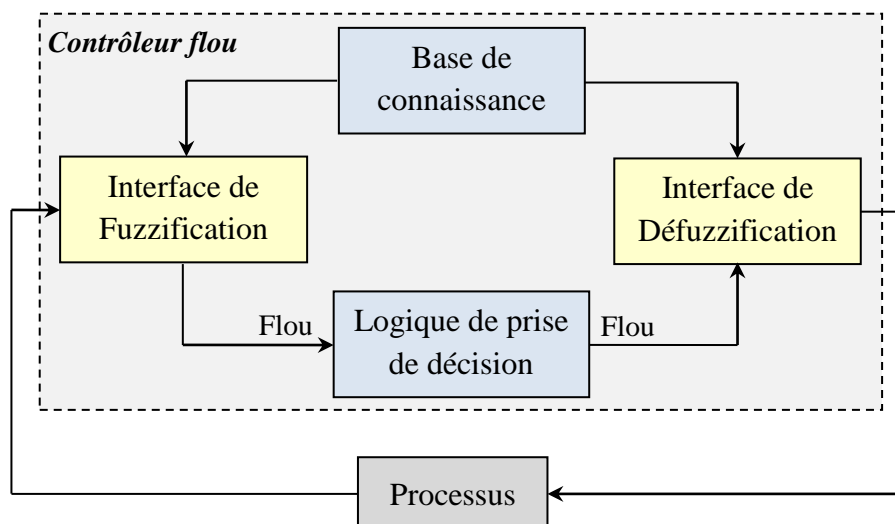


Figure 4.9 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

Il est composé de quatre blocs [Toufouti, 2008] :

- une interface de fuzzification à l'entrée;

- une base de connaissance;
- une logique de prise de décision (ou bloc d'inférence);
- une interface de défuzzification en sortie.

#### 4.1. Interface de fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée (variables physiques) en variables linguistiques (variables floues), en définissant des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée.

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants;

Le nombre de fonction d'appartenance n'est pas précis, son choix dépend de l'application et de la précision désirée, en générale, on utilise trois, cinq ou encore sept pour augmenter la précision, mais, aussi augmenter le temps du calcul [Buhler, 1994].

Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée  $x = 0.37$ . Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure (4.10). On remarque que pour cette valeur correspond les ensembles flous Z et P avec les degrés d'appartenances  $\mu_Z(x) = 0.25$  et  $\mu_P(x) = 0.75$ .

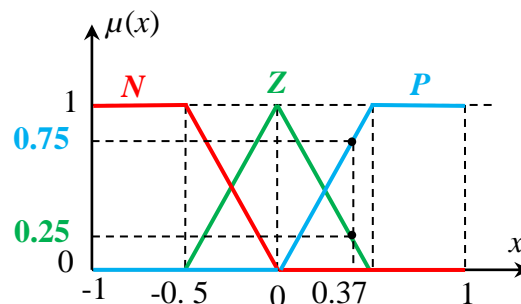


Figure 4.10 : Exemple de fuzzification

#### 4.2. Base de connaissance et inférence floue

##### 4.2.1. Base de connaissance

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu [Buhler, 1994]. Elle est composée :

- d'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions d'appartenance.

- D'une base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles d'inférence.

#### 4.2.2. Inférence floue

Le but de l'inférence est d'établir des règles floues, c'est-à-dire, de déterminer les sorties du contrôleur flou à partir des entrées résultantes de la fuzzification.

Les règles d'inférence s'établissent de la manière suivante :

Si (x est A) et (y est B) alors (z est C)

##### a) Description des règles d'inférence

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons :

- *Linguistiquement* :

On écrit les règles de façon explicitée comme dans l'exemple suivant :

**Si** (x est positif) **Et** (y est zéro) **Alors** (z est positif)

**Ou**

**Si** (x est positif) **Et** (y est négatif) **Alors** (z est zéro)

- *Symboliquement* :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

##### Exemple :

**Si** (x est P) **Et** (y est Z) **Alors** (z est P)

**Ou**

**Si** (x est P) **Et** (y est N) **Alors** (z est Z)

Avec : N : négatif, P : positif et Z : zéro.

- *Par matrice d'inférence* :

La matrice d'inférence est une autre simplification de la forme linguistique, elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

##### Exemple :

y x	P	Z	N
P	P	P	Z
Z	P	Z	N
N	Z	N	N

**Tableau 4.1 : Matrice d'inférence**

**b) Méthodes d'inférence**

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférence à savoir [Borne, 1998] [Meunier, 2003] :

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme-produit (Zadeh).

• **Méthode d'inférence "Max-Min"**

Cette méthode, encore appelée « *implication de Mamdani* », consiste à réaliser l'opérateur "ET" par la fonction Min, l'opérateur "OU" par la fonction Max et la conclusion "ALORS" par la fonction Min.

• **Méthode d'inférence "Max-Produit"**

Cette méthode, encore dite « *implication de Larsen* », consiste à réaliser respectivement les opérateurs "ET" et "OU" au niveau de la condition par la formation du minimum et du maximum, l'opérateur "OU" liant les règles est également réalisé par la formation du maximum.

La seule différence avec la méthode précédente réside dans la réalisation de l'implication floue, ici l'opérateur "ALORS" est obtenu par la formation du produit.

• **Méthode d'inférence "Somme-produit"**

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" et la conclusion "ALORS" sont obtenue par la formation du produit et l'opérateur "OU" est réalisé par la formation de la somme.

Le tableau (4.2) résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue "ET", "OU" et "ALORS".

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	ET	OU	ALORS
Max- Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

**Tableau 4.2 : Méthodes usuelles de l'inférence floue**

Le détail de ces méthodes d'inférence est mentionnée dans l'annexe C.

### 4.3. Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [Meunier, 2003], parmi lesquelles nous trouvons :

- **Méthode par valeur maximum**

Cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue [Borne, 1998]. Elle est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.

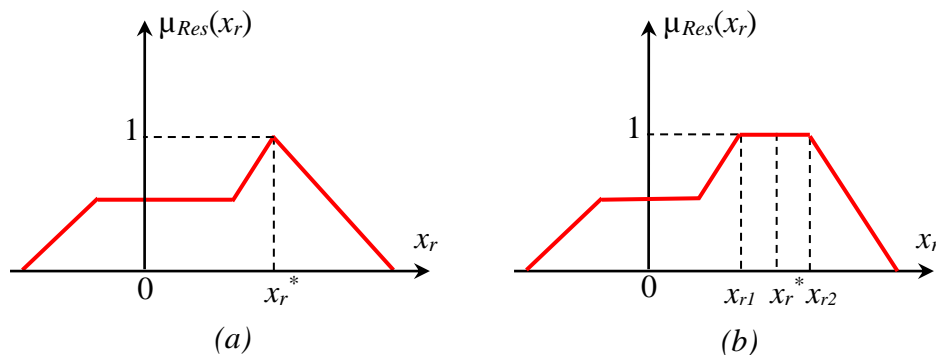


Figure 4.11 : Méthode de défuzzification par valeur maximale

- **Méthode de la moyenne des maxima**

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [Borne, 1998].

- **Méthode du centre de gravité**

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision). Elle génère l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité  $x_G$  peut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante [Chaiba, 2010] :

$$x_G = \frac{\int x \cdot \mu_{rés}(x) \cdot dx}{\int \mu_{rés}(x) \cdot dx} \quad (4.10)$$

La figure (4.12) illustre un exemple de l'application de cette méthode.

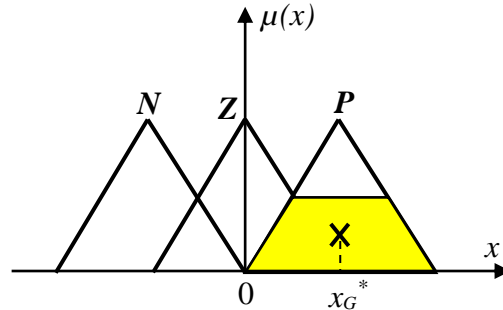


Figure 4.12 : Méthode de défuzzification par centre de gravité

La détermination de  $x_G^*$  nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [Meunier, 2003].

## 5. Application de la logique floue au contrôle direct du couple de la MADA

Dans le contrôle direct du couple classique, les erreurs du couple et des flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation des interrupteurs de chaque onduleur, sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes est le même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre. Les performances du système peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur de tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution.

Dans cette partie, la commande directe du couple floue a été proposée pour améliorer les performances de la commande DTC classique. Cette méthode propose de remplacer les comparateurs à hystérésis et les tables de commutation ainsi que le régulateur PI de vitesse par des contrôleurs flous.

### 5.1. Elaboration des tables de commutation à l'aide des contrôleurs flous

Parmi les inconvénients majeurs de la commande DTC sont l'existence des ondulations importantes dans le couple, les flux et les courants à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Pour surmonter ce problème et obliger à une meilleure exécution de contrôle, deux contrôleurs flous ont été présentés afin de remplacer les comparateurs d'hystérésis et les tables

de commutation classiques comme l'illustre la figure (4.13). Dans ce système, il y a trois entrées pour chaque contrôleur flou qui sont l'erreur du couple, l'erreur de flux et l'angle de flux. Elles sont définies respectivement par les équations suivantes :

$$\varepsilon_{C_{em}} = C_{em-ref} - \hat{C}_{em} = \Delta C_{em} \quad (4.11)$$

$$\varepsilon_{\psi} = \psi_{ref} - \hat{\psi} = \Delta \psi \quad (4.12)$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{\psi_{\beta}}{\psi_{\alpha}}\right) \quad (4.13)$$

Les deux fonctions erreurs sont les différences entre les grandeurs de référence et les grandeurs estimées. Chaque entrée du contrôleur flou est divisée en un nombre déterminé d'ensemble flou de façon à avoir un meilleur contrôle.

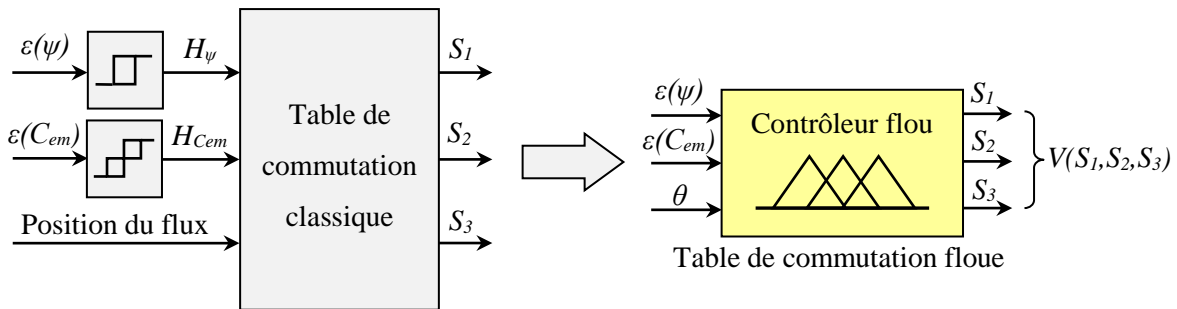


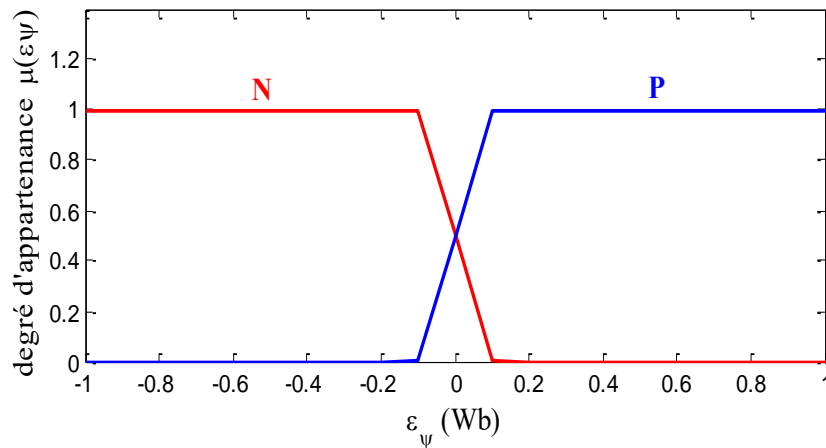
Figure 4.13 : Analogie entre la table de commutation classique et la table de commutation floue

### 5.1.1. Étape de fuzzification

L'objectif de cette étape est de transformer les variables d'entrées physiques en variables linguistiques en définissant les fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrée. La première variable d'entrée est l'erreur du flux. Son univers de discours est décomposé en deux ensembles flous :

- Erreur du flux est positive (P);
- Erreur du flux est négative (N);

Nous choisissons des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les deux ensembles flous comme l'illustre la figure (4.14).

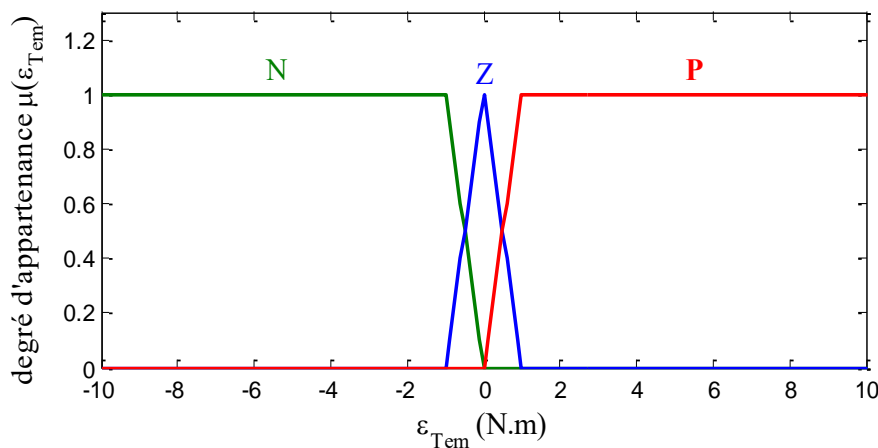


**Figure 4.14 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du flux**

La deuxième entrée est l'erreur du couple électromagnétique. Son univers de discours est divisé en trois ensembles flous :

- Erreur du couple est positive (P);
- Erreur du couple est nulle (Z);
- Erreur du couple est négative (N);

Nous choisissons la fonction d'appartenance triangulaire pour l'ensemble (Z) et des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les ensembles (P) et (N) comme le montre la figure (4.15).



**Figure 4.15 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple**

La troisième variable d'entrée est la position du vecteur de flux. L'univers de discours de cette variable est décomposé en six ensembles flous ( $\theta_1$  à  $\theta_6$ ) dont ses fonctions d'appartenance sont des formes triangulaires comme l'illustre la figure (4.16).

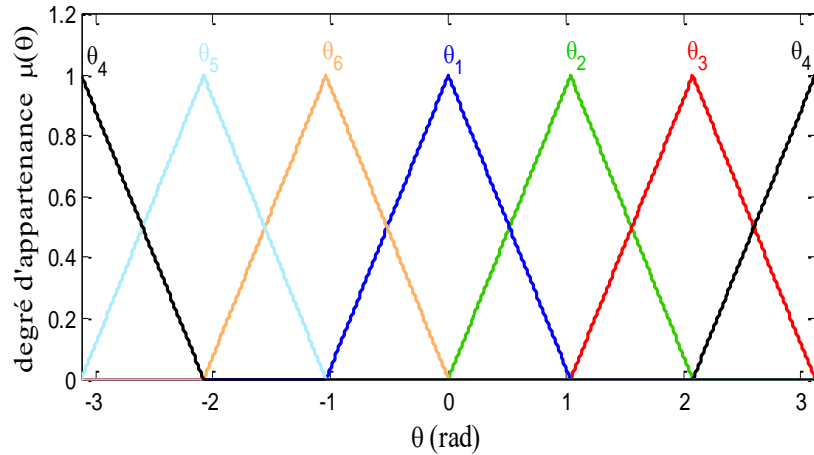


Figure 4.16 : Fonctions d'appartenance de la position du vecteur de flux

La variable de sortie, qui représente dans notre cas l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur, on va la décomposer en trois groupes de sortie ( $S_1, S_2, S_3$ ), l'univers de discours de chaque sortie est divisé en deux ensembles flous (zéro et un) dont ses fonctions d'appartenances sont choisies des formes de type singleton comme le montre la figure (4.17).

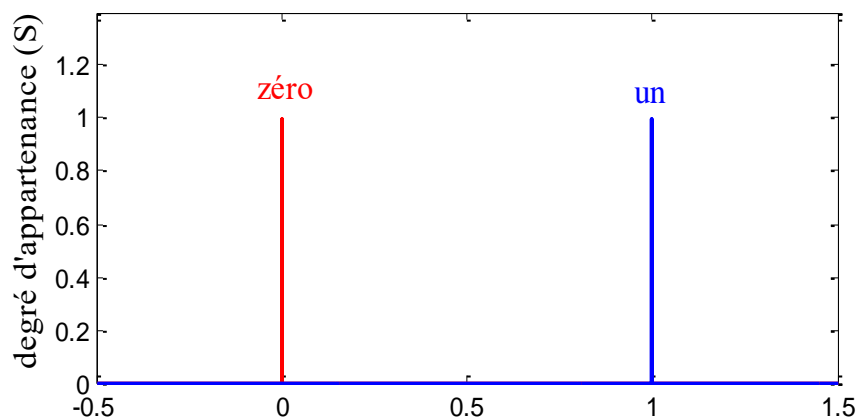


Figure 4.17 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

### 5.1.2. Règles de contrôle et mécanisme d'inférence

Les règles de contrôle permettent de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou (qui est dans notre cas le vecteur de tension  $V_i$  appliqué à l'onduleur de tension). Elles doivent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie en se basant sur la table de commutation de DTC classique. La structure interne du contrôleur flou est représentée à la figure (4.18).

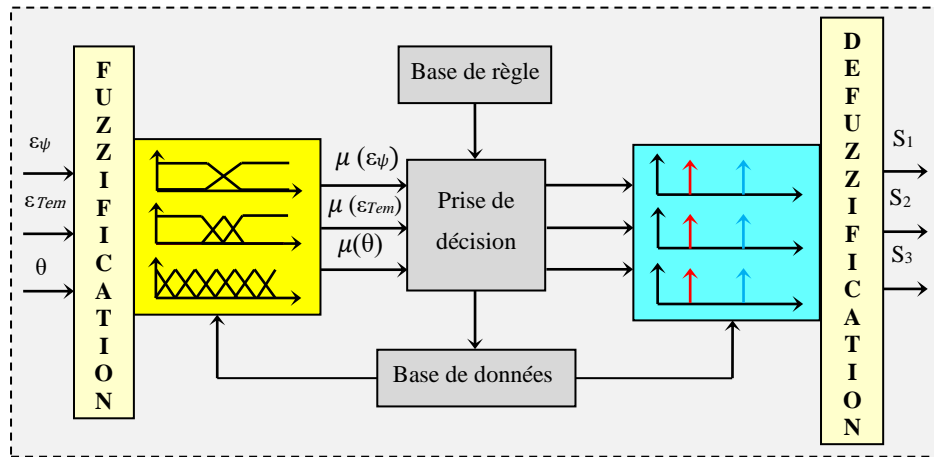


Figure 4.18 : Structure interne du contrôleur flou

L'algorithme de contrôle comporte 36 règles, l'ensemble des ces règles sont représentées dans le tableau (4.3) suivant :

$\theta_1$				$\theta_2$				$\theta_3$			
$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P	$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P	$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P
$\epsilon_{\psi}$				$\epsilon_{\psi}$				$\epsilon_{\psi}$			
N	(001)	(000)	(010)	N	(101)	(111)	(001)	N	(100)	(000)	(001)
P	(101)	(111)	(110)	P	(100)	(000)	(010)	P	(110)	(111)	(001)
$\theta_4$				$\theta_5$				$\theta_6$			
$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P	$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P	$\epsilon_{Cem}$	N	Z	P
$\epsilon_{\psi}$				$\epsilon_{\psi}$				$\epsilon_{\psi}$			
N	(110)	(111)	(101)	N	(010)	(000)	(100)	N	(001)	(111)	(110)
P	(010)	(000)	(001)	P	(001)	(111)	(101)	P	(001)	(000)	(100)

Tableau 4.3 : Table de commutation floue

Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante :

Règle : Si ( $\epsilon_{\psi}$  est X) et ( $\epsilon_{Cem}$  est Y) et ( $\theta$  est W) Alors ( $V$  est  $V_i$ ).

Avec : X, Y, W et V ( $S_1, S_2, S_3$ ) sont les ensembles flous des variables d'entrée et de sortie.

**Exemples :**

- Si ( $\epsilon_{\psi}$  est P) et ( $\epsilon_{Cem}$  est P) et ( $\theta$  est  $\theta_1$ ) Alors ( $S_1$  est 1) et ( $S_2$  est 1) et ( $S_3$  est 0)  $\Rightarrow$  ( $V$  est  $V_2$ ).
- Si ( $\epsilon_{\psi}$  est P) et ( $\epsilon_{Cem}$  est N) et ( $\theta$  est  $\theta_2$ ) Alors ( $S_1$  est 1) et ( $S_2$  est 0) et ( $S_3$  est 0)  $\Rightarrow$  ( $V$  est  $V_1$ ).

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani basée sur la décision (Max-Min), où l'opérateur "ET" est réalisé par la fonction Min, l'opérateur "ALORS" de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur "OU") par la fonction Max.

La fonction d'appartenance  $\mu_{Ri}$  pour la règle  $i$  peut être écrit par :

$$\mu_{Ri} = \min(\mu_{Ai}(\theta), \mu_{Bi}(\varepsilon_{Cem}), \mu_{Ci}(\varepsilon_{\psi})) \quad (4.14)$$

Par le raisonnement flou, le procédé minimum de Mamdani donne :

$$\mu_{V'i}(x) = \min(\mu_{Ri}, \mu_{Vi}(x)) \quad (4.15)$$

Avec  $\mu_{A(\theta)}$ ,  $\mu_{B(\varepsilon_{Cem})}$ ,  $\mu_{C(\varepsilon_{\psi})}$  et  $\mu_{V(x)}$  désignent respectivement les degrés d'appartenance de  $\theta$ ,  $\varepsilon_{Tem}$ ,  $\varepsilon_{\psi}$  et  $x$  aux ensembles flous  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $V$ .

La fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}$  à la sortie est donnée par :

$$\mu_{Res}(x) = \max(\mu_{Ri}, \mu_{V'i}(x)), i = 1, 2, \dots, 36. \quad (4.16)$$

### 5.1.3. Étape de défuzzification

Cette étape consiste à déduire la valeur numérique précise de la sortie du contrôleur flou à partir de la conclusion résultante floue  $\mu_{Res(x)}$  issue de l'opération d'inférence. Dans notre cas, la méthode par valeur maximum définie précédemment est utilisée comme critère pour la défuzzification. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante.

## 5.2. Régulation de la vitesse par un contrôleur flou

Dans cette partie, nous allons intéresser au remplacement du régulateur PI classique de vitesse du schéma de la commande DTC présenté dans le chapitre précédent par un régulateur développé par le raisonnement de la logique floue. Nous notons que toutes les notions présentées dans le troisième chapitre ont été conservées.

### 5.2.1. Structure du régulateur flou de vitesse

Pour les systèmes monovariabiles simples, les entrées du régulateur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme l'illustre la figure suivante [Chaiba, 2010] :

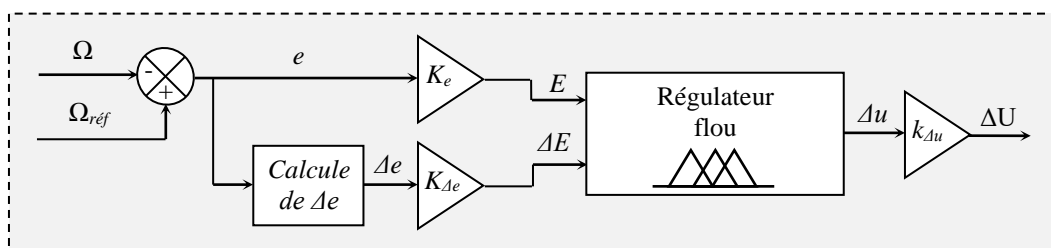


Figure 4.19 : Structure du régulateur flou de vitesse

Les deux entrées du régulateur flou sont l'erreur de vitesse notée  $e$  et sa variation  $\Delta e$ , elles sont définies par les équations suivantes :

$$e(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \tag{4.17}$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \tag{4.18}$$

La sortie du régulateur correspond au référence du couple électromagnétique notée  $\Delta u$ .

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

$$\begin{cases} E = K_e \cdot e \\ \Delta E = K_{\Delta e} \cdot \Delta e \\ \Delta U = K_{\Delta u} \cdot \Delta u \end{cases} \tag{4.19}$$

Où  $K_e$ ,  $K_{\Delta e}$  et  $K_{\Delta u}$  sont des gains de normalisation, ils jouent un rôle très important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande (sensibilité du régulateur). De plus, ils permettront d'avoir une flexibilité dans l'implémentation du régulateur. En limitant les univers de discours des variables (d'entrée et de sortie) à un intervalle déterminé, par la normalisation des entrée et de sortie, d'où l'appellation «gains de normalisation».

### 5.2.2. Conception d'un régulateur flou de vitesse

Les variables d'entrée du régulateur flou sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours de chaque variable du régulateur est subdivisé en cinq ensembles flous, ces derniers sont représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire, sauf pour les extrémités où la forme trapézoïdale est employée comme le montre la figure (4.20).

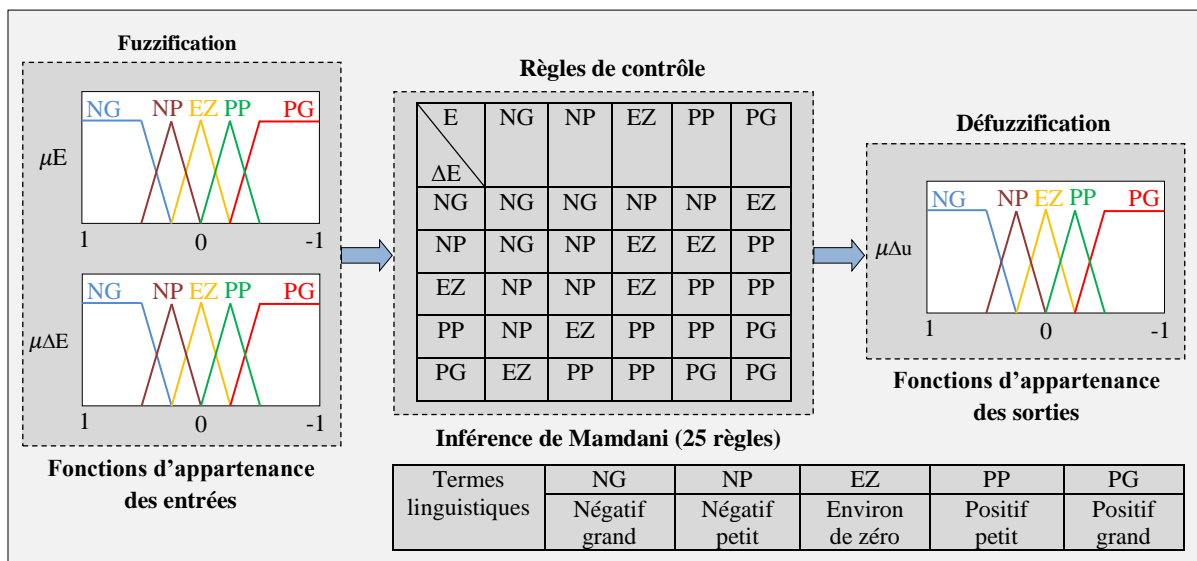


Figure 4.20 : Structure interne du régulateur flou de vitesse

Les règles de contrôle sont représentées par une matrice d'inférence qui comporte 25 règles. 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 :

- $R_{14}$ : « Si  $E$  est  $EZ$  et  $\Delta E$  est  $EZ$  alors :  $\Delta U$  est  $EZ$  »
- $R_{25}$ : « Si  $E$  est  $PG$  et  $\Delta E$  est  $PG$  alors :  $\Delta U$  est  $PG$  »

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

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max-Min) présentée précédemment.

Pour l'étape de défuzzification, notre choix est porté sur la méthode du centre de gravité. L'abscisse  $x_G$  du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_G^* = \Delta u = \frac{\sum_1^{25} \mu_{ri} \cdot x_{Gi} \cdot S_i}{\sum_1^{25} \mu_{ri} \cdot S_i} \quad (4.20)$$

Où  $S_i$  est la surface de l'ensemble flou de la commande  $\Delta u$  correspondant à la  $i^{\text{ème}}$  règle.

## 6. Schéma de la commande DTC floue appliquée au moteur asynchrone à double alimentation

Les performances de la commande directe du couple floue sont évaluées à travers une application sur le moteur asynchrone à double alimentation connectée par deux onduleurs de tension. Le schéma synoptique de cette commande est représenté par la figure (4.21). Ce schéma est similaire à celui de la figure (3.10) du troisième chapitre, sauf que le régulateur PI de vitesse et les tables de commutation classiques sont remplacés par des contrôleurs élaborés par le raisonnement de la logique floue.

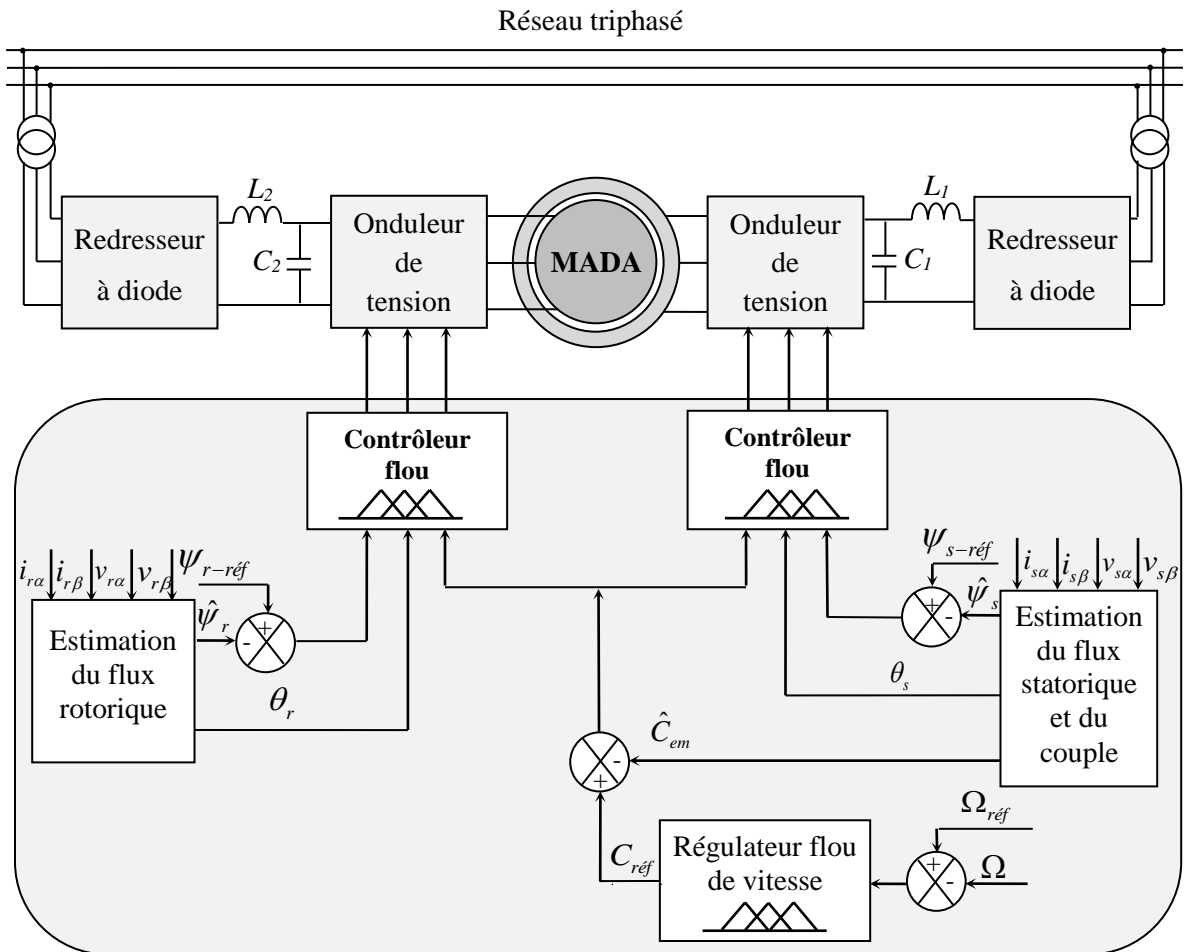


Figure 4.21 : Structure générale de la commande directe du couple floue appliquée à MADA

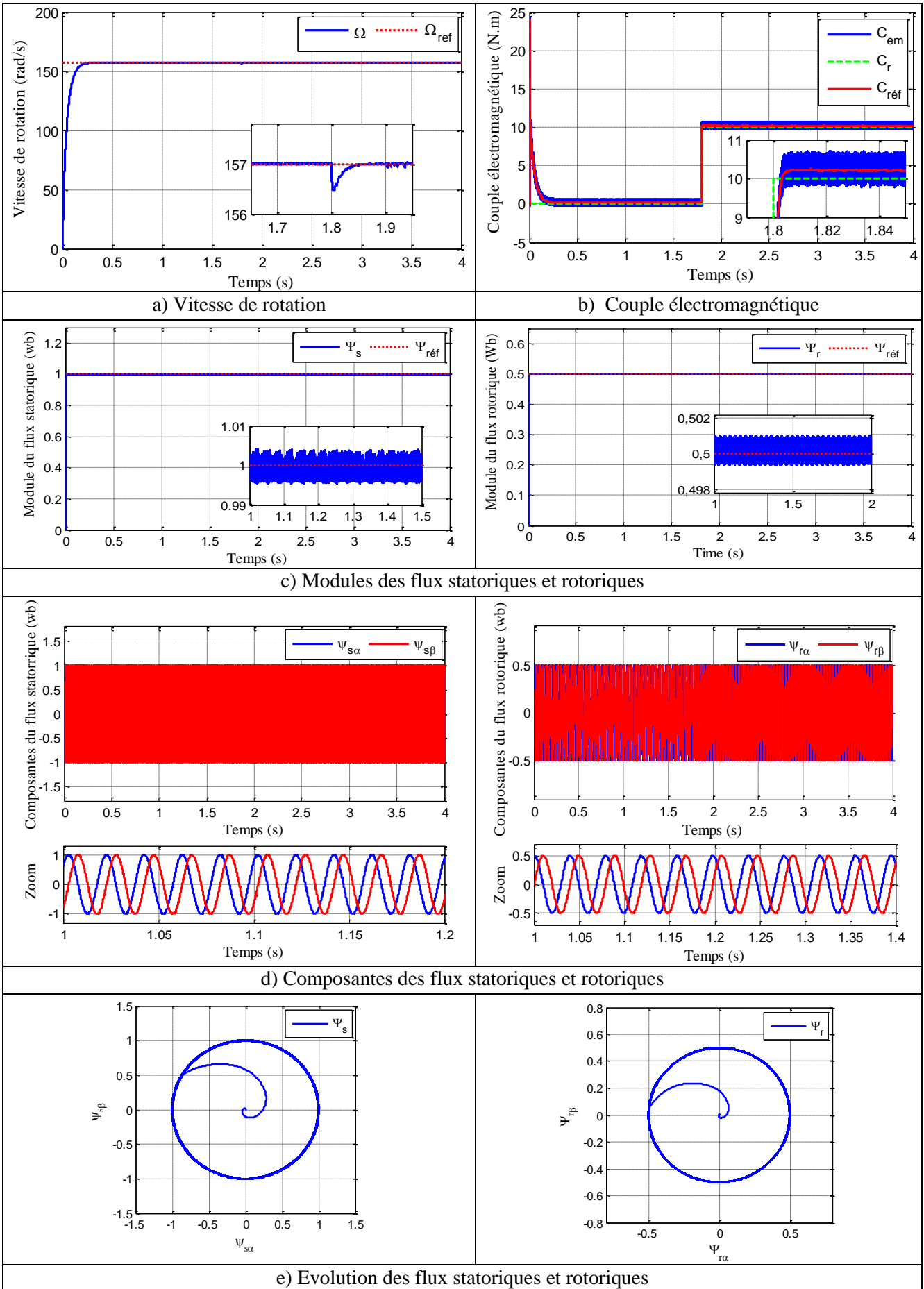
## 7. Résultats de simulation

Dans cette section, la commande DTC floue du moteur asynchrone à double alimentation a été testée par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. Deux tests ont été appliqués au système de la figure (4.21) afin d'observer le comportement de cette technique de contrôle :

- Fonctionnement à vitesse constante;
- Fonctionnement à vitesse variable avec inversion du sens de rotation;

### 7.1. Fonctionnement à vitesse constante

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenus pour un échelon de vitesse de  $\Omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$  (équivalent à 1500 tr/min), avec une charge de 10 N.m appliquée à l'instant  $t = 1.8 \text{ s}$ .



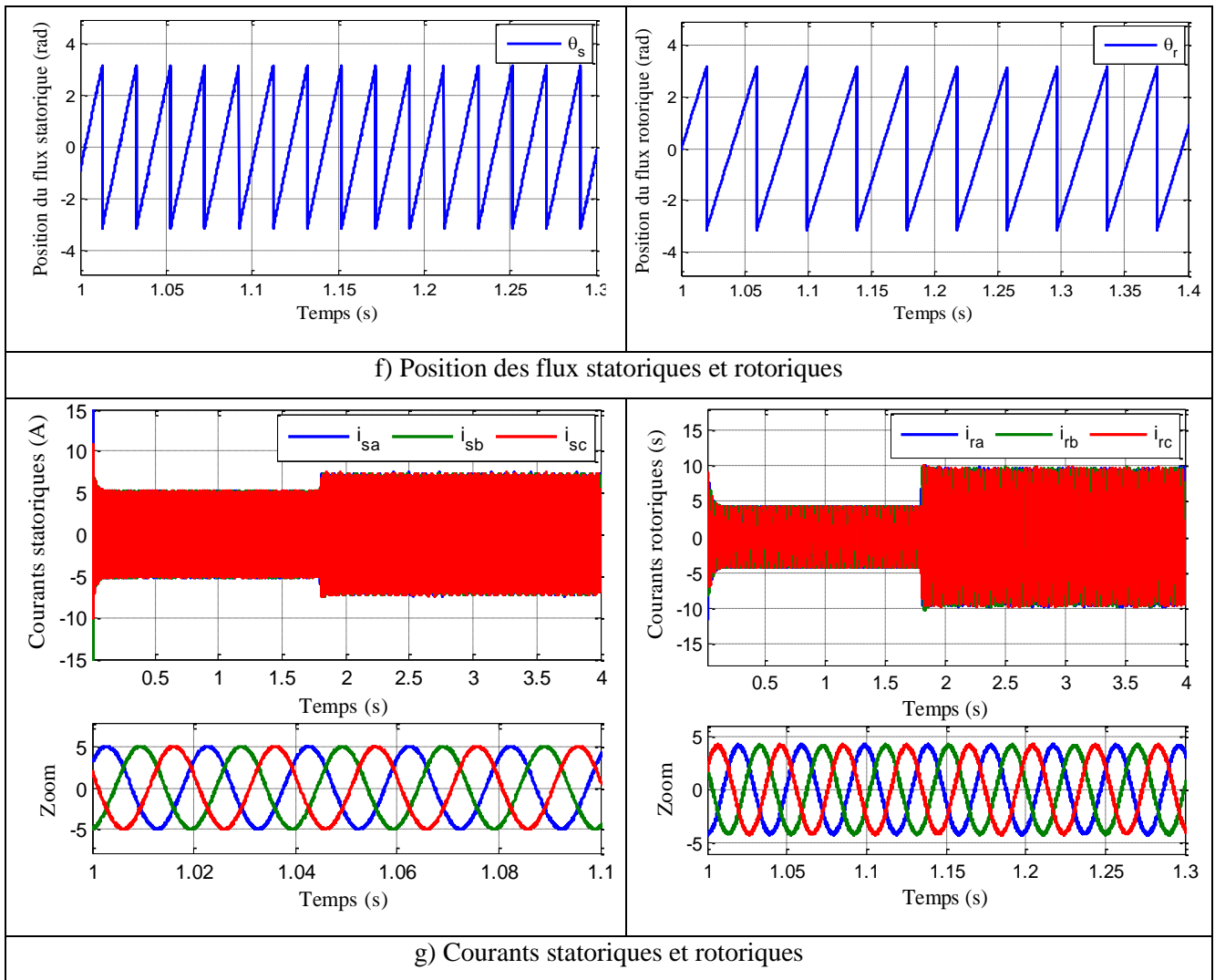


Figure 4.22 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse constante

Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôle DTC-Flou offre des bonnes dynamiques de la vitesse, du couple et des flux. Nous remarquons que la vitesse atteint la valeur de référence 157 rad/s avec un temps de réponse rapide égale à  $t_{r(\Omega)}=0.22s$ , sans erreur statique et sans dépassement au démarrage.

Le couple de charge, la référence de couple et le couple du moteur sont représentés sur la figure (4.22-b). Ici, le couple de charge est considéré comme une perturbation et le contrôle DTC-Flou doit suivre les références de vitesse et des flux indépendamment du couple de charge. Nous observons que le couple du moteur suit parfaitement sa valeur de référence avec une bonne réduction des ondulations ( $\Delta C_{em} = 1.14N.m$ ), ce qui entraîne une diminution des vibrations mécanique et une réduction des bruits acoustiques.

D'autre part, l'introduction de la charge conduit à une légère chute de vitesse de 0.5rad/s qui sera rejetée rapidement, le temps de rejet nécessaire pour éliminer l'effet de cette

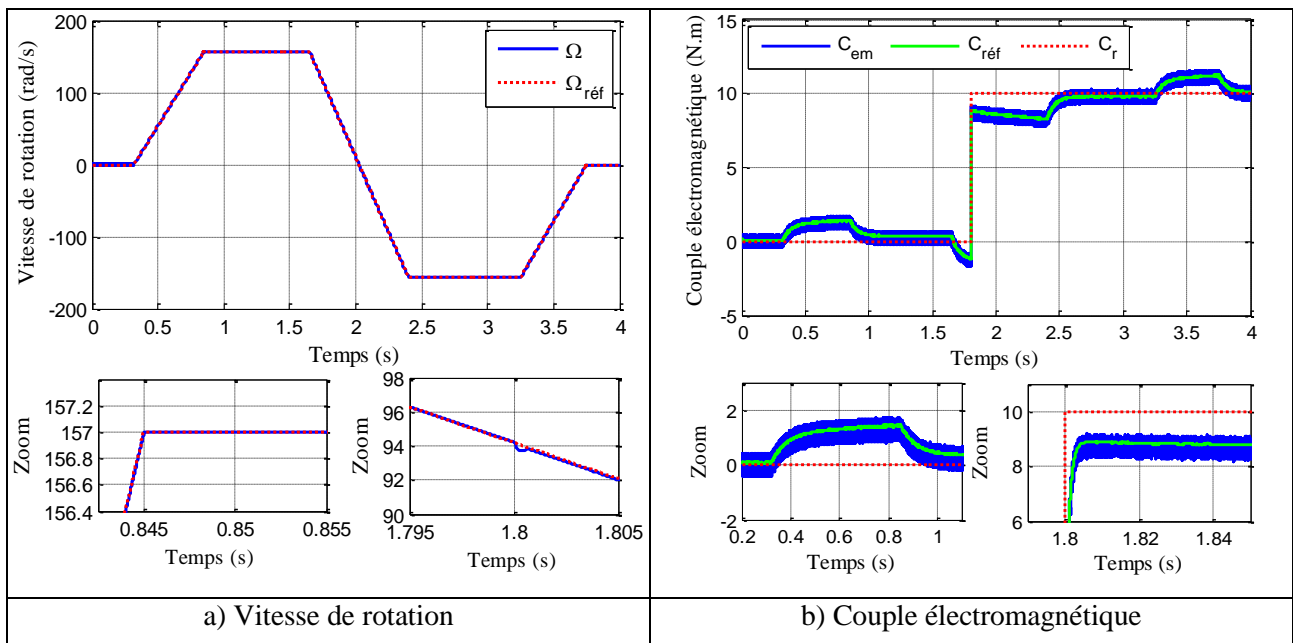
perturbation est égale à 20ms. Donc, nous pouvons conclure que le régulateur flou de vitesse règle rapidement la perturbation dû à la variation de la charge.

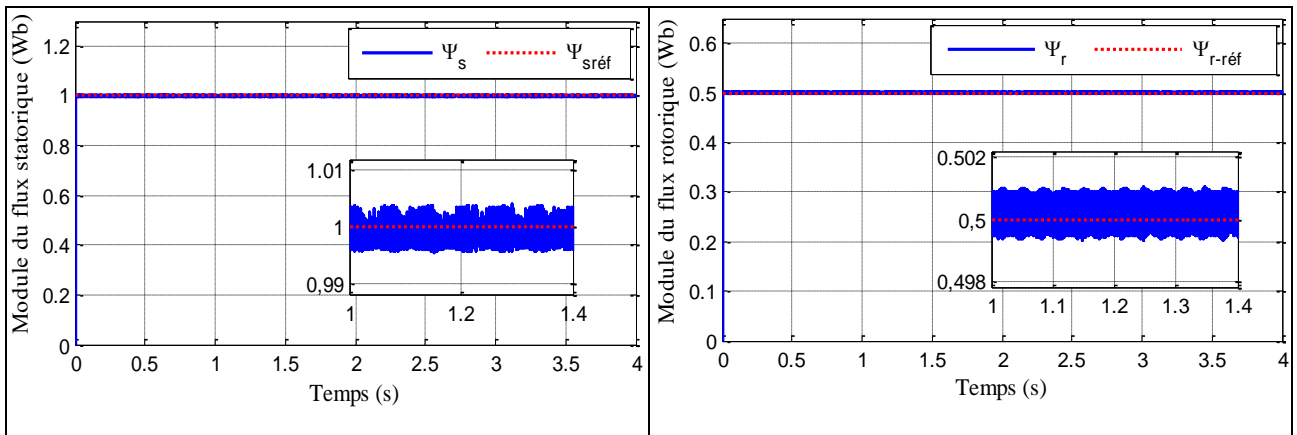
D'après la figure (4.22-c), nous remarquons bien que les modules des flux statoriques et rotoriques s'établissent rapidement avec une réduction optimale des fluctuations, ce qui est bien montré sur la figure (4.22-e) où les trajectoires des vecteurs des flux sont parfaitement circulaires. Ainsi que, les composantes de ces flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , représentés dans la figure (4.22-d), sont des allures sinusoïdales d'amplitude constante, elles ne sont pas affectées par l'application du charge. De même, la position de ces flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sont toujours respectées.

Les courants statoriques et rotoriques de la MADA sont illustrés sur la figure (4.22-g), ils possèdent des allures sinusoïdales avec moins des ondulations par rapport à la commande DTC conventionnelle, ce qu'on va les démontrer par une analyse spectrale dans la section de la comparaison.

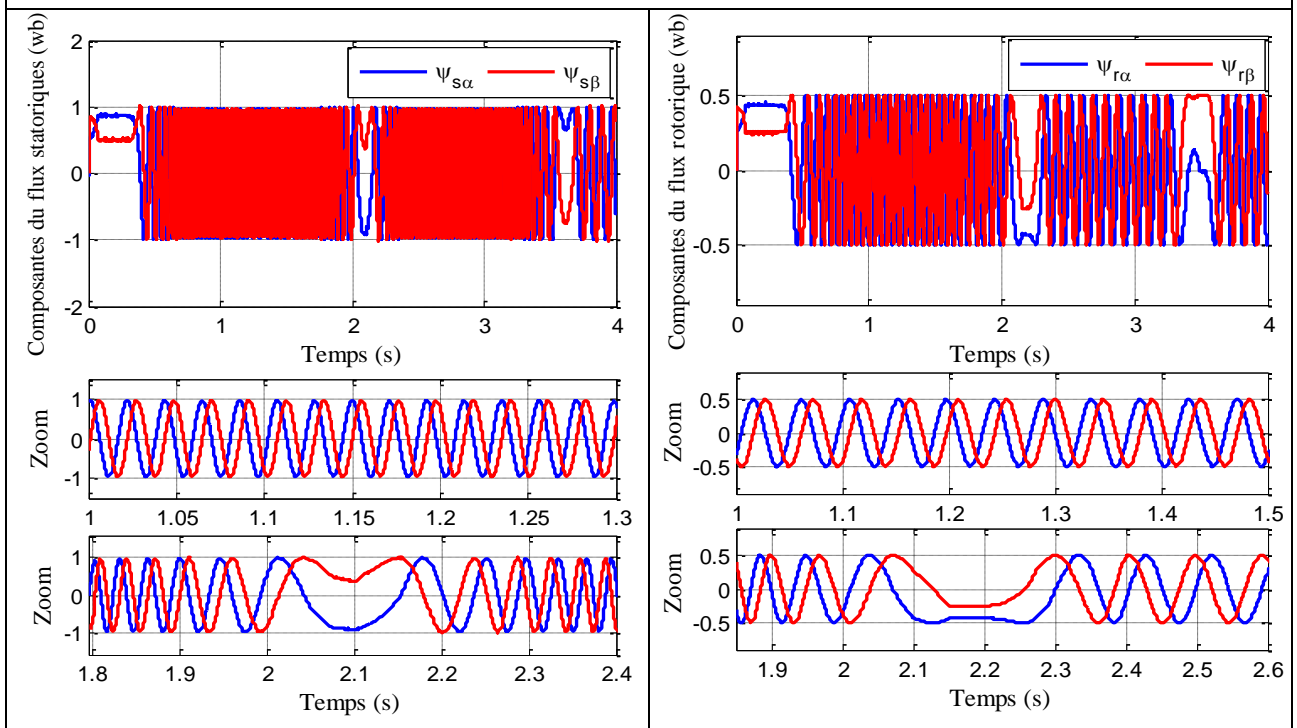
## 7.2. Fonctionnement à vitesse variable

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation obtenus pour une consigne de vitesse trapézoïdale avec inversion de sens de rotation, la vitesse est amenée de 157 rad/s à  $t=0.85s$ , puis de -157 rad/s à  $t=2.4s$ , avec une introduction du couple de charge de  $C_r=10N.m$  à l'instant  $t=1.8s$ .

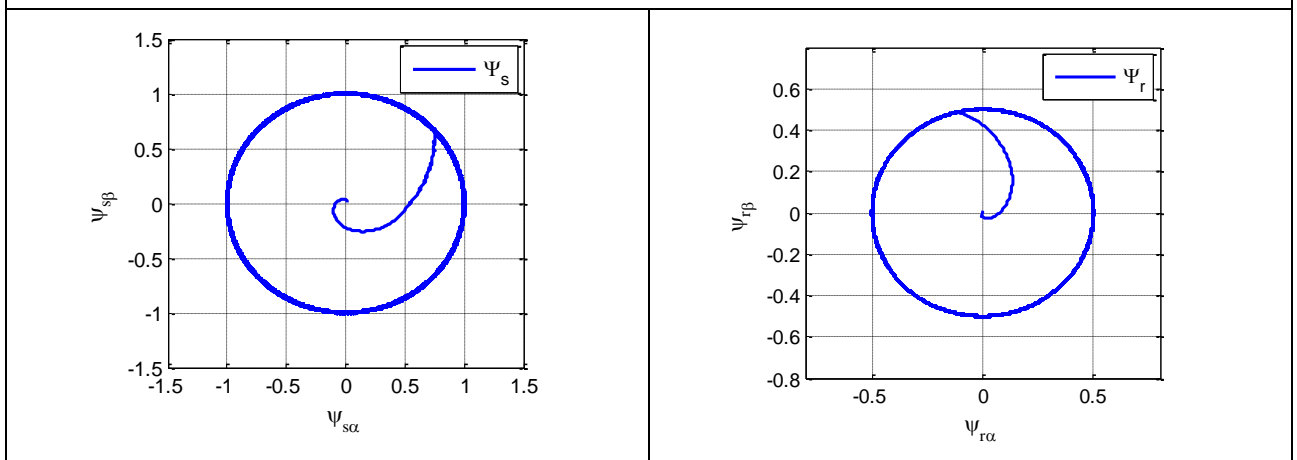




c) Modules des flux statoriques et rotoriques



d) Composantes des flux statoriques et rotoriques



e) Evolution des flux statoriques et rotoriques

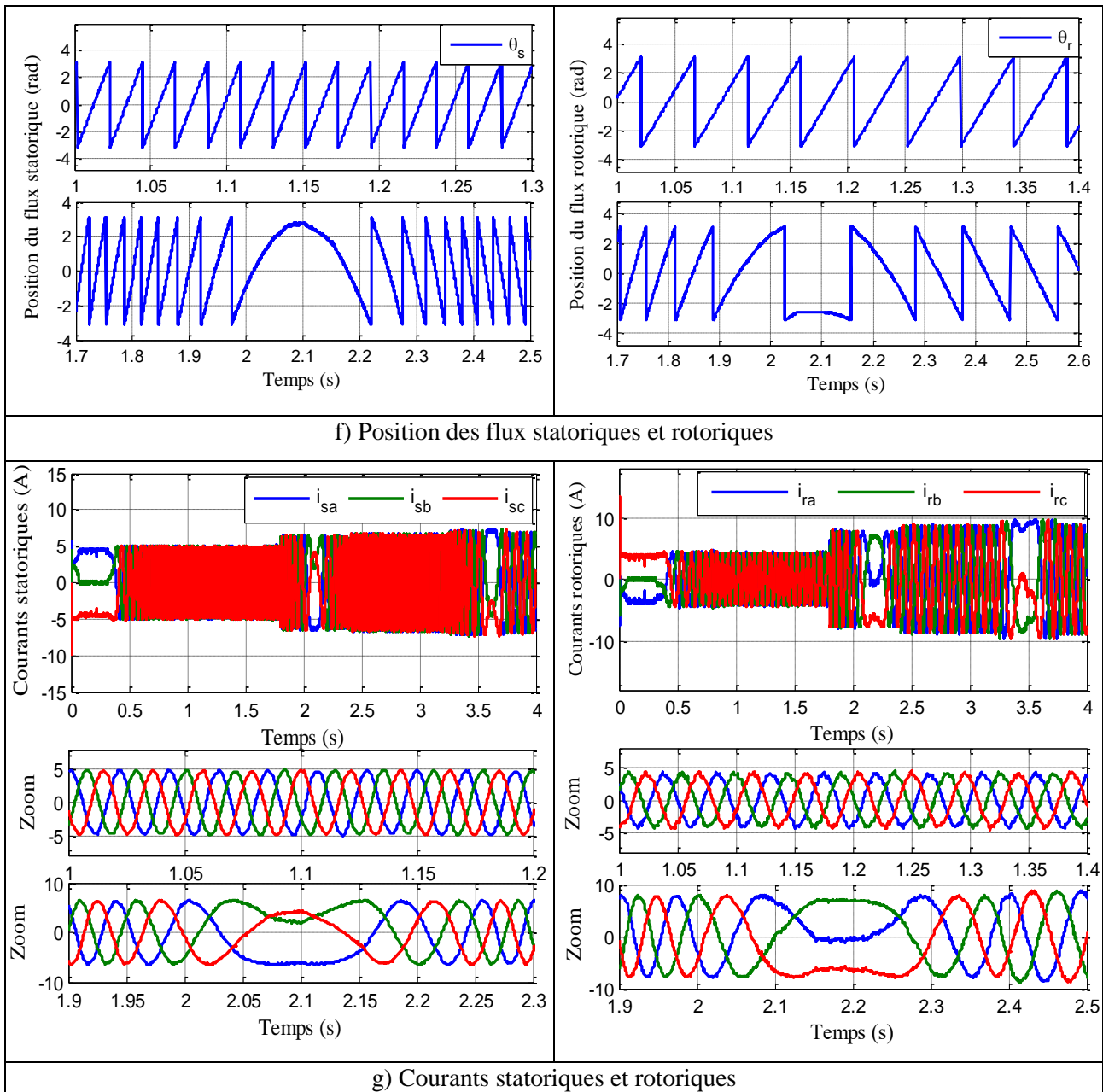


Figure 4.23 : Résultats de simulation pour le test de fonctionnement à vitesse variable

La figure (4.23-a) représente la réponse dynamique de la vitesse de rotation qui suit correctement sa trajectoire de référence, avec une erreur minimale lors des phases transitoires et une erreur statique nulle lors des phases de régime permanent. Une inversion du sens de rotation de 1500tr/min à -1500tr/min est exécutée afin de justifier que la méthode de contrôle proposée peut fonctionner à différents points de vitesse.

Comme le démarrage est à vide, le couple électromagnétique suit pratiquement sa référence comme l'illustre la figure (4.23.b). Nous constatons qu'à l'instant  $t = 1.8s$ , lors de l'application du couple de charge, que le couple électromagnétique suit sa valeur de référence, car le régulateur réagit instantanément sur le couple de référence, la vitesse rejoint sa consigne

avec un temps de rejet très rapide, ce qui montre que le régulateur flou de vitesse réagit rapidement avec la perturbation de charge imposée. Le régime permanent de ce couple est caractérisé par une minimisation remarquable des ondulations avec une marge de  $\Delta C_{em}=1.13N.m$ .

La figure (4.23-c) illustre une réduction importante des ondulations des flux statoriques et rotoriques. La trajectoire de l'extrémité de chaque vecteur de flux est maintenue à l'intérieure d'une couronne circulaire, ce qui confirme que le fonctionnement est à flux constant comme montre à la figure (4.23-e). De plus, ces flux ne sont pas affectés par l'application des consignes de charges. D'autre part, les composantes des flux statoriques et rotoriques sont illustrées dans la figure (4.23-d), elles présentent une bonne forme d'onde sinusoïdale.

La position des flux statoriques et rotoriques dans le plan  $(\alpha,\beta)$  est présentée dans la figure (4.23-f) afin d'indiquer l'inversion du sens de rotation.

Les courants statoriques et rotoriques sont sinusoïdaux et présentent des variations suivant les changements du régime et en particulier lors de l'inversion de sens de rotation.

## **8. Etude comparative entre la commande DTC floue et DTC classique de la MADA**

Dans cette section, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques entre le contrôle DTC flou et DTC classique pour le moteur asynchrone à double alimentation. Le but est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences, telle que :

- Meilleures performances statiques et dynamiques ;
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (vitesse) ;
- Moins d'ondulation du couple et des flux ;
- Meilleures formes d'onde des courants statoriques et rotoriques.

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation de ces deux commandes, nous notons que ce test est effectué dans les mêmes conductions.

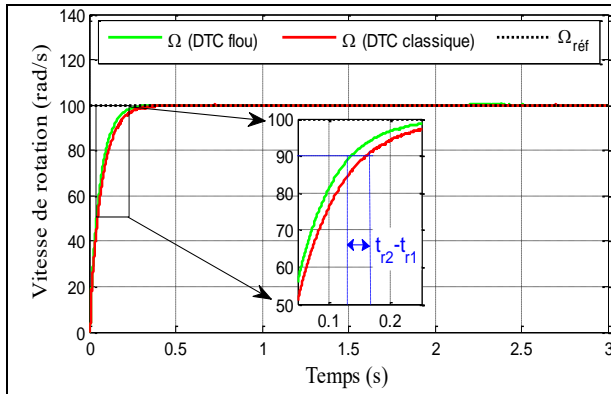


Figure 4.24 : Vitesse de rotation

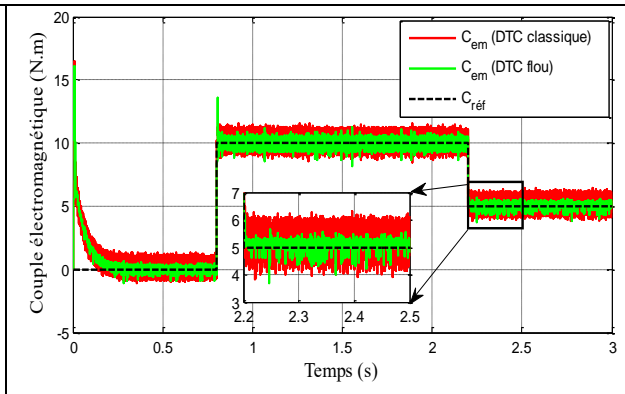


Figure 4.25 : Couple électromagnétique

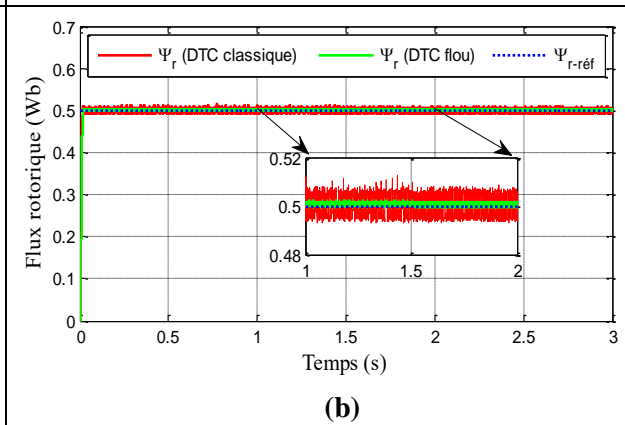
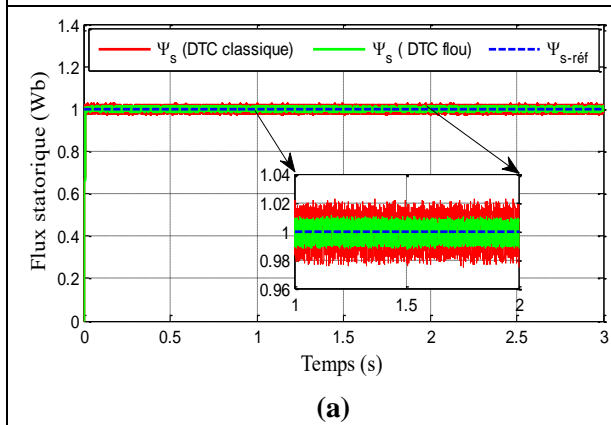


Figure 4.26 : Flux statorique et rotorique

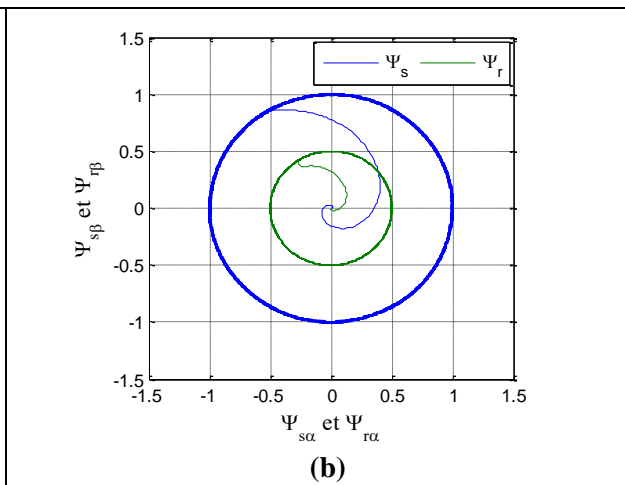
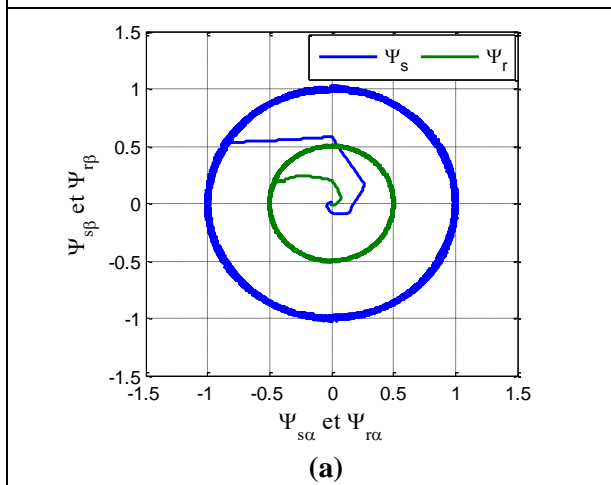


Figure 4.27 : Evolution du flux statorique et rotorique par le contrôle : (a) DTC classique (b) DTC flou

Les résultats de simulation du contrôle DTC flou assurent de meilleures performances par rapport à la commande DTC classique. Il est intéressant de remarquer que le contrôle DTC flou se distingue par une importante atténuation des ondulations de couple et des flux.

Les figures (4.28 et 4.29) ci-dessous montrent respectivement l'analyse spectrale du courant de la phase statorique  $\langle i_{sa} \rangle$  et rotorique  $\langle i_{ra} \rangle$  absorbé par le moteur. Le taux de distorsion harmonique (THD) des courants par le contrôle DTC flou est considérablement réduite par rapport au DTC conventionnel. Il est bien connu que le THD des courants est

fortement influencé par les ondulations du couple et des flux, une bonne régulation de ces derniers optimise le THD et améliore la qualité de la puissance, ce qui est remarquable dans les résultats de simulation présentés.

D'autre part, la figures (4.30) illustre l'état de commutation de l'interrupteur "S<sub>a</sub>" pour les deux stratégies de contrôle, la fréquence de commutation obtenue avec la commande directe floue de couple est inférieure à celle de la DTC classique ce qui permet de réduire les pertes de commutation.

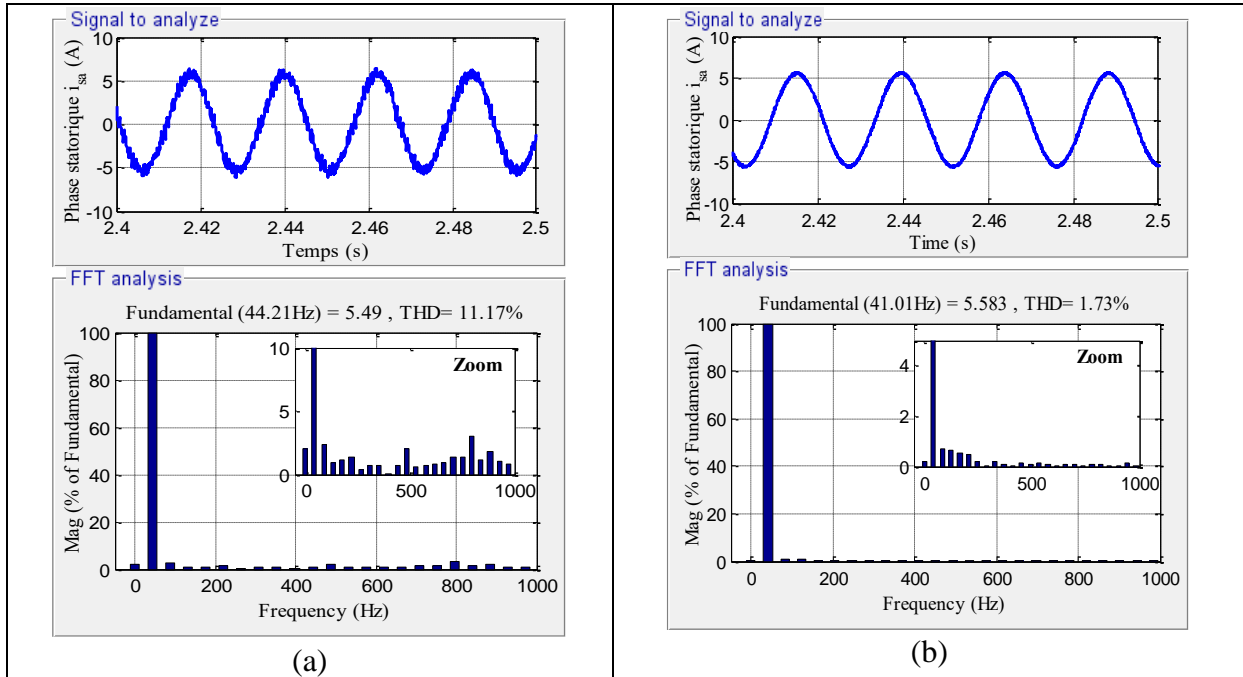


Figure 4.28 : Analyse spectrale du courant statorique par le contrôle : (a) DTC classique (b) DTC flou

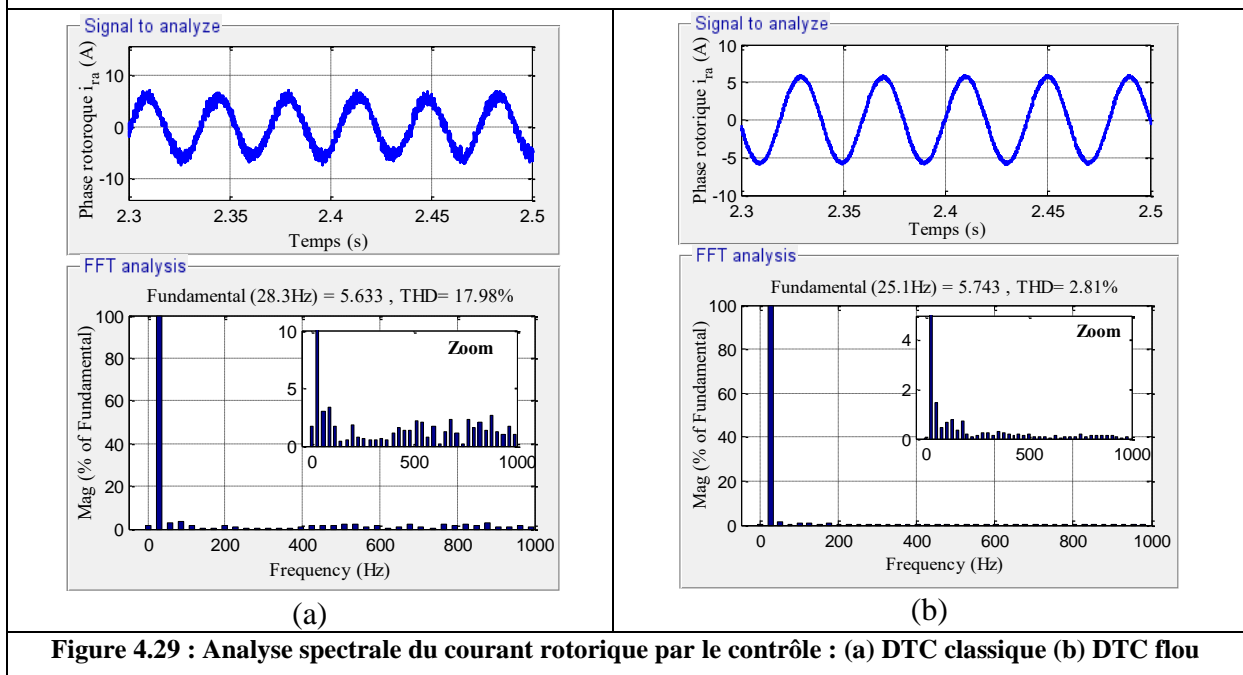
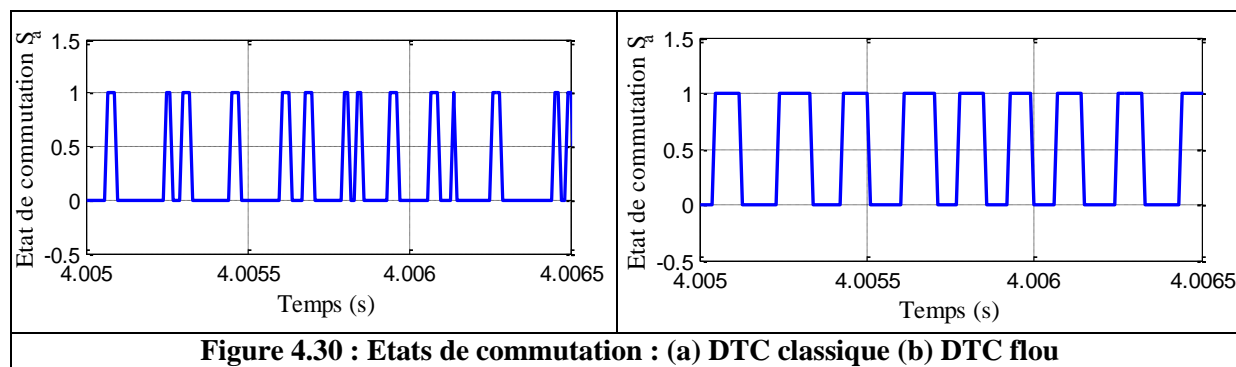


Figure 4.29 : Analyse spectrale du courant rotorique par le contrôle : (a) DTC classique (b) DTC flou



Le tableau (4.4) résume l'étude comparative entre les deux types de commandes en termes du temps de réponse, temps de montée, ondulations de couple, ondulations de flux, l'analyse spectrale d'harmonique des courants et la fréquence de commutation.

Performance	DTC classique	DTC floue	Amélioration (%)
Temps de réponse de la vitesse (s)	0.28	0.22	<b>21.4</b>
Temps de montée pour la vitesse (s)	0.162	0.133	<b>17.9</b>
Ondulation du couple (N.m)	2.72	1.14	<b>58.1</b>
Ondulation du flux statorique (Wb)	0.045	0.02	<b>55.5</b>
Ondulation du flux rotorique (Wb)	0.013	0.004	<b>69.2</b>
THD du courant $i_{sa}$ (%)	11.17	1.73	<b>84.5</b>
THD du courant $i_{ra}$ (%)	17.98	2.81	<b>84.3</b>
Fréquence de commutation de l'interrupteur $S_a$	Fréquence variable	Fréquence presque constante	<b>Fréquence de commutation est maîtrisée</b>

**Tableau 4.4 : Résultats de comparaison entre la commande DTC classique et DTC floue**

Ce tableau montre des améliorations remarquables obtenues par la commande DTC floue, ces améliorations incluent une optimisation du temps de réponse et de montée, une réduction importante des ondulations du couple et des flux, ainsi qu'une minimisation des harmoniques des signaux de courant statorique et rotorique. Par conséquent, la commande directe du couple floue offre de meilleures performances par rapport le DTC conventionnel.

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une amélioration de la stratégie de commande directe du couple de la MADA en utilisant la logique floue. Cette méthode d'amélioration est basée sur l'utilisation de deux tables de commutations élaborées par le raisonnement de la logique floue, ainsi qu'un régulateur flou de vitesse. Le choix de cette méthode est justifié par

la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Une étude comparative entre DTC floue et DTC classique est présentée. L'analyse des résultats obtenus confirme que la méthode proposée offre des meilleures performances, à savoir : une dynamique rapide, précise et sans dépassement, une réduction des ondulations du couple, des flux et des courants, ainsi qu'une réduction de la fréquence de commutation.

*Validation des commandes  
FOC et DTC à l'aide de la  
carte dSPACE*

## 1. Introduction

Lors du développement théorique d'une commande, on fait souvent appel à des hypothèses simplificatrices. Ainsi les résultats de simulation ne reflètent pas parfaitement la réalité du système étudié. Pour une étude approfondie, une validation expérimentale de ces résultats par une implémentation du système de contrôle est nécessaire.

Ce chapitre est consacré à l'implémentation et la validation des stratégies de commande FOC et DTC présentées dans les chapitres 2 et 3, en utilisant le kit de prototypage des lois de commande à base de la carte dSPACE DS1104.

Après avoir décrit et présenté le système de traitement numérique dSPACE, en particulier : son architecture, ses performances et son rôle nécessaire dans notre travail, les résultats d'implémentation sont présentés pour valider les résultats obtenus par simulation et pour montrer l'efficacité des stratégies proposées pour le contrôle du moteur asynchrone à double alimentation.

## 2. Description du banc d'essai

D'une façon générale, la structure du banc d'essai qui est normalement utilisé pour l'implémentation et la validation des stratégies de commande proposées dans le cadre de cette thèse est donnée par la figure (5.1). Le banc est constitué essentiellement de trois groupes qui sont : le moteur asynchrone à double alimentation, deux convertisseurs de puissance, ainsi que l'ensemble de commande et de la régulation de cet ensemble à base de la carte dSPACE DS1104 et un environnement Matlab/Simulink.

Il est bien connu que les dispositifs basés sur la carte dSPACE permettent aux concepteurs de systèmes de contrôle des machines électriques de réduire considérablement les coûts et le temps de développement, et également, d'accroître la qualité et la performance de la commande.

En effet, ce dispositif expérimental permet de développer et d'implanter les différents algorithmes de commande, bien évidemment la commande par orientation du flux et par la suite la commande directe du couple du moteur asynchrone à double alimentation. Le développement de cette carte est présenté dans la section 3.

D'autre part, la carte dSPACE gère les entrées/sorties numériques avec des niveaux de tension en logique TTL (0-5V), tandis que les IGBTs de l'onduleur de tension fonctionnent en logique CMOS (0-15V), d'où la nécessité d'une carte d'interface pour réaliser l'adaptation et

l'isolation galvanique entre la carte (partie commande) et l'onduleur (partie puissance). De même, les tensions du bus continu sont réglées manuellement par deux auto-transformateurs.

Un ordinateur est également utilisé pour envoyer les consignes de références vers la carte DS1104 et d'acquérir les variables traitées dans les algorithmes de commande.

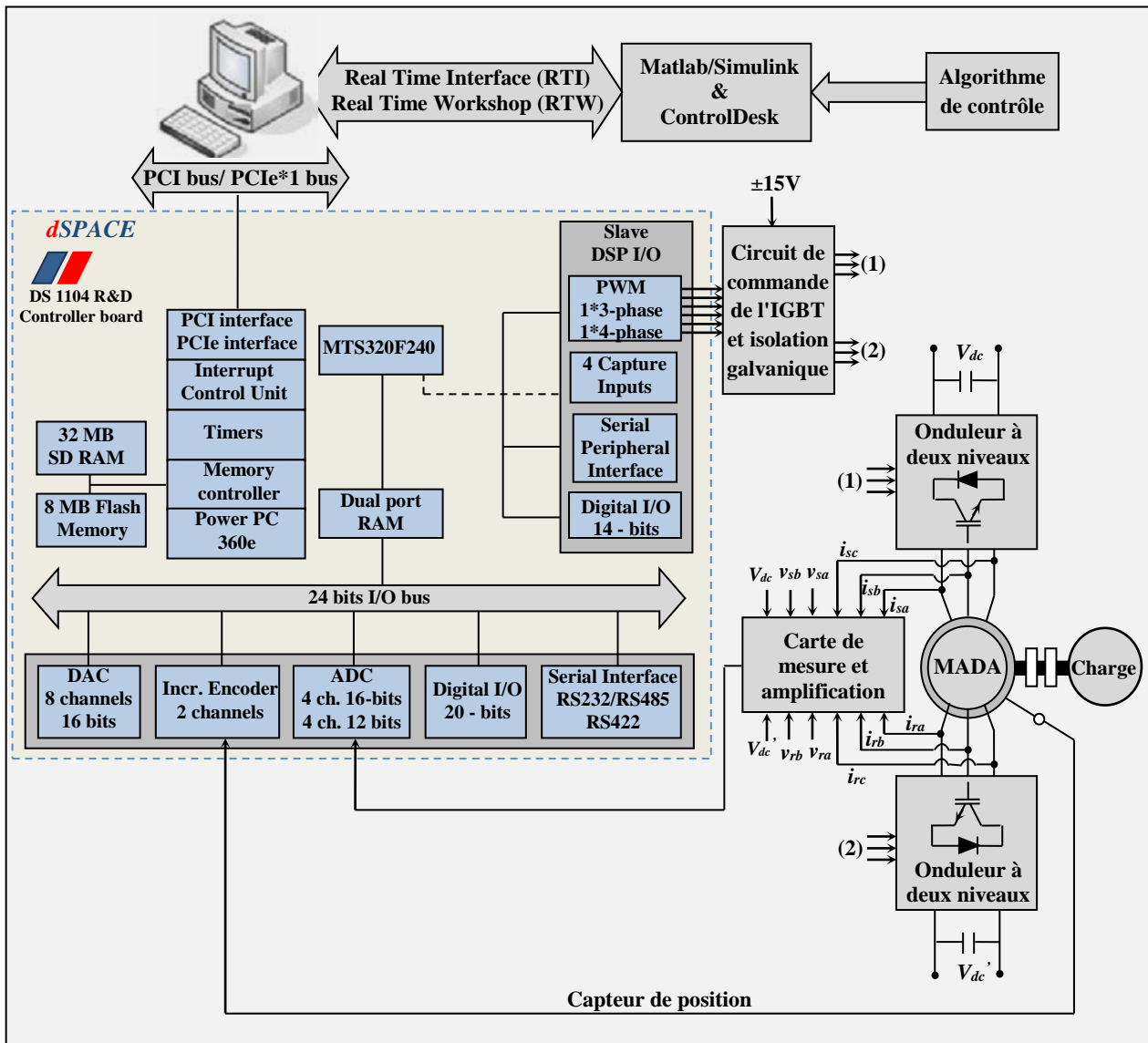


Figure 5.1 : Schéma fonctionnel du banc d'essai

Cependant, nous avons rencontré dans notre travail un manque de quelques matériels et plus précisément les onduleurs de tension, ce qui nous a compliqué à implémenter les stratégies de contrôle avec le système complet.

C'est pour cela, nous avons proposé une méthode de validation des stratégies de contrôle développées, cette méthode consiste à exécuter la partie contrôle dans la carte dSPACE et simuler la partie puissance dans matlab/simulink.

Généralement, cette méthode de validation est utilisée pour tester le système de contrôle avant de l'implémenter expérimentalement ou dans le cas de manque des matériels.

### 3. Système de traitement numérique DSPACE DS1104

Pour mettre en œuvre des commandes élaborées, nous avons utilisé un contrôleur numérique dSPACE (carte de prototypage DS1104) afin de générer les signaux de commande pour les onduleurs de tension, ainsi que l'acquisition des signaux (tensions, courants, vitesse).

#### 3.1. Présentation de la carte dSPACE DS1104

La carte dSPACE DS1104 est un système de traitement numérique fabriqué par la société Allemande « dSPACE », elle est spécifiquement conçue pour le développement d'un contrôleur multi-niveaux à haute vitesse destiné à divers domaines d'applications, tels que le pilotage des machines électriques, la robotique, l'aérospatiale... Ce système de traitement est relativement efficace et rapide grâce à la présence de deux processeurs. L'avantage de ce type de carte est le rapport coût-efficacité lorsqu'il s'agit d'accomplir une grande variété de tâches dans un algorithme.

Le système dSPACE DS1104 se compose des éléments suivants :

Une carte mère DS1104 R&D montée dans l'ordinateur via un connecteur PCI. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la figure (5.2).



Figure 5.2 : La carte DS1104 R&D

Cette carte contient les éléments suivants [Darkawi, 2016] :

- Deux processeurs (maître de type MPC8240 et esclave de type TMS320F240 DSP);
- Des contrôleurs d'interruption;
- Des mémoires;
- Des temporisateurs et des interfaces.

Les principales caractéristiques de ces compositions sont mentionnées dans l'annexe D [dSPACE, 2020].

La carte est dotée d'un panneau de connexion qui comporte les périphériques des entrées/sorties qui permettent la communication avec le système physique. La figure (5.3) présente la photographie de ce panneau.

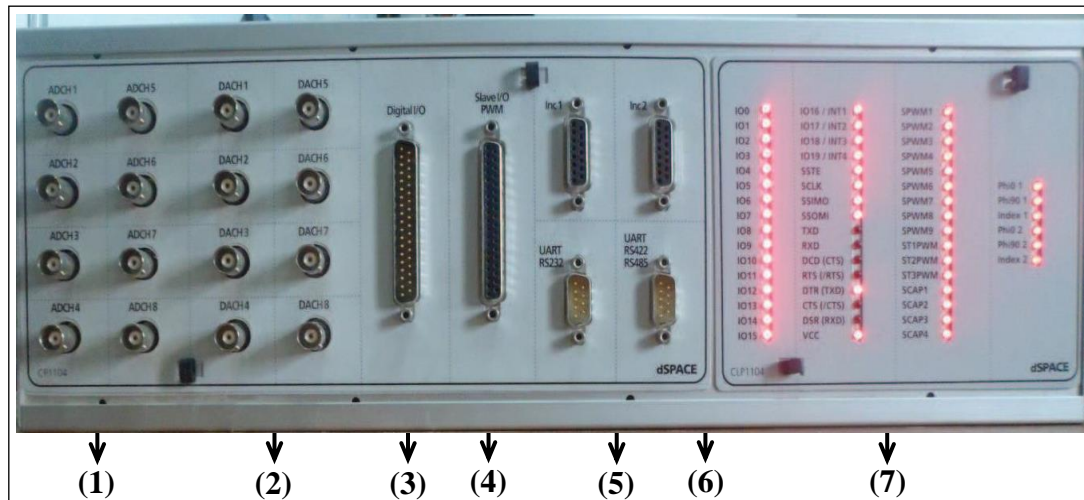


Figure 5.3 : Panneau de connexion de la carte dSPACE DS1104

- (1) : Huit convertisseurs analogiques numériques ADC, quatre (Channel 1, 2, 3, 4) en 12 bits et quatre (Channel 5, 6, 7, 8) en 16 bits.
- (2) : Huit convertisseurs numériques analogiques DAC de 16 bits pouvant délivrer une tension de  $\pm 10V$ .
- (3) : Interface des entrées/sorties numériques utilisé pour les langages de programmations.
- (4) : Interface des entrées/sorties du DSP chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
- (5) : Portes séries (RS 232, RS 422 et RS 485) utilisés pour avoir une communication série entre la dSPACE 1104 et les différents appareils électroniques (automate, appareil de mesure, etc.). Ils assurent également la communication entre deux cartes dSPACE.
- (6) : Deux codeurs incrémentaux permettent la communication avec les capteurs de position.
- (7) : L'interface est ornée également d'une quarantaine de lampes LED indiquant les portes actives sur le panneau.

L'avantage principal de ce système de traitement numérique est qu'à l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code C, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Matlab/Simulink puis de traduire celles-ci en langage codé et de les transférer automatiquement dans le contrôleur.

### 3.2. Présentation du logiciel ControlDesk

Le logiciel ControlDesk est une interface graphique qui permet de visualiser et de modifier toutes les variables (de contrôle, de retour capteur...) disponibles sur les schémas Simulink/dSPACE de la commande, comme il autorise l'accès à tous les signaux utiles à la commande en temps réel. Ce logiciel est allié au système dSPACE, il peut être utilisé pour plusieurs tâches :

- Gestion et administration de la carte DS1104;
- Prototypage rapide de contrôle (RCP; fullpass, bypass);
- Mesure, calibration et diagnostic du calculateur;
- Validation virtuelle;
- Simulation de matériel dans la boucle (HIL)...

### 4. Validation des stratégies de contrôle FOC et DTC

Nous allons présenter dans cette section une méthode de validation des stratégies de contrôles en utilisant la carte DS1104, cette méthode consiste à exécuter la partie contrôle à vérifier dans le processeur de la carte, tandis que les modèles de puissance sont simulés sur matlab/Simulink comme le montre la figure (5.4). D'où, un ordinateur est utilisé pour envoyer les consignes de références vers la carte DS1104 et d'acquérir les variables traitées dans l'algorithme de commande. La carte reçoit les signaux d'entrées (généralement sont les signaux de sortie des capteurs) et transmet en retour les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur.

La communication entre le modèle Simulink et la carte DS1104 est assurée par la librairie RTI (Real Time Interface). Une fois le modèle de contrôle développé, il est automatiquement compilé en code C et téléchargé dans la carte dSPACE à l'aide de l'outil RTW (Real-Time Workshop). La période d'échantillonnage conseillé pour la carte DS1104 est de l'ordre de  $T_s = 100 \mu s$ .

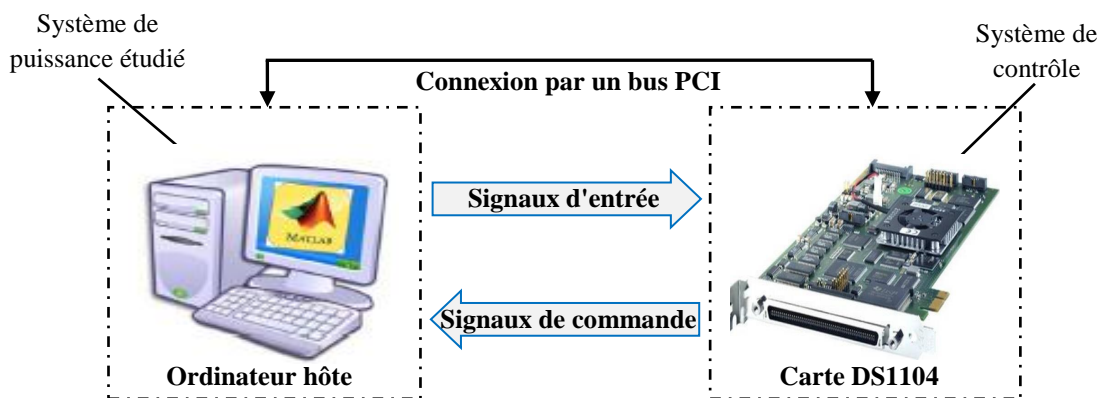


Figure 5.4 : configuration de test d'implémentation

Dans ce paragraphe, nous allons tout d'abord présenter les étapes nécessaires à la validation des stratégies de contrôle à l'aide du système dSPACE. Les étapes sont les suivantes :

1- La carte dSPACE DS1104 et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement de la société dSPACE est intégré à l'environnement Simulink. Une fois la carte installée, une bibliothèque spéciale «Real Time Interface Library» qui regroupe les différentes fonctions utiles pour gérer la carte dSPACE s'ajoute à la bibliothèque de Matlab/Simulink.

2- Le modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (MADA, charge, onduleurs,....etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester. Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque dSPACE au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système et la carte dSPACE.

3- Avant de générer le code C, les paramètres du « solver » et « RTW » doivent être reconfigurés avant l'implémentation.

- Paramètres à configurer pour le « solver » :
  - Mettre **0.0** dans la case de **Start time**.
  - Mettre **Inf** dans la case de **Stop time** (Pour que le système soit exécuté continuellement).
  - Choisir **fixed step** pour le **Type** et **ode4 (runga-kutta)** pour le **Solver**.
  - Prendre **0.0001** pour le **Fixed step size**.

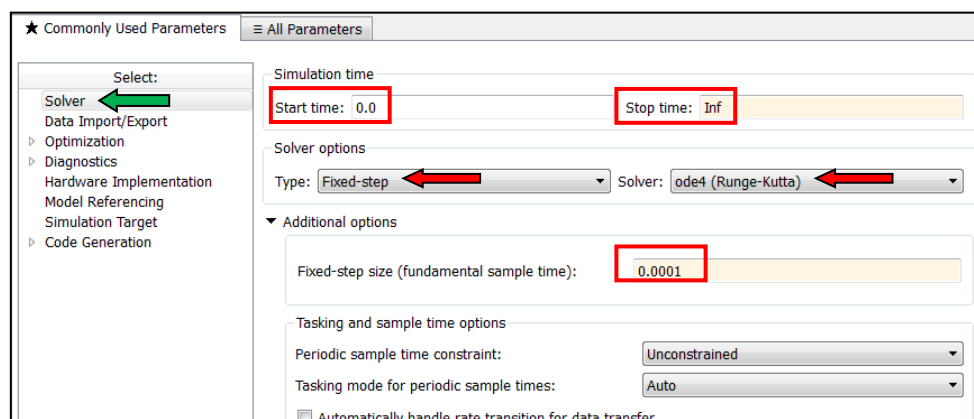


Figure 5.5 : Fenêtre pour la configuration des paramètres du solver

- Paramètres à configurer pour le Real-Time Workshop :
  - Vérifier sur la case **System target file** si c'est **rti 1104.tlc**, sinon cliquer sur l'icône **browser** pour la choisir.
  - Mettre **make\_rti** dans la case **Make command**.
  - Mettre **rti1104.tmf** dans la case **Template make file**.

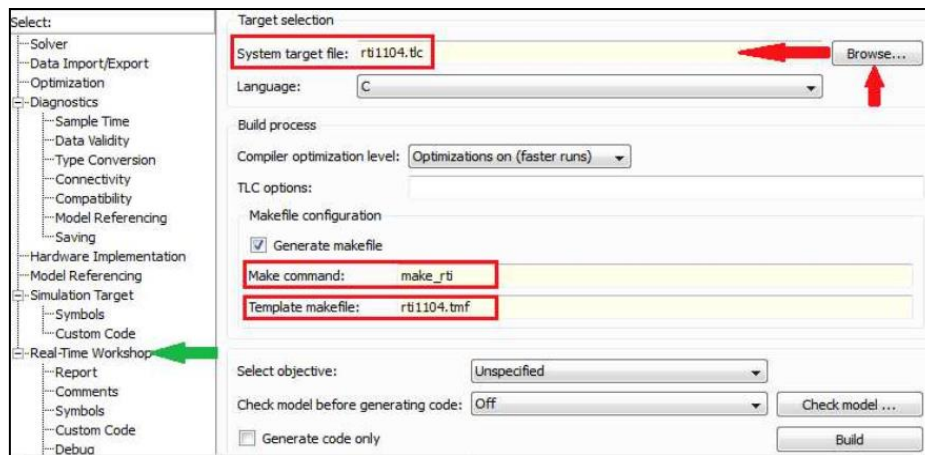


Figure 5.6 : Fenêtre pour la configuration des paramètres sur RTW

5- Le modèle de contrôle conçu doit alors être implanté sur la carte DS1104. Cela est réalisé à l'aide de l'outil RTW de Simulink. Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte dSPACE DS1104. Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système dSPACE à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

6- Une fois le modèle téléchargé dans la carte dSPACE, un nouveau fichier doit être établi (via le logiciel ControlDesk) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés. Il est bien de noter que la version de ce logiciel doit être compatible à la version de Matlab.

La figure (5.7) résume d'une façon globale les étapes essentielles à l'implémentation des algorithmes de contrôle sur la carte dSPACE.

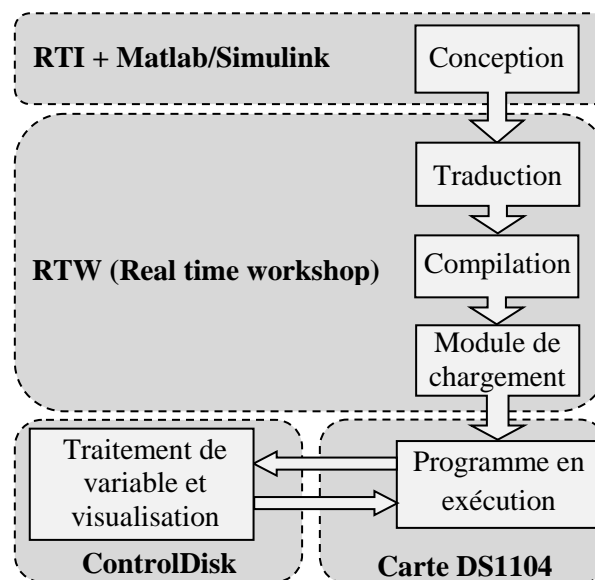


Figure 5.7 : Etapes de l'implémentation des algorithmes de contrôle

La figure (5.8) suivante présente une photo capture de la plateforme de vérification utilisée dans le cadre de ce projet de thèse au sein du laboratoire « Génie Electrique et Maintenance » de l'école supérieure de technologie d'Oujda.

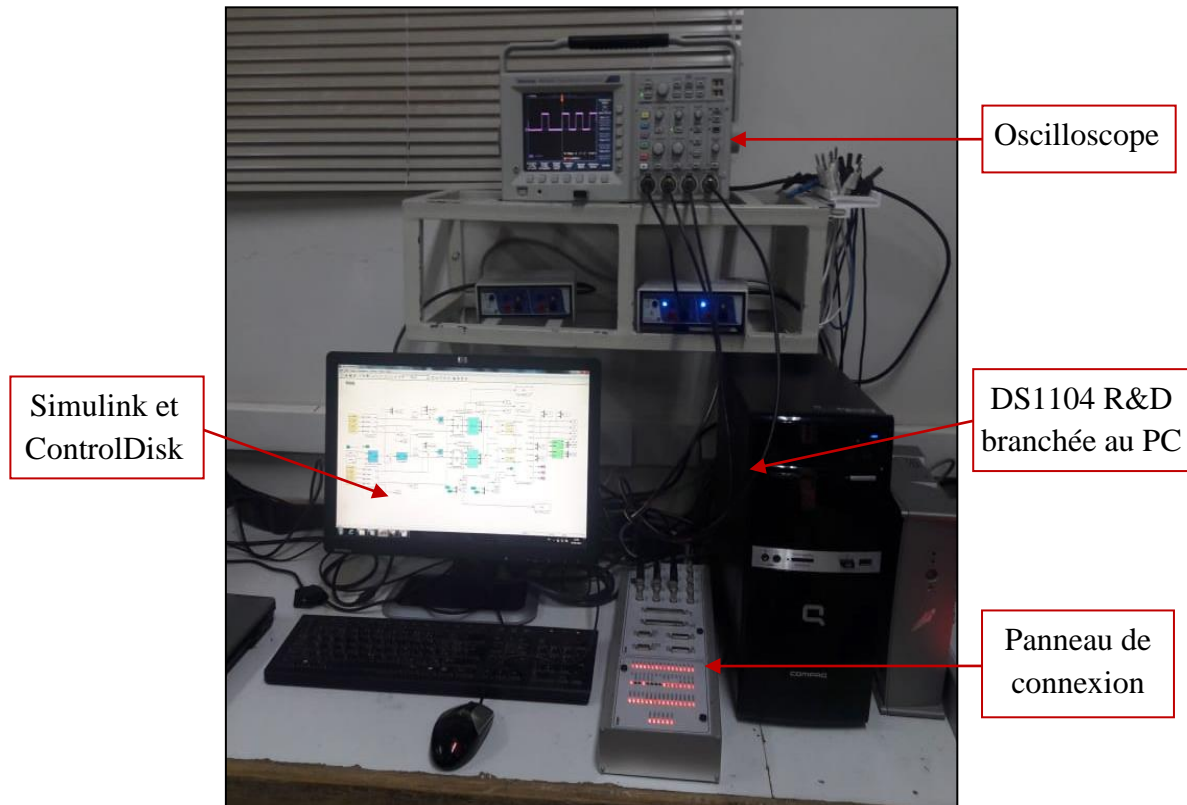


Figure 5.8 : Eléments du système de vérification

#### 4.1. Résultats de l'implémentation de la commande par orientation du flux rotorique

Dans cette section, nous présentons quelques résultats de l'implémentation de la commande FOC sur la plateforme dSPACE. Le test a été appliqué au moteur asynchrone à double alimentation de 1.5 kW dont les paramètres sont indiqués dans l'annexe B. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 10kHz.

##### 4.1.1. Test du fonctionnement à vitesse constante

La figure (5.9) suivante montre le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et des flux directs et en quadratures du moteur asynchrone à double alimentation pendant un fonctionnement à vitesse constante. Ces résultats ont été extraits de logiciel ControlDesk par l'outil Plotter.

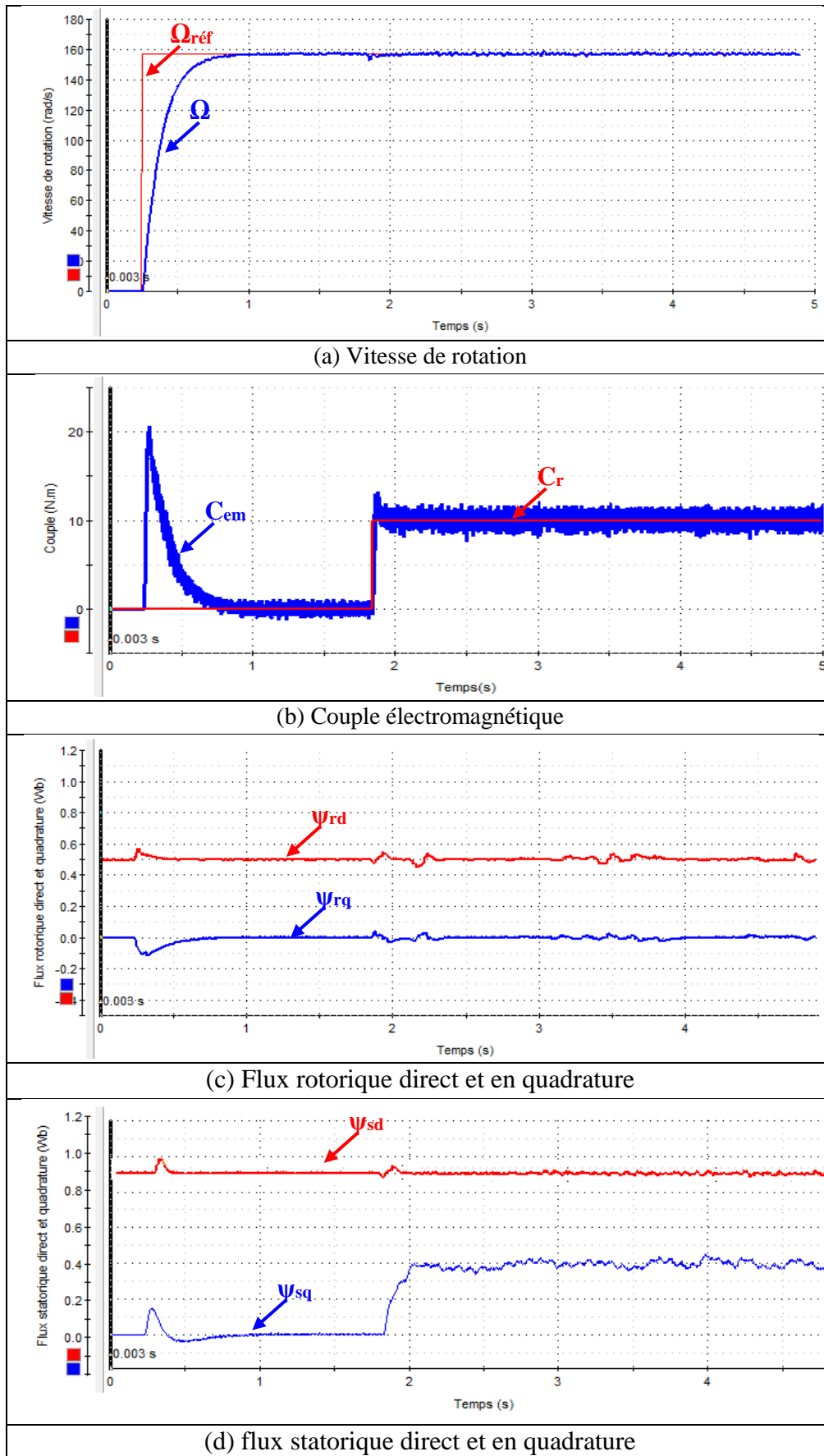


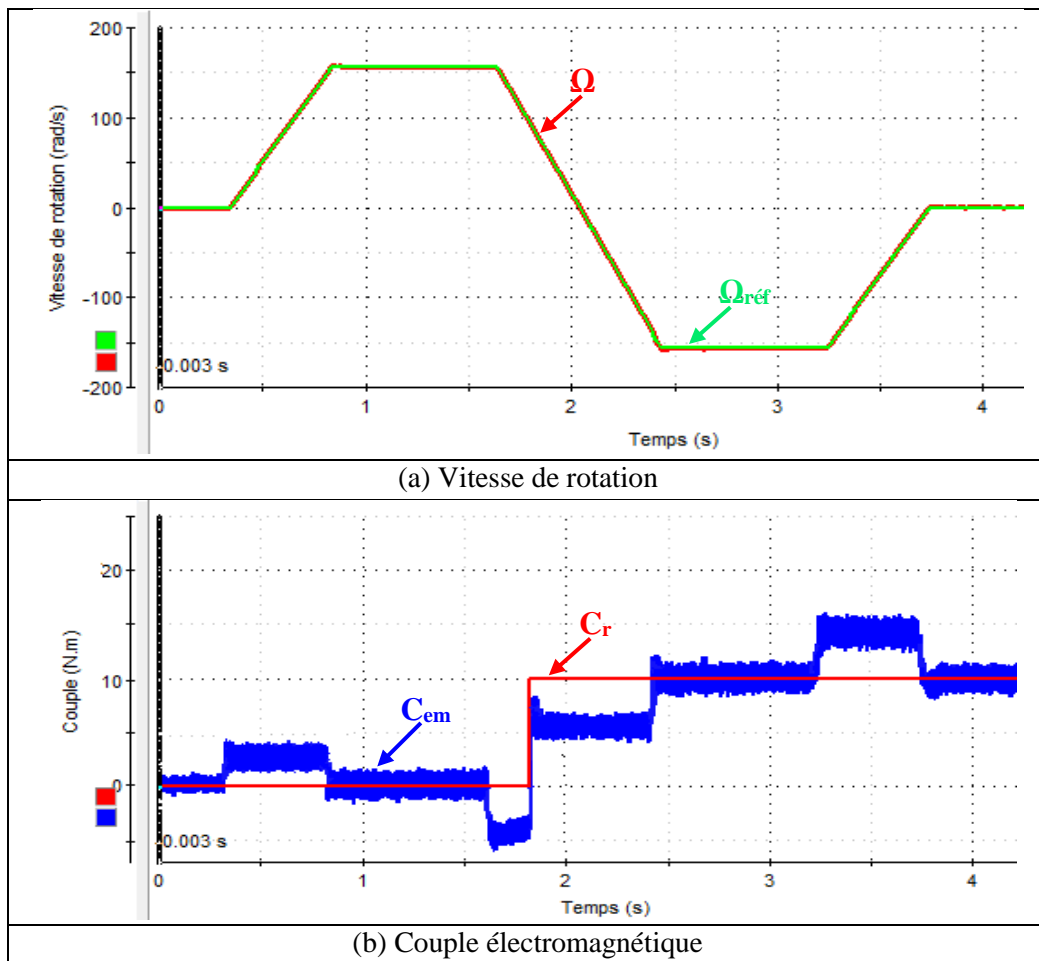
Figure 5.9 : Résultats de l'implémentation de la commande FOC pour le test du fonctionnement à vitesse constante

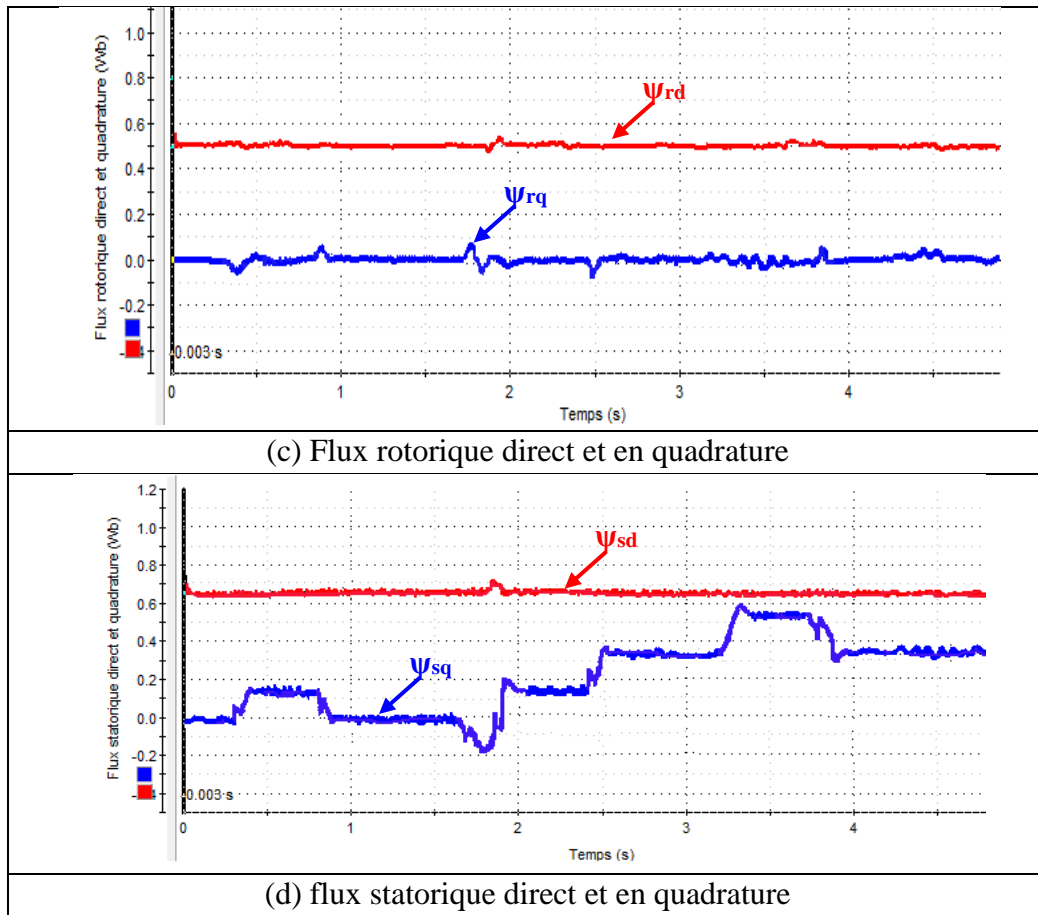
Les figures (5.9-a) et (5.9-b) présentent l'évolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique du moteur, nous constatons que la vitesse suit la valeur de consigne avec un temps de réponse est quasiment égale avec celle mesuré en simulation ( $t_{r(\Omega)}=0.65s$ ). A l'introduction du couple de charge, il apparait une chute de vitesse à cause de l'utilisation du régulateur PI classique de vitesse.

Les figures (5.9-c) et (5.9-d) montrent respectivement la variation temporelle des flux rotoriques et statoriques, nous remarquons une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. En effet, la composante du flux rotorique sur l'axe direct est constante, tandis que sa composante sur l'axe en quadrature est nulle. Ces flux sont légèrement affectés par la variation du couple de charge.

#### 4.1.2. Test du fonctionnement à vitesse variable

La figure (5.10) suivante montre le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et des flux direct et en quadrature du moteur pendant le fonctionnement à vitesse variable avec inversion du sens de rotation.





**Figure 5.10 : Résultats de l'implémentation de la commande FOC pour le test du fonctionnement à vitesse variable**

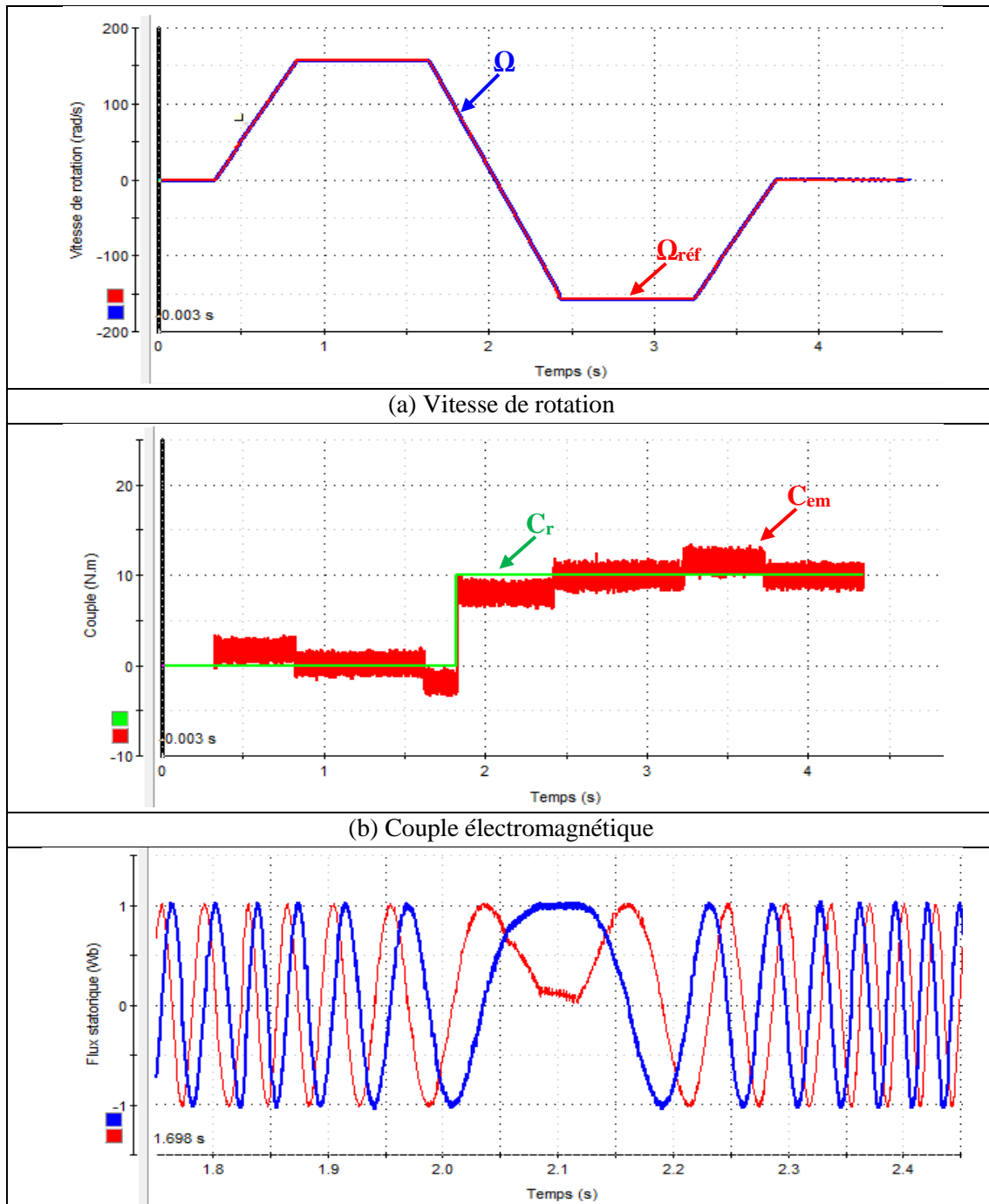
Dans ce fonctionnement, nous observons que la vitesse de rotation suit toujours sa valeur de référence, le changement du sens de rotation n'affecte pas sur le couple électromagnétique du moteur. La composante directe du flux rotorique suit presque sa valeur de référence et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux rotorique comme le montre la figure (5.10-c). Cependant, les composantes des flux marquent des impulsions lors de l'application du couple de charge et surtout lors de l'inversion de la vitesse. Ces résultats montrent également que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est très satisfaisant.

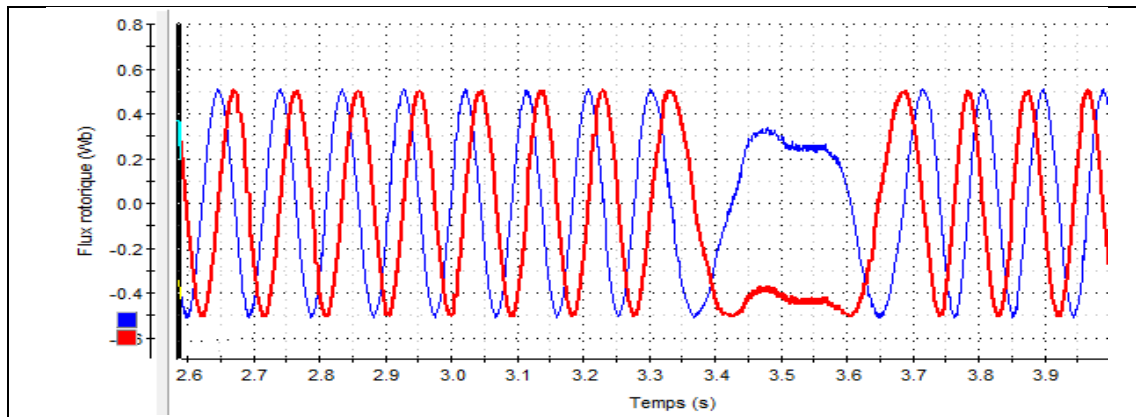
Les résultats des tests obtenus sont très proches des résultats de simulation sur l'environnement Matlab/Simulink, ce qui montre la réussite de l'implémentation de la commande FOC.

#### 4.2. Résultats de l'implémentation de la commande directe du couple

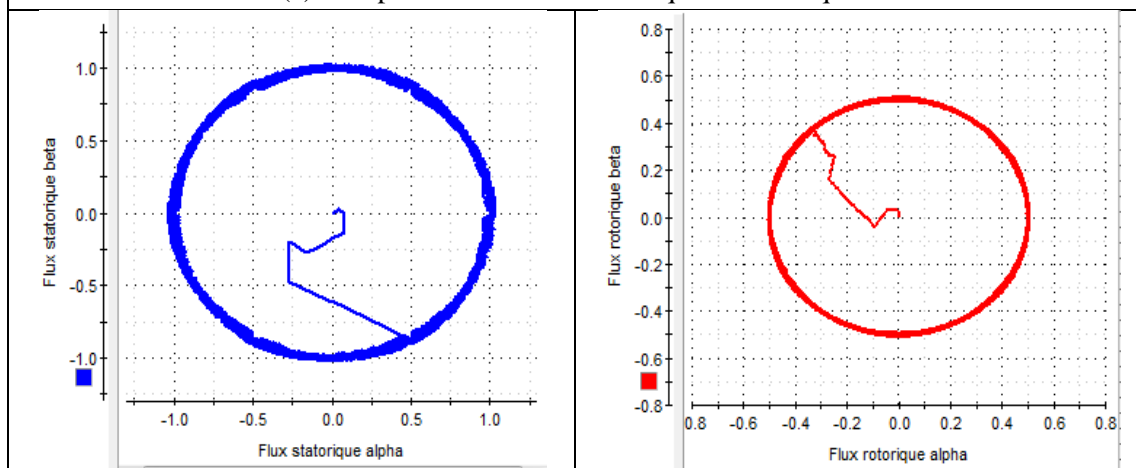
Dans cette partie, nous présentons quelques résultats de l'implémentation de la commande DTC sur la plateforme dSPACE. La fréquence d'échantillonnage est toujours

fixée à 10kHz. La figure (5.11) regroupe les résultats obtenus pour une consigne de vitesse trapézoïdale avec inversion du sens de rotation. Ces résultats ont été extraits de logiciel ControlDesk.

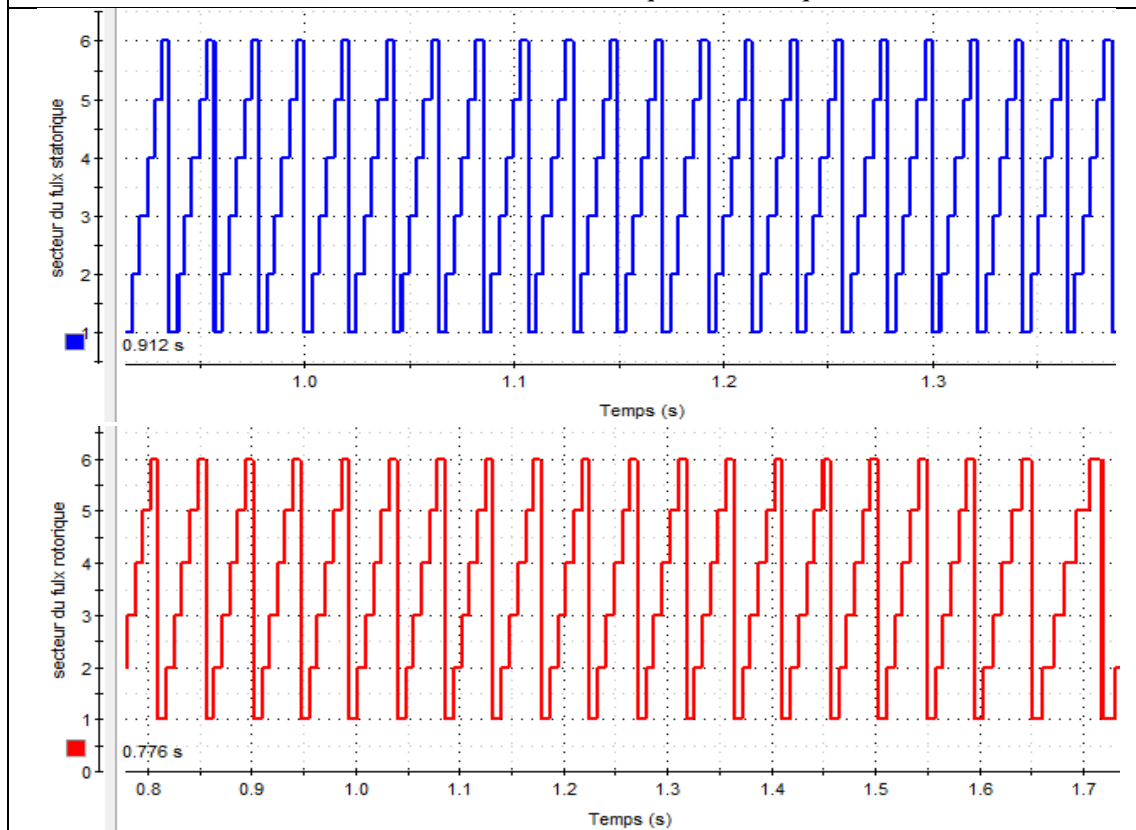




(c) Composantes des flux statoriques et rotoriques



(d) Evolution des flux statoriques et rotoriques



(e) Secteur des flux statoriques et rotoriques

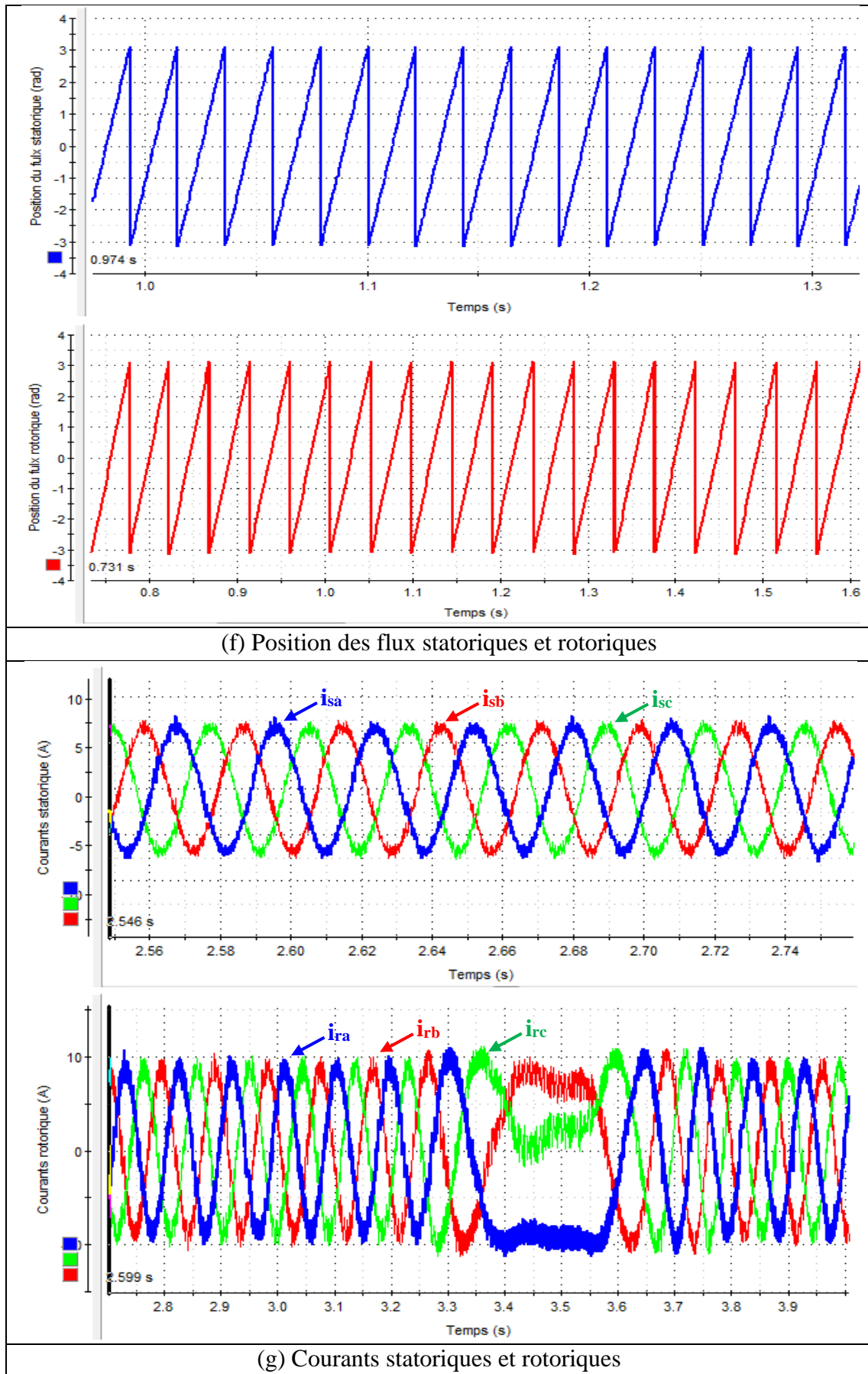


Figure 5.11 : Résultats de l'implémentation de la commande DTC à partir de l'interface ControlDesk

Les résultats obtenus montrent les performances et la robustesse de la commande DTC proposée pour le moteur asynchrone à double alimentation. La figure (5.11-a) présente la réponse dynamique de la vitesse de rotation qui converge toujours et rapidement vers la référence. A l'instant d'inversion du sens de rotation, nous remarquons que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans déplacement. De même pour la réponse du couple électromagnétique illustré dans la figure (5.11-b) qui présente une dynamique très rapide, il est similaire à celui trouvé par la simulation.

Par ailleurs, La figure (5.11-c) illustre l'allure des composantes des flux statoriques et rotoriques, nous remarquons que ces allures prennent la forme d'une sinusoïde. De plus, les trajectoires de ces flux sont parfaitement circulaires comme le montre la figure (5.ii-d), elles ne sont pas affectées par l'application de charge, mais présente des ondulations autour de ses valeurs de consigne.

Les figures (5.11-e) et (5.11-f) indiquent les secteurs et les positions estimés des flux statoriques et rotoriques, ce qui montre que la stratégie de contrôle directe du couple avec une répartition en six secteurs est bien assurée.

La figure (5.11-g) montre les courants triphasés statoriques et rotoriques absorbés par le moteur, ils présentent des allures sinusoïdales avec peu de distorsions. Tous les résultats de l'implémentation présentés donnent une apparence similaire à celle des résultats de simulation présentés dans le chapitre 3.

Nous avons également extrait les résultats des grandeurs électriques à l'aide d'un oscilloscope, en utilisant le panneau de connexion de la dSPACE. Ces résultats sont illustrés sur les figures suivantes.

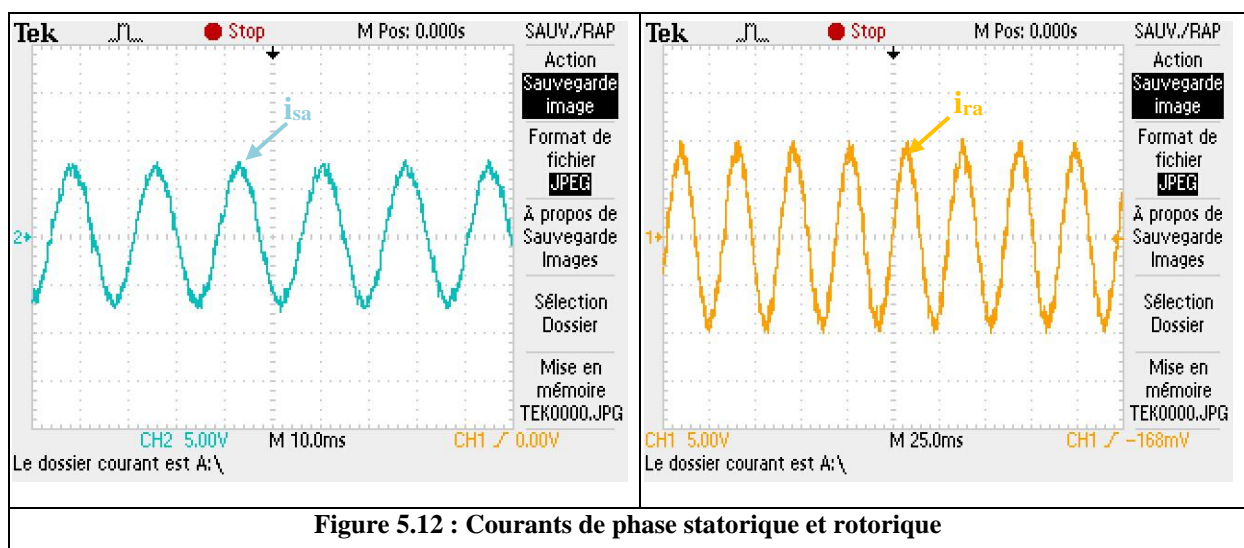


Figure 5.12 : Courants de phase statorique et rotorique

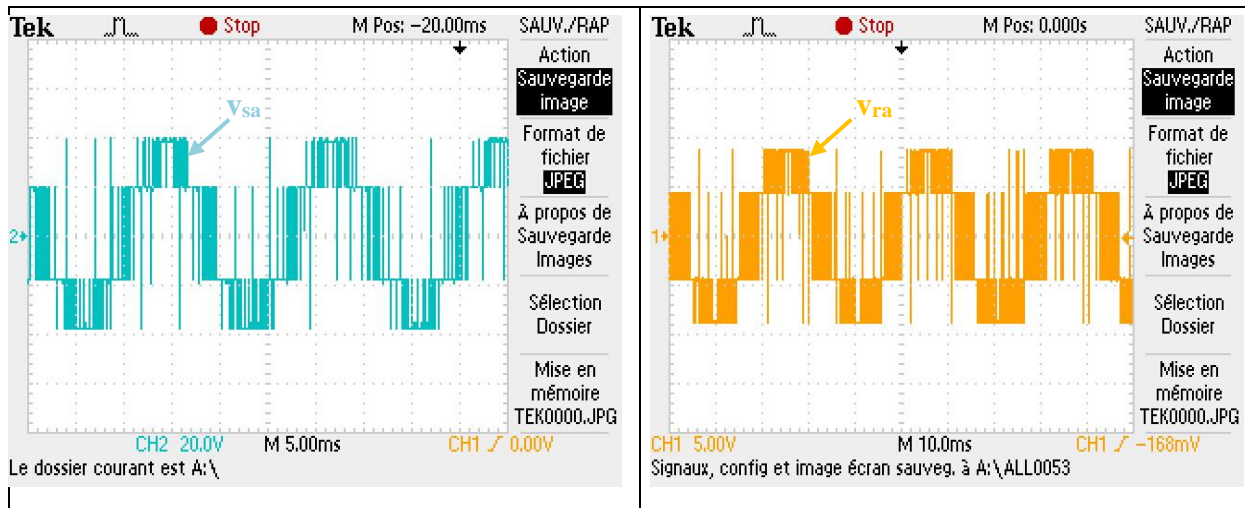


Figure 5.13 : Tensions simples statoriques et rotoriques

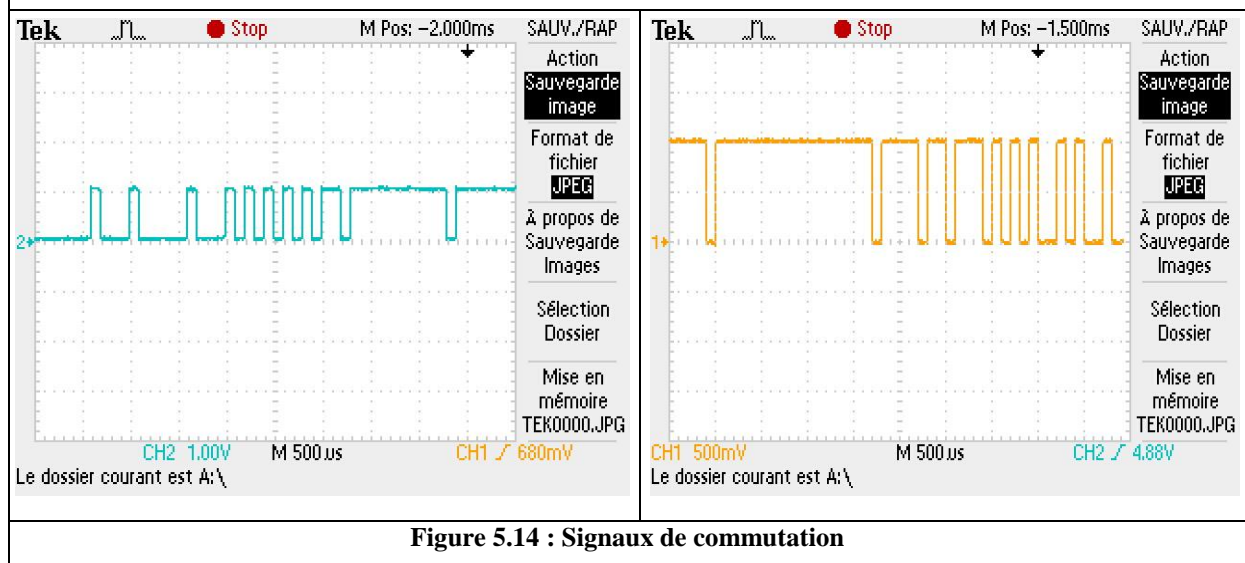


Figure 5.14 : Signaux de commutation

La figure (5.12) montre les courants de phase statorique et rotorique de la MADA, qui sont toujours sinusoïdaux avec une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation. En effet les allures des courants captées pendant l'implémentation sont ressemblantes à celles captées durant la simulation.

La figure (5.13) présente les allures des tensions simples en sortie des onduleurs de la MADA, elles ont des formes d'ondes d'allure rectangulaire. D'autre part, l'état de commutation d'interrupteur « $S_a$ » de chaque onduleur est donné par la figure (5.14), nous remarquons que l'interrupteur fonctionne régulièrement avec une fréquence de commutation variable.

Les résultats de l'implémentation de la commande directe du couple confirment les mêmes constatations obtenues à partir de la simulation et par conséquent la validation de notre modèle de contrôle.

## **5. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré essentiellement à la validation des stratégies de commande du moteur asynchrone à double alimentation développées dans cette thèse. Après avoir décrit le système de traitement numérique dSPACE, les contrôles FOC et DTC sont validés par des tests d'implémentation.

Les résultats obtenus lors de phase de validation expérimentale concernant tous les tests sont similaires à ceux obtenus par la simulation ce qui permet de confirmer les résultats de nos travaux de recherche.

Cependant, l'implémentation de la commande DTC floue n'est pas encore achevée. Elle fera l'objet de nos perspectives de recherche.

*Conclusion générale et  
perspectives*

## Conclusion générale et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse porte sur le développement et à l'implémentation des stratégies de commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur. La configuration d'alimentation de la MADA utilisée dans cette thèse est la plus répandue dans les applications à vitesse variable, dans laquelle les enroulements statoriques et rotoriques du moteur sont alimentés par deux sources de tension triphasés à travers deux onduleurs de tension.

Suite aux résultats obtenus dans nos travaux de recherche, nous pouvons citer les conclusions suivantes que nous avons jugées intéressantes :

L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.

La technique de la commande vectorielle à flux orienté appliquée à la MADA permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliorer la dynamique de la vitesse. L'association de cette commande à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Cependant la robustesse de cette commande vis-à-vis de la variation paramétrique et la perturbation extérieure est très fragile.

Pour la commande directe du couple de la MADA avec l'utilisation de deux tables de commutation, nous constatons que le modèle de simulation a donné des résultats intéressants et a prouvé l'efficacité de cette stratégie. De plus, ce contrôle simple a montré une plus grande robustesse. Cette stratégie de commande a aussi des inconvénients. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable. D'autre part, la présence des ondulations des flux et du couple entraîne des bruits acoustiques.

La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploitée pour construire des tables de commutation floues et d'un régulateur flou de vitesse de la MADA. L'approche de la commande DTC floue proposée a été validée par les performances obtenues dans les résultats de simulation. Elle permet d'obtenir un temps de montée en vitesse très faible et de réduire les ondulations du couple et du flux. Une comparaison avec les résultats obtenus par le contrôle DTC classique a montré l'amélioration des performances dynamiques.

Les résultats de l'implémentation de la commande par orientation du flux rotorique et du contrôle direct du couple classique sur la carte dSPACE DS1104 confirment nos résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Les travaux présentés dans le cadre de cette thèse ont abouti à de nombreux résultats. Néanmoins, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration des performances des commandes de la MADA, nous pouvons les résumer comme suit :

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple, afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique et du flux;
- Utilisation des observateurs tels que le filtre de Luenberger, filtre de Kalman ou l'observateur par mode glissant pour estimer les flux et la vitesse de rotation avec plus de précision;
- Application d'autres techniques de l'intelligence artificielle (IA) pour l'amélioration des performances de la stratégie de contrôle DTC classique, tels que : les réseaux de neurones, l'algorithme génétique et neuro-floue;
- L'implantation expérimentale de la commande DTC basée sur la logique floue ;
- Amélioration de la mise en œuvre matérielle en utilisant la carte FPGA (Field Programmable Gate Array) au lieu de la carte dSPACE 1104.

# *Bibliographies*

## Bibliographies

- [Asha, 2016] : Asha Rani. M.A, Nagamani. C, Saravana Ilango. G, «A versatile method for computation of power pulsations in DFIG under grid imperfections». *Renewable Energy*, vol.88, pp.143-153, 2016.
- [Ammar, 2014] : Ammar. B, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée». Thèse de doctorat en génie électrique, Université du Québec à Chicoutimi, 2014.
- [Babouri, 2013] : Babouri. R, Aouzellag.D, «Ghedamsi.K, Introduction of Doubly Fed Induction Machine in an Electric Vehicle». *Energy Procedia*, Vol.36, pp. 1076-1084, 2013.
- [Bandyopadhyay, 2009]: Bandyopadhyay. B, Deepak. F, Kim. K. S, «Sliding mode control using novel sliding surfaces». Book: Springer, Vol.392, 2009.
- [Benharir, 2017] : Benharir. N, «Contribution à l'amélioration des performances d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone par les approches de l'intelligence artificielle». Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, 2017.
- [Benmansour, 2009] : Benmansour. K, «Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride». (Doctoral dissertation, Cergy-Pontoise), 2009
- [Bennani, 2011] : Bennani. H, «Machine asynchrone à double alimentation : Les lois de commande en régime permanent». Thèse présenté pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Laval, Québec, 2011.
- [Blaschke, 1972] : Blaschke. F, «The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines». *Siemens Rev.*, Vol.39, No.5, pp.217-220, 1972.
- [Bochkarev, 2015] : Bochkarev. I.V, «Analysis of a doubly fed induction motor in electric drives of pumping stations». *Procedia Engineering*, Vol.129, pp.915 – 921, 2015.
- [Bodson, 1998] : Bodson. M, Chiasson. J, «Differential-Geometric Methods for Control of Electric Motors». *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.8, pp. 923-954, 1998.
- [Bonnet, 2008] : Bonnet. F, «Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur». Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, 2008.

- [Borne, 1988] : Borne. P, Rozinger. J, Dieullot. J.Y, Dubois. L, «Introduction à la commande floue». Collection Sciences & Technologie, Editions Technip, Paris 1998.
- [Boudjemaa, 2009] : «Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou». Thèse de Doctorat de l'école normale supérieure De l'enseignement technologique D'Oran, 2009.
- [Buhler, 1994] : H. Buhler, «Réglage par la logique floue». Edition Presses polytechniques Romandes, 1994.
- [Buja, 2004] : Buja. G. S, Kazmierkowski. M. P, «Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors-A Survey». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No.4, pp.744-757, 2004.
- [Casadei, 2002] : Casadei. D, Profumo. P, Serra. G, Tani. A, «FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control». IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, No.5, pp.779-787, 2002.
- [Chaiba, 2010] : Chaiba. A, «Commande de la machine asynchrone à double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, 2010.
- [Chaikhy, 2013] : Chaikhy, «contribution au développement et a l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones». Thèse de doctorat en génie électrique, École nationale supérieure d'électricité et mécanique, Rabat-Maroc, 2013.
- [Chikhi, 2010] : Chikhi.A, Djarallah. M, Chikhi. K, «A Comparative Study of Field-Oriented Control and Direct-Torque Control of Induction Motors Using An Adaptive Flux Observer». Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 7, No. 1,pp.41-55, May 2010.
- [Colet, 2006] : Colet. E. F, Fridman. L. M, «Advances in variable structure and sliding mode control». Book: Springer, Vol.334, 2006.
- [Darkawi, 2016] : Darkawi. A, «Initiation au système dSPACE, de l'interface RTI dans Simulink et de ControlDesk Next Generation 5.4 version 2.0». Ecole d'ingénieurs de l'université de Nantes. France, 2016.
- [Debbou, 2014] : Debbou. M, Pietrzak-David. M, «VSI loss evaluation of DFIM drives for electrical naval propulsion». In IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (pp. 943-949). IEEE, 2014.
- [Deluca, 1989] : Deluca. A, Ulivi. G, «Design of an Exact Nonlinear Controller for Induction Motors». IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.34, No.12, pp.1304-1307, 1989.
- [Depenbrock, 1988] : Depenbrock, M, «Direct self-control (DSC) of inverter fed induction machine». IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 632-641, 1987.

- [Djeriri, 2015] : Djeriri. Y, «Directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Algérie, 2015.
- [Drid, 2004] : Drid. S, Nait-Said. M. S, Tadjine. M, «Commande vectorielle d'un moteur asynchrone double alimenté par double orientation des flux». Sciences & Technologie. B, Sciences de l'ingénieur, (22), 22-29, 2004.
- [dSPACE, 2020] : [https://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm#143\\_346](https://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm#143_346). Accédé le 10 Janvier 2020.
- [El Ouanjli, 2017] : El Ouanjli. N, Derouich. A, El Ghzizal. A, Chebabhi. A, Taoussi. M, «A comparative study between FOC and DTC controls of the Doubly Fed Induction Motor (DFIM)». 3rd International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), 2017.
- [El Ouanjli-1, 2019] : El Ouanjli. N, Motahhir. S, Derouich. A, El Ghzizal. A, Chebabhi. A, Taoussi. M, «Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller». Energy Repots, Vol.5, pp0271-279, 2019.
- [El Ouanjli-2, 2019] : El Ouanjli. N, Derouich. A, El Ghzizal. A, Motahhir. S, Chebabhi. A, El Mourabit. Y, Taoussi. M, «Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review». Protection and Control of Modern Power Systems, vol.4, No.11, 2018.
- [Gdaim, 2013] : Gdaim. S, «Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes». Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, Université de Monastir, 2013.
- [Hammoumi, 2012] : Hammoumi. A, Massoum. A, Meroufel. A, Wira. P, «Application des Réseaux de Neurones pour la Commande de la Machine Asynchrone sans capteur mécanique ». Acta Electrotehnica, vol.53, pp.99-104, 2012.
- [Hasse, 1979] : Hasse. K, «On the dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine». Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1979.
- [Jang, 1997] : Jang. R. J-S, Sun. C-T, Mizutani. E, «Neuro-fuzzy and soft computing». Prentice Hall, 1997.
- [Khalil, 2010] : Khalil. N, «Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2010.

- [Klement ,1997] : Klement.E. P, Slany. W, «Fuzzy Logic in Artificial Intelligence». In book: Encyclopedia of Computer Science and Technology Chapter: Vol. 34, Suppl. 19, 1997.
- [Kokotovic, 1990] : Kokotovic.P. V, Sussmann.H. J, «A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems». Systems and Control Letters. Vol.13, pp.125-133, 1990.
- [Krzeminski, 1987] : Krzeminski. Z, «Nonlinear control of the induction motor». 10th IFAC World Congress, pp. 349-354, 1987.
- [Kumar, 2019]: Kumar.R, Sukanta. D, Bhaumik. A, «Speed sensorless model predictive current control of doubly-fed induction machine drive using model reference adaptive system». ISA Transactions.Vol.86, pp.215-226, March 2019.
- [Laoufi, 2006] : Laoufi. A, Hazzab. I, Bousserhane. K, Rahli. M, «Direct Field-Oriented Control using Backstepping Technique for Induction Motor Speed Control». Int. J. of Applied Eng. Res., Vol.1 No.1, pp. 37-50, 2006.
- [Leclercq, 2003] : Leclercq. L, Robyns. B, Grave. J, «Control based on fuzzy logic of flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators», Mathematics and Computers in Simulation archive – Special issue: Modeling and simulation of electrical machines, converters and systems, vol. 63, pp. 271–280, 2003.
- [Lecoq, 1991] : Lecoq. D, Lataire. P, W. Wijmersh. W, «The doubly fed induction motor both stator and rotor volatge controlled by cyclo converters». EPE journal, Vol.1, pp.103-112, 1991.
- [Lecoq, 1995] : Lecoq.D, P. Lataire. P, «The indirect-controlled double fed asynchronous motor variable-speed drives». Proc EPE, Sevilla, vol.3, pp.40 -410, 1995.
- [Lin, 2003] : Lin. F.J, Chou. W.D, Huang. P.K, «Adaptive sliding-mode controller based on real-time genetic algorithm for induction motor servo drive». IEE Proc. electro. Power Appl., Vol.150, No.1, 2003.
- [Lokriti, 2015] : Lokriti. A, Salhi. I, Doubabi.S, «IM Direct Torque Control with no flux distortion and no static torque error». ISA Transactions, Vol.59, pp.256-67, 2015.
- [Mamdani, 1974] : Mamdani. E.H, «Applications o fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant», Proc. Inst. Elec. Eng., vol.121, No.12, pp. 1585-1588, 1974.
- [Mechernene, 2014] : Mechernene. A, «Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone». Thèse de doctorat Es-sciences, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2014.

- [Merra, 1996] : Marra. M. A, Walcott. b. L, «Stability and Optimality In Genetic Algorithm Controllers». Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, 1996.
- [Meunier, 2003] : Meunier. B.B, comarsal. M, «Logique floue : principe, aide à la décision» Edition Hermes Science, lavopsier 2003.
- [Mondal, 2002] : Mondal. S.K, Pinto. P, Bose. B. K, «A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, No.3, pp.660-669, 2002.
- [Mudry, 2002] : Mudry .F, «Ajustage des Paramètres des Régulateurs PID». Note d'application, laboratoire d'automatique, Ecole D'ingénieurs du Canton de Vaud, 2002.
- [Nadir, 2007] : Nadir.K, «Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels». Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Boumerdès, 2007.
- [Naresh, 2011]: Naresh. B, Kumar. M. V, Yadaiah. N, «GA Based Tuning of PI Controller». IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems, 2011.
- [Novotny, 1996]: Novotny D.W, Lipo T.A, «Vector Control and Dynamics of AC Drives». Oxford, U.K: Clarendon, 1996.
- [Rodic, 2002] : Rodic. M, Jezernik. K, «Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, pp.87–95, 2002.
- [Singh, 2006] : Singh. B, Jain. P, Mittal. A.P, Gupta. J.R.P, «Neural Network Based DTC IM Drive for Electric Vehicle Propulsion System». IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles, 2006.
- [Sugeno, 1985] : Sugeno. M, Takagi. T, «Multi-dimensional fuzzy reasoning». Fuzzy Sets and Systems, Vol. 9, No. 2, 1985.
- [Sutikno, 2014] : Sutikno. T, Rumzi. N, Jidin.A, «A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient drives». Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol.32, pp.548–558, 2014.
- [Takahashi, 1986] : Takahashi. I, Noguchi. T, «A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor». IEEE Transactions on Industry applications, Vol.5, pp.820-827, 1986.
- [Taoussi, 2016] : Taoussi. M, Karim. M, Bossoufi. B, Hammoumi. D, Lagrioui. A, & Derouich. A, «Speed variable adaptive backstepping control of the doubly-fed induction machine drive». International Journal of Automation and Control, 10(1), 12-33, 2016.

- [Taoussi, 2018] : Taoussi. M, «Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) - Utilisation de l'énergie éolienne» de doctorat en génie électrique, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 2018.
- [Toufouti, 2008] : Toufouti. R, «Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat en génie électrique, Université Mentour Constantne, 2008.
- [Utkin, 1993] : Utkin. V, «Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.40, No.1, pp.23-36, 1993.
- [Vidal, 2004] : Vidal. P, «Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation». Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique Toulouse, 2004.
- [Zaimeddine, 2007] : Zaimeddine. R, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux». Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [Zedeh, 1965] : Zedeh. L.A, « Fuzzy sets ». Information and control, Vol.8, pp-338-352, 1965.
- [Zemmit, 2016] : Zemmit. A, Messalti. S, Harrag. A, «Innovative improved Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) using Artificial Neural Network (ANN-DTC)». International Journal of Applied Engineering, vol. 11, pp. 9099-9105, 2016.
- [Zemmit-1, 2017] : Zemmit. A, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes». Thèse de doctorat en génie électrique, Université Mohamed Boudiaf –Msila, 2017.
- [Zemmit-2, 2017] : Zemmit. A, Messalti S, Harrag A, «A new improved DTC of doubly fed induction machine using GA-based PI controller». Ain Shams Engineering Journal, vol.9, No.4, pp. 1877-1885, 2017.

# *Annexes*

## Annexe A : Transformations matricielles

Cette annexe présente les outils matriciels permettant de transformer un système de variables triphasés en un système de variables diphasés associé à une composante homopolaire.

### ➤ Transformation de Clarke :

La transformation de Clarke est une transformation qui permet le passage trois grandeurs réelles ( $x_A$ ,  $x_B$ ,  $x_C$ ), vers deux grandeurs fictives ( $x_\alpha$ ,  $x_\beta$ ), pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...). On la définit de la manière suivante :

Transformation de Clarke	Transformation de Clarke inverse
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$
$[x_{\alpha,\beta}] = [Cl][x_{A,B,C}]$	$[x_{A,B,C}] = [Cl]^{-1}[x_{\alpha,\beta}]$

Tableau A.1 : Transformation de Clarke

$[Cl]$  et  $[Cl]^{-1}$  représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Clarke.

### ➤ Transformation de Concordia :

C'est une modification de la transformation de Clarke, afin de rétablir l'invariance de la puissance instantanée, mais l'amplitude des grandeurs n'est plus conservée. De plus, elle introduit une composante homopolaire dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire. On la définit de la manière suivante :

Transformation de Concordia	Transformation de Concordia inverse
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix}$
$[x_{\alpha,\beta,o}] = [Co][x_{A,B,C}]$	$[x_{A,B,C}] = [Co]^{-1}[x_{\alpha,\beta,o}]$

Tableau A.2 : Transformation de Concordia

$[Co]$  et  $[Co]^{-1}$  représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Concordia.

➤ **Transformation de Park :**

La transformation de Park (Robert H. Park) est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels  $(A, B, C)$  vers  $(\alpha, \beta, o)$ , puis  $(d, q, O)$ . Le référentiel  $(\alpha, \beta, o)$  est toujours fixe, par rapport à  $(A, B, C)$ , par contre le référentiel  $(d, q, O)$  est mobile. Il forme avec le repère fixe  $(\alpha, \beta, o)$  un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park. On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière. La figure A.1 montre le principe de la transformation de Park.

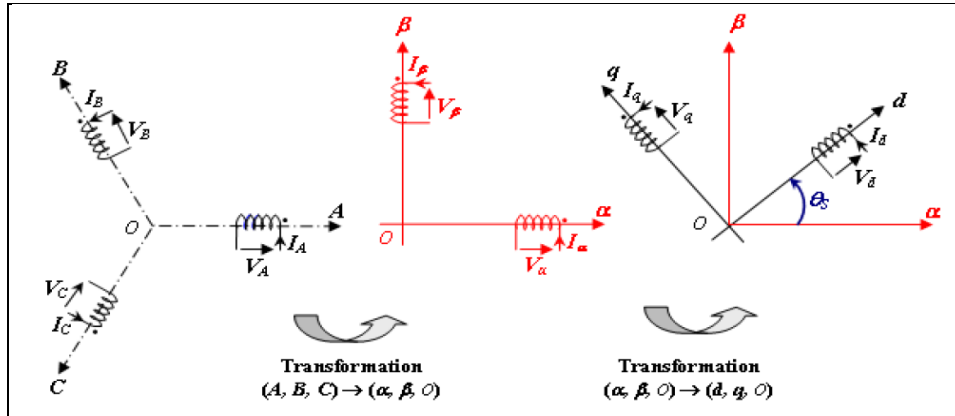


Figure A.1 : Décomposition de la transformation de Park

D'après cette figure, la rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[x_{d,q,o}] = [R(\Psi)] [x_{\alpha,\beta,o}]$$

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

Avec :

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \Rightarrow [x_{d,q,o}] = [P(\Psi)] [x_{A,B,C}]$$

La transformation inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & -\sin(\Psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \Rightarrow [x_{A,B,C}] = [P(\Psi)]^{-1} [x_{d,q,o}]$$

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

## Annexe B : Paramètres de la MADA

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisée dans ce travail sont donnés dans le tableau B.1. Il s'agit des paramètres utilisés par Paul-Etienne Vidal [Vidal, 2004].

Nom	Valeur numérique
Puissance nominale	$P_n = 1,5 \text{ kW}$
Fréquence nominale	$f_n = 50 \text{ Hz}$
Tension nominale	225/380 V
Courant nominale	6.50/3.75 A
Nombre de paires du pôle	$p = 2$
Vitesse nominale	157 rad/s (1500 tr/min)
Résistance statorique	$R_s = 1.75 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1.68 \Omega$
Coefficient d'inductance statorique	$L_s = 0.295 \text{ H}$
Coefficient d'inductance rotorique	$L_r = 0,104 \text{ H}$
Coefficient d'inductance mutuelle	$M = 0,165 \text{ H}$
Coefficient de frottement	$f = 0.027 \text{ N.m.s/rad}$
Moment d'inertie	$J = 0,0426 \text{ Kg/m}^2$

Tableau B.1 : Paramètres de la MADA utilisée

## Annexe C : Méthodes d'inférence

Les méthodes d'inférence utilisées pour le traitement numérique des règles d'inférence floues sont :

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani) :

Afin de mettre en évidence le traitement numérique de cette méthode, on fera appel à deux variables d'entrée ( $x, y$ ) et une variable de sortie  $z$  qui sont représentées par des fonctions d'appartenance sous forme triangle (figure D.1).

Au niveau de la condition : ET  $\Rightarrow$  Min OU  $\Rightarrow$  Max.

Au niveau de la conclusion : OU  $\Rightarrow$  Max Alors  $\Rightarrow$  Min.

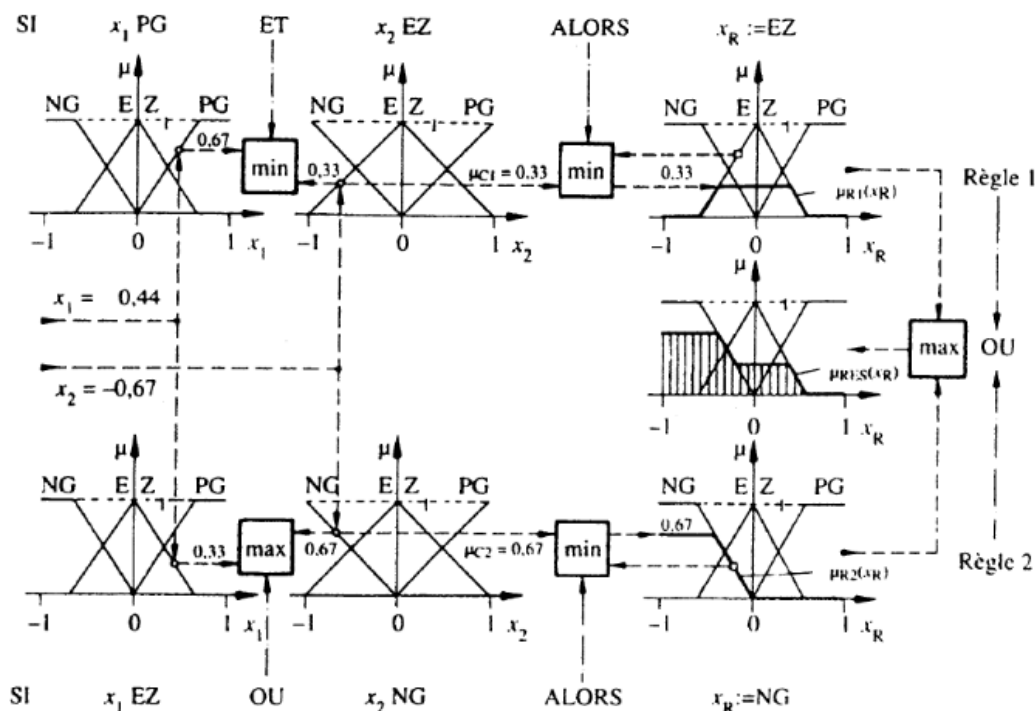


Figure D.1 : Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani)

En général, on obtient la fonction d'appartenance partielle  $\mu_{Ri}(x_r)$  de chaque règle par les relations suivantes :

$$\mu_{Ri}(x_r) = \min(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r))$$

$$\mu_{ci} = \min(\mu(x_1), \mu(x_2))$$

La fonction d'appartenance résultante des deux règles est donnée par les expressions suivantes :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r))$$

$\mu_{oi}(x_r)$  : est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la  $i^{\text{ème}}$  règle (Ri).

• **Méthode d'inférence Max-Produit (Larsen)**

Au niveau de la condition : ET => Min OU => Max.

Au niveau de la conclusion : ou => Max Alors => Produit.

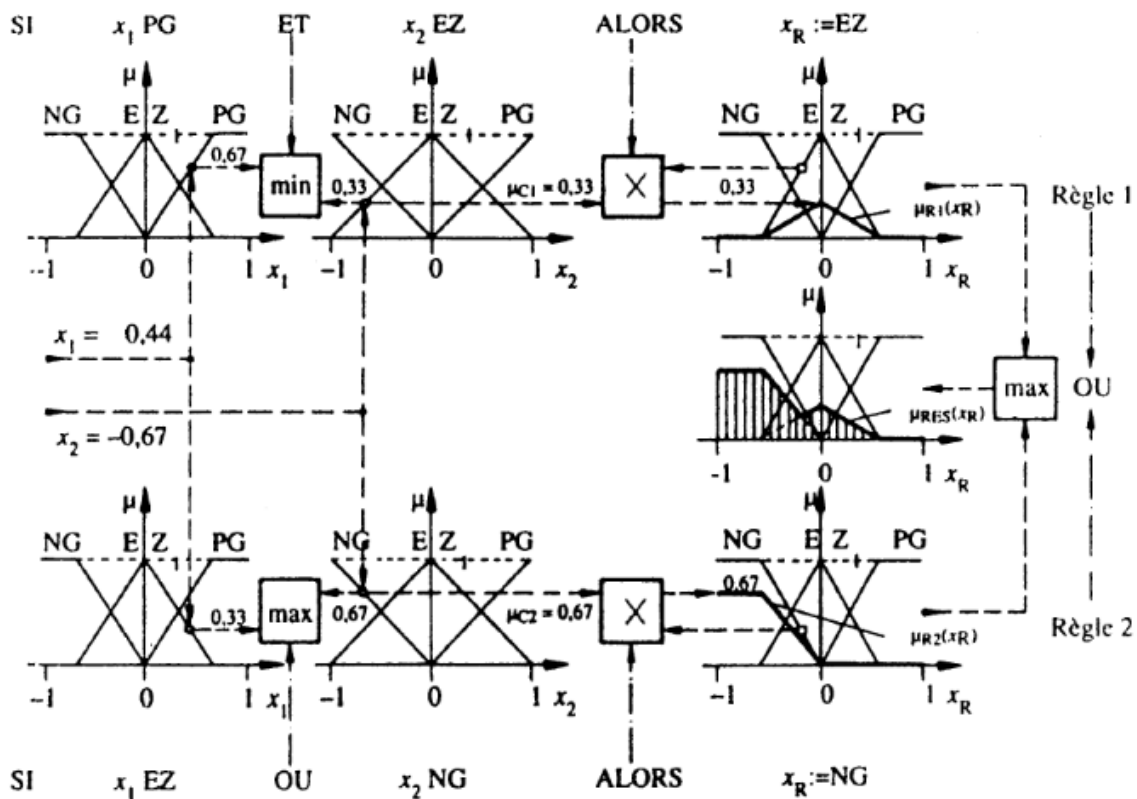


Figure D.2 : Méthode d'inférence Max-Produit (Larsen)

Cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la  $i^{\text{ème}}$  règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \cdot \mu_{0i}(x_r)$$

$$\mu_{ci} = \min(\mu(x_1), \mu(x_2))$$

Par conséquent, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r))$$

• **Méthode d'inférence Somme-Produit (Zadeh)**

Au niveau de la condition : ET => Produit OU => Somme.

Au niveau de la conclusion : OU => Somme Alors => Produit.

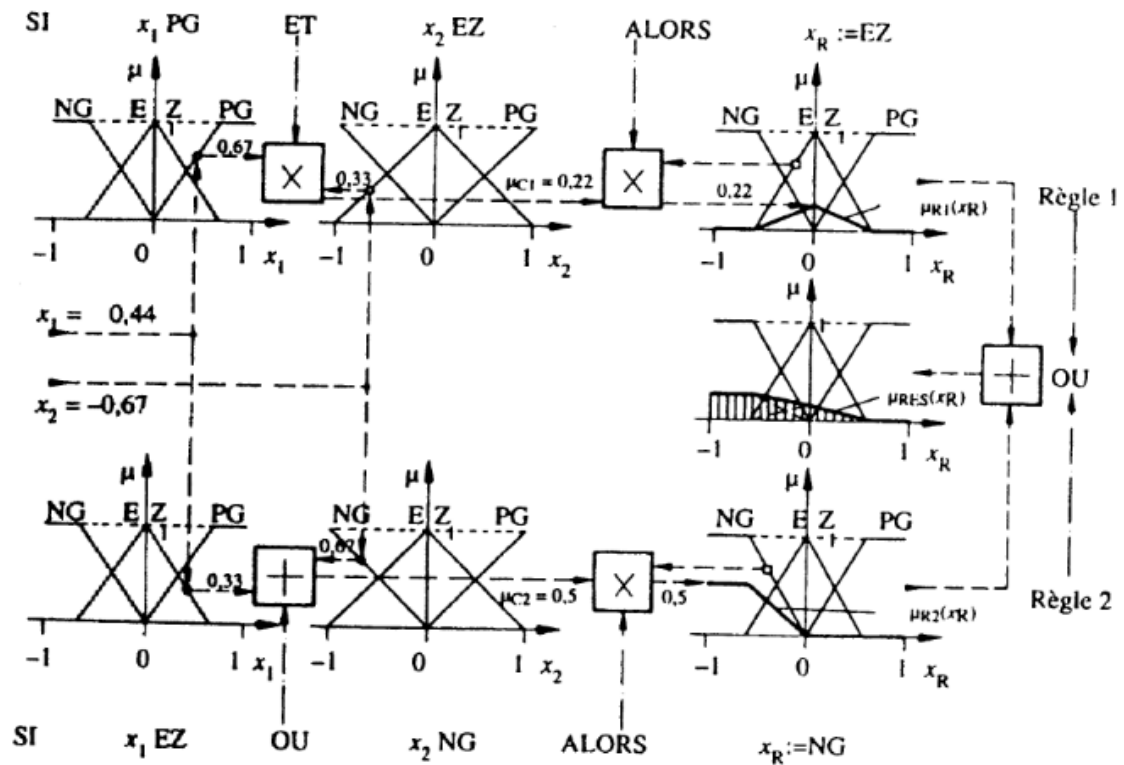


Figure D.3: Méthode d'inférence Somme-Produit (Zadeh)

La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{Ri}(x_r)$  de chaque règle par les relations suivantes :

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r)$$

$$\text{Ou} : \mu_{ci} = \mu(x_1) \cdot \mu(x_2)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par les expressions suivantes :

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_1^m (\mu_{Ri}(x_r))$$

Avec m est le nombre de règles.

## Annexe D : Caractéristiques de la carte dSPACE

Le tableau suivant représente la fiche technique de la carte contrôleur dSPACE DS1104 R&D [dSPACE, 2020].

Parameter	Characteristics
○ Processor	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ MPC8240 processor with PPC603e core and on-chip peripherals</li> <li>▪ 64-bit floating-point processor</li> <li>▪ 250 MHz CPU</li> <li>▪ 2 x 16 KB cache; on-chip</li> </ul>
○ Memory	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Global memory: 32 MB SDRAM</li> <li>▪ Flash memory: 8 MB</li> </ul>
○ Timer	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 1 sample rate timer (decrementer): 32-bit down counter, reload by software, 40 ns resolution</li> <li>▪ 4 general purpose timer: 32-bit down counter, reload by hardware, 80 ns resolution</li> <li>▪ 1 time base counter: 64-bit up counter, 40 ns resolution, range 23400 years</li> </ul>
○ Interrupt controller	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 5 timer interrupts</li> <li>▪ 2 incremental encoder index line interrupts</li> <li>▪ 1 UART interrupt</li> <li>▪ 1 slave DSP interrupt</li> <li>▪ 1 slave DSP PWM interrupt</li> <li>▪ 5 ADC end of conversion interrupts</li> <li>▪ 1 host interrupt</li> <li>▪ 4 user interrupts from the I/O connector</li> </ul>
○ ADC 1 x 16-bit ADC with mux	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 4 muxed channels equipped with one 16-bit sample &amp; hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneously</li> <li>▪ 16-bit resolution</li> <li>▪ <math>\pm 10</math> V input voltage range</li> <li>▪ 2 <math>\mu</math>s conversion time</li> <li>▪ <math>\pm 5</math> mV offset error</li> <li>▪ <math>\pm 0.25</math> % gain error</li> <li>▪ 4 ppm/K offset drift</li> <li>▪ 25 ppm/K gain drift</li> <li>▪ <math>&gt; 80</math> dB signal-to-noise ratio (SNR)</li> </ul>
○ ADC 4 x 12-bit ADC	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 4 channels each equipped with one 12-bit sample &amp; hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneously</li> <li>▪ 12-bit resolution</li> <li>▪ <math>\pm 10</math> V input voltage range</li> <li>▪ 800 ns conversion time</li> <li>▪ <math>\pm 5</math> mV offset error</li> <li>▪ <math>\pm 0.5</math> % gain error</li> <li>▪ 4 ppm/K offset drift</li> <li>▪ 25 ppm/K gain drift</li> <li>▪ <math>&gt; 65</math> dB signal-to-noise ratio (SNR)</li> </ul>
○ DACs 8 x 16-bit DAC	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 16-bit resolution</li> <li>▪ <math>\pm 10</math> V output voltage range</li> <li>▪ <math>\pm 5</math> mA maximum output current</li> </ul>

	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Max. 10 <math>\mu</math>s settling time (full scale, accuracy 1/2 LSB)</li> <li>▪ <math>\pm 1</math> mV offset error</li> <li>▪ <math>\pm 0.1</math> % gain error</li> <li>▪ 13 ppm/K offset drift</li> <li>▪ 25 ppm/K gain drift</li> <li>▪ <math>&gt;80</math> dB signal-to-noise ratio (SNR)</li> </ul>
○ Digital I/O	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 20-bit parallel I/O</li> <li>▪ Single bit selectable for input or output</li> <li>▪ <math>\pm 5</math> mA maximum output current</li> <li>▪ TTL output/input levels</li> </ul>
○ Digital Incremental Encoder Interface (2 x 24 bit)	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 2 channels</li> <li>▪ Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input</li> <li>▪ Fourfold line subdivision</li> <li>▪ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz</li> <li>▪ 24-bit loadable position counter Reset on index</li> <li>▪ 5 V/0.5 A sensor supply voltage</li> </ul>
○ Serial interface	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 1 serial UART (universal asynchronous receiver and transmitter)</li> <li>▪ Selectable transceiver mode: RS232/RS422/RS485</li> <li>▪ Max. baudrate RS232: 115.2 kBaud</li> <li>▪ Max. baudrate RS422/RS485: 1 MBaud</li> </ul>
○ Slave DSP subsystem	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Texas Instruments TMS320F240 DSP</li> <li>▪ 16-bit fixed-point processor</li> <li>▪ 20 MHz clock frequency</li> <li>▪ 64 K x 16 external program memory</li> <li>▪ 28 K x 16 external data memory</li> <li>▪ 4 K x 16 dual-port memory for communication</li> <li>▪ 16 K x 16 flash memory</li> <li>▪ 1 x 3-phase PWM output</li> <li>▪ 4 x 1-phase PWM output</li> <li>▪ 4 capture inputs</li> <li>▪ SPI (serial peripheral interface)</li> <li>▪ Max. 14-bit digital I/O</li> <li>▪ TTL output/input levels for all digital I/O pins</li> <li>▪ <math>\pm 13</math> mA maximum output current</li> </ul>
○ Host interface	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 32-bit PCI <i>host</i> interface</li> <li>▪ 5 V PCI slot</li> <li>▪ 33 MHz <math>\pm 5</math> %</li> </ul>
○ Physical size	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ PCI 185 x 106.68 mm (7.28 x 4.2 in)</li> </ul>
○ Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</li> </ul>
○ Cooling	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Active cooling by fan</li> </ul>
○ Power supply	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ +5 V <math>\pm 5</math> %, 2.5 A</li> <li>▪ +12 V <math>\pm 5</math> %, 0.3 A</li> <li>▪ -12 V <math>\pm 5</math> %, 0.2 A</li> </ul>
○ Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 18.5 W</li> </ul>

Tableau E.1: la fiche technique de la carte contrôleur dSPACE DS1104 R&amp;D

# *Production scientifique*

## Production scientifique

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales :

### Articles publiés dans des revues internationales

1. Errouha, M., Derouich, A., **El Ouanjli, N.**, & Motahhir, S. (2020). High-Performance Standalone Photovoltaic Water Pumping System Using Induction Motor. *International Journal of Photoenergy (Hindawi)*, 2020.
2. El Mourabit, Y., Derouich, A., Allouhi, A., El Ghzizal, A., **El Ouanjli, N.**, & Zamzoum, O. (2020). Sustainable production of wind energy in the main Morocco's sites using permanent magnet synchronous generators. *International Transactions on Electrical Energy Systems (Wiley)*, 30(3).
3. El Daoudi, S., Lazrak, L., **El Ouanjli, N.**, & Lafkih, M. A. (2020). Improved DTC-SPWM strategy of induction motor by using five-level POD-PWM inverter and MRAS SF estimator. *International Journal of Dynamics and Control (Springer Nature)*, 1-15.
4. El Mourabit, Y., Derouich, A., El Ghzizal, A., **El Ouanjli, N.**, & Zamzoum, O. (2020). Nonlinear backstepping control for PMSG wind turbine used on the real wind profile of the Dakhla-Morocco city. *International Transactions on Electrical Energy Systems (Wiley)*, 30(3), 1-28.
5. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Taoussi, M., El Mourabit, Y., Mezioui, K., & Bossoufi, B. (2019). Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter. *Protection and Control of Modern Power Systems (Springer Nature)*, 4(1), 17.
6. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Bouchnaif, J., El Mourabit, Y., Taoussi, M., & Bossoufi, B. (2019). Real-time implementation in dSPACE of DTC-backstepping for a doubly fed induction motor. *The European Physical Journal Plus (Springer Nature)*, 134(11), 566.
7. Errouha, M., Derouich, A., Motahhir, S., Zamzoum, O., **El Ouanjli, N.**, & El Ghzizal, A. (2019). Optimization and control of water pumping PV systems using fuzzy logic controller. *Energy Reports (Elsevier)*, 5, 853-865.
8. Hammoumi, D., El Bekkali, C., Karim, M., Taoussi, M., **El Ouanjli, N.**, & Bossoufi, B. (2019). Direct controls for wind turbine with PMSG used on the real wind profile of

- Essaouira-Morocco city, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (ISAE)*, 16(3), 1229-1239.
9. El Mourabit, Y., Aziz, D., El Ghzizal, A., Bouchnaif, J., **El Ouanjli, N.**, Othmane, Z., Khalid, M., & Bossoufi, B. (2019). Implementation and validation of backstepping control for PMSG wind turbine using dSPACE controller board. *Energy Reports (Elsevier)*, 5, 807-821.
  10. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Motahhir, S., Chebabhi, A., El Mourabit, Y., & Taoussi, M. (2019). Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives-a review. *Protection and Control of Modern Power Systems (Springer Nature)*, 4(1), 11.
  11. **El Ouanjli, N.**, Motahhir, S., Derouich, A., El Ghzizal, A., Chebabhi, A., & Taoussi, M. (2019). Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller. *Energy Reports (Elsevier)*, 5, 271-279.
  12. **El Ouanjli, N.**, Taoussi, M., Derouich, A., Chebabhi, A., El Ghzizal, A., & Bossoufi, B. (2018). High performance direct torque control of doubly fed induction motor using fuzzy logic. *Gazi university journal of science (Dergipark)*, 31(2), 532-542.
  13. El Mourabit, Y., Derouich, A., El Ghzizal, A., **El Ouanjli, N.**, & Zamzoum, O. (2017). DTC-SVM Control for permanent magnet synchronous generator based variable speed wind turbine. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IAES)*, 8(4), 1732-1743.
  14. Taoussi, M., Karim, M., Bossoufi, B., Hmoumi, D., Bakkali, C., Derouich, A., & **El Ouanjli, N.** (2017). Low-Speed Sensorless Control for Wind Turbine System. *WSEAS Transactions on Systems and Control (WSEAS)*, 12, 405-417.
  15. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., El Mourabit, Y., & Taoussi, M. (2017). Contribution to the Performance Improvement of doubly fed induction machine functioning in motor mode by the DTC control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IEAS)*, 8(3), 1117-1127.

<b>Communications internationales publiées</b>
--

1. Mahfoud, S., Derouich, D., **El Ouanjli, N.**, Taoussi, M., & Hanafi, A. (September 2020). Field Oriented Control of Doubly Fed Induction Motor using Speed Sliding Mode Controller. National PhD Students Days 2020 (NPSD'20), Journal of Physics: conference series.

2. El Mahfoud, M., Bossoufi, B., Taoussi, M., **El Ouanjli, N.**, & Derouich, A. (2019, April). Rotor Field Oriented Control of Doubly Fed Induction Motor. In 2019 5th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), (pp. 1-6), **IEEE Xplore**.
3. El Mourabit, .Y, Deouich, A., El Ghzizal, A., Othmane, Z., & **El Ouanjli, N.** (2019, April). Nonlinear Backstepping Control of Variable Speed Wind Turbine Based on Permanent Magnet Synchronous Generator. In 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), (pp. 1-7). **IEEE Xplore**.
4. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Chebabhi, A., Taoussi, M., & Bossoufi, B. (2018, June). Direct torque control strategy based on fuzzy logic controller for a doubly fed induction motor. In IOP conference series: Earth and environmental science (Vol. 161, No. 1, p. 012004). **IOP Publishing**.
5. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Chebabhi, A., & Taoussi, M. (2017, November). A comparative study between FOC and DTC control of the Doubly Fed Induction Motor (DFIM). In 2017 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), (pp. 1-6). **IEEE Xplore**.
6. Taoussi, M., Karim, M., Hammoumi, D., El Bekkali, C., Bossoufi, B., & **El Ouanjli, N.** (2017, May). Comparative study between Backstepping adaptive and Field-oriented control of the DFIG applied to wind turbines. In 2017 International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP), (pp. 1-6). **IEEE Xplore**.

<b>Communications non publiées</b>
------------------------------------

1. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., Errouha, M., & Taoussi, .M, (Avril, 2017). Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Motor (DFIM), 2ème Colloque franco-marocain sur les énergies renouvelables et leur intégration aux réseaux de transport et de distribution (COFMER'02), FET- Fés, Maroc.
2. Taoussi, M., Karim, M., Hammoumi, D., El Bekkali, C., Bossoufi, B., Derouich, A., & **El Ouanjli, N.**, (Avril, 2017) High performances of DFIG using the Backstepping Control applied to Wind Turbine System, 2ème Colloque franco-marocain sur les énergies renouvelables et leur intégration aux réseaux de transport et de distribution (COFMER'02), FET- Fés, Maroc.
3. **El Ouanjli, N.**, Derouich, A., El Ghzizal, A., & Taoussi, .M, (2016, Mai). Contribution à l'optimisation des performances d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation

(MADA) fonctionnant en mode moteur, Première édition du congrès international sur les Technologies de l'Information et des Systèmes de Production Intégrée (TISPI), l'EHEI, Oujda- Maroc.