

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



Université M'Hamed Bougara, Boumerdes

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département : Maintenance Industrielle

Option : Génie Électrique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de MASTER en Machines Électriques

Thème :

**Commande vectorielle d'une machine
asynchrone à double alimentation par
régulateur PI**

Présenté par :

- AMOUCHAS Nabil
- BOUTALEB Amine

Promoteur :

Dr. GROUNI Saïd

2015/2016

Remerciements

Nous remercions le Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce modeste travail.

Nous remercions le Docteur GROUNI Saïd qui a suivi de très près ce travail, pour son aide, ses orientations pédagogiques dans l'élaboration de ce mémoire, et tous les conseils qu'il nous a prodigués pendant toute la durée de ce travail malgré ses nombreuses occupations.

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant la charge de juger ce travail.

Nous sommes reconnaissants envers nos enseignants auxquels nous devons notre formation grâce à l'enthousiasme qu'ils ont su nous communiquer en tant qu'étudiants lors de notre cursus d'études à l'UMBB.

Nous tenons à remercier également Monsieur HALLAK Mohamed et Monsieur LOUBAR Hicham pour leurs idées, leurs conseils et leurs critiques qui nous ont été d'une aide précieuse pour mener ce travail à bien.

*Enfin, nous ne pourrions terminer ces remerciements sans remercier **notre famille** pour leurs aides, compréhensions, encouragements et soutiens qu'elles nous ont apportés tout le long de nos études et à tous nos amis*

DÉDICACES

A qui puis-je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également:

*A toute la famille **AMOUCHAS***

A mes amis, Omar, Rabah, Kamel, Youcef, Mohamed, Oussama, Bilal, Abdewahab, Ahcene, Wahid, Kamel eddine, moh hadj, Fahem, Adam Moukrane, Fichem, yasssine

A tous mes amis de groupe MGE 14

A mon binôme Amine

A tous ceux dont les noms m'ont échappés

Nabil

Dédicace

Je remercie Allah le tout puissant clément et miséricordieux de m'avoir soigné et aidé pour accomplir ce travail

Je dédie ce travail à mon père, à ma mère, à mon frère Mohammed (Allah Yerhamhom), pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, ses encouragements et ses prières tout au long de mes études

À mes frères et sœurs, et je les remercie pour leurs encouragements et leurs aides ainsi que toute ma grande famille

À tous mes amis qui m'ont partagé les bon moments comme les mauvais parmi eux Mehdi loubar (Allah Yerhmo), Lyes, Bilal, Nabil, Moh, Oussama, Youcef, Nadjjet, Yassmine, Boualem, Hicham, Fahem, Moukrane, Adam, Kamel, Youcef

À tous mes amis de groupe MGE 14

À mon binôme Nabil

À tous ceux qui aiment Amine et ceux qui Amine aime

AMINE

Table des matières

Introduction Générale	01
------------------------------------	----

Chapitre I Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation
--

Introduction	03
I.1- Description de la machine asynchrone à double alimentation	03
I.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	05
I.3- Domaine d'applications de la machine asynchrone à double alimentation	05
I.4- Avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation	06
I.4.1- Avantages de la machine machines asynchrones à double alimentation	06
I.4.2- Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation	07
I.5- Classification des machines asynchrone à double alimentation	07
I.5.1- Machine à double alimentation sans collecteur (sans balais)	07
I.5.2- Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone	08
I.5.3- Machine à double alimentation simple	08
I.6- Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation	09
I.7- Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation	10
I.7.1- Fonctionnement en moteur hypo-synchrone	11
I.7.2- Fonctionnement en moteur hyper-synchrone	11
I.7.3- Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone	12
I.7.4- Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone	12
I.8- Les différentes configurations de l'association de la machine à double alimentation avec les convertisseurs de puissance	13
I.8.1- Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur	13
I.8.2- Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	13
I.8.3- Fonctionnement en génératrice	14
I.9- Étude de la puissance pour la machine asynchrone à double alimentation	15
I.10- Mode de variation de vitesse	16
I.10.1- Action sur le glissement	16
I.10.2- Variation de la fréquence	16
I.10.3- Action sur le nombre de pôles	16
Conclusion.....	17

Chapitre II Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et de son alimentation

Introduction	18
II.1- Hypothèses simplificatrices	18
II.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	19
II.3- Les équations électriques de la machine	19
II.4- Les équations magnétiques	20
II.5- Le couple électromagnétique	21
II.6- La transformation de Park	22
II.6.1- Objectifs des transformations matricielles	22
II.6.2- Les transformations usuelles	22
II.7- Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK ..	25
II.7.1- Choix du référentiel de Park	26
II.7.1.1- Référentiel lié au stator	27
II.7.1.2- Référentiel lié au rotor	27
II.7.1.3- Référentiel lié au champ tournant	27
II.8- Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone à double alimentation	28
II.8.2- Modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension	28
II.8.1- Représentation d'état	28
II.9- Modélisation du système d'alimentation	29
II.9.1- Modélisation du convertisseur alternatif – continu	31
II.9.2- Modélisation du convertisseur continu – alternatif	32
II.9.3- Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	35
II.10- Résultats de simulation	37
II.11- Discussions	41
Conclusion.....	42

Chapitre III Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation
--

Introduction	43
III.1- Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	43
III.1.1- Principe de la commande à flux orienté	43
III.1.2- Orientation du flux rotorique	44
III.2- Les méthodes de contrôle par flux orienté	46
III.2.1- Méthode directe de la commande vectorielle	46
III.2.2- Méthode indirecte de la commande vectorielle	47
III.3- Mise en œuvre de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation	47
III.3.1- Magnétisation de la machine asynchrone à double alimentation	47
III.3.2- Contrôle des courants et termes de compensation	49
III.3.2.1- Méthodes existantes	49
a- Première méthode	49
b- Deuxième méthode	50
c- Troisième méthode	51
III.3.3- Commande vectorielle avec découplage par compensation	53
III.3.4- Calcul des correcteurs	55
III.3.4.1- Correcteurs des courants statoriques	55
III.3.4.2- Correcteurs des courants rotoriques	56
III.3.4.3- Correcteur du flux	57
III.3.5- Test de découplage	58
III.4- Régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation	61
III.4.1- Synthèse du correcteur PI de vitesse	61
III.4.2- Schéma de régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation	63
III.5- Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	64
III.5.1- Profils de poursuite et de régulation	64
III.5.2- Résultats de simulation	65
III.5.3- Interprétations	72

Conclusion.....	73
Conclusion Générale	74
Références bibliographiques	
Annexes	

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation	03
Figure I.2 : Représentation des structures (A) : du stator et (B) : du rotor bobiné de la MADA	04
Figure I.3 : Photo de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).....	04
Figure I.4 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	05
Figure I.5 : Comparaison de Zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisation : machine à cage et MADA	06
Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation sans collecteur	07
Figure I.7 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone	08
Figure I.8 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation simple	09
Figure I.9 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hypo-synchrone	11
Figure I.10 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hyper-synchrone	11
Figure I.11 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hypo-synchrone	12
Figure I.12 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hyper-synchrone	12
Figure I.13 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en moteur alimenté par un seul convertisseur	13
Figure I.14 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en moteur alimenté par deux convertisseurs	14
Figure I.15 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en alternateur alimenté par un seul convertisseur	14
Figure I.16 : la machine asynchrone à double alimentation en convention moteur hypo-synchrone	15

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	19
Figure II.2 : Principe de la transformation de Clarke	23
Figure II.3 : Représentation de la transformation dq de la machine	24
Figure II.4 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation	30
Figure II.5 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation	30
Figure II.6 : Structure du redresseur triphasé	31
Figure II.7 : Structure du filtre LC passe bas	32
Figure II.8 : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	32
Figure II.9 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé associé à la charge	33
Figure II.10 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé	35
Figure II.11 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	36
Figure II.12 : Résultat de la vitesse en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	37
Figure II.13 : Résultat du couple électromagnétique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	37
Figure II.14 : Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	38
Figure II.15 : Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	38
Figure II.16 : Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	38
Figure II.17 : Résultat du flux rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	39
Figure II.18 : Résultat de la vitesse en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	39
Figure II.19 : Résultat du couple électromagnétique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	40
Figure II.20 : Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	40
Figure II.21 : Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	40

Figure II.22 : Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA	41
---	----

Chapitre III

Figure III.1 : Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la machine asynchrone à double alimentation	44
Figure III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct	45
Figure III.3 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe	46
Figure III.4 : Diagramme vectoriel de la machine asynchrone à double alimentation correspondant à une magnétisation par le stator	48
Figure III.5 : Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ	50
Figure III.6 : Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ	51
Figure III.7 : Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN	52
Figure III.8 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d	54
Figure III.9 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q	54
Figure III.10 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA	55
Figure III.11 : Schéma bloc de régulation des courants statoriques	56
Figure III.12 : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques	57
Figure III.13 : Schéma bloc de régulation du flux rotorique	57
Figure III.14 : Orientation du flux rotorique par la méthode directe	61
Figure III.15 : Chaîne de régulation de la vitesse	62
Figure III.16 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA	64
Figure III.17 : Réponse du système à un échelon de vitesse	66
Figure III.18 : Réponse du système à différentes consignes de vitesse	67
Figure III.19 : Réponse du système lors d'un changement du sens de rotation avec application de la charge	68
Figure III.20 : Test de robustesse pour une variation de J de +100%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	68
Figure III.21 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de J de +100 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	68
Figure III.22 : Test de robustesse pour une variation de R_R de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	69

Figure III.23 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_R de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	69
Figure III.24 : Test de robustesse pour une variation de R_S de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	70
Figure III.25 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_S de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	70
Figure III.26 : Test de robustesse pour une variation de L_R de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	70
Figure III.27 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_R de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	71
Figure III.28 : Test de robustesse pour une variation de L_S de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	71
Figure III.29 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_S de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	71

Liste des tableaux

Tableaux I.1 : la puissance de la machine asynchrone à double alimentation	16
Tableau II.1 : Établissement des expressions des tensions simples et composées	34
Tableau III.1 : Paramètres des correcteurs des courants statoriques	56
Tableau III.2 : Paramètres des correcteurs des courants rotoriques	57
Tableau III.3 : Paramètres du correcteur du flux rotorique	58
Tableau III.4 : Paramètres des correcteurs PI de la commande vectorielle de la MADA . . .	59
Tableau III.5 : Paramètres du correcteur PI de la vitesse	63

Notations et Symboles

- **Paramètres de modélisation de la machine**

R_s	Résistance statorique par phase	(Ω)
R_r	Résistance rotorique par phase	(Ω)
L_r	Inductance cyclique statorique par phase	(H)
L_s	Inductance cyclique rotorique par phase	(H)
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)	(H)
l_s	L'inductance propre d'une phase statorique	(H)
l_r	L'inductance propre d'une phase rotorique	(H)
f	Coefficient de frottement visqueux	($N.m.s/rad$)
C_{em}	couple électromagnétique	($N.m$)
C_r	Couple résistant	($N.m$)
σ	Coefficient de dispersion	
n_p	nombre de paires de pôles	

- **Grandeurs mécaniques**

W	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation	(rad/s)
W_m	Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation	(rad/s)
W_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques	(rad/s)
W_r	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques	(rad/s)
F_s	Fréquence électrique des grandeurs statoriques	(Hz)
F_r	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques	(Hz)
η	Rendement	(%)
N	Vitesse mécanique de rotation	(tr/min)
N_n	Vitesse mécanique nominale de rotation	(tr/min)
g	Glissement de la vitesse de rotation	

• **Repères**

$(A B C)$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques	
$(a b c)$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques	
$(d q)$	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)	
$(\alpha \beta)$	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)	
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator	(rad)
θ_s	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)	(rad)
θ_r	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)	(rad)

• **Grandeurs électriques au stator**

$V_{S,a b c}$	Tensions statoriques triphasées	(V)
$V_{S,dq}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)	(V)
$V_{S,\alpha \beta}$	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)	(V)
$I_{S,a b c}$	Courants statoriques triphasées	(A)
$I_{S,dq}$	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q)	(A)

• **Grandeurs électriques au rotor**

$V_{R,A B C}$	Tensions rotoriques triphasées	(V)
$V_{R,dq}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)	(V)
$V_{R,\alpha \beta}$	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)	(V)
$I_{R,A B C}$	Courants rotoriques triphasées	(A)
$I_{R,dq}$	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d, q)	(A)

• **Grandeurs magnétiques au stator**

$\Phi_{S,A B C}$	Vecteur de flux magnétiques au stator	(wb)
$\Phi_{S,d q}$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)	(wb)
$\Phi_{S,\alpha \beta}$	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)	(wb)

- **Grandeurs magnétiques au rotor**

$\Phi_{R,abc}$	Vecteur de flux magnétiques au rotor	(wb)
$\Phi_{R,dq}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)	(wb)
$\Phi_{R,\alpha\beta}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)	(wb)

- **Transformations**

p	Matricier de Transf. de Park $X_{S,abc} \rightarrow X_{S,dq}$ et $X_{r,ABC} \rightarrow X_{r,dq}$
Cl	Matricier de Transf. de Clark $X_{S,abc} \rightarrow X_{S,\alpha\beta}$ et $X_{R,ABC} \rightarrow X_{S,\alpha\beta}$
Co	Matricier de Transf. de Concordia $X_{S,abc} \rightarrow X_{S,\alpha\beta 0}$ et $X_{R,ABC} \rightarrow X_{S,\alpha\beta 0}$
s	Opérateur de Laplace

- **Sigles utilisés pour la modélisation de la machine**

<i>MADA</i>	Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>DFIG</i>	Doubly Fed Induction Generator DFIG
<i>DFIM</i>	Doubly Fed Induction Motor
<i>AC</i>	Courant Alternatif
<i>DC</i>	Courant Continu
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>FMM</i>	Force Magnétomotrice
<i>FEM</i>	Force Électromotrice
<i>MADAS</i>	Machine Asynchrone à Double Alimentation Simple
<i>MADASC</i>	Machine Asynchrone à Double Alimentation Sans Collecteur
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral (Correcteur)
<i>DFOC</i>	Direct Field Oriented Control (Orientation Directe du Flux)
<i>IFOC</i>	Indirect Field Oriented Control (Orientation Indirecte du Flux)
<i>GTO</i>	Gate Turn-Off Thyristor
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Introduction Générale

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais- collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [1].

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la microinformatique, les problèmes inhérents aux commandes des machines alternatives ont été résolus, rendant ainsi les machines à courant continu de moins en moins utilisées.

L'électronique de puissance permet de générer des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variable, tout en assurant un rendement élevé. Les convertisseurs sont associés à une électronique numérique de commande permettant l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel. Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions l'un au stator et l'autre au rotor.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à cette machine fonctionnant en mode moteur avec alimentation par deux ensembles redresseur-filtre-onduleur, l'un du côté du stator et l'autre du côté du rotor.

Le premier chapitre :

Nous présentons une généralité sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Le deuxième chapitre :

Nous présenterons la modélisation classique de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension.

Le troisième chapitre :

Nous aborderons le principe de l'orientation du flux rotorique, et résumerons les fondements des méthodes directe et indirecte permettant de la réaliser. La méthode directe d'orientation du flux sera utilisée par la suite pour le réglage de vitesse de la machine. Des résultats de simulation et interprétations accompagnent la méthode étudiée. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons de plus près aux performances de réglages face aux variations paramétriques de la machine.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus,

CHAPITRE I

**Généralité sur la machine asynchrone à
double alimentation**

Introduction

La machine asynchrone à double alimentation porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application. Soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variables et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Dans ce chapitre nous allons présenter une étude générale sur la MADA, ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages.

I.1- Description de la machine asynchrone à double alimentation

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure (I.1) représente le symbole d'une MADA [3].

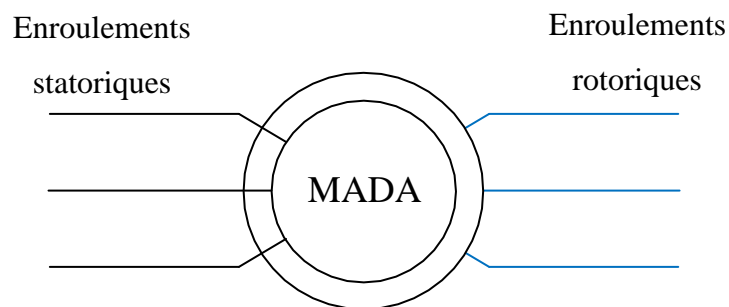


Figure I. 1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation.

Sa première apparition était en 1899; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (A), et le rotor (B) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur de puissance [4].

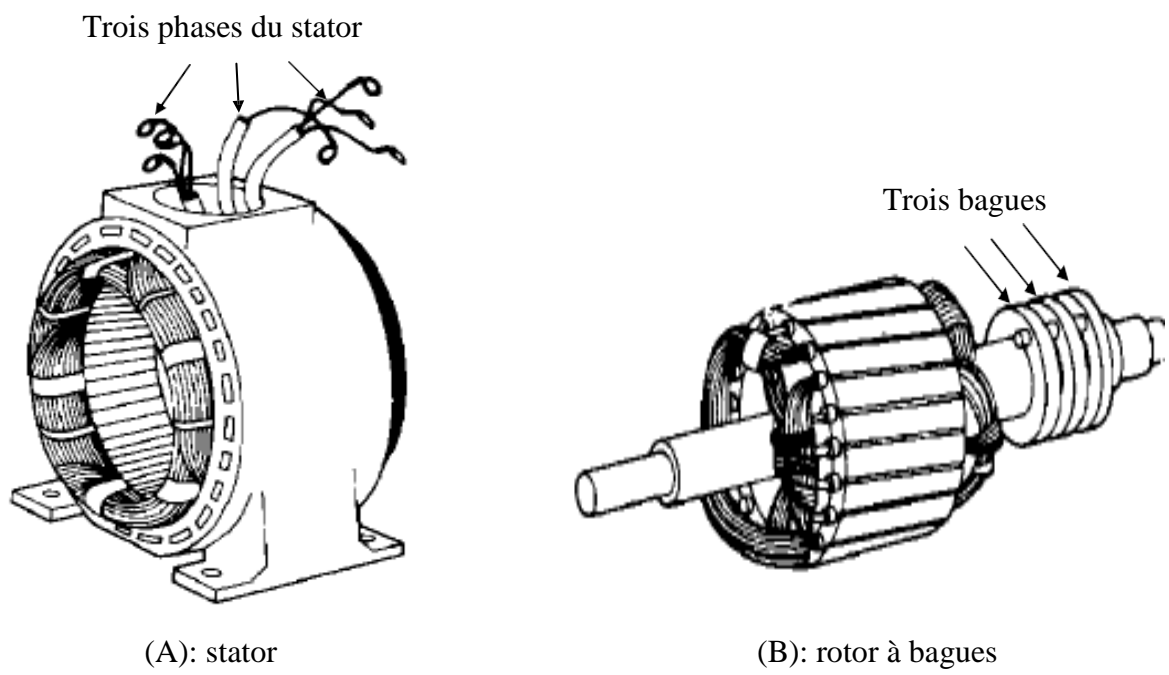


Figure I. 2 : Représentation des structures (A) : du stator et (B) : du rotor bobiné de la MADA

La figure (I.3) illustre une MADA de puissance 4kW, utilisée dans le banc expérimental développé. Les sorties des enroulements statoriques et rotoriques se distinguent clairement. Cependant, il est à remarquer que le volume de la MADA est quelque peu encombrant [2].

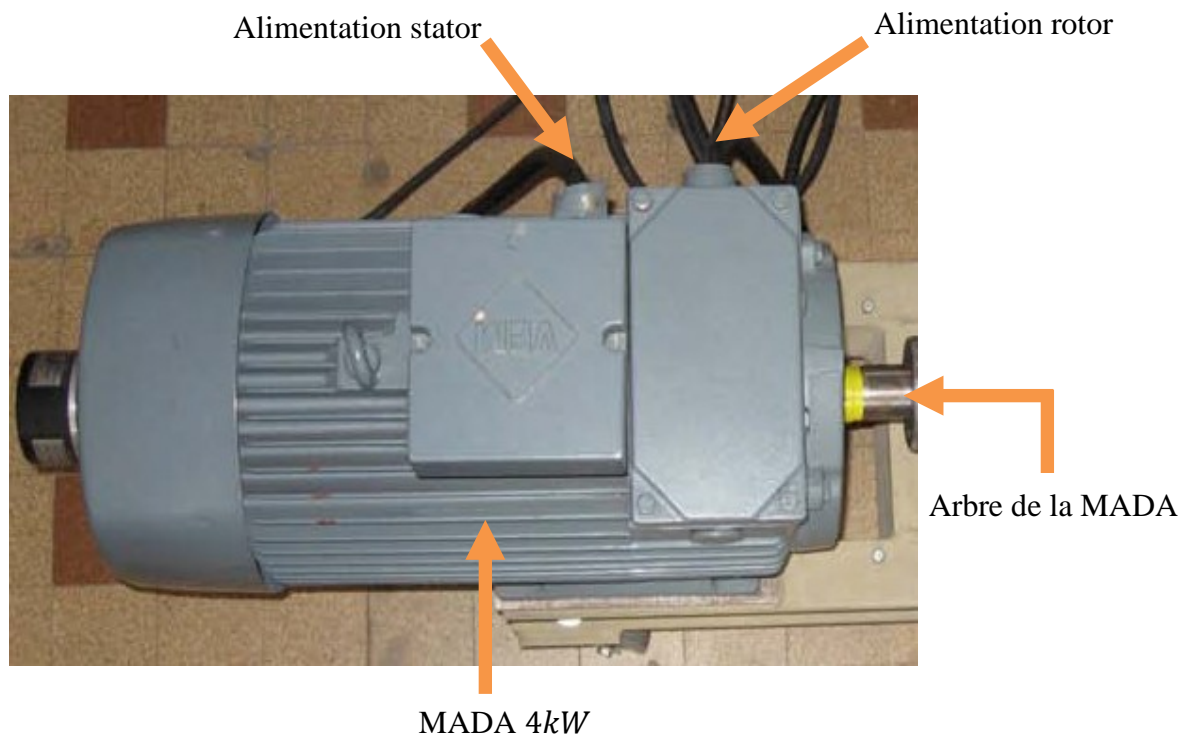


Figure I.3 : Photo de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

I.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements des trois phases statorique et rotorique dans l'espace électrique peuvent être représentés comme indiqué en figure (I.4) :

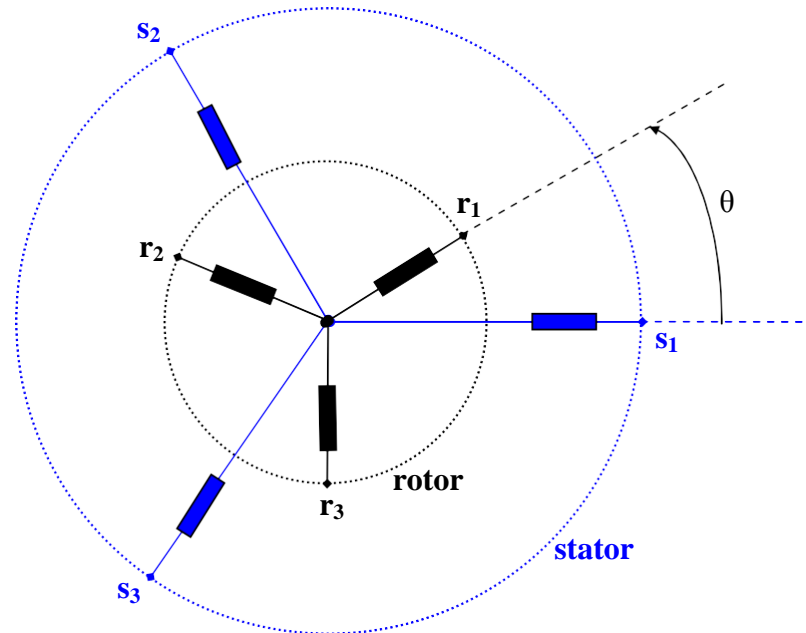


Figure I.4 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

I.3- Domaine d'applications de la machine asynchrone à double alimentation

La machine à double alimentation offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone, surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [5].

I.4- Avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable [4].

I.4.1- Avantages de la machine asynchrone à double alimentation

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique.
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances.
- fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

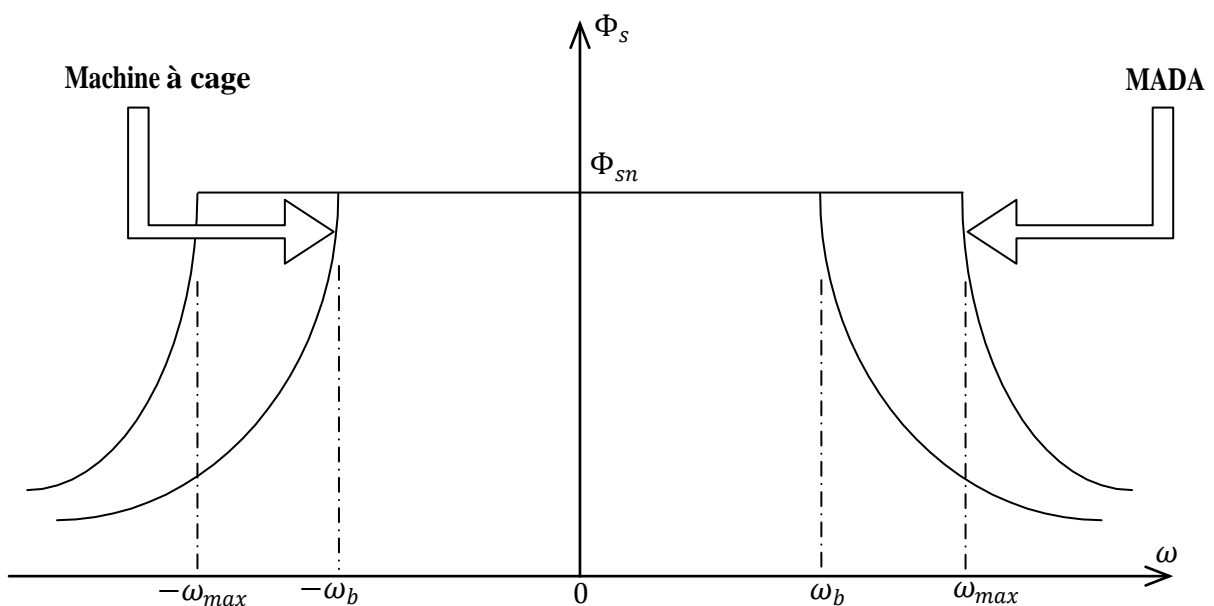


Figure 1.5 : Comparaison de Zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisation : machine à cage et MADA

I.4.2- Inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation

Comparativement à la machine asynchrone à cage, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système balais-bague comme :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor.
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation.
- La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements.

I.5- Classification des machines asynchrones à double alimentation

I.5.1- Machine à double alimentation sans collecteur (sans balais)

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.6). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [1].

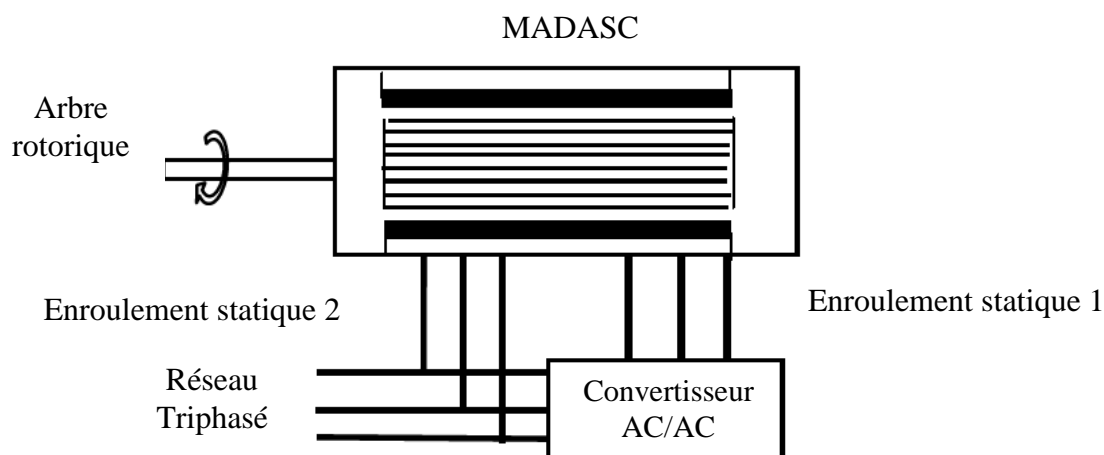


Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation sans collecteur

I.5.2- Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme l'indique la figure (I.7). Le stator de l'un des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence (AC/AC).

Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par un convertisseur.

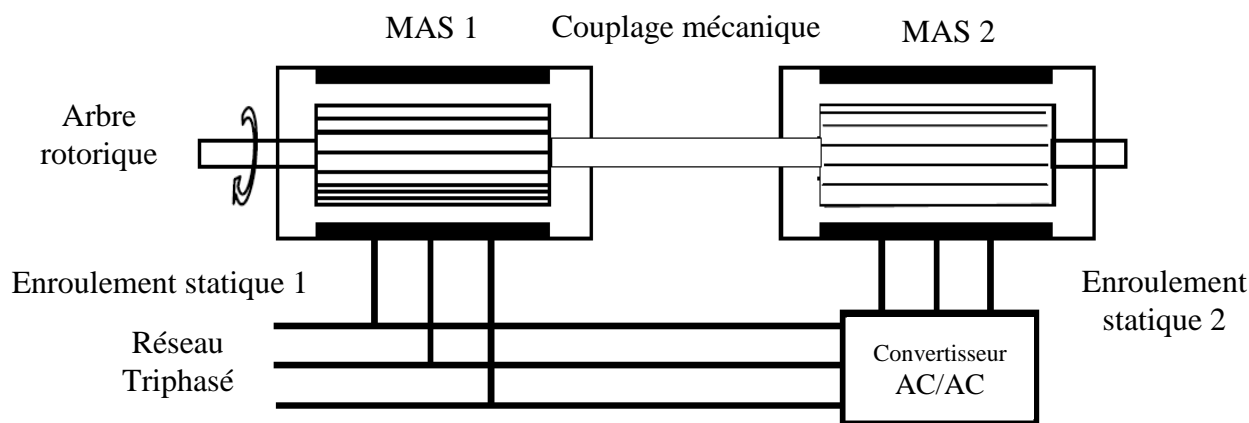


Figure I.7 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone

Ce type de machine offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard.

Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone [4].

I.5.3- Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine).

La figure (I.8) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif/alternatif (AC/AC) de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [1].

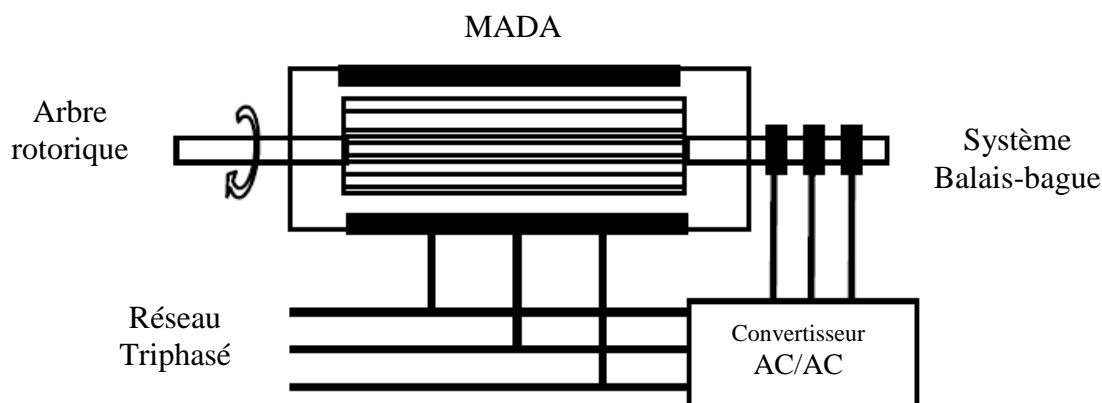


Figure I.8 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation simple

Remarque

Notre étude sera basée sur la machine à double alimentation simple (machine asynchrone à rotor bobiné).

I.6- Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le rotor est occupé par des enroulements triphasés reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système balais-bague.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par [4] :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = n_p \times \Omega_m \quad (\text{I.1})$$

Avec:

Ω_m : est la vitesse mécanique du rotor.

"s" et "r" désignent les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

n_p : est le nombre de paires de pôles.

Le signe plus (+) dans l'équation (I.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hypo-synchrone ($\omega_m < \omega_s$)

Le signe moins (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone ($\omega_s < \omega_m$)

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par :

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (\text{I.2})$$

Avec f_m la fréquence de rotation du rotor. Dans ce cas, le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Donc, Les différents régimes de fonctionnement de la MADA, peuvent être divisés en fonction de glissement comme suit :

– **Stationnaire ($g = 1$)**

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s (fréquence stator) ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.E.M induite avec une fréquence f_r (fréquence rotor) identique avec f_s . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

– **Hypo synchrone ($0 < g < 1$)**

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.

– **Synchrone ($g = 0$)**

Au point où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor. On constate que la puissance du stator est égale à celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête).

– **Hyper synchrone ($g < 0$)**

Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.7- Modes de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Comme la machine asynchrone à cage, la MADA fonctionne en moteur et en générateur, la différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement. Dans le cas d'une MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionnement en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Cette propriété fondamentale a fait de la MADA le choix par

excellence des entraînements à vitesse variable et surtout ces dernières années pour la génération d'énergie éolienne à vitesse variable.

Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [6] :

I.7.1- Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure (I.9). La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

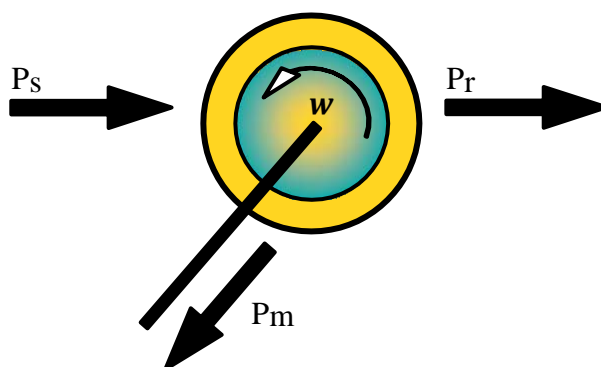


Figure I.9 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hypo-synchrone

I.7.2- Fonctionnement en moteur hyper-synchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme, figure (I.10). La machine à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

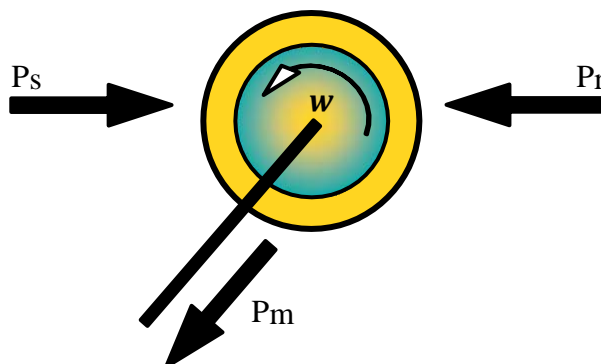


Figure I.10 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hyper-synchrone

I.7.3- Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure (I.11). La machine asynchrone à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

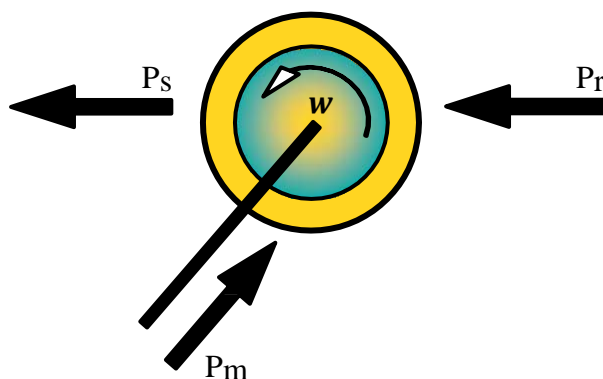


Figure I.11 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hypo-synchrone

I.7.4- Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme, figure (I.12). La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

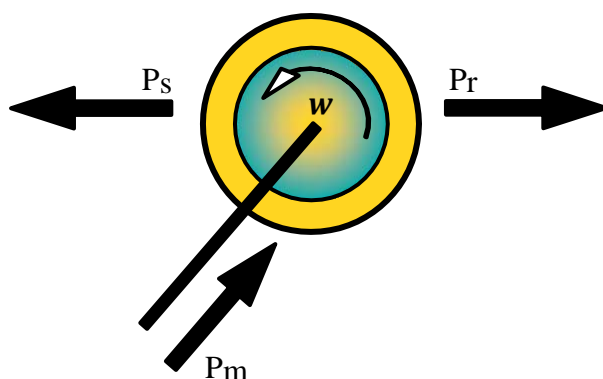


Figure I.12 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hyper-synchrone

I.8- Les différentes configurations de l'association de la machine à double alimentation avec les convertisseurs de puissance

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA. D'après la littérature, on peut distinguer les configurations suivantes [6] :

I.8.1- Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur

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

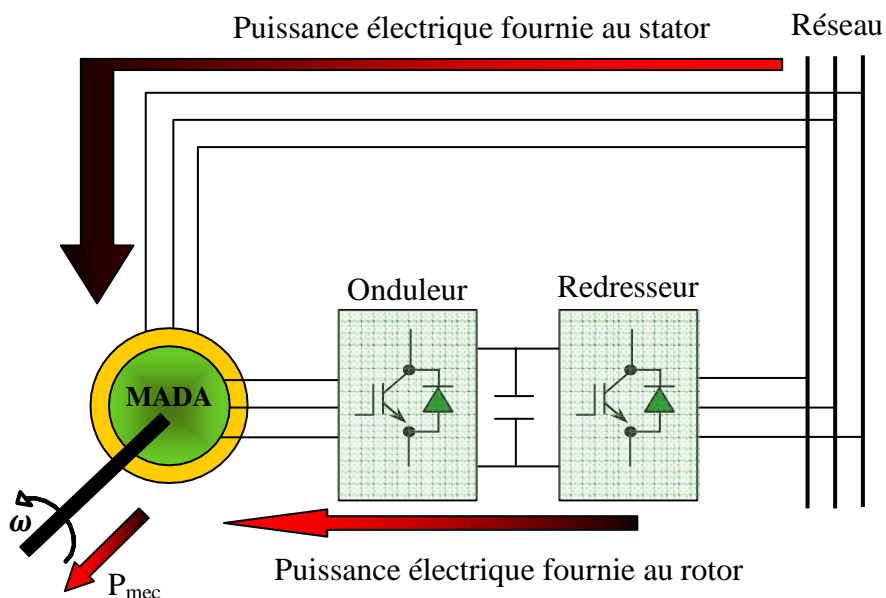


Figure I.13 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en moteur alimenté par un seul convertisseur

I.8.2- Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension [1].

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I.14).
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun.
- Deux cyclo-convertisseurs.

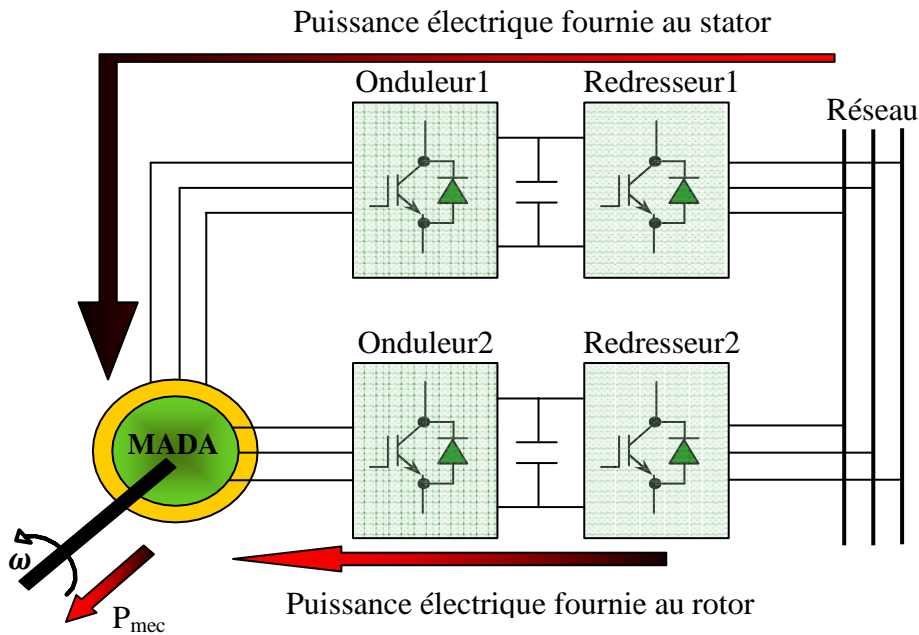


Figure I.14 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en moteur alimenté par deux convertisseurs

I.8.3- Fonctionnement en génératrice

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la figure (I.15). Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse. Dans ce cas la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par le convertisseur de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux.

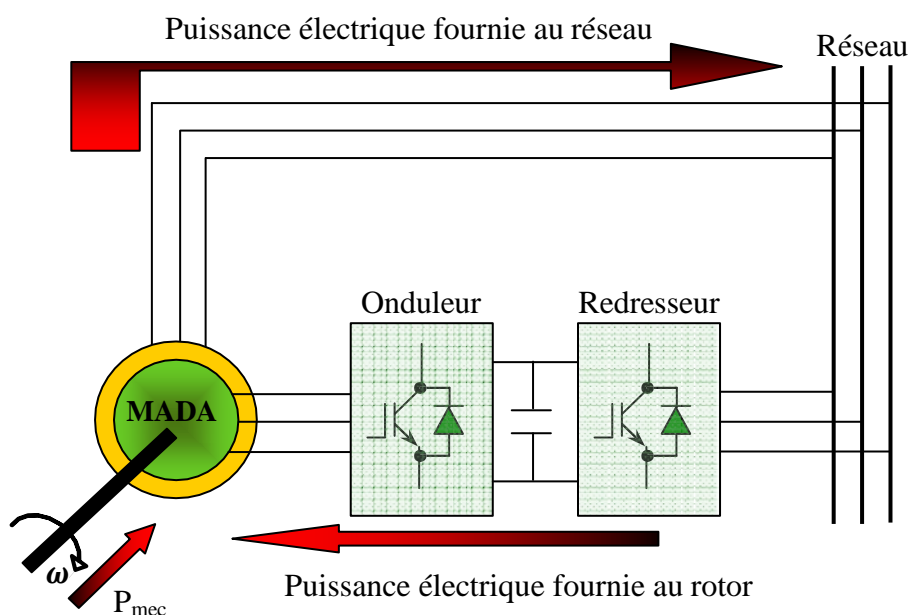


Figure I.15 : Schéma d'un système utilisant une machine asynchrone à double alimentation en alternateur alimenté par un seul convertisseur

I.9- Étude de la puissance pour la machine asynchrone à double alimentation

Grâce aux convertisseurs de puissance bidirectionnels, dans le circuit du rotor, la MADA est capable de travailler en tant que génératrice ou moteur de façon hyper-synchrone ou hypo-synchrone.

On utilise le schéma de la MADA en convention moteur hypo-synchrone ; figure (I .16) car c'est la convention habituelle [1].

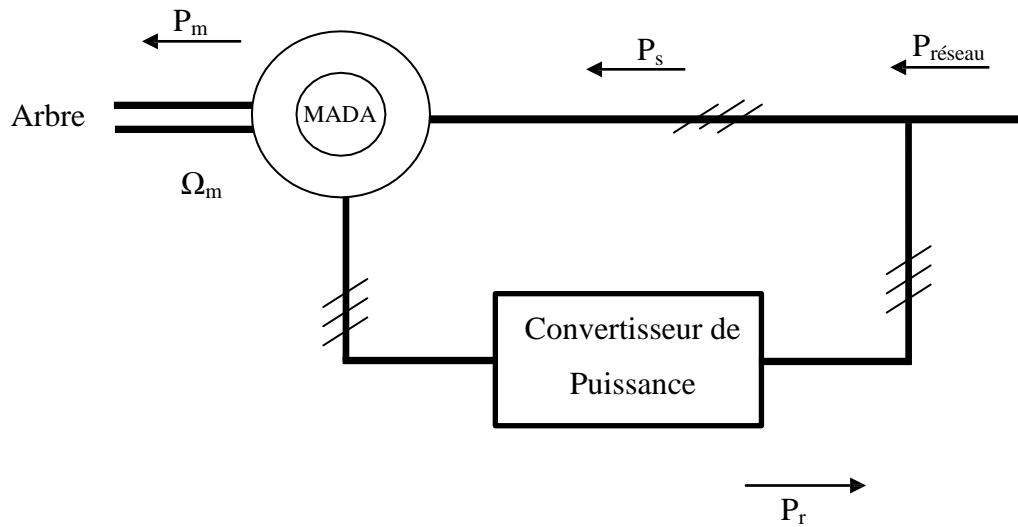


Figure I.16 : la machine asynchrone à double alimentation en convention moteur hypo-synchrone

En supposant que les pertes dans les circuits du stator et du rotor peuvent être négligées, on peut relier les puissances ainsi :

$$P_m = P_{réseau} \quad (I.4)$$

$$P_{réseau} = P_s - P_r \quad (I.5)$$

$$P_r = g \times P_s \quad (I.6)$$

$$P_s = P_{réseau} / (1 - g) \quad (I.7)$$

P_m : Puissance mécanique ($P_m < 0$ si la machine est entraînée).

P_s : Puissance active absorbée par le stator ($P_s < 0$ si la MADA est génératrice).

P_r : Puissance active débitée par le rotor (son sens dépend du signe du glissement).

$P_{réseau}$: Puissance active fournie par le réseau à la machine ($P_{réseau} < 0$ si la MADA est génératrice).

Ω_m : Vitesse de rotation de la MADA.

- En mode génératrice hyper-synchrone ($\Omega_m > \Omega_s$, $g < 0$), P_r est négatif, la puissance est transmise du rotor au réseau.

- En mode génératrice hypo-synchrone ($\Omega_m < \Omega_s$, $g > 0$), P_r est positif, la puissance est transmise du réseau au rotor. Dans les deux cas la puissance statorique, P_s alimente le réseau.

On peut résumer ceci dans le tableau suivant :

	Moteur $P_m < 0$	Générateur $P_m > 0$
hypo synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
hyper synchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau I.1 : la puissance de la machine asynchrone à double alimentation

I.10- Mode de variation de vitesse

L'examen de la formule de la vitesse donné par :

$$\Omega = \frac{2\pi}{p} f_s (1 - g) \quad (\text{I.8})$$

Elle fait sortir trois modes de variations :

I.10.1- Action sur le glissement

Pour régler la vitesse, lorsqu'on utilise ce principe, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases. On fait varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance. Ce mode affecte directement le rendement.

$$\eta = (1 - g) \quad (\text{I.9})$$

Techniquement on réalise ce type par action sur la tension d'alimentation pour le moteur à rotor à cage et avec une résistance rotorique pour le moteur à rotor bobiné.

I.10.2- Variation de la fréquence

Pour faire varier la vitesse dans de bonnes conditions, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation en utilisant des convertisseurs (onduleur MLI ou plein onde- cyclo-convertisseur).

I.10.3- Action sur le nombre de pôles

C'est un mode constructif par action sur le nombre de pôles, cette technique de bobinage consistant à changer la polarité de la machine par un changement des sens de courant.

La vitesse (Ω) varie du simple au double et inversement ce qui implique une variation discontinue [1].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la MADA sous toutes ses configurations ainsi que les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Comme nous avons effectué une étude de comparaison et de classification des différentes variantes de la machine à double alimentation, sans oublier la présentation des différentes configurations de la machine asynchrone à double alimentation et des différents types de convertisseur de puissance associé à cette dernière.

À travers ce chapitre nous avons montré que les différentes caractéristiques de la machine MADA dépendent directement du glissement et de l'alimentation du stator et du rotor.

CHAPITRE II

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, par fois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [7].

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet, la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la MADA. La seule différence réside dans le fait que ces enroulements ne sont plus systématiquement en court-circuit. Par conséquent, les tensions biphasées rotoriques du modèle que l'on rappelle ci-après ne sont pas nulles. La modélisation d'une machine asynchrone était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Mais il y a une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. L'utilisation des méthodes matricielles est la base pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande [8].

Dans ce chapitre, on va modéliser la machine asynchrone à double alimentation.

II.1- Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [9] :

- la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique.

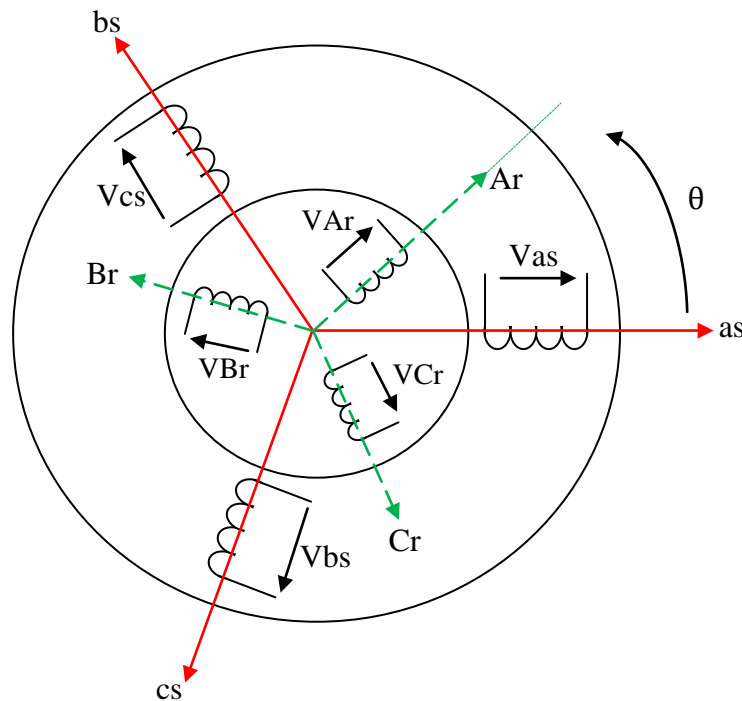


Figure II.1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

II.3- Les équations électriques de la machine

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

- pour les enroulements statoriques :

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt}, v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt}, v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

- pour les enroulements rotoriques :

$$v_{Ar} = R_r i_{Ar} + \frac{d\varphi_{Ar}}{dt}, v_{Br} = R_r i_{Br} + \frac{d\varphi_{Br}}{dt}, v_{Cr} = R_r i_{Cr} + \frac{d\varphi_{Cr}}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Les matrices résistances statorique et rotorique :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Ar} \\ v_{Br} \\ v_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{Ar} \\ \varphi_{Br} \\ \varphi_{Cr} \end{bmatrix}$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (II.4)$$

Avec :

$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements statoriques.

$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: Courants de phases des enroulements statoriques.

$[V_r] = [v_{Ar} \ v_{Br} \ v_{Cr}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements rotoriques.

$[I_r] = [i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^t$: Courants de phases des enroulements rotoriques.

II.4- Les équations magnétiques

L'expression matricielle des trois équations des flux statoriques est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Ou sous forme condensée :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (II.6)$$

L'équation matricielle des flux rotoriques prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{Ar} \\ \varphi_{Br} \\ \varphi_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + m_{rs} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Ou sous forme condensée :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (II.8)$$

Avec :

$[\Phi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^t$: Flux totalisés traversant les enroulements statoriques.

$[\Phi_r] = [\varphi_{Ar} \varphi_{Br} \varphi_{Cr}]^t$: Flux totalisés traversant les enroulements rotoriques.

Où :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

M_{rs} : L'inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

La matrice $[M_{rs}]$ est de même une matrice circulante, et on remarque qu'elle est la matrice transposée de la matrice analogue du stator :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant les équations (II.6) et (II.8) dans (II.4) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.5- Le couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante [7] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Et

$$[I] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^t = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (\text{II.14})$$

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

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{II.15})$$

Au regard de ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part sa complexité. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps.

II.6- La transformation de Park

Le modèle de la MADA dans le référentiel (A, B, C) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant [7].

II.6.1- Objectifs des transformations matricielles

L'objectif des transformations matricielles, encore appelées changement de variables, repose sur la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices afin que les nouvelles grandeurs, dites composantes relatives, correspondantes à une phase ne dépendent plus des autres.

II.6.2- Les transformations usuelles

- **La transformation de Clarke**

L'idée de Miss Emily Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé de courant, peut l'être aussi par un système diphasé de courant déphasés de 90° dans le temps et parcourant deux enroulements décalés de 90° dans l'espace, à condition que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soit conservées [7], La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques [10].

La transformation permet le passage de trois grandeurs réelles (x_A, x_B, x_C) , vers deux grandeurs fictives (x_α, x_β) , pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...) et en l'absence de la composante homopolaire $(x_A + x_B + x_C = 0)$. La figure (II.2) illustre la transformation de Clarke.

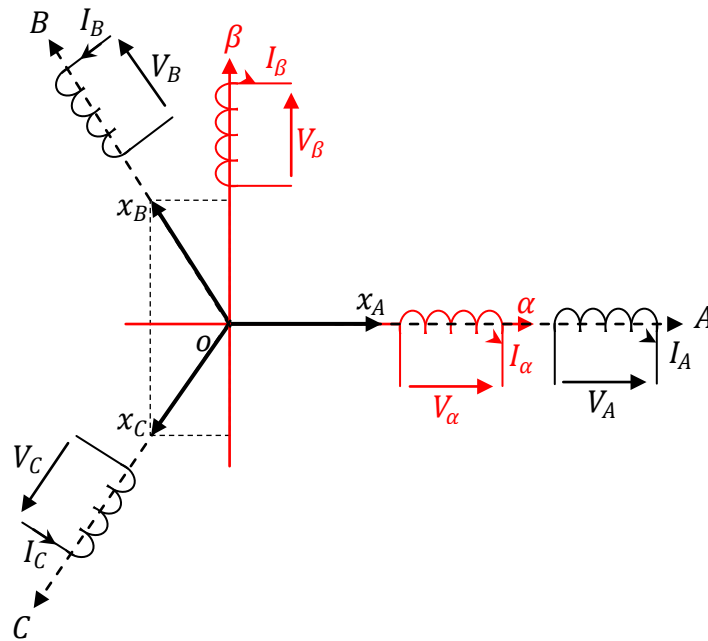


Figure II.2 : Principe de la transformation de Clarke

On la définit de la manière suivante :

$$[x_{\alpha,\beta}] = [Cl] \cdot [x_{A,B,C}] \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La transformation inverse est définie par :

$$[x_{A,B,C}] = [Cl]^{-1} \cdot [x_{\alpha,\beta}] \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$[Cl]$ et $[Cl]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Clarke.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le couple, sa matrice de passage n'étant pas orthogonale, afin de conserver ces grandeurs invariants on doit multiplier par le coefficient $\left(\frac{3}{2}\right)$.

- **La 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.

La transformation de Concordia est définie de la manière suivante :

$$[x_{\alpha,\beta,o}] = [Co] \cdot [x_{A,B,C}] \quad (II.20)$$

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[x_{A,B,C}] = [Co]^{-1} \cdot [x_{\alpha,\beta,o}] = [Co]^{-t} \cdot [x_{\alpha,\beta,o}] \quad (II.22)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_o \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$[Co]$ et $[Co]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Concordia.

• **La transformation de Park**

La transformation de PARK permet le passage d'un repère triphasé à un modèle biphasé[11].

Elle consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système[9].

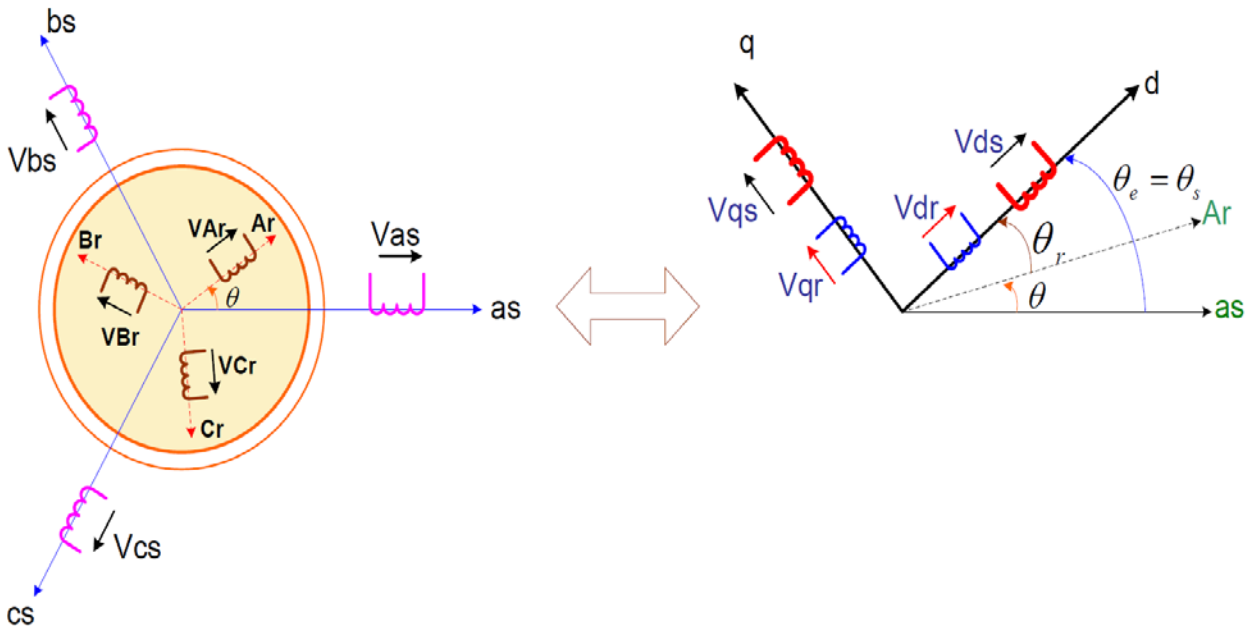


Figure II.3 : Représentation de la transformation dq de la machine

La matrice de transformation est définie par :

$$P(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

L'angle α est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps. Le fait que $[P(\alpha)]$ soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée.

$$[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^t \quad (\text{II.25})$$

La transformation inverse est définie par :

$$P(\alpha)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

II.7- Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [V_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} [i_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [i_{s,abc}] \\ [i_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [i_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [\Phi_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Tel que :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2}M_{sr} = \frac{3}{2}M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_e \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_e \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_e - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_e - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases}$$

$$\theta_e = \theta_s = \theta + \theta_r$$

L'expression du couple électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (\text{II.33})$$

Et sachant que : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega_s$ (II.34)

Nous pouvons donc donner une première relation pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot [(\Phi_{ds} \cdot i_{qs} - \Phi_{qs} \cdot i_{ds})] \quad (\text{II.35})$$

On peut aussi établir d'autres expressions pour le couple :

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot i_{dr} - \Phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot M_{sr} \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qs}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Ces expressions pourront être à la base de recherche de stratégie de commande de la machine. Il est important de noter que si on utilise la transformation de Park ne conservant pas invariante la puissance électromagnétique on devra introduire dans ces équations le facteur multiplicateur $\left(\frac{3}{2}\right)$ [7].

Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r + C_r \quad (\text{II.37})$$

II.7.1- Choix du référentiel de Park

Il est plus intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application.

Dans chacun de ces nouveaux référentiels, les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque [8].

II.7.1.1- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + (\omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - (\omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.7.1.2- Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par ($\omega_e = \omega$). Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - (\omega) \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + (\omega) \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

II.7.1.3- Référentiel lié au champ tournant

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [12]. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines[8].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_g$$

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - (\omega_s) \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + (\omega_s) \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_g) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_g) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

II.8- Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone à double alimentation

II.8.1- Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A].[X] + [B].[U] \\ [Y] = [C].[X] + [D].[U] \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'application de la commande.

[C] : Matrice de sortie (matrice d'observation).

[D] : Matrice de transmission directe.

[U] : Vecteur de commande.

[\dot{X}] : Vecteur d'état.

[Y] : Vecteur de sortie.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques, courants, vitesse, couple).

II.8.2- Modèle de la machine asynchrone à double alimentationalimentée en tension

Introduisons, pour le modèle complet de la machine, un vecteur d'état formé, en plus des quatre courants, de la vitesse et de la position angulaire. Le couple de charge sera considéré comme une entrée perturbatrice. L'entrée étant constituée des quatre tensions d'alimentation, ce nouveau vecteur d'état nous amène à la représentation suivante [7] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (a\omega + \omega_s) & a_3 & a_5\omega & 0 & 0 \\ -(a\omega + \omega_s) & -a_1 & -a_5\omega & a_3 & 0 & 0 \\ a_4 & -a_6\omega & -a_2 & (\omega_s + \omega/\sigma) & 0 & 0 \\ a_6\omega & a_4 & -(\omega_s + \omega/\sigma) & -a_2 & 0 & 0 \\ -mI_{qr} & mI_{dr} & 0 & 0 & -m_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -m_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, a_2 = \frac{R_R}{\sigma L_R}, a_3 = \frac{R_R M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, a_4 = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s}, a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_R}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, b_2 = \frac{1}{\sigma L_R}, b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_R}$$

$$m_1 = \frac{P^2 M_{sr}}{J}, m_2 = \frac{f}{J}, m_3 = \frac{P}{J}$$

La relation (II.42) montre que la machine doublement alimentée est un système non linéaire dans la mesure où le couple est un produit croisé des courants dont se déduit la vitesse. En plus, ce système est non stationnaire car toutes les grandeurs sont susceptibles de varier en fonction du temps.

II.9- Modélisation du système d'alimentation

On utilise couramment des onduleurs de tension pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones. Lorsqu'il est alimenté par le réseau, l'ensemble d'un entraînement électrique comprend :

- Un redresseur d'entrée.
- Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur.
- Un onduleur de tension.
- Le moteur asynchrone.

La figure (II.4), illustre le schéma de l'association Convertisseurs–MADA.

La figure (II.5), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

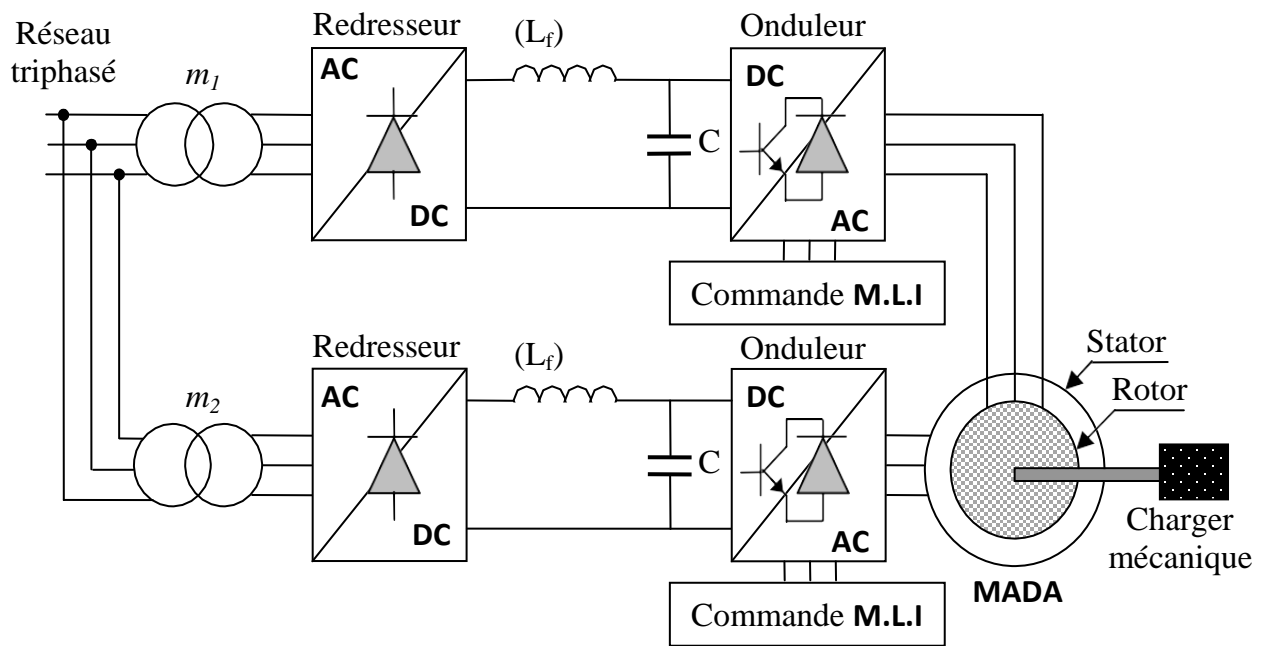


Figure II.4 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.

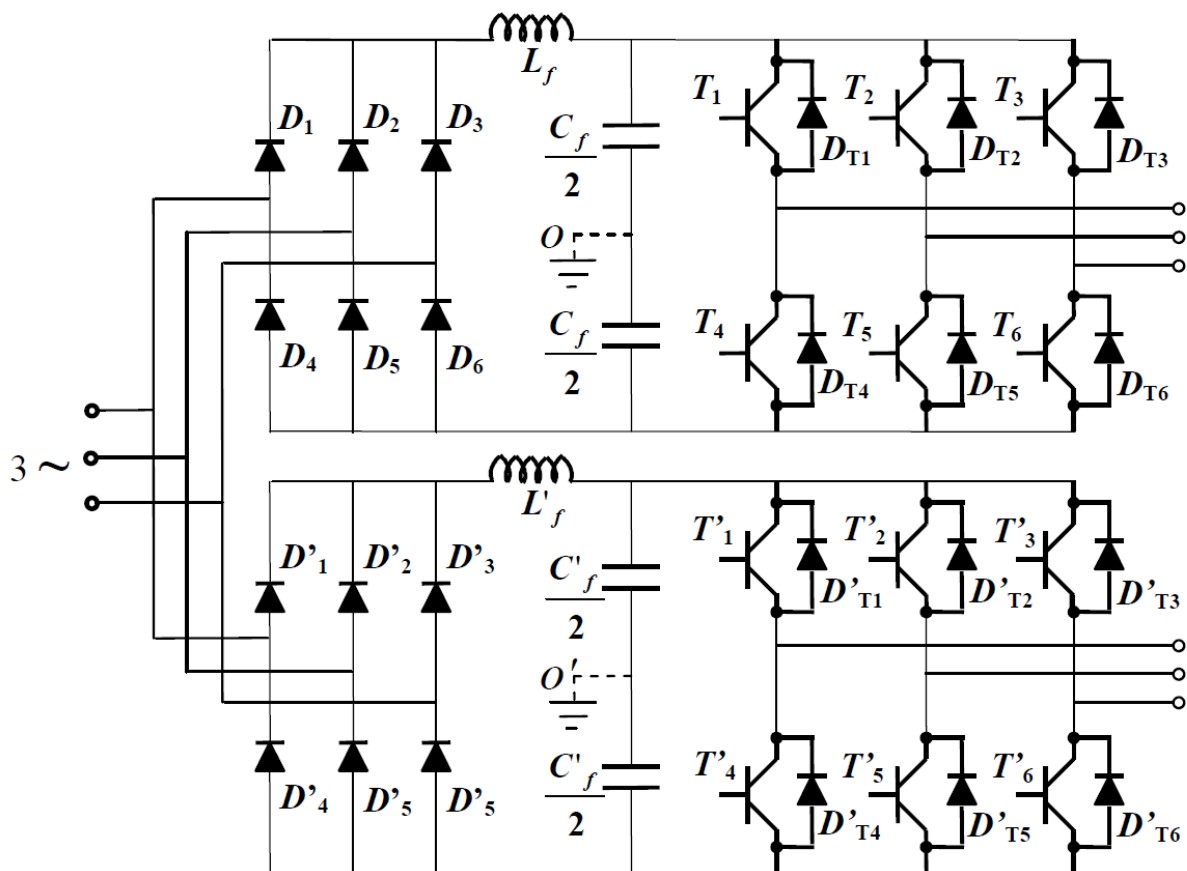


Figure II.5 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Remarque

Dans notre étude, on suppose que tous les éléments constituant le circuit du système d'alimentation sont parfaits.

L'étude qui sera faite par la suite et qui concerne les différents convertisseurs constituant la chaîne d'alimentation est similaire pour le stator ainsi que pour le rotor.

II.9.1- Modélisation du convertisseur alternatif – continu

- **Le redresseur**

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif (alternatif/continue).

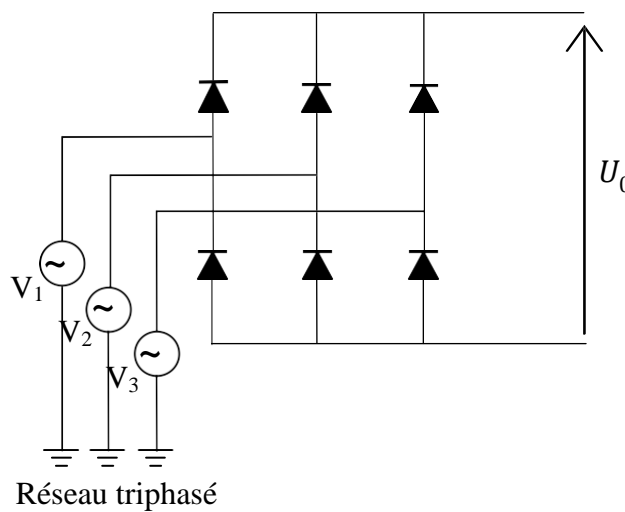


Figure II.6 : Structure du redresseur triphasé.

Si nous considérons l'expression des tensions simples de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \cdot (\omega \cdot t) \\ V_2 = V_m \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = V_m \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.43)$$

et que les diodes employées soient idéales, la tension redressée peut être déterminée par :

$$V_0 = V_{moy} = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} V_m \left[\sin(\omega \cdot t) - \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cdot d\omega t = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \quad (II.44)$$

- **Le filtre passe bas**

La tension obtenue en sortie du redresseur n'est pas sans ondulations, elle est donc superposée à une composante alternative, d'où la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'atténuer l'effet de cette composante.

Un filtre passe bas est un quadripôle dont la tension de sortie doit être faiblement amortie pour le fondamental et le plus possible pour les harmoniques [7].

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur [13].

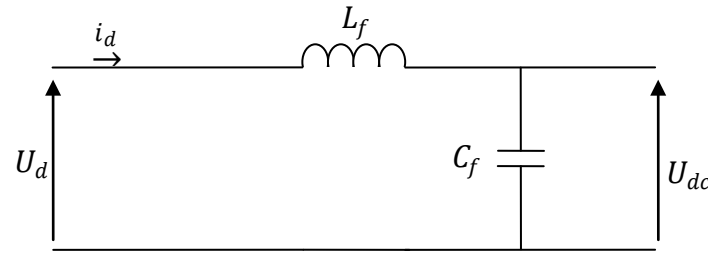


Figure II.7 : Structure du filtre LC passe bas.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L_f \frac{di_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{II.46})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{\text{filtre}}}{U_{\text{redressée}}} = \frac{1}{(\sqrt{L_f C_f} S)^2 + 1} \quad (\text{II.47})$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \times \frac{1}{2\pi} \quad (\text{II.48})$$

II.9.2- Modélisation du convertisseur continu – alternatif

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

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz [1].

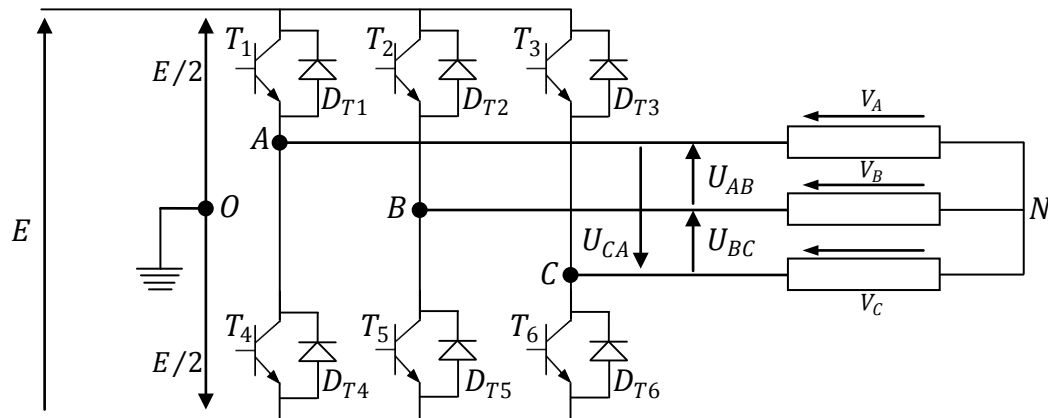


Figure II.8 : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (II.8) par des interrupteurs k_j avec ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure (II.9) :

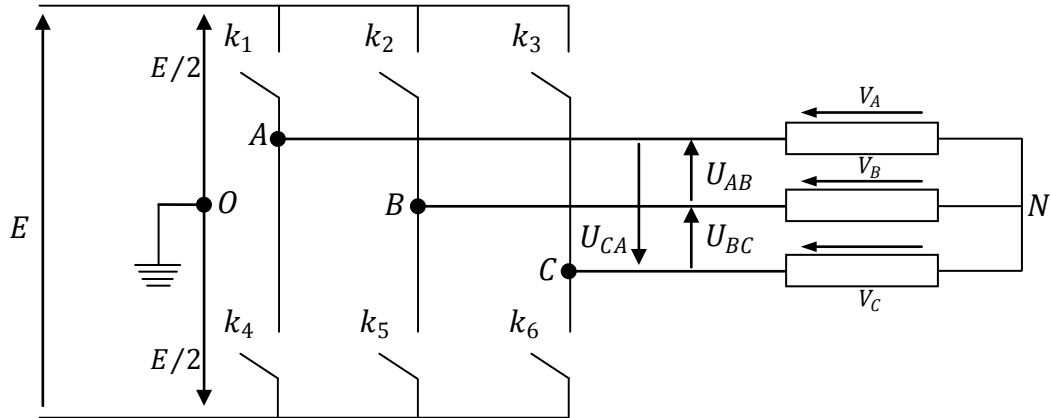


Figure II.9 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé associé à la charge.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont écrites :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\begin{aligned} V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} &= 0 \\ V_{ON} &= -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

On remplace (II.50) dans (II.49), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

On peut écrire le système (II.51) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = 0 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = 0 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = 0 \end{cases}$$

On remplace (II.53) dans (II.52), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

Le système (II.54) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs k_1, k_2, k_3 .

(Les états de k_4, k_5, k_6 sont respectivement complémentaires de ceux de k_1, k_2, k_3).

k_1	k_2	k_3	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	0	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	$-E$	0
F	F	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	0	E	$-E$
F	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	$-E$
0	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E$	0	E
0	0	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	$-E$	E
0	F	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E$	E	0
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 : Établissement des expressions des tensions simples et composées.

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (II.10), sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous *Simulink*.

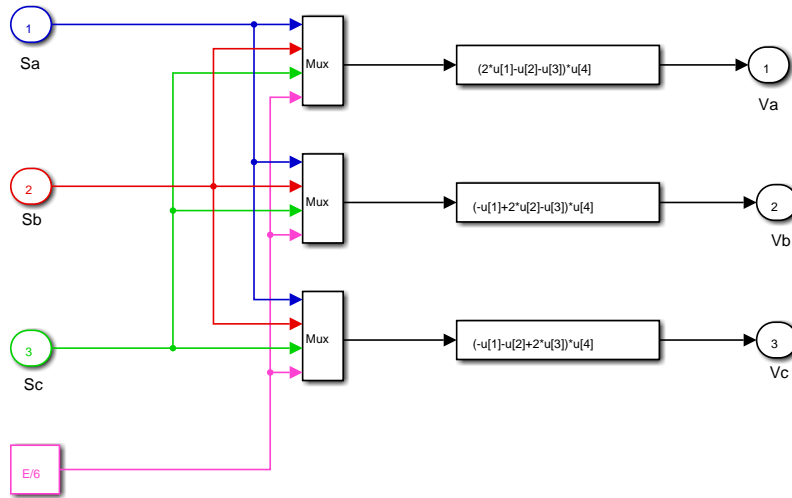


Figure II.10 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

II.9.3- Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée [14].

Le principe exposé dans la figure (II.11) consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes ondulantes $V_{ri}(t)$, $i = 1, 2, 3$) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur.

- (a) : Signaux de comparaison (référence et porteuse).
- (b) : Impulsion de commande du premier transistor.
- (c) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).

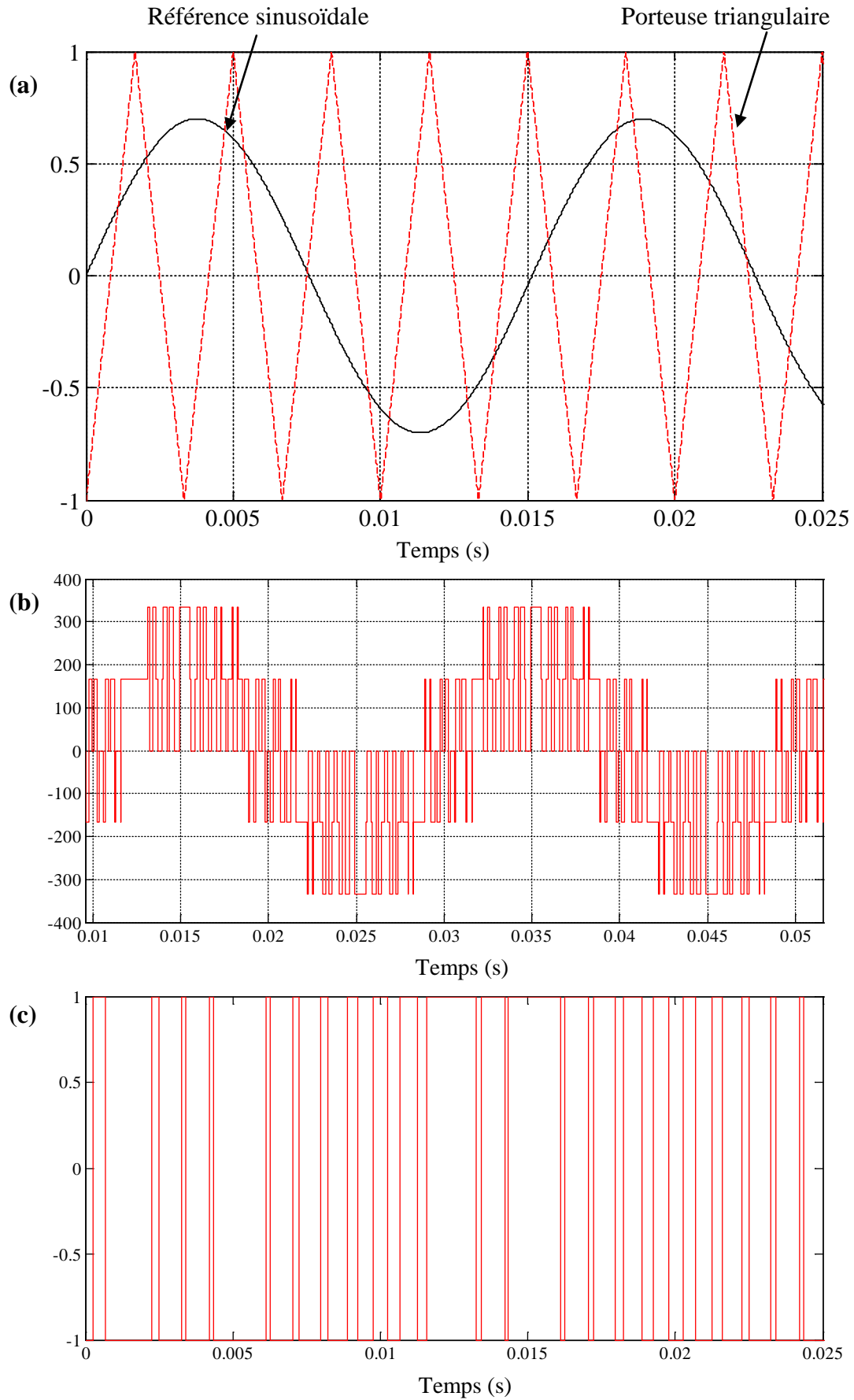


Figure II.11 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle

II.10- Résultats de simulation

La simulation numérique nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours, il existe toute une panoplie de logiciels utilisés pour l'étude des machines électriques. Afin de simuler le comportement de la MADA, nous avons opté pour le logiciel MATLAB/SIMULINK.

La machine asynchrone à double alimentation dont les paramètres sont donnés dans l'annexe (A), est alimentée par un réseau triphasé équilibré, puis par des onduleurs de tension à MLI. Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures ci-après.

- La machine asynchrone à double alimentation est alimentée par un réseau triphasé équilibré

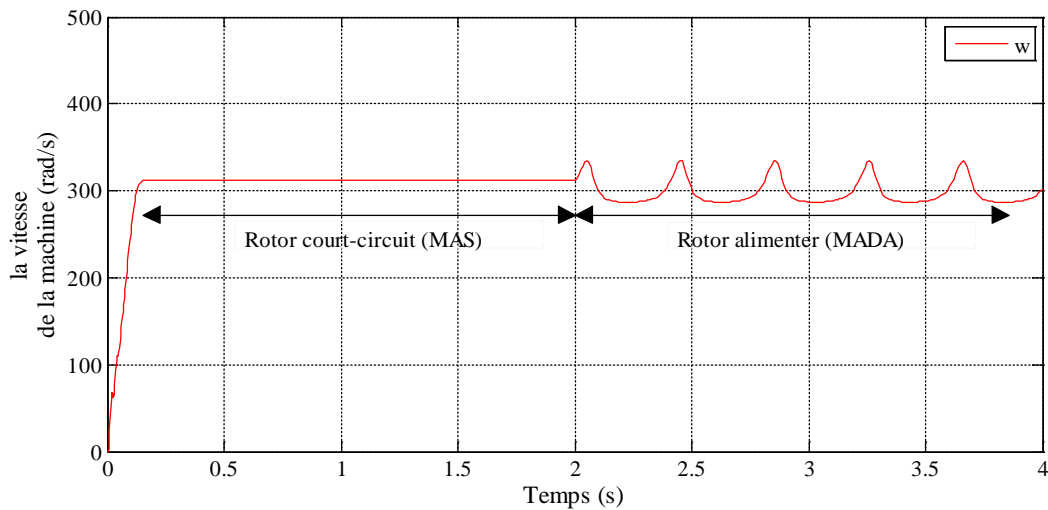


Figure II.12: Résultat de la vitesse en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

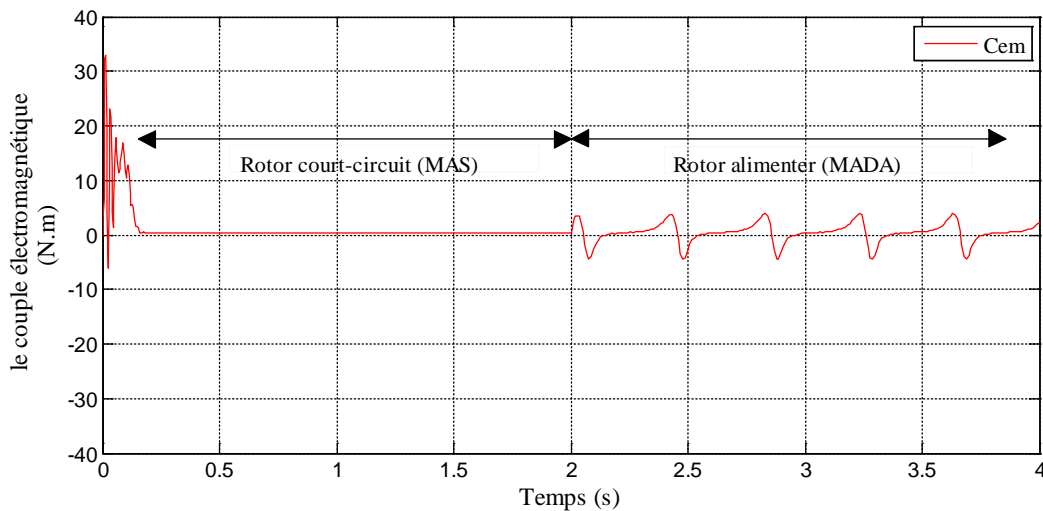


Figure II.13: Résultat du couple électromagnétique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

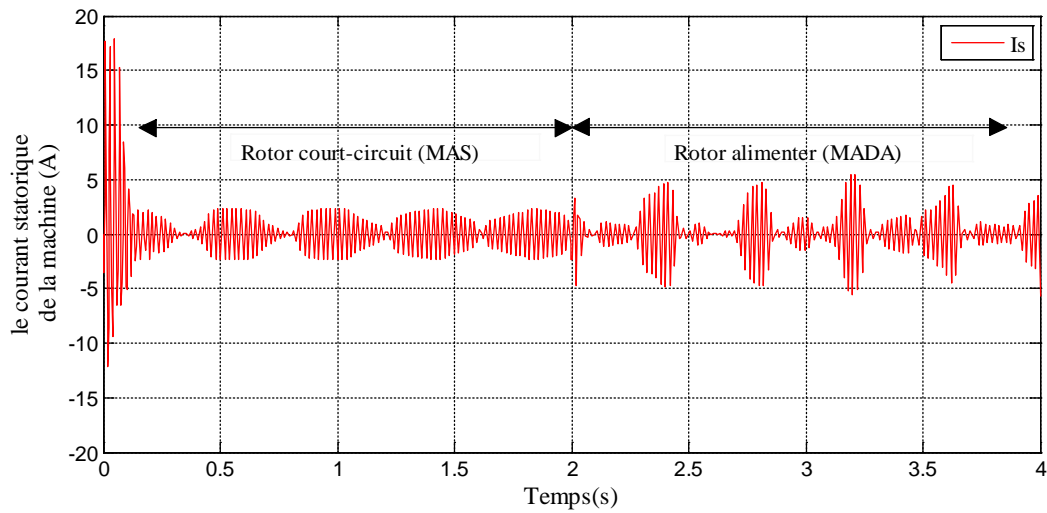


Figure II.14 : Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

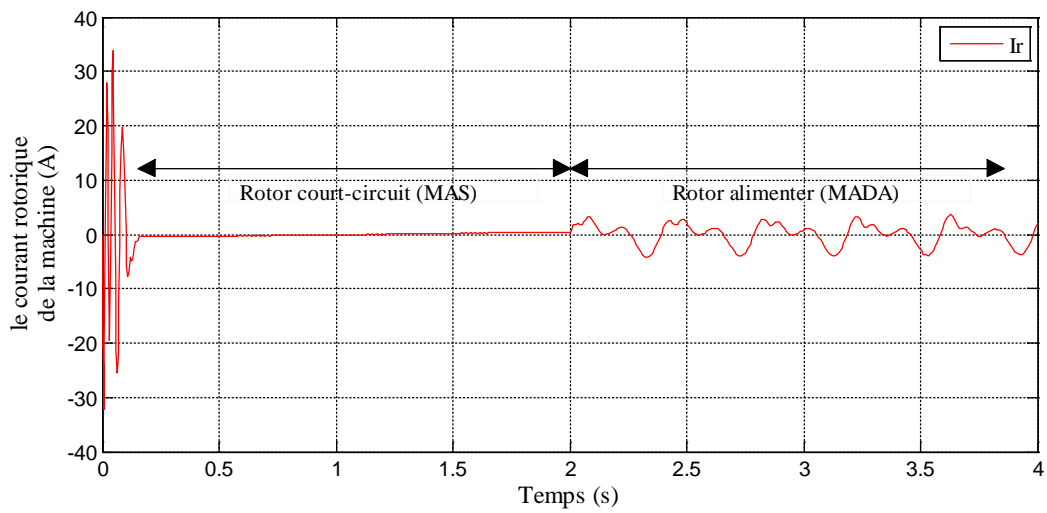


Figure II.15: Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

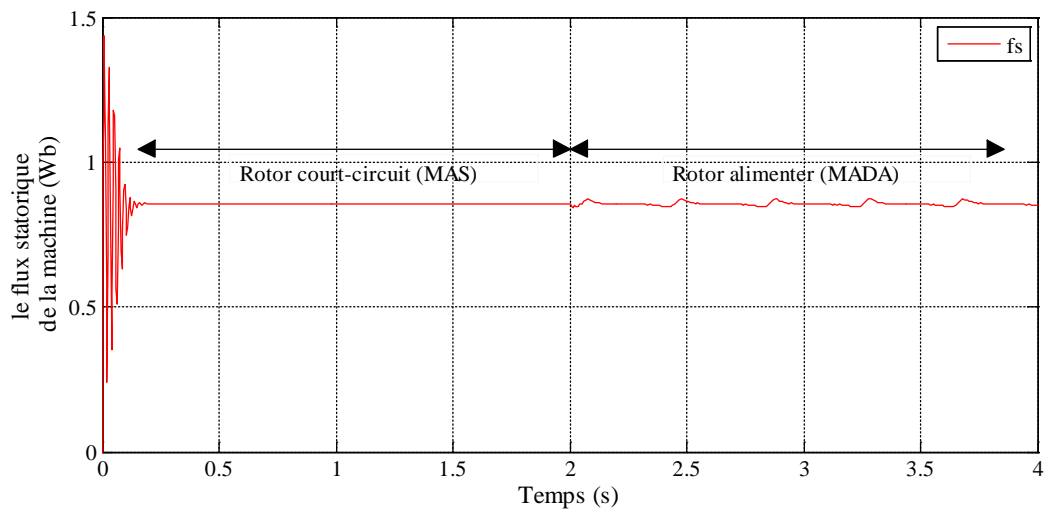


Figure II.16 : Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

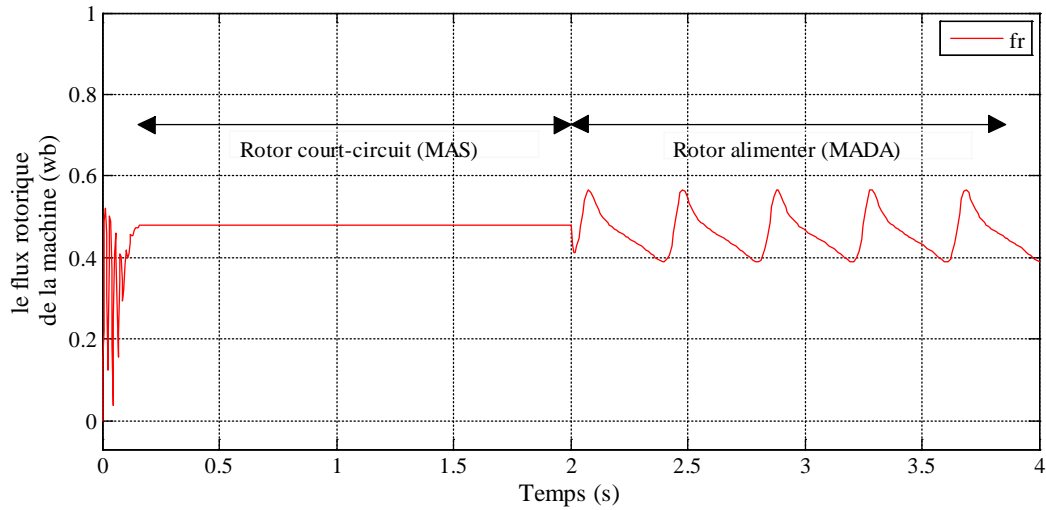


Figure II.17 : Résultat du flux rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

- La machine asynchrone à double alimentation est alimentée par onduleurs de tensions à MLI

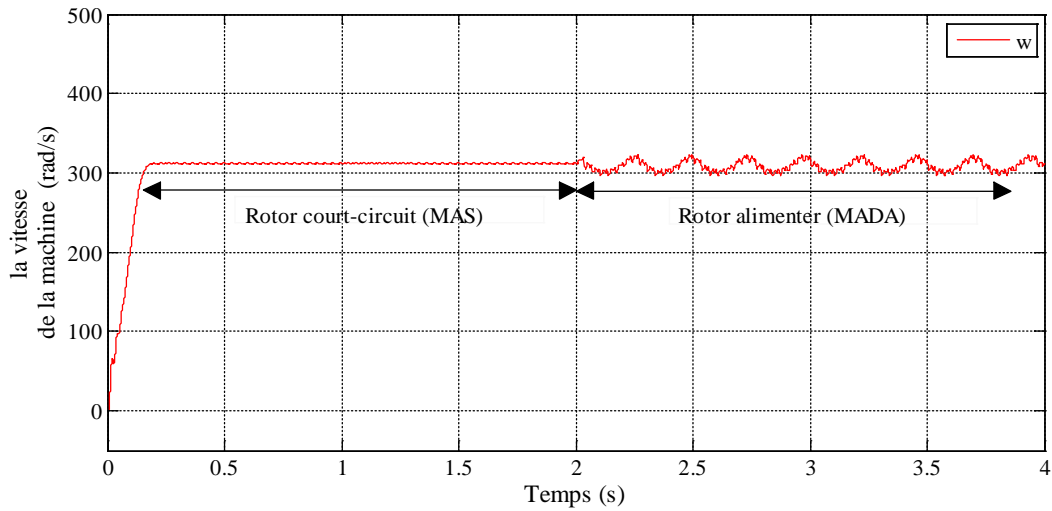


Figure II.18 : Résultat de la vitesse en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

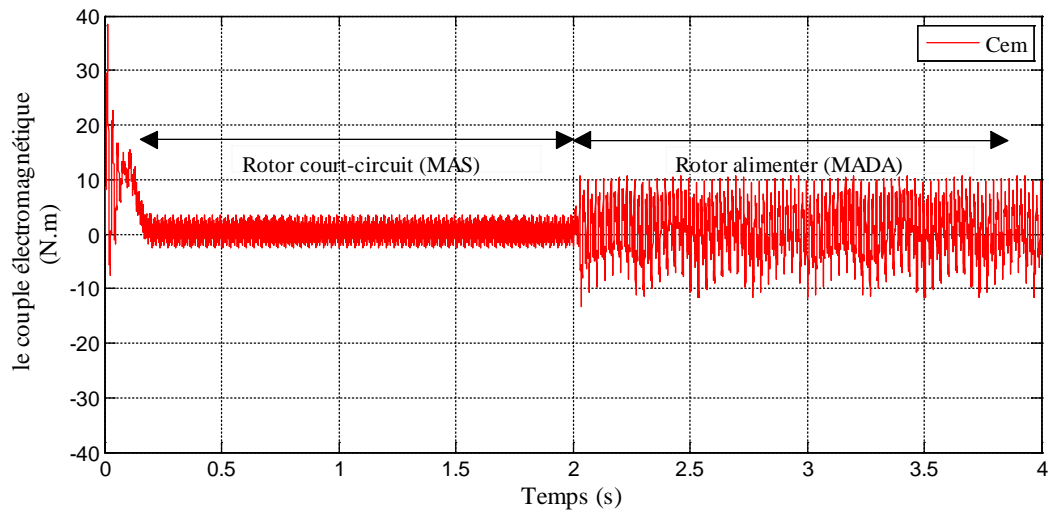


Figure II.19: Résultat du couple électromagnétique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

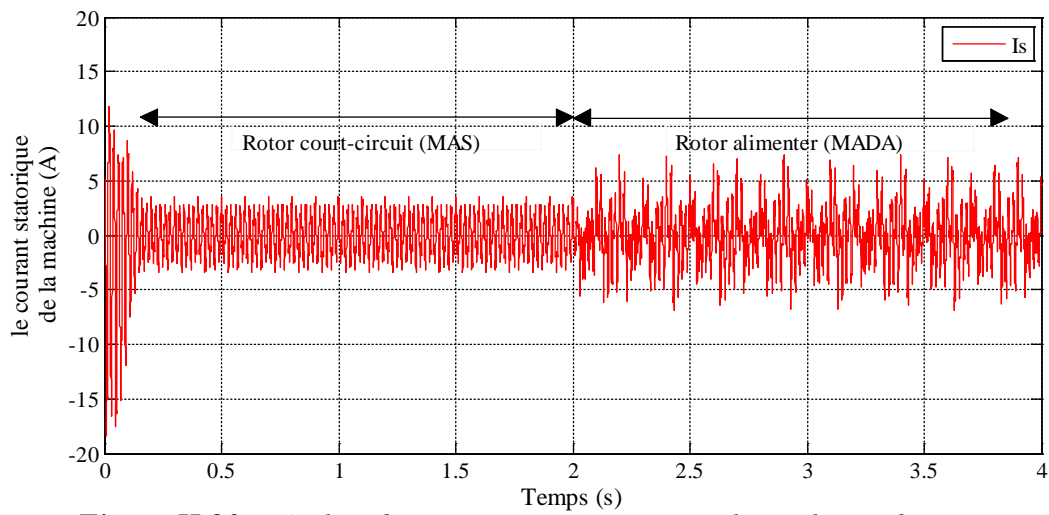


Figure II.20: Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

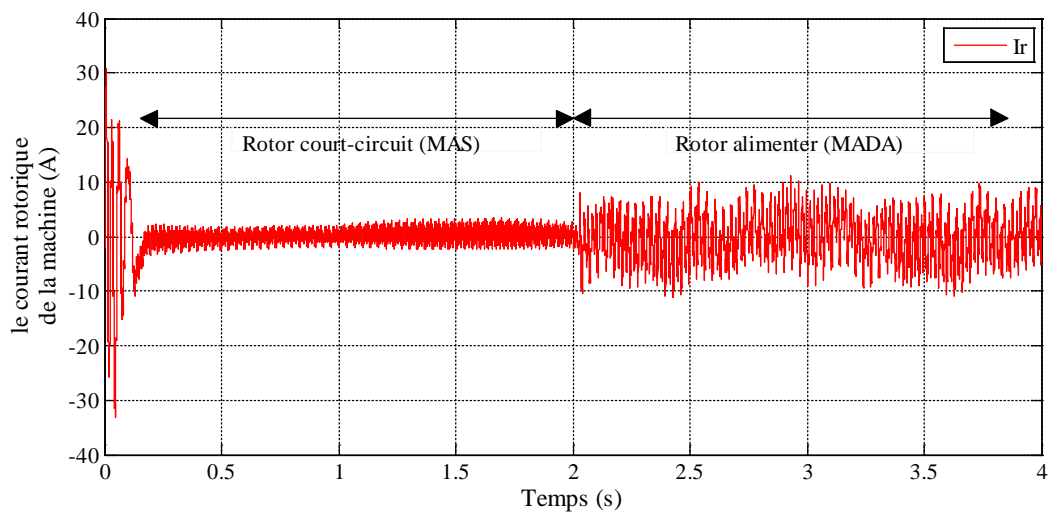


Figure II.21: Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

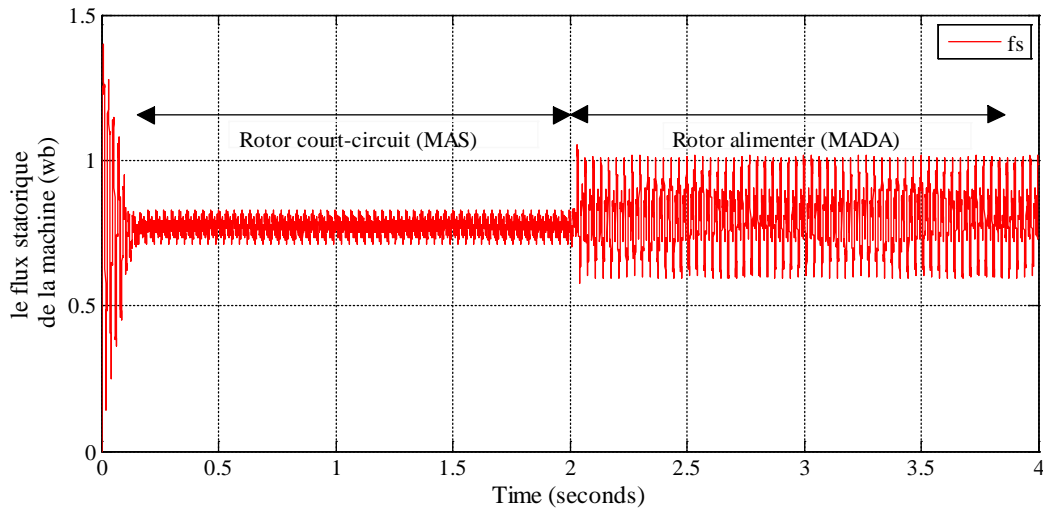


Figure II.22: Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA

II.11- Discussions

Les figures (II.12 à II.22), représentent les résultats de simulation de la MADA pour un démarrage à vide ($Cr = 0$) avec alimentation du rotor à l'instant $t = 2s$. Pour des raisons de stabilité le rotor est alimenté par une tension et une fréquence réduites (de l'ordre de 10%) par rapport aux grandeurs statoriques.

Alors, les figures (II.12 à II.17) illustrent les simulations du modèle de la machine par le réseau triphasé. Et celles de (II.18 à II.22), dans les mêmes conditions, sont données les résultats de simulation de l'association Convertisseurs-MADA.

À travers les résultats de simulation obtenus, il est vraisemblablement que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte. Depuis l'alimentation du rotor, on constate des perturbations disproportionnées sur les différentes grandeurs de la machine. Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Pour résoudre ce problème, on doit impérativement faire recours aux commandes bouclées.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK lié au champ tournant.

Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter.

Comme nous avons pu le constater dans les résultats de simulation qui a été faite, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclées, et spécialement les commandes de type vectoriel devient primordiale.

À cet effet, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

CHAPITRE III

**Commande Vectorielle de la machine
asynchrone à double alimentation**

Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [6].

L'un des problèmes de la MADA réside dans la stabilité en boucle ouverte, par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre $fmm's$, le risque d'instabilité et le décrochage devient imminent. Pour solutionner ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles établies sur le principe conventionnel de la commande vectorielle à flux orienté [7].

Pour réaliser un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de méthode à flux orienté. Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique en une forme similaire à celle de la machine à courant continu [8].

III.1- Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

III.1.1- Principe de la commande à flux orienté

La commande vectorielle a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le second le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée.

Cette dernière est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Ou bien, elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui de la machine à courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit [15].

De nombreuses variétés de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer suivant la source d'énergie [16] :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.

- Le flux d'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

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

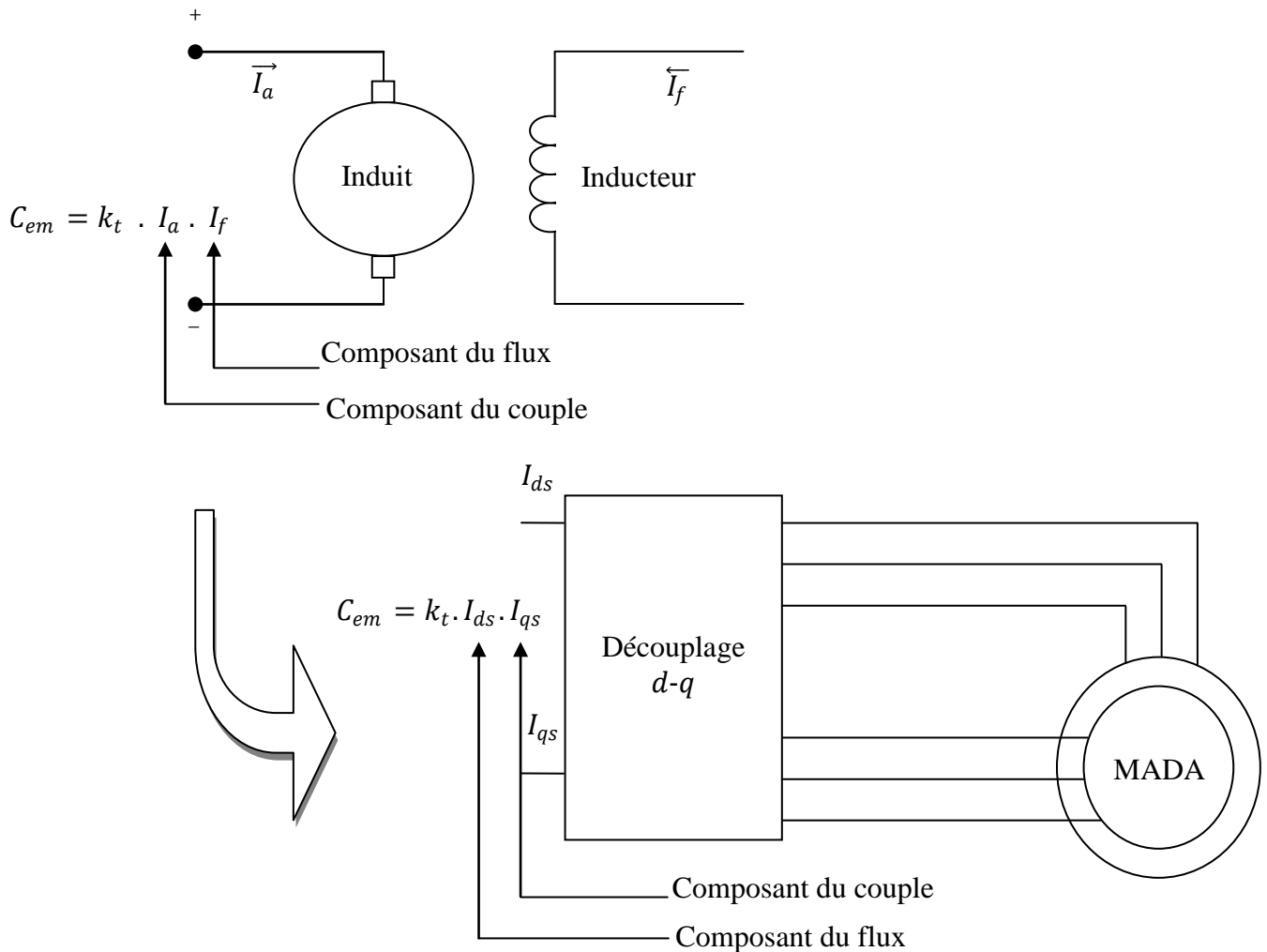


Figure III.1 : Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la machine asynchrone à double alimentation

III.1.2- Orientation du flux rotorique

On rappelle d'abord le système d'équations différentielles de la machine :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - (\omega_s) \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + (\omega_s) \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_g) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_g) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (III.1)$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Afin de réaliser la loi de commande nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d figure (III.2).

Par conséquent nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

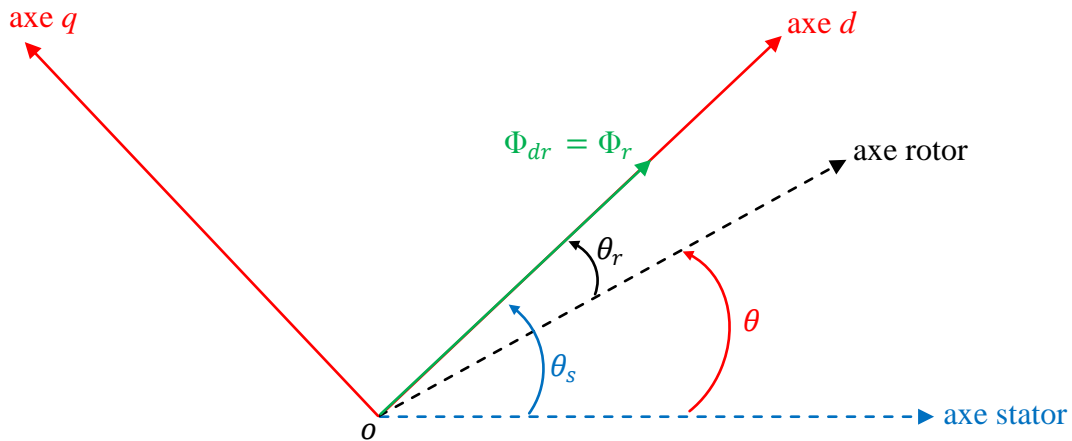


Figure III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

Donc :

$$\Phi_{qr} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} I_{qr} = -\frac{M_{SR}}{L_R} I_{qs} \\ I_{qs} = -\frac{L_R}{M_{SR}} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Une relation entre la composante en quadrature du flux statorique et le courant I_{qr} peut être formulée. On peut définir la relation entre le couple électromagnétique et ce même courant comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{qs} = -\sigma \frac{L_S L_R}{M_{SR}} I_{qr} \\ C_{em} = p M_{SR} (I_{qs} I_{dr} - I_{dr} I_{qs}) = -p \Phi_{dr} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En se basant sur un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , les équations (II.4) et (II.5) permettent de réguler les courants I_{qs} et I_{qr} .

III.2- Les méthodes de contrôle par flux orienté

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone [9].

Pour y arriver, deux approches sont envisageables:

- La méthode directe (en anglais : **D**irect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **DFOC**).
- La méthode indirecte (en anglais : **I**ndirect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **IFOC**).

III.2.1- Méthode directe de la commande vectorielle

La position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux [9], est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique figure (III.3) [7].

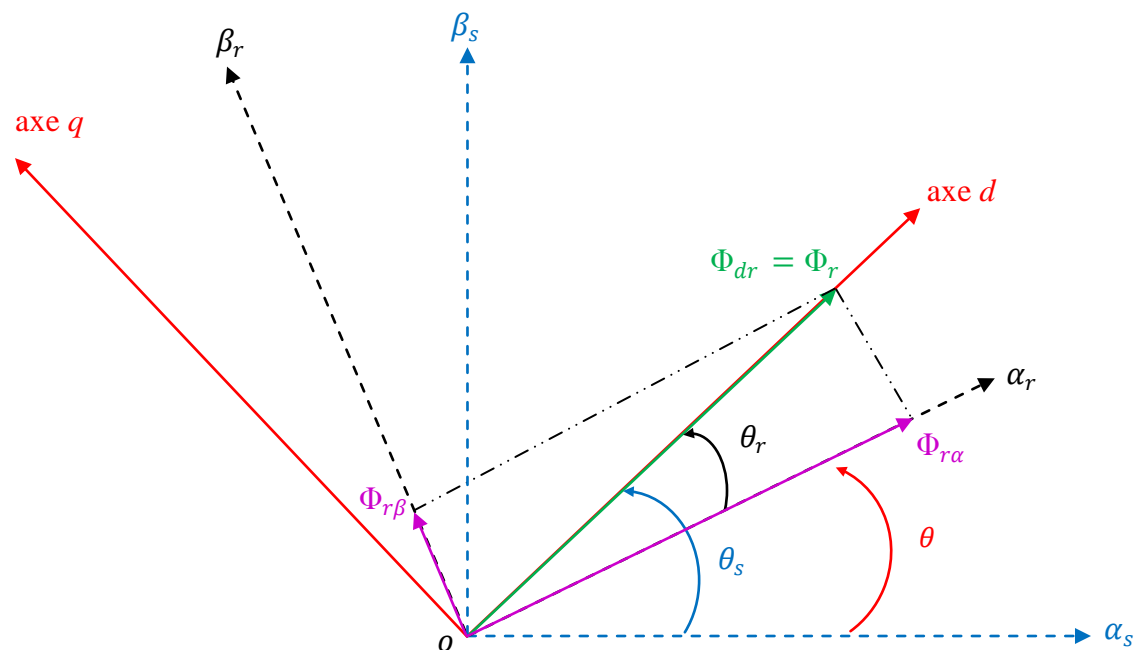


Figure III.3 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe

Lorsque les flux rotoriques (mesurés ou estimés) sont définis, le module et l'angle du vecteur du flux rotorique (généralement appelé position du rotor) sont donnés par :

$$\begin{aligned}\Phi_r &= \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \theta_s &= \tan^{-1}\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)\end{aligned}\quad (\text{III.6})$$

$\sin(\theta_s)$ et $\cos(\theta_s)$ sont nécessaires pour la transformation de Park. On peut les trouver directement par (voir figure (III.3)) :

$$\sin \theta_s = \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{III.7})$$

$$\cos \theta_s = \frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{III.8})$$

III.2.2- Méthode indirecte de la commande vectorielle

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence Φ_{dr}^* . [17]

On l'obtient par une relation de défluxage exprimée de la manière suivante :

$$\Phi_{dr}^* = \begin{cases} \Phi_r & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{rn} \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases}$$

Où :

Φ_{dr}^* est le flux de référence nominal, Ω est la vitesse mécanique et Ω_n valeur nominale.

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [18].

III.3- Mise en œuvre de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation

III.3.1- Magnétisation de la machine asynchrone à double alimentation

La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux rotorique. Elle peut être réalisée de différentes manières :

- soit par le stator seul :

$$I_{dr} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{dr} = M_{SR} I_{ds} \quad (\text{III.9})$$

Remarque 1

Dans la suite de notre étude nous choisissons la première méthode de magnétisation c'est-à-dire une magnétisation par le stator.

- soit par le rotor seul :

$$I_{ds} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{dr} = L_R I_{dr} \quad (\text{III.10})$$

- soit de façon mixte à la fois par le stator et par le rotor :

$$\Phi_{dr} = L_R I_{dr} + M_{SR} I_{ds} \quad (\text{III.11})$$

La figure (III.4) illustre la représentation vectorielle de l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MADA. Les vecteurs tensions \bar{V}_R et courant \bar{I}_R rotoriques sont colinéaires (V_{dr} et I_{dr} nuls en régime permanent), donc le facteur de puissance au rotor est unitaire. Les composantes directes du flux rotorique et du courant statorique montrent d'un côté l'orientation du flux rotorique et de l'autre côté la magnétisation de la machine par le stator. Nous remarquons aussi le découplage entre le couple et le flux dans la machine [7].

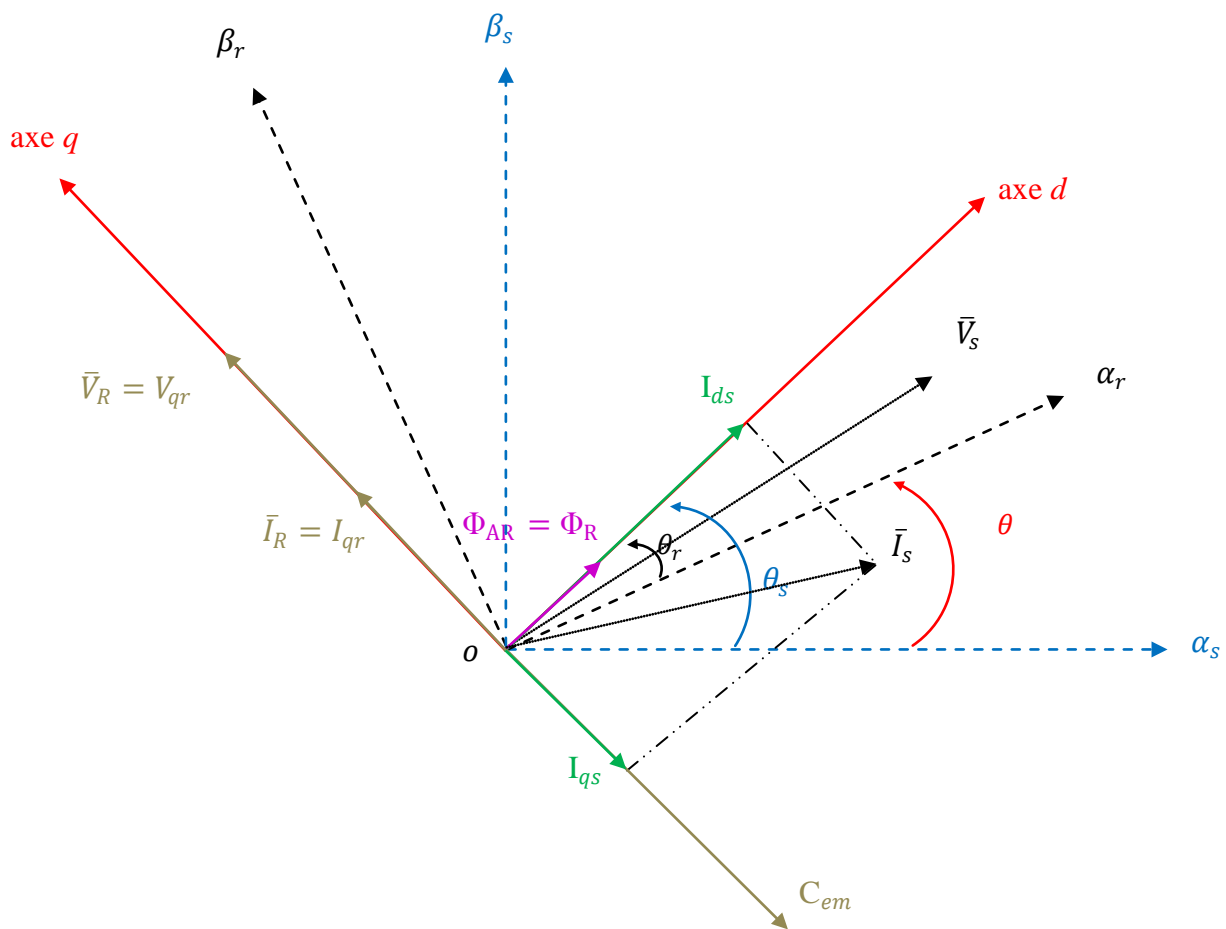


Figure III.4 : Diagramme vectoriel de la machine asynchrone à double alimentation correspondant à une magnétisation par le stator

III.3.2- Contrôle des courants et termes de compensation

III.3.2.1- Méthodes existantes

a- Première méthode

Cette méthode a été introduite par D. LECOQ. Elle demande l'utilisation de quatre correcteurs de courant.

Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes d et q , il définit des nouvelles tensions transformées comme suit [19] :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{dr} \\ V_{tdr} = V_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{ds} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{tqs} = V_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{qr} \\ V_{tqr} = V_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (III.12)$$

En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, nous aurons [7] :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} I_{qs} \\ I_{dr} = 0 \\ I_{ds} = \frac{\Phi_{dr}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (III.13)$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{tds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{dr} - \Phi_{qs} \omega_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tqs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{qr} + \Phi_{ds} \omega_s - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tdr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{ds} - \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) + \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{qs} \omega_s \\ V_{tqr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{qs} + \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) - \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{ds} \omega_s \end{cases} \quad (III.14)$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{tdsc} + V_{tdsc1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + V_{tdsc1} \\ V_{tqs} = V_{tqsc} + V_{tqsc1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + V_{tqsc1} \\ V_{tdr} = V_{tdrc} + V_{tdrc1} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + V_{tdrc1} \\ V_{tqr} = V_{tqrc} + V_{tqrc1} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + V_{tqrc1} \end{cases} \quad (III.15)$$

Où V_{tdsc1} , V_{tqsc1} , V_{tdrc1} et V_{tqrc1} sont considérés comme des termes de compensation. Cette méthode nous donne la même fonction de transfert entre les courants et les tensions d'un même axe au stator ainsi qu'au rotor, comme le montre l'équation (III.16) :

$$\begin{cases} \frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tdsc}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdrc}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_r s} \end{cases} \quad (III.16)$$

Le schéma de régulation associé à chacun des quatre courants est donné par la figure suivante :

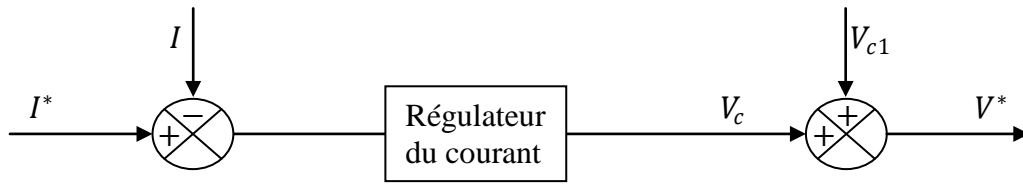


Figure III.5 : Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ

Dans cette configuration, le flux est imposé par le courant I_{ds} alors que le couple est l'image inverse du courant I_{qr} .

Comme annonçait son auteur, cette méthode donne des résultats très satisfaisants pour des fréquences rotoriques faibles [19]. De plus, le flux simulé est légèrement sensible aux variations paramétriques de la machine surtout à l'instant d'application d'une consigne de couple ou de vitesse, ce problème est essentiellement lié à la saturation des correcteurs de courants [7].

b- Deuxième méthode

Cette méthode a été introduite par D. RAMUZ pour régler les courants côté rotor et de garder les courants au stator sans régulation. Dans son travail il a étudié plusieurs possibilités d'orientation du flux dans la machine. Nous nous intéressons particulièrement à l'orientation du flux au stator avec le partage du courant magnétisant entre les deux côtés.

Le système d'équations liant les tensions aux courants, avec toutes les grandeurs ramenées au stator (l'indice « ' » est associé aux grandeurs ramenées), est donné par [19] :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{R_s}{2} I'_d + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \frac{dI'_d}{dt} \\ V_{qs} = -\frac{M'_{sr}}{L_s} R_s I'_{qr} + \frac{L_s + M'_{sr}}{2} \omega_s I'_d \\ V'_{dr} = \frac{R'_r}{2} I'_d + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \frac{dI'_d}{dt} - \sigma L'_r \omega_r I'_{qr} \\ V'_{qr} = R'_r I'_{qr} + \sigma L'_r \frac{dI'_{qr}}{dt} + \frac{L_s + M'_{sr}}{2} \omega_r I'_d \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$I_{ds} = I'_{dr} = \frac{I'_d}{2} \quad \text{et} \quad \Phi_{qs} = 0 \Rightarrow I_{qs} = -\frac{M'_{sr}}{L_s} I'_{qr} \quad (\text{III.18})$$

En prenant comme termes de compensation les quantités suivantes :

$$V'_{drc} = -\sigma L'_r \omega_r I'_{qr} \quad V'_{qrc} = \frac{L_s + M'_{sr}}{2} \omega_r I'_d \quad (\text{III.19})$$

Nous obtenons pour les courants rotoriques les fonctions de transfert suivantes :

$$\frac{I'_{dr}(s)}{V'_{dr}(s)} = \frac{1}{R'_r + (L_s + M'_{sr})s} \quad \text{et} \quad \frac{I'_{qr}(s)}{V'_{qr}(s)} = \frac{1}{R'_r + \sigma L'_r s} \quad (\text{III.20})$$

Pour le stator, le fonctionnement se fait en boucle ouverte en calculant les tensions de référence comme suit :

$$V_{ds}^* = \frac{R_s}{2} I'_{s^*} = R_s I'_{dr}^* \quad ; \quad V_{qs}^* = -\frac{M'_{sr}}{L_s} R_s I'_{qr}^* + (L_s + M'_{sr}) \omega_s I'_{dr}^* \quad (\text{III.21})$$

Le schéma de régulation retenu, pour les courants au rotor, sera donné comme suit :

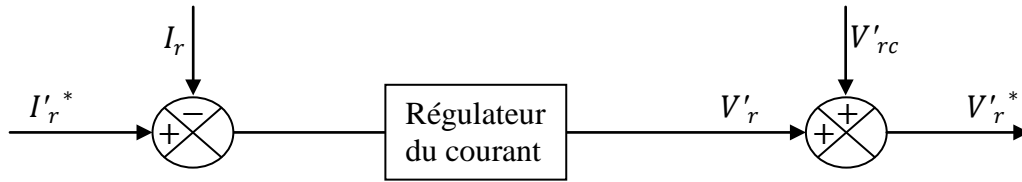


Figure III.6 : Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ

Dans cette méthode, les composantes des tensions sont calculées à partir d'un modèle statorique. Ce type de commande impose un point de fonctionnement donné, laissant le soin aux régulateurs de maîtriser la dynamique générale du moteur. Dans le cas où la linéarité magnétique de la machine n'est plus respectée, une courbe donnant le flux en fonction de la vitesse mesurée sert à déterminer le courant de magnétisation général.

Dans cette deuxième méthode, la dynamique des courants au rotor est seulement contrôlée, les courants au stator sont laissés en boucle ouverte. En plus les courants au rotor ne présentent pas la même constante de temps. Lors de l'étude de l'effet des variations paramétriques, le flux et le couple présentent une dynamique trop perturbée et peuvent même diverger si les variations dépassent les 50 % [19].

c- Troisième méthode

Cette méthode a été proposée par R. GHOSN afin de calculer les termes de compensation et faire la régulation des courants. La méthode est basée sur quatre boucles de correction, une orientation des axes suivant le flux au rotor et un facteur de puissance unitaire au rotor.

En respectant les conditions citées ci-dessus, on peut écrire :

$$I_{dr} = 0 \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0 \Rightarrow C_{em} = -p\Phi_{dr}I_{qr} = -pM_{sr}I_{ds}I_{qr} \quad (\text{III.22})$$

Le flux rotorique suivant l'axe d est donnée par :

$$\Phi_{qr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \quad (\text{III.23})$$

En définissant un courant magnétisant rotorique de la forme :

$$I_{mr} = I_{ds} + \frac{L_r}{M_{sr}} M_{dr} \quad (III.24)$$

Nous aurons :

$$\Phi_{dr} = M_{sr} I_{mr} \quad (III.25)$$

Pesons :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} + V_{dsc1} \\ V_{qs} = V_{qs1} + V_{qsc1} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{dr} = V_{dr1} + V_{drc1} \\ V_{qr} = V_{qr1} + V_{qrc1} \end{cases} \quad (III.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr1} = R_s I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr1} = R_s I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{dsc1} = -\omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qsc1} = \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{drc1} = -\omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qrc1} = \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (III.27)$$

Où V_{xyc1} sont les termes de compensation définis à partir du fonctionnement en régime permanent.

En appliquant la transformée de Laplace aux équations et en cherchant à exprimer I_{mr} en fonction de V_{ds1} et V_{dr1} , nous obtenons :

$$\begin{cases} I_{dr}(s) = \frac{\frac{(1+T_s s)}{R_r}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{dr1}(s) - \frac{\frac{M_{sr} s}{R_s R_r}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{ds1}(s) \\ I_{mr}(s) = \frac{\frac{T_r}{M_{sr}}(1+\sigma T_s s)}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{dr1}(s) - \frac{\frac{1}{R_s}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{ds1}(s) \end{cases} \quad (III.28)$$

Un calcul identique nous donne les fonctions de transfert suivant l'axe q .

Le schéma de régulation et du découplage sera donné à la figure (III.7).

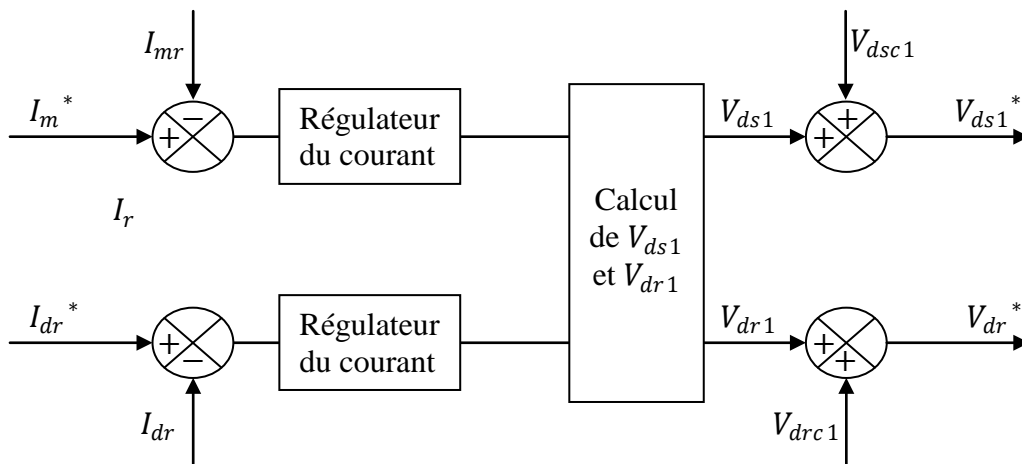


Figure III.7 : Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN

Comme annonçait son auteur, cette méthode est caractérisée par une dynamique des courants et du flux mieux contrôlée que pour les méthodes précédentes. Ainsi qu'elle est peu sensible aux variations paramétriques. Par contre, elle présente des fonctions de transfert lourdes à manipuler et un calcul des tensions de référence en deux étapes. Ce qui rend leur utilisation assez limitée.

Remarque 2

La méthode de découplage par compensation (méthode de *LECOQ*) est retenue dans ce travail pour assurer le découplage des courants. Cette dernière est très utilisée en pratique à cause de leurs performances techniques et leur simplicité de mise en œuvre.

III.3.3- Commande vectorielle avec découplage par compensation

En se basant sur l'expression (III.16), les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par :

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_s s} \quad (\text{III.29})$$

$$\frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdrc}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_r s} \quad (\text{III.30})$$

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).

Les références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}} \Phi_{dr}^* \\ I_{dr}^* = 0 \end{cases}, \begin{cases} I_{qs}^* = \frac{L_r}{p \cdot M_{sr} \cdot \Phi_{dr}^*} C_{em}^* \\ I_{qr}^* = -\frac{1}{p \cdot \Phi_{dr}^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Alors, on peut représenter la structure de la régulation des courants comme le montre les figures (III.8) et (III.9).

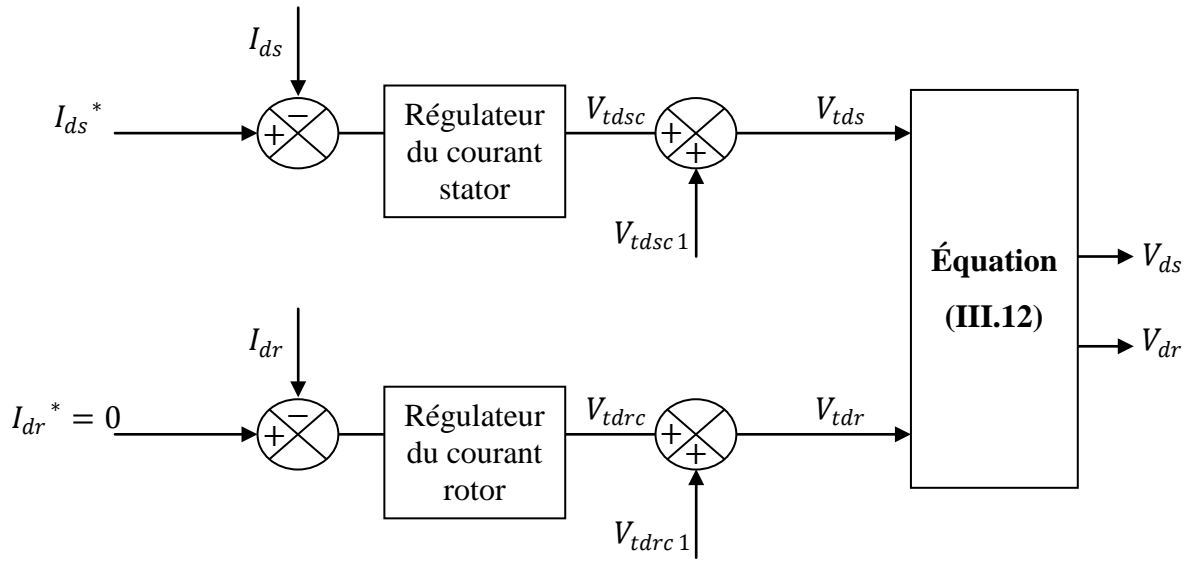


Figure III.8 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d

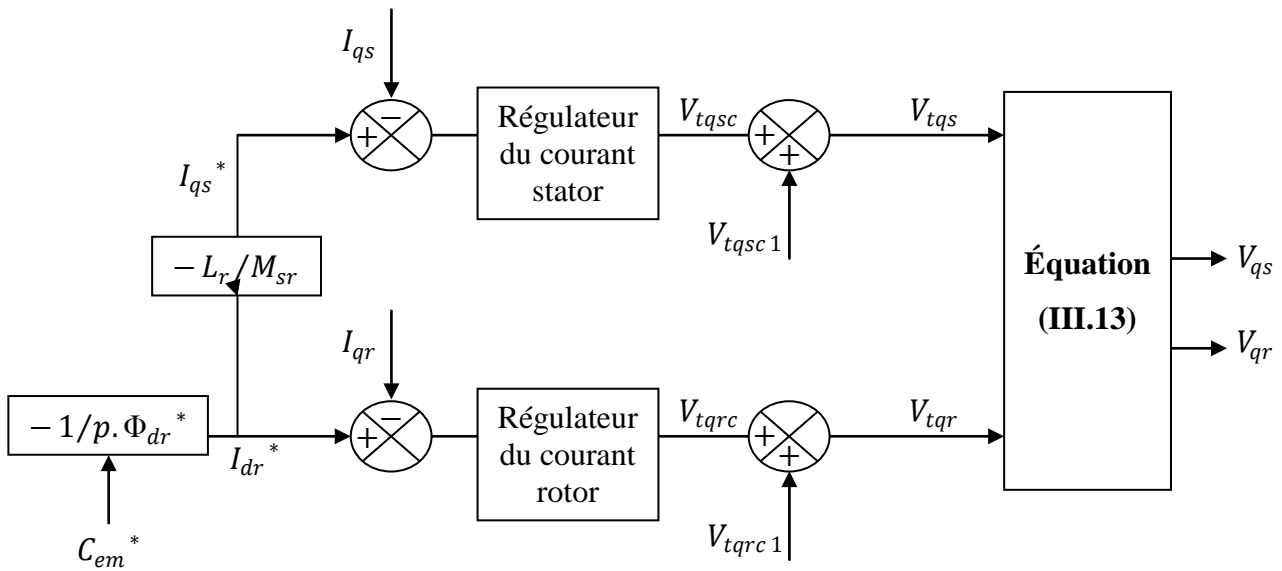


Figure III.9 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q

Dans la commande conventionnelle, le couple électromagnétique C_{em} et les courants sont contrôlés par des correcteurs de type PI. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MADA, les grandeurs de commande sont les tensions V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} et V_{qr} [7].

Pour la partie onduleurs, les tensions de référence (V_{sa}^* , V_{sb}^* , V_{sc}^*) et (V_{ra}^* , V_{rb}^* , V_{rc}^*) sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs (V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} , V_{qr} , θ_s et θ_r).

Nous pouvons envisager le schéma de principe de régulation donné par la figure (III.10).

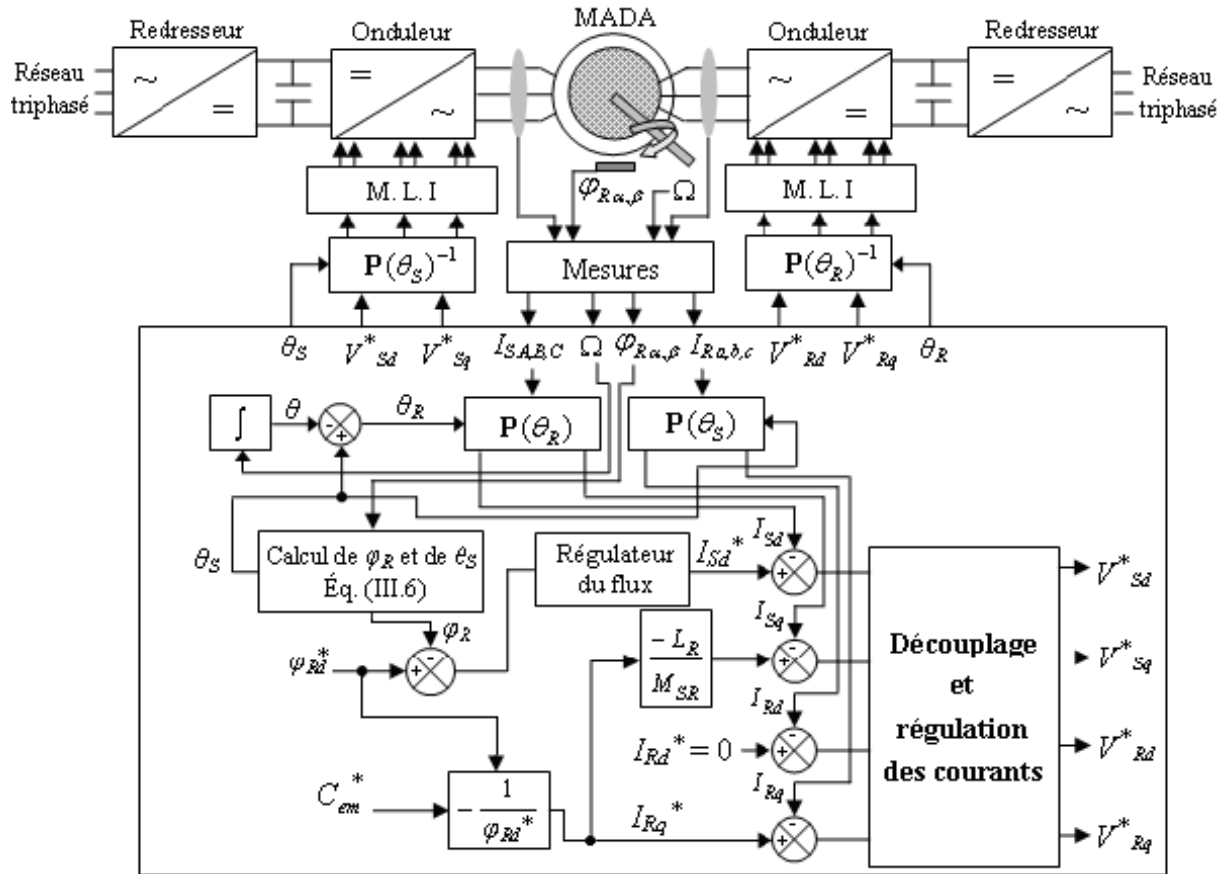


Figure III.10 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA

III.3.4- Calcul des correcteurs

Pour le système de réglage des courants, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

III.3.4.1- Correcteurs des courants statoriques

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{tqs}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s s} \quad (III.32)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Les composantes du courant statorique (I_{ds} , I_{qs}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (III.11).

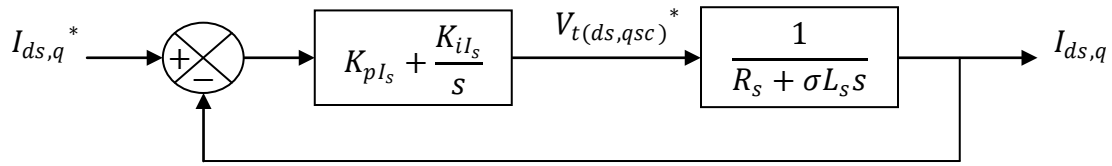


Figure III.11: Schéma bloc de régulation des courants statoriques

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

$$H_{I_s}(s) = \frac{I_{ds,q}}{I_{ds,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pI_s} s + K_{iI_s})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{pI_s} / R_s}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{iI_s}}{\sigma T_s R_s}} \quad (III.33)$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide du principe de l'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (III.33) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour avoir plus de souplesse dans le choix des dynamiques de régulation.

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (III.34)$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres des correcteurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 .

Par identification entre les équations (II.33) et (II.34), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

	K_{pI_s}	K_{iI_s}
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s$	$\omega_0^2\sigma T_s R_s$

Tableau III.1 : Paramètres des correcteurs des courants statoriques.

III.3.4.2- Correcteurs des courants rotoriques

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes rotoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{qr}(s)}{V_{tqr}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdr}(s)} = \frac{1/R_r}{1 + \sigma T_r s} \quad (III.35)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

La même chose pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique (I_{dr} , I_{qr}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (III.12).

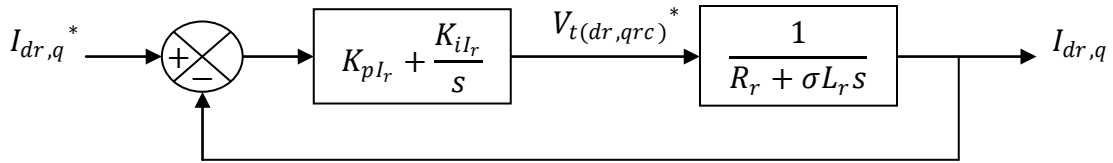


Figure III.12 : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques

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

$$H_{I_r}(s) = \frac{I_{dr,q}}{I_{dr,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (K_{pl_r} s + K_{il_r})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{pl_r} / R_r}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{il_r}}{\sigma T_r R_r}} \quad (III.36)$$

La même procédure effectuée pour les correcteurs des courants statoriques est appliquée aux correcteurs des courants rotoriques. Les paramètres des correcteurs sont donc les mêmes. Ils sont donnés dans le tableau (III.2).

	K_{pl_r}	K_{il_r}
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_r - 1)R_r$	$\omega_0^2\sigma T_r R_r$

Tableau III.2 : Paramètres des correcteurs des courants rotoriques.

III.3.4.3- Correcteur du flux

La boucle externe est consacrée à la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale.

Le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique est donné à la figure (III.13).

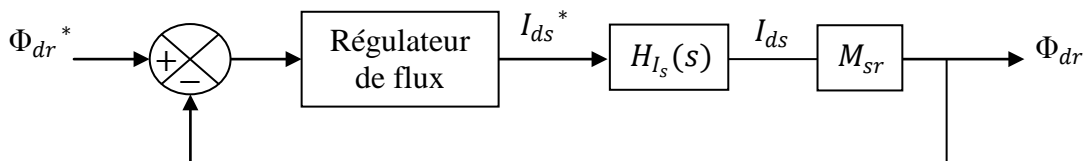


Figure III.13 : Schéma bloc de régulation du flux rotorique

La fonction de transfert en boucle ouverte du flux est donnée par :

$$G_\Phi(s) = M_{sr} C_\Phi(s) H_{I_s}(s) = C_\Phi(s) \frac{M_{sr}}{1 + \tau_i s} \quad (III.37)$$

Où :

$H_{I_s}(s)$ est la fonction de transfert en boucle fermée du courant statorique et τ_i est sa constante de temps.

La boucle du flux doit répondre au cahier de charges suivant :

- Erreur statique nulle.
- Temps de réponse plus grand que celui du courant et inférieur à celui de la vitesse.
- Amortissement quasi-unitaire.

Le choix d'un correcteur à action proportionnelle et intégrale (PI) répondra bien à ce cahier de charges. Soit :

$$C_{\Phi}(s) = K_{p\Phi} + \frac{K_{i\Phi}}{s} \quad (\text{III.38})$$

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

$$H_{\Phi}(s) = \frac{\Phi_{dr}}{\Phi_{dr}^*} = \frac{\frac{M_{SR}}{\tau_i}(K_{p\Phi}s + K_{i\Phi})}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_{p\Phi}M_{SR}}{\tau_i}\right) + \frac{K_{i\Phi}M_{SR}}{\tau_i}} \quad (\text{III.39})$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront :

	$K_{p\Phi}$	$K_{i\Phi}$
Correcteur PI	$(2\xi \omega_0 \tau_i - 1)/M_{SR}$	$\omega_0^2 \tau_i / M_{SR}$

Tableau III.3 : Paramètres du correcteur du flux rotorique.

III.3.5- Test de découplage

Pour vérifier l'efficacité de la méthode de découplage ainsi présentée (découplage par compensation), nous avons procédé à la simulation numérique de la commande vectorielle directe de la MADA. Pour ces simulations, nous avons supposé, que toutes les variables d'état et de sortie de la machine sont accessibles.

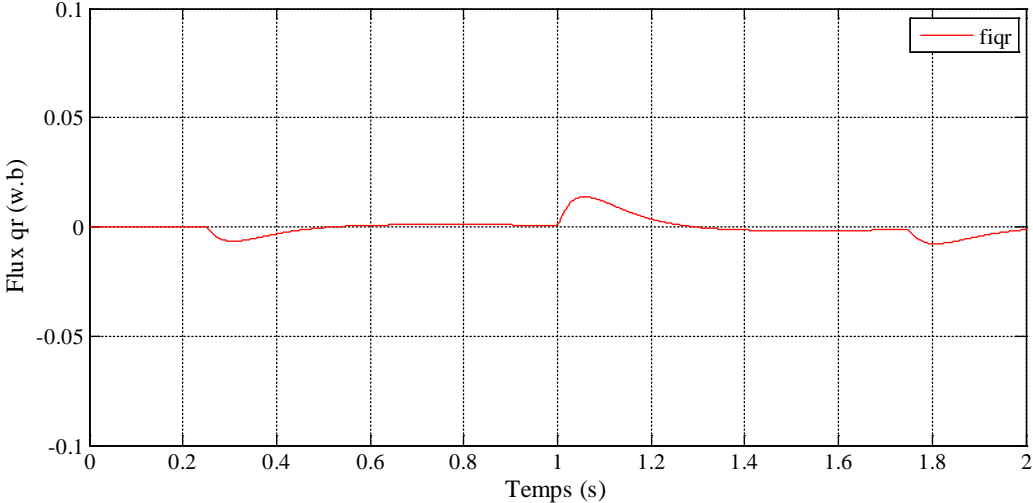
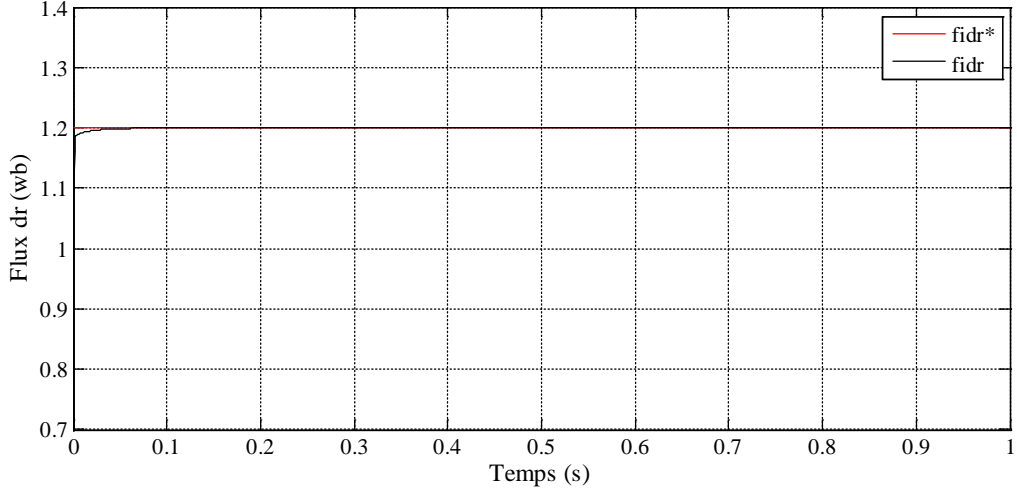
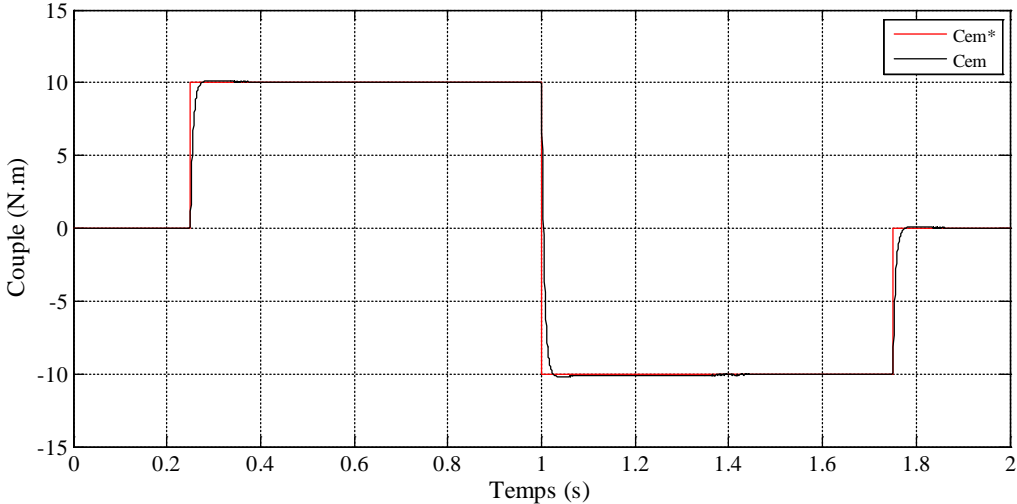
Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée en tension, dont les paramètres sont mentionnés dans l'annexe (A). Les paramètres des correcteurs PI utilisés au schéma de principe de la figure (III.10) sont résumés dans le tableau suivant :

Boucle de régulation	Choix des pôles		Paramètres du correcteur PI	
	w_0	ξ	K_{pI_s}	K_{iI_s}
Courants I_{sd}, I_{sq}	w_0	ξ	K_{pI_s}	K_{iI_s}
	287	0,7	10	2749
Courants I_{Rd}, I_{Rq}	w_0	ξ	K_{pI_R}	K_{iI_R}
	287	0,7	3	970
Flux φ_R	w_0	ξ	$K_{p\varphi}$	$K_{p\varphi}$
	287	0,7	10	1200

Tableau III.4 : Paramètres des correcteurs PI de la commande vectorielle de la MADA.

Afin de montrer la qualité du découplage entre le flux rotorique Φ_r et le couple électromagnétique C_{em} , nous avons illustré, dans les figures (III.14), les réponses des flux Φ_{dr} et Φ_{qr} , le couple C_{em} et les courants I_{ds} et I_{qs} . Nous remarquons que le flux rotorique est maintenu à sa valeur de référence (valeur nominale). Le couple suit sa valeur de référence, et il reste proportionnel au courant I_{qs} .

Ces résultats montrent alors que la méthode adoptée est un outil efficace pour la réalisation de la commande en vitesse de la machine asynchrone à double alimentation.



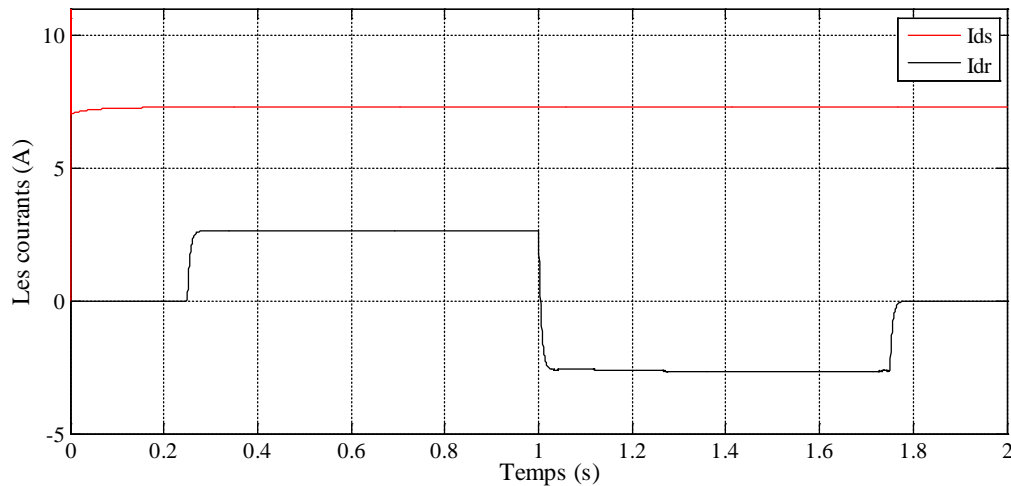


Figure III.14 : Orientation du flux rotorique par la méthode directe

III.4- Régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur [20].

Une des solutions qui peuvent être utilisées pour remédier ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1+s.T_f} \quad (\text{III.40})$$

Où :

Ω_f^* est la vitesse de référence filtrée, T_f est la constante du temps du filtre.

III.4.1- Synthèse du correcteur PI de vitesse

On peut donner l'équation mécanique de la MADA comme suit :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.41})$$

J : Moment d'inertie de la MADA.

f : Coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté, donc on a :

$$C_{em} = \frac{P \cdot \Phi_{dr} \cdot M_{sr}}{L_R} \cdot I_{qs} \quad (III.42)$$

Nous pouvons remplacer Φ_{dr} par sa référence Φ_{dr}^* dans la relation (III.42) lors de la magnétisation de la machine avant l'application d'une consigne de vitesse.

$$C_{em} = \frac{P \cdot M_{sr} \cdot \Phi_{dr}}{L_R} \cdot I_{sq} = \frac{p \cdot M_{sr} \cdot \Phi_{dr}^*}{L_R} \cdot I_{sq} = K_{em} \cdot I_{sq} \quad (III.43)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} \cdot I_{qs} - f\Omega - C_r \quad (III.44)$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette dernière équation, nous trouvons :

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} \cdot K_m}{1+T_m \cdot s} \cdot I_{sq}(s) - \frac{K_m}{1+T_m \cdot s} \cdot C_r(s) \quad (III.45)$$

Avec :

$$K_m = \frac{P}{f}$$

$$T_m = \frac{J}{f}$$

$C_r(s)$: Entrée perturbatrice pour la vitesse.

$I_{sq}(s)$: Entrée principale.

Or, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (III.15) :

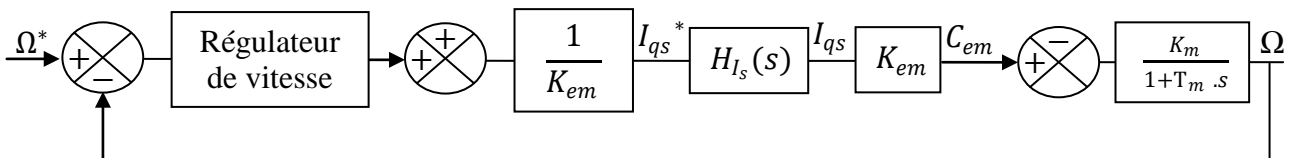


Figure III.15 : Chaîne de régulation de la vitesse

$H_{I_s}(s)$: C'est la fonction de transfert en boucle fermée du courant I_{qs} .

Le cahier de charges choisi pour la correction de la vitesse impose :

- Une erreur nulle par rapport à une entrée en échelon.
- Une chute relative de la vitesse inférieure à 5% de la vitesse pour un échelon de couple nominal.
- Un dépassement inférieur à 5% pour une consigne de vitesse nominale.
- Effet nul d'un couple de charge en régime permanent.

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de vitesse (la grandeur qui a la dynamique la plus lente). A cet effet, les pôles imposés pour cette boucle seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles des courants.

On peut donner la fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée comme suit:

$$G_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s) \cdot H_{I_s}(s) \cdot \frac{K_{em} \cdot K_m}{1 + T_m \cdot s} \quad (\text{III.46})$$

Un correcteur PI vérifiera le cahier de charges exigé, avec :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} \left(\frac{1}{K_{i\Omega} \cdot s} + 1 \right) \quad (\text{III.47})$$

Par contre, on peut donner la fonction de transfert en boucle fermée:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega} \cdot s + K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_m \cdot K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (\text{III.48})$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

	$K_{p\Omega}$	$K_{i\Omega}$
Correcteur PI	$(2\xi \omega_0 T_m - 1) / K_m$	$\omega_0^2 T_m / k_m$

Tableau III.5 : Paramètres du correcteur PI de la vitesse.

III.4.2- Schéma de régulation de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation

Le schéma de principe adopté pour l'alimentation et la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation est représenté par la figure (III.16). Nous rappelons que la machine fonctionne avec deux onduleurs à IGBT avec une porteuse de fréquence de 1 kHz.

On a adopté pour les quatre courants un découplage avec la méthode de LECOQ (par compensation) avec :

Une magnétisation par le courant statorique de la machine.

Un correcteur de type PI assure la régulation de la vitesse de la machine.

Nous avons pour la commande:

- quatre capteurs de courants au stator et au rotor.
- un capteur de flux.
- un capteur de vitesse.
- un capteur de position.

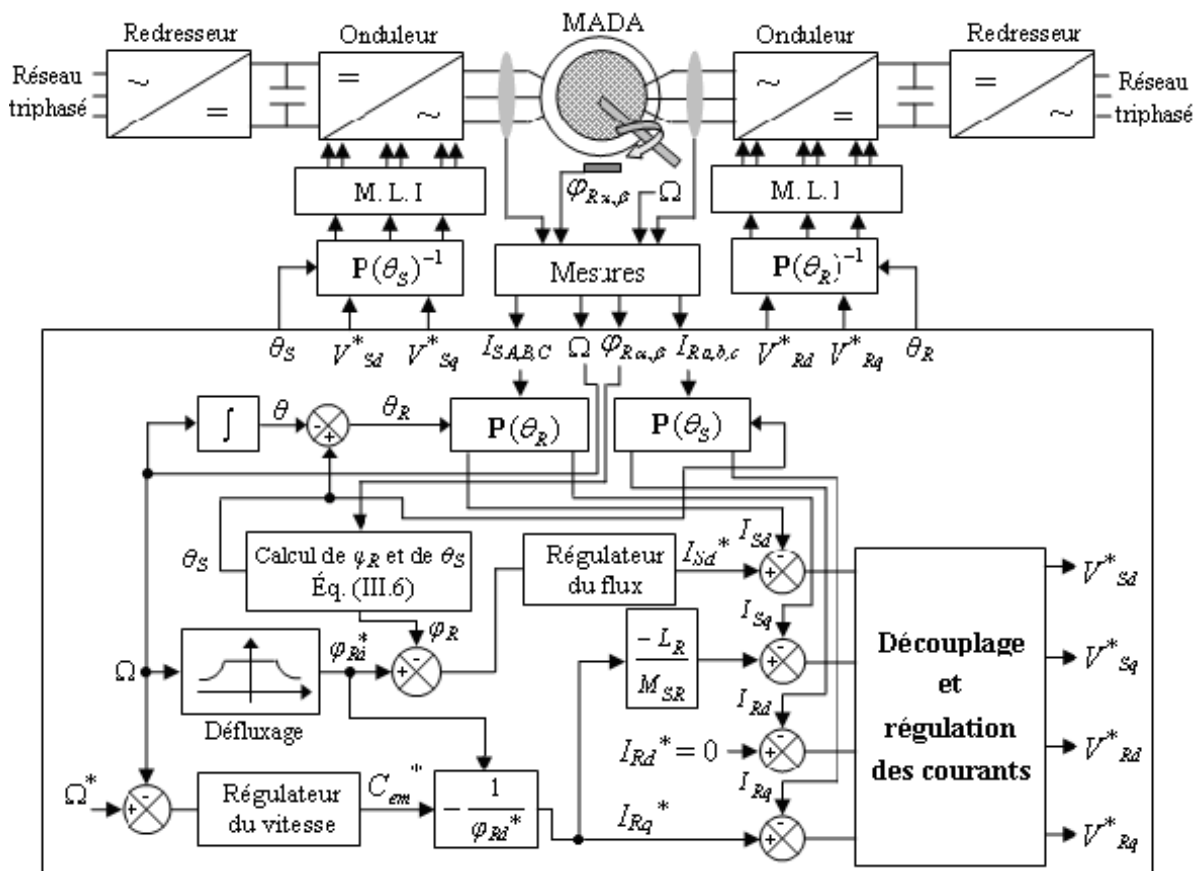


Figure III.16 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA

III.5- Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

III.5.1- Profils de poursuite et de régulation

Afin de mettre en évidence les propriétés, ainsi que les insuffisances, de la commande vectorielle, nous avons dû réaliser plusieurs séries de simulation numérique.

Dans ce chapitre, ces simulations ont trois motivations principales :

- l'examen des performances de l'association, faite entre le moteur, son alimentation et la commande vectorielle, sur des trajectoires de vitesse prédéfinies.
- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement.
- la vérification de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur.

Nous proposons deux catégories de benchmarks.

1- Pour l'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse :

- › Une consigne faite d'échelon de 150 rad/s .
- › Une consigne rectangulaire faite d'échelon de 150 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -150 rad/s à l'instant $t = 1,5 \text{ s}$, puis la vitesse est annulée à l'instant $t = 3 \text{ s}$.
- › Une consigne trapézoïdale avec inversion de rotation, la vitesse est amenée à 150 rad/s en $0,5 \text{ s}$ puis à -150 rad/s en $2,50 \text{ s}$.
- › Une consigne de vitesse en marche d'escalier, constituée d'une succession de créneaux d'amplitudes respectives de $50, 100, 150$ et 70 rad/s , évoluant à chaque seconde.

2- Pour l'étude du comportement en régulation et vis-à-vis des incertitudes de charge. Aussi deux couples résistants sont considérés, avec la consigne de vitesse rectangulaire :

- › Un couple de charge rectangulaire est introduit par l'application puis la suppression d'une perturbation de charge de 10 N.m aux instants successifs $t = 0,7 \text{ s}$ et $t = 1,3 \text{ s}$; la vitesse étant nulle à $3,3 \text{ s}$, une autre perturbation de -10 N.m est de nouveau appliquée.

La robustesse de la commande face aux incertitudes de charge traduites par le changement de l'inertie du moteur est montrée par l'augmentation de ce dernier de $+100 \%$ de sa valeur nominale.

Afin d'étudier l'influence des autres paramètres sur la robustesse du système de commande, nous avons suivi les démarches suivantes :

- › Une augmentation de 50% des résistances ; R_S et R_R .
- › Une augmentation de 20% des inductances ; L_S et L_R .

III.5.2- Résultats de simulation

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe, sont exposés respectivement sur les figures :

- III.17 et III.18 pour une réponse à un échelon de vitesse.
- III.19 pour un essai d'inversion du sens de rotation avec application d'une charge nominale.
- III.20 et III.21 pour l'étude de l'influence de la variation du moment d'inertie.
- III.22 et III.23 pour l'étude de l'influence de la variation de la résistance rotorique.

- III.24 et III.25 pour l'étude de l'influence de la variation de la résistance statorique.
- III.26 et II.27 pour l'étude de l'influence de la variation de l'inductance rotorique.
- III.28 et III.29 pour l'étude de l'influence de la variation de l'inductance statorique.

• Réponse à un échelon de vitesse

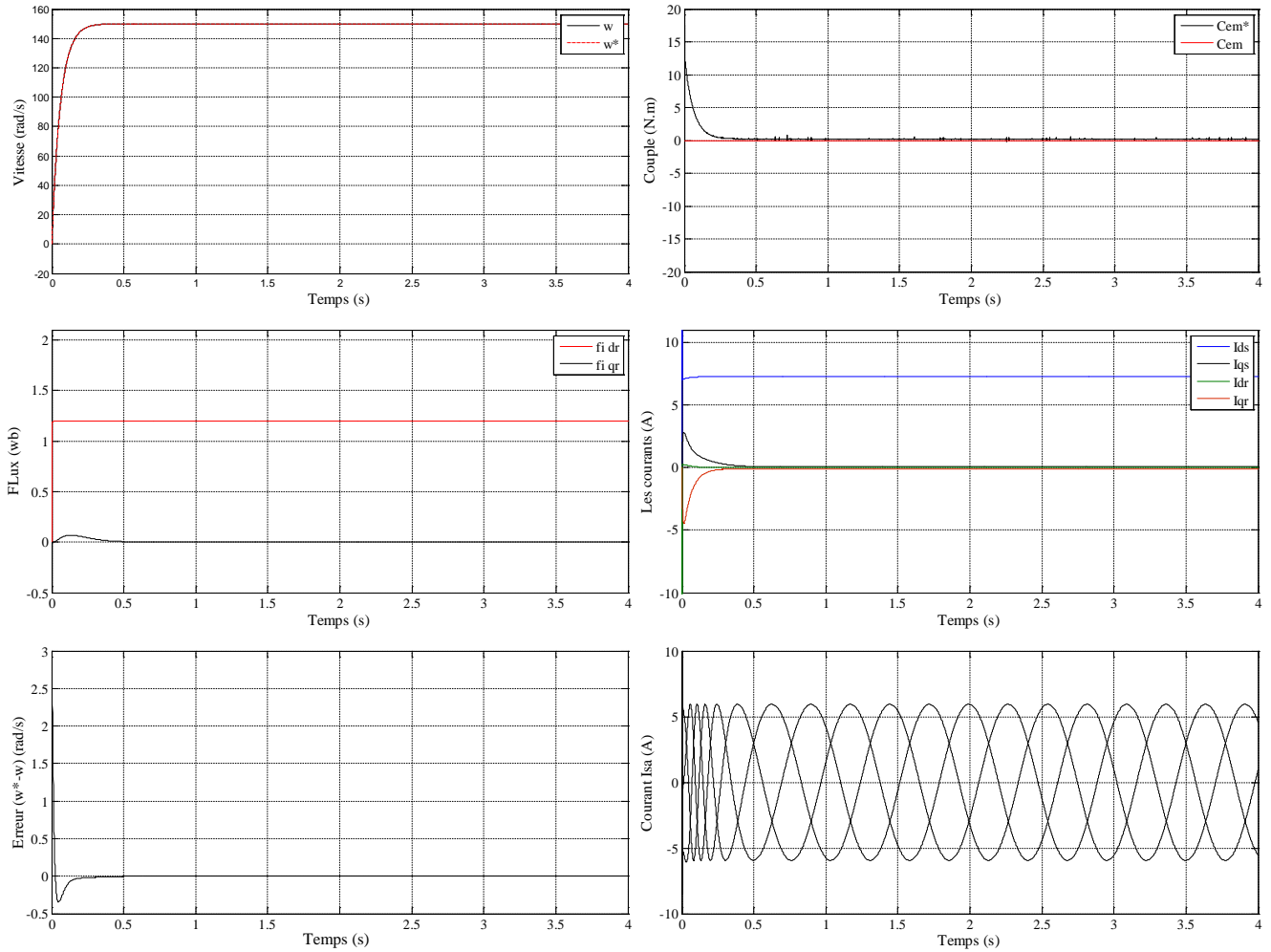


Figure III.17 : Réponse du système à un échelon de vitesse

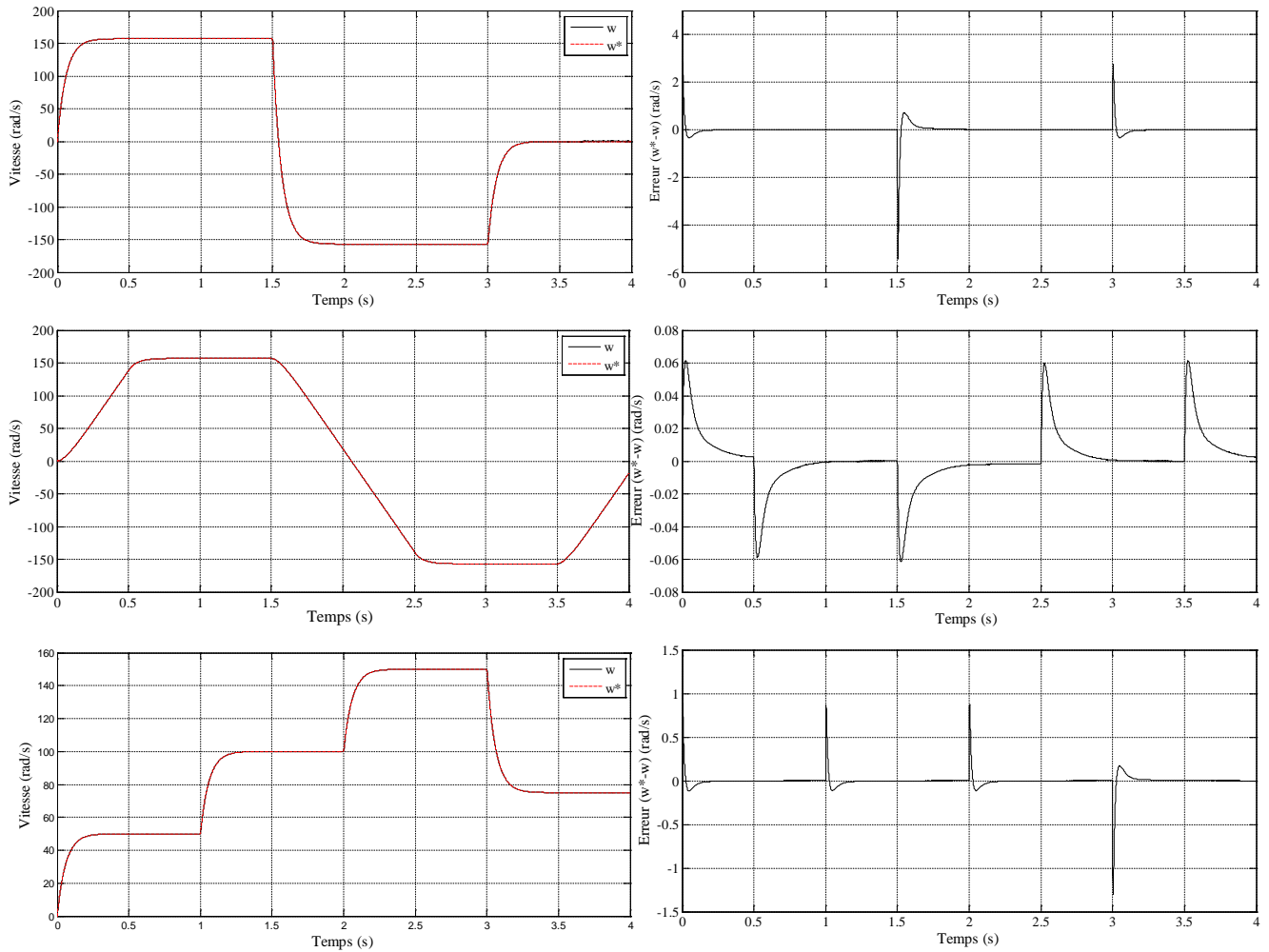
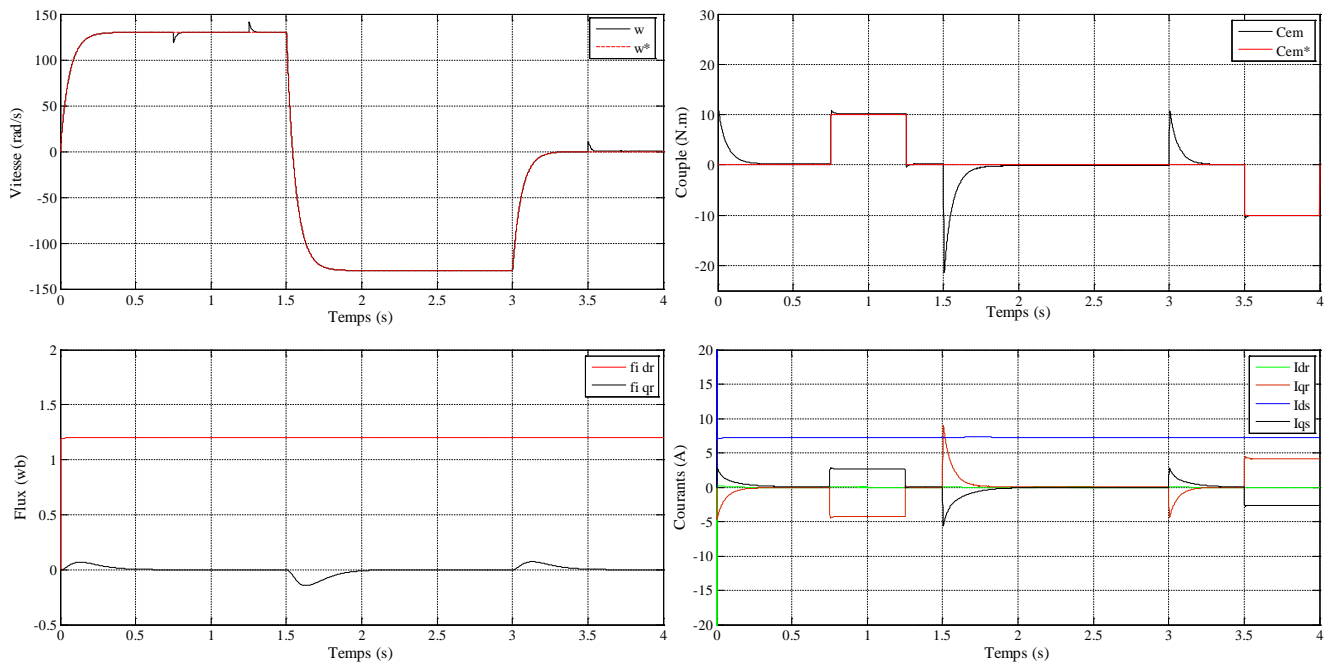


Figure III.18 : Réponse du système à différentes consignes de vitesse

• Test d'inversion du sens de rotation avec application d'une charge nominale



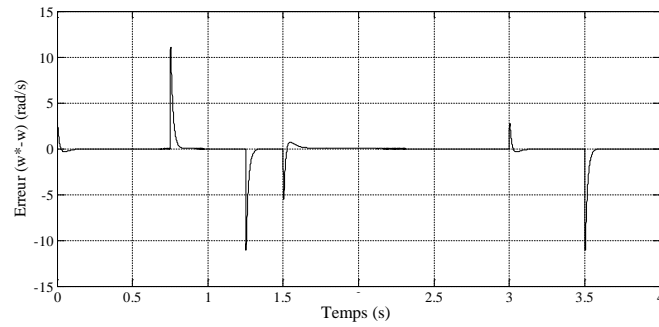


Figure III.19 : Réponse du système lors d'un changement du sens de rotation avec application de la charge

• Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (moment d'inertie)

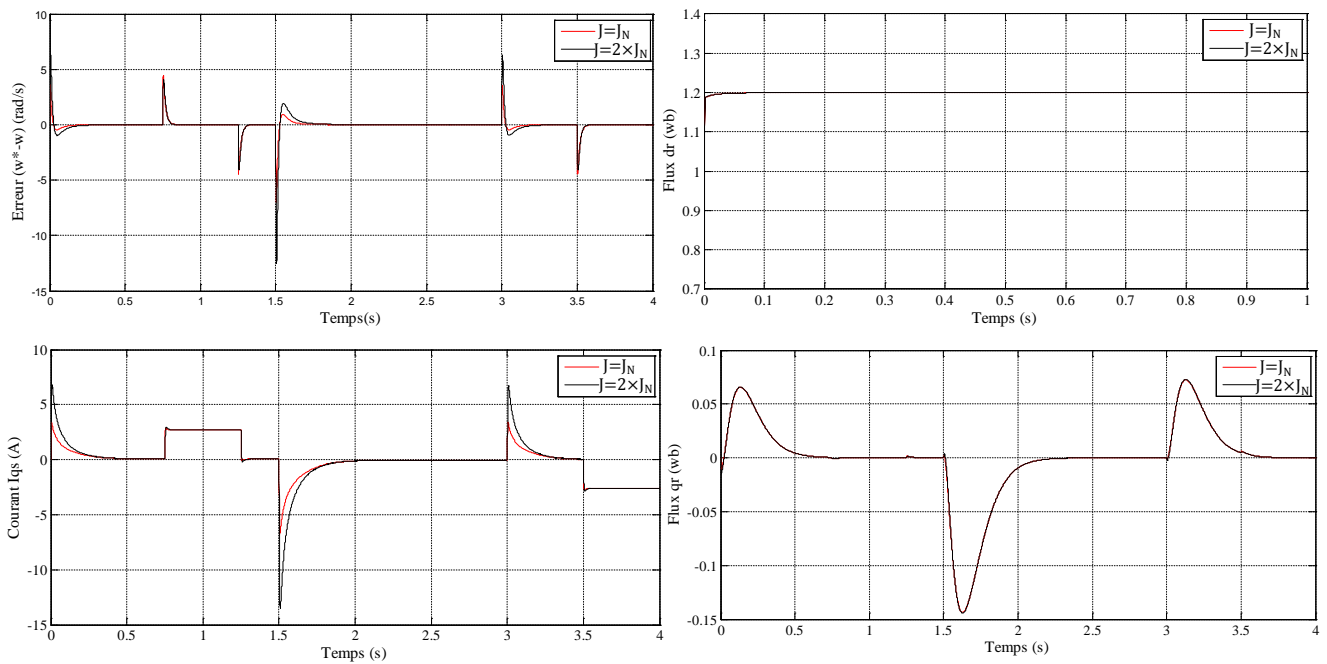


Figure III.20 : Test de robustesse pour une variation de J de +100%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

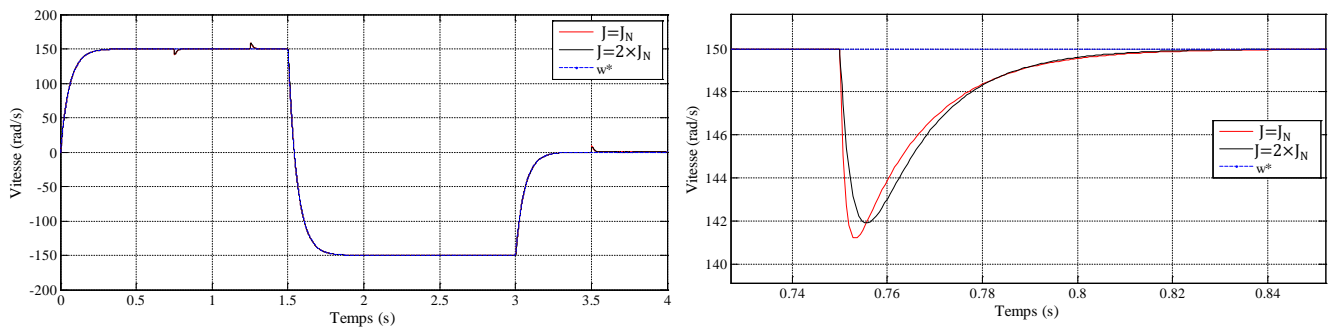


Figure III.21 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de J de +100 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

• Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (résistance rotorique)

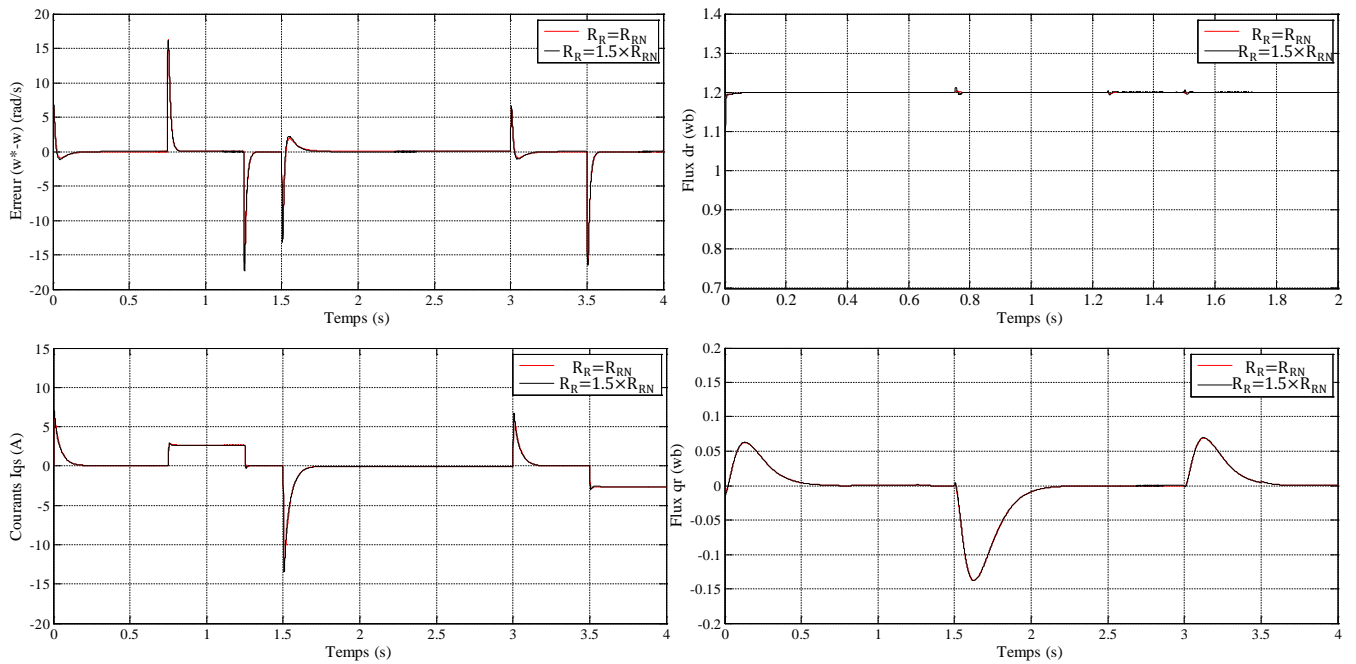


Figure III.22 : Test de robustesse pour une variation de R_R de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

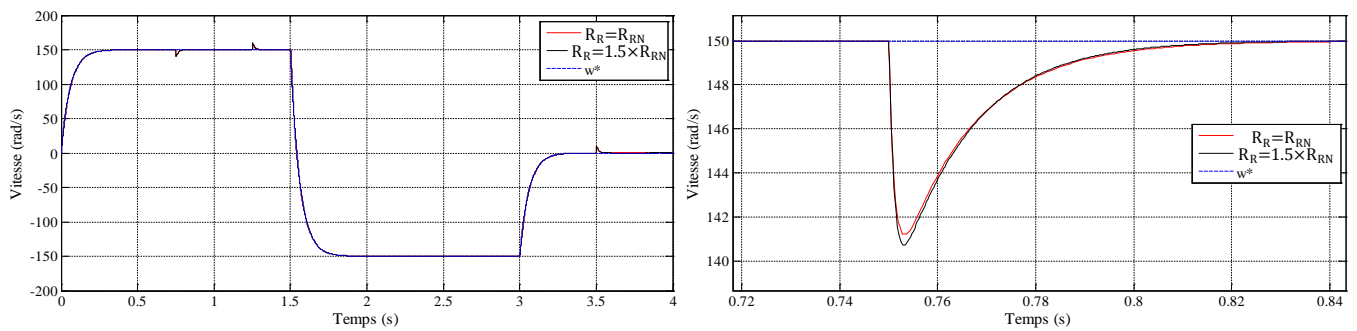
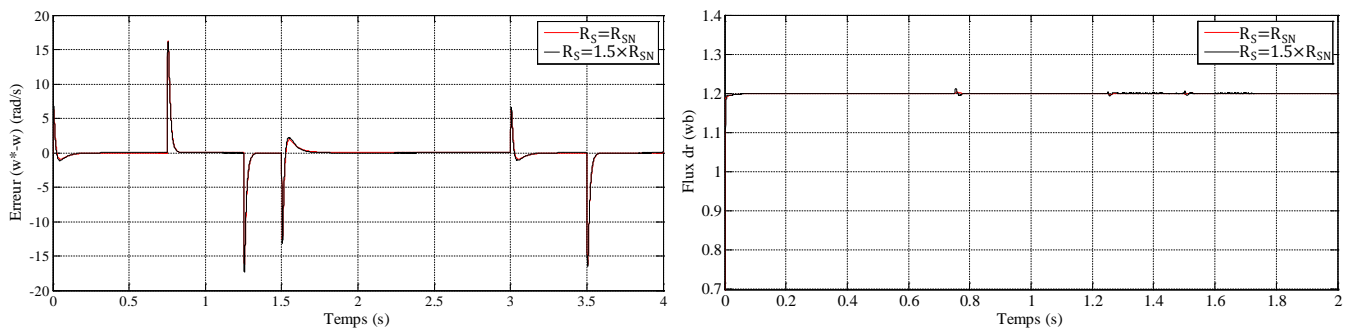


Figure III.23 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_R de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

• Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (résistance statorique)



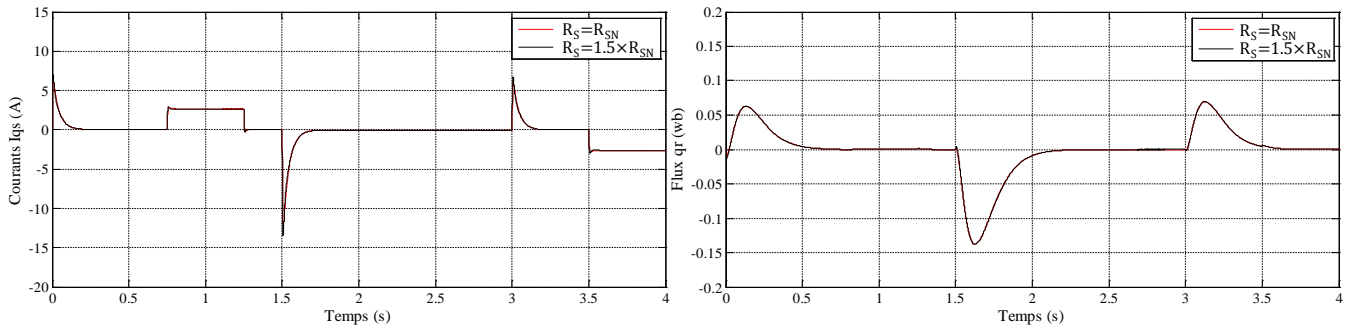


Figure III.24 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

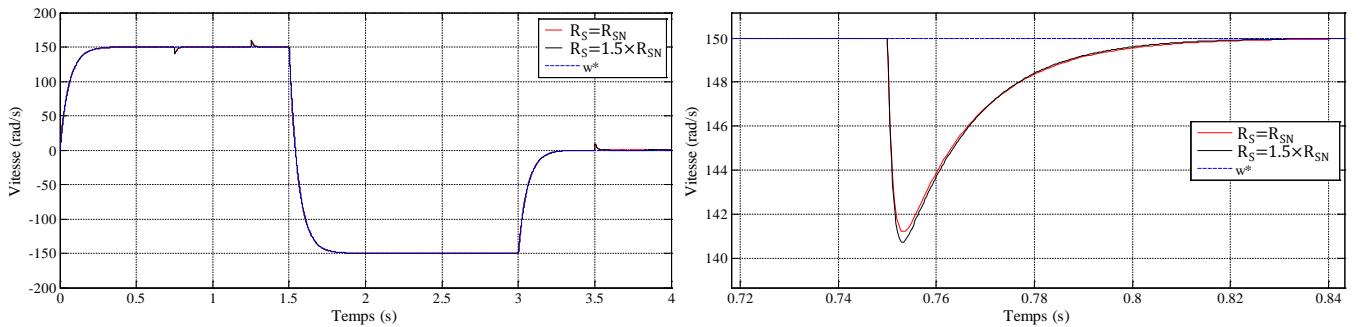


Figure III.25 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

• Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (inductance rotorique)

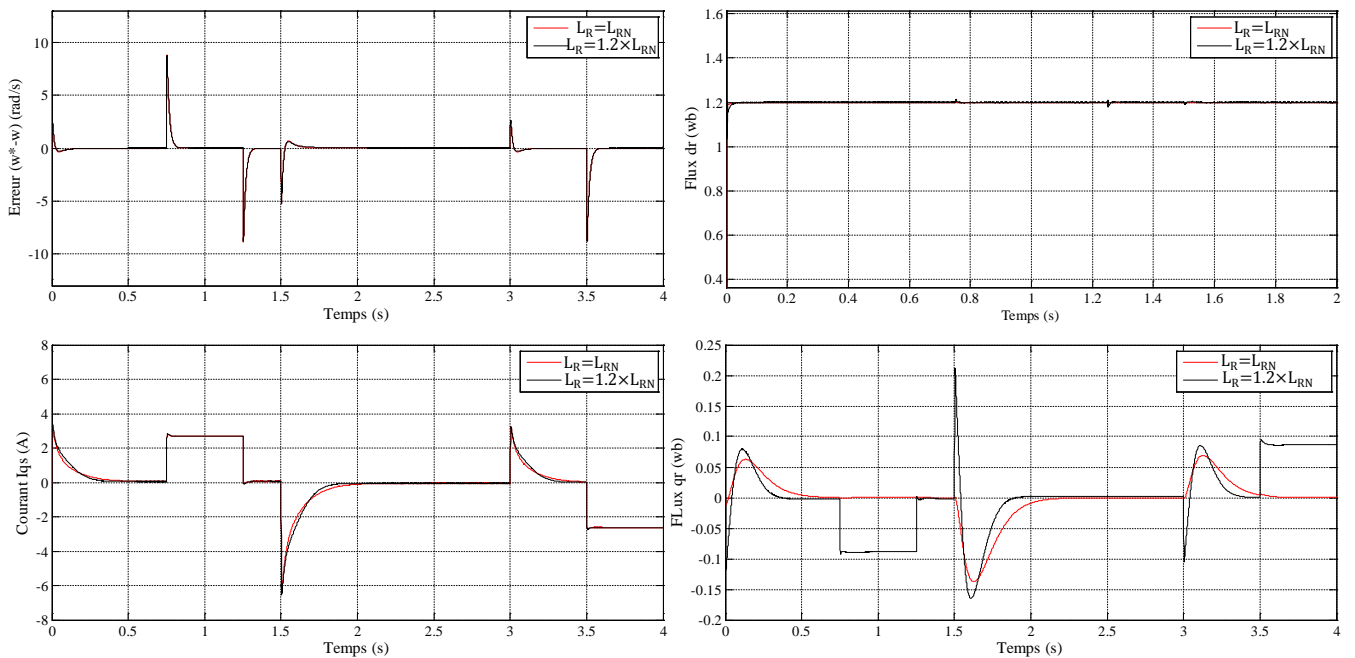


Figure III.26 : Test de robustesse pour une variation de L_r de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

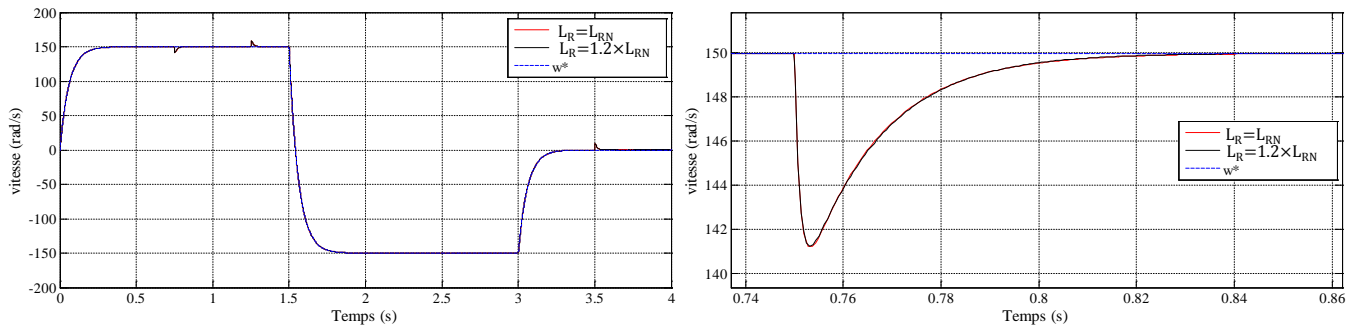


Figure III.27 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_R de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

• Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (inductance statorique)

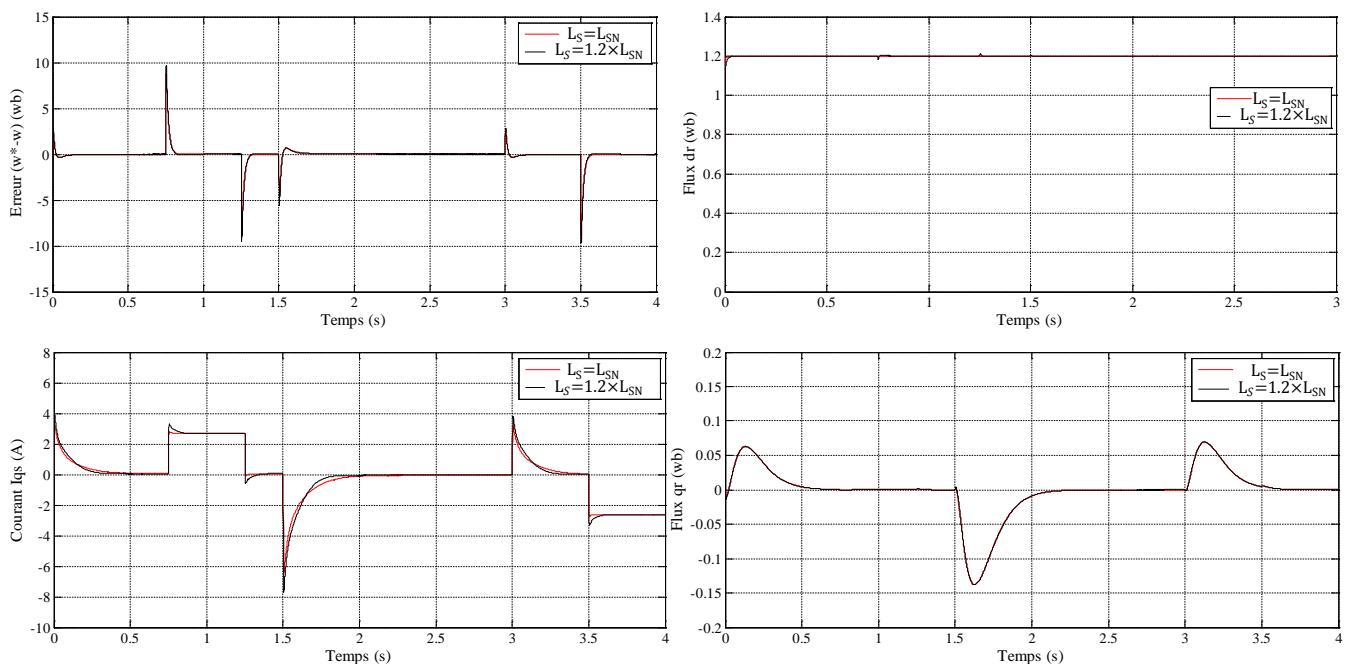


Figure III.28 : Test de robustesse pour une variation de L_S de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

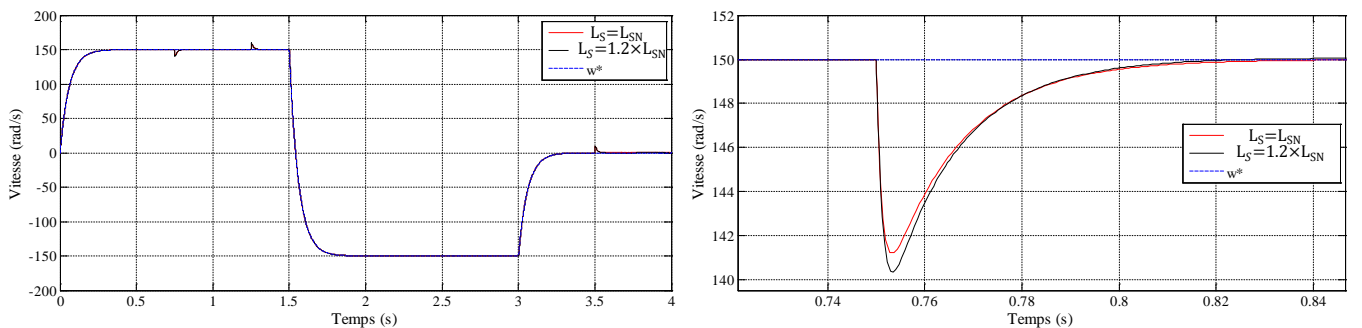


Figure III.29 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_S de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe

III.5.3- Interprétations

A travers les résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation de vitesse de type PI. Pour les différents cas, la vitesse de rotation suit, généralement bien, sa référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent. On observe une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur. Les pointes de courant et de couple au démarrage sont bien maîtrisées et inférieures à ce qu'elles étaient pour le processus seul. Pendant les évolutions des consignes, et en particulier lors de l'inversion de rotation, le changement du sens du couple ne dégrade pas l'orientation du flux. On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge, le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, afin de produire selon le cas une accélération ou une décélération, et ainsi rejoindre la vitesse de consigne.

La variation du moment d'inertie n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux, cependant la vitesse est affectée, surtout lors de l'application des perturbations. Par contre, la variation de l'inductance rotorique n'influe pas d'une façon remarquable sur la vitesse, mais sur l'orientation du flux. L'effet est clairement apparu, tel que cette dernière est altérée surtout pendant les phases transitoires. Pour les autres paramètres (résistances ; R_R et R_S et l'inductance L_S), l'influence de leurs variation n'a pas été prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée. Cette dernière possède un nombre de degrés de liberté, supérieur à celui de la machine asynchrone à cage et même celui de la machine synchrone, lui attribuant une souplesse de commande. Nous citons ci-dessous les aspects les plus intéressants de cette machine :

- Une reconstitution facile du flux et du couple électromagnétique.
- Une accessibilité à la mesure des courants statoriques et rotoriques.
- Des boucles de régulation simples introduisant des régulateurs type PI.
- La possibilité de travailler à facteur de puissance unitaire au stator ou au rotor.

Les deux types de méthodes (les commandes vectorielles directe et indirecte) ont été présentés brièvement au début du chapitre, la première nécessitant un contrôle du flux en boucle fermée, alors que la seconde effectue ce contrôle en boucle ouverte.

Les avantages du contrôle vectoriel sont nombreux, on peut citer:

- une réponse en vitesse excellente dans une large plage de réglage, avec une faible erreur de poursuite.
- une maîtrise du couple et du courant statorique satisfaisante.

Par contre, l'inconvénient majeur de cette technique est sa faible robustesse face aux variations des paramètres du moteur et des conditions de fonctionnement, particulièrement avec l'emploi de contrôleurs conventionnels.

Enfin, nous avons développé le modèle de la commande vectorielle directe dans l'environnement MATLAB/SIMULINK afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer les performances de cette technique. Ainsi, un contrôleur de vitesse conventionnel de type PI a été synthétisé. Les résultats que donne ce dernier pour la commande en vitesse de la machine sont pas satisfaisants vis-à-vis des perturbations imposées, d'où l'intérêt de l'introduction de régulateurs plus performants qui se basent sur des algorithmes de commandes modernes.

CONCLUSION

GÉNÉRALE

Conclusion Générale

Dans ce présent mémoire nous avons étudié le fonctionnement dynamique de la machine asynchrone en double alimentation. Dans notre étude, nous nous sommes basés sur le système d'association onduleur de tension – machine asynchrone à double alimentation, les différents cas de systèmes machine double, de l'onduleur et de sa commande.

Dans le premier chapitre, nous avons établi une étude générale de la machine à double alimentation, ainsi que les différents fonctionnements, les avantages et les inconvénients et les domaines d'applications pour le fonctionnement moteur et générateur.

Le deuxième chapitre a été consacré à une étude détaillée de modélisation en tenant compte des hypothèses de simplification. Une étude de simulation de l'ensemble onduleur-Machine a été faite. Suite aux résultats obtenus, nous avons remarqué qu'il y a beaucoup de perturbations. Pour cela, nous pouvons conclure que la commande vectorielle est importante pour améliorer les résultats obtenus.

Le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone ; avec orientation du flux rotorique. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, la méthode directe d'orientation du flux a été développée pour un réglage classique de vitesse. À travers les résultats de simulation obtenus, nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués, toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa faible robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie et surtout face à celles de l'inductance rotorique. En effet la réponse de vitesse est légèrement affectée, et pour les changements de l'inductance rotorique, le découplage de la machine se détériore.

En perspective, nous proposons la commande intelligente sur les régulateurs Neuro-flous avec une implémentation en temps réel est nécessaire. Nous terminons par une étude bibliographique et des annexes.

RÉFÉRENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] FENNI Atmane, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Mémoire de Magister de l'université Mohamed Khider de Biskra, 19 décembre 2013.
- [2] ABDELLATIF Meriem, "Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, Samedi 03 Avril 2010.
- [3] BONNET François, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 30 Septembre 2008.
- [4] BELRECHID Raouf, BELMOKHTAR Boualem, "Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne)", Thème de l'Ingénieur de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique d'Alger, Juin 2011
- [5] HAMZAOUI Ihssen, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", Mémoire de Magister de l'ENP d'Alger, 20 janvier 2008.
- [6] CHAIBA Azeddine, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 11 juillet 2010.
- [7] BOUDJEMAA Zine Laabidine, "Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou", Mémoire de Magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [8] BOUABDALLAH Fares Eddine, "Commande en P et Q de la MADA Alimentée par une Cascade à Trois Niveaux pour La Production de l'Energie Eolienne", Mémoire de Master de l'école nationale polytechnique, Septembre 2012.

- [9] ABBAS Mourad, MECHENTEL Mohamed, " Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne", Thème de l'Ingénieur de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique d'Alger, 2006.
- [10] DJEMA Redhouane, OUHAB Khalil, "Etude comparative des performances d'une commande vectorielle (FOC) et d'une commande directe du couple (DTC) appliquées à une machine asynchrone", Mémoire de Master de l'université M'Hamed Boguerra, Boumerdes, 2014.
- [11] BOUMARAF Farid, "Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 24 juin 2014.
- [12] L.BAGHLI, Notes de Cours, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine – UHP, 2003 / 2004.
- [13] BEN HARZALLAH Salim, DERARDJA Mounir, "Modélisation et commande vectorielle d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Application à la conduite d'une Machine Asynchrone)", Mémoire de Master de l'université M'Hamed Boguerra, Boumerdes, 2011/2012.
- [14] BERREZZEK farid, "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [15] MELLOUL Ahmed, "Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne", Mémoire de Magister de l'Université Ferhat Abbas, Setif, 2011.
- [16] BENNOUR Cherif, "Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de Magister de l'Université Mohamed Khider, Biskra, 19 novembre 2012.
- [17] ALLAOUA Boumediène, " Modélisation & Commande Vectorielle d'un Système Multi-Moteurs", Thème de l'Ingénieur de l'Université de Bechar, 2006.
- [18] BENALIA leila, "Commande En Tension Des Moteurs A Induction Double Alimentes", Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 02 Juin 2010.

[19] SALLOUM Georges, "Contribution à La Commande Robuste De La Machine Asynchrone A Double Aliment", Thèse de Doctorat de L'Institut national polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.

[20] A. MEZOUAR, "Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques (application à la commande des machines asynchrones)", Thèse de Doctorat d'Etat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès (Algerie), 2006.

ANNEXES

Annexe A

o Paramètres nominaux de la MADA utilisée dans les simulations

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
<i>Grandeurs mécaniques</i>		
Puissance mécanique	$P_m (KW)$	1,5
Vitesse nominale	$N_n (T_r/mn)$	1450
Vitesse de base	$N_b (T_r/mn)$	1500
Nombre de paires de pôles	p	2
Inertie	$J (K_g \cdot m^2)$	0,01
Coefficient de frottements visqueux	$f_0 (N \cdot m \cdot s/rd)$	0,0027
<i>Grandeurs électriques</i>		
Couplage stator	étoile	
Couplage rotor	étoile	
Fréquence statorique nominale	$f_{sn} (Hz)$	50
Fréquence rotorique nominale	$f_{Rn} (Hz)$	50
Tension simple stator nominale	$V_{Sn} (V)$	220
Tension simple rotor nominale	$V_{Rn} (V)$	130
Courant de ligne stator nominal	$I_{Sn} (V)$	4,3
Courant de ligne rotor nominal	$I_{Rn} (V)$	4,5
Résistance d'enroulement du stator	$R_S (\Omega)$	1,75
Résistance d'enroulement du rotor	$R_R (\Omega)$	1.68
Inductance cyclique du stator	$L_S (mH)$	295
Inductance cyclique du rotor	$L_R (mH)$	104
Mutuelle inductance cyclique	$M_{RS} (mH)$	165

Tableau 1 : Paramètres de la MADA utilisée dans les simulations