



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



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Maouche Soufiane

&

Ben Othmane Aymen

THEME

**Commande Vectorielle par mode_glissant
d'une Machine Asynchrone à Double
Alimentation (MADA)**

Soutenu le :

devant la commission d'examen composée de :

Dr. Khamis Abderahmane

Grade :

à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela

Président

Dr. Laggoun Luanasse

Grade : MCA

à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela

Encadrant

Dr. Labdani Rafik

Grade :

à L'Université Abbes Laghrour de Khenchela

Examineur

Promotion 2022/2023

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce travail.

*En second lieu, nous tenons à exprimer notre encadreur **Professeur Laggoun Luanasse**, pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nous tenons à remercier les membres de jury d'avoir répondu présent à l'évaluation de ce notre travail de fin d'étude.

Nous tenons également à remercier l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour toutes les informations qu'ils nous ont prodigué durant les cinq ans de notre formation. Enfin, nos valeureux remerciements à toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce travail,

A mes très chers parents, pour l'éducation qu'ils m'ont prodiguée avec tous les moyens et au prix de tous les sacrifices qu'ils ont consentis à mon égard, pour leur patience, leur amour et leurs encouragements.

A mes chères sœurs, pour leur soutien moral. A mes chers frères, pour leur appui et leurs encouragements.

A mon binôme et ma chère copine.

A mes meilleurs amis et mes camarades.

SOUFLANE.

Dédicace

Je dédie ce travail,

*A mes très chers parents qui m'ont toujours encouragé et soutenu dans
mes études jusqu'à atteindre ce stade de formation, que dieu leur procure
bonne santé et longue vie.*

A mes sœurs et mon frère.

A tous les enseignants qui m'ont dirigé vers la porte de la réussite.

A mon binôme et ma chère copine.

AYMEN.

ملخص: الهدف من هذه المذكرة هو عرض دراسة محاكاة للتحكم بواسطة تقنية النمط الانزلاقي لماكنة كهربائية لا تزامنية مضاعفة التغذية، من أجل هذا عرضنا أولاً دراسة احصائية لما قام به الباحثين في هذا المضمار، ثم انتقلنا بعد ذلك الى اعطاء نموذج رياضي اتبعناه بمحاكاة . نظام تغذية هذه الالة مكون من جزئين متماثلين ، احدهما يغذي الجزء الساكن و الآخر يغذي الجزء الدوار . كل جزء مكون من العناصر التالية : موج جهد ثلاثي الاطوار ، يتم التحكم فيه بالتوتر ، مقوم ثلاثي الاطوار مشكل من ثنائيات المساري ، مصفاة لترشيح الجهود الكهربائية عالية التوتر . للتفكيك بين التدفق و العزم ، استعملنا التحكم الشعاعي الذي يوجه فيه التدفق وفق العضو الدوار . وبينت نتائج المحاكاة ان الفصل بين التدفق و العزم قد تم فعلا . ومن اجل تحسينها استعملنا منظم ذو نمط انزلاقي

كلمات مفتاحية: ماكنة كهربائية لاتزامنية مضاعفة التغذية ، التحكم الشعاعي، منظم ذو نمط انزلاقي

Résumé : Dans cette mémoire, une étude de simulation de la commande en mode glissant d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) est réalisée. Pour cela, nous formulons d'abord l'état de l'art de la machine étudiée puis présentons son modèle mathématique qui a été simulé par Matlab-Simulink. Le système d'alimentation de la machine comprend deux pièces identiques, l'une reliée au stator et l'autre au rotor. Chaque section comprend les composants suivants : onduleur de tension triphasé, redresseur à diode triphasé et filtre passe-bas. Le problème du découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique est également étudié. Les résultats de la simulation montrent que les objectifs spécifiés ont été atteints. Pour améliorer ces résultats, la technique des modes glissants a été utilisée.

Mots-clés : Machine asynchrone à double alimentation, Commande vectorielle, Réglage par mode de glissement

Abstract: The simulation research of a sliding mode control of a doubly fed induction machine (DFIM) is presented in this memoir. An analysis of the investigated machine's state of the art has been done for this objective. Using Matlab/Simulink, a mathematical model of the device is created and evaluated. Two identical pieces, one for the rotor and the other for the stator, are part of the machine's supply system. A three phase voltage source inverter, a three phase rectifier of diodes, and a low-pass filter make up each component. Alao, The problem of the flux and electromagnetic torque decoupling has also been addressed. The outcomes of the simulation demonstrate that the given goal has been accomplished. The sliding mode technique has been utilized to enhance this decoupling.

Key words: Doubly fed induction machine, Field oriented control, Sliding mode control.

Notations et symboles

Table des notations et symboles

P_r	(W)	Puissance active rotorique.
P_s	(W)	Puissance active statoriques.
P_{ref}	(W)	Puissance de réseau.
P_{mec}	(W)	Puissance mécanique.
R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase.
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase.
I_s	(A)	Courant statorique.
I_r	(A)	Courant rotoriques.
ϕ_s	(Wb)	Flux statoriques.
ϕ_r	(Wb)	Flux rotoriques.
$[V_s]$	(V)	Tensions aux bornes des enroulements statoriques.
$[V_r]$	(V)	Tensions aux bornes des enroulements rotoriques.
L_s	(H)	Les inductances principales de fuite statoriques.
L_r	(H)	Les inductances principales de fuite rotoriques.
M_s	(H)	Les inductances mutuelles statoriques.
M_r	(H)	Les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
(θ)	(rd)	Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.
C_{em}	(N.m)	Le couple électromagnétique.
C_r	(N.m)	Le couple résistant.
J	(Kg.m ²)	Le moment d'inertie du rotor de la machine .
Ω_r	(rd/s)	La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor.

Ω_s	(rd/s)	La pulsation statorique.
f_r	(N.m.s /rd)	Le coefficient de frottement.
ω_s	(rd/s)	Vitesses angulaires électriques statorique.
ω_r	(rd/s)	Vitesses angulaires électriques rotorique.
P		Le nombre de paires de pôles.
(dq)		Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
(abc)		Repère triphasé fixe.
X		Vecteur d'état.
A		Matrice d'évolution d'état du système.
B		Matrice de commande.
U		Vecteur du système de commande.
T		Constante du temps.
$P(\theta)$		Matrice de parck.
$P(\theta)^{-1}$		Matrice inverse de parck.
g		glissement.
U_{eq}		Vecteur de commande équivalente.
ΔU		Vecteur de commande discontinue.
X		Vecteur de variables.
S_i		Vecteur surface de commutation.

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

- Figure (I.1):** Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).(4)
- Figure (I.2):** Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....(8)
- Figure (I.3):** Fonctionnement moteur en mode moteur hyper- synchrone.....(8)
- Figure (I.4):** Génératrice hypo- synchrone.....(9)
- Figure (I.5):** Génératrice hyper- synchrone.....(9)
- Figure (I.6):** MADA avec contrôle du glissement par dissipation de l'énergie rotorique.....(10)
- Figure (I.7):** MADA structure de kramer.....(10)
- Figure (I.8):** Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....(11)
- Figure (I.9):** structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....(12)

Chapitre II

- Figure(II.1):** Représentation schématique du modèle d'une MADA.....(16)
- Figure (II.2):** Représentation de la MADA dans le repère de Park.....(19)
- Figure (II.3) :** Résultat de simulation de la MADA, $V_r = 0$ (v) (court circuit) et $f_r = 3$ (Hz) ,
 $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec)..... (27)
- Figure (II.4):**Résultat de simulation de la MADA, $V_r = 10$ (v) et $f_r = 3$ (Hz) ,
 $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec)..... (28)
- Figure (II.5):** Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation.....(29)
- Figure(II.6):** Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....(30)

Figure (II.7): Représentation d'un bras d'onduleur.....	(31)
Figure (II.8): Schéma équivalent de l'onduleur.....	(31)
Figure (II.9): Stratégie de commande à MLI.....	(34)
Figure (II.10): Principe de la commande MLI.....	(34)
Figure (II.11): Les tensions de sortie de l'onduleur.....	(35)
Figure (II.12): Résultat de simulation de la MADA avec onduleur pour , $V_r = 0$ (v) et $f_r = 3$ (Hz) , , $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec).....	(37)
Figure (II.13): résultat de simulation de la MADA avec onduleur pour , $V_r = 10$ (v) et $f_r = 3$ (Hz) , , $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec).....	(38)

Chapitre III

Figure (III.1): Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.....	(40)
Figure (II.2): Illustration Orientation du flux rotorique sur l'axe direct.....	(43)
Figure (II.3) : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe.....	(44)
Figure (II.4): Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator.....	(47)
Figure (II.5): Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ.....	(48)
Figure (II.6): Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ.....	(49)
Figure (III.7): Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN.....	(51)
Figure (II.8): Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe d.....	(52)
Figure (II.9): Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe q.....	(52)
Figure (II.10): Schéma bloc de régulation des courants statoriques.....	(53)
Figure (II.11): Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.....	(54)
Figure (II.12): Schéma bloc de régulation du flux rotoriques.....	(55)

Figure (II.13): Chaîne de régulation de la vitesse.....	(57)
Figure (III.14) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande vectorielle de la MADA lors d’Inversion du sens de Rotation.....	(60)
Figure (III.15) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande vectorielle de la MADA lors de Variation du Couple de Charge.....	(61)

Chapitre VI

Figure (IV.1): Modes de fonctionnement dans le plan de phase.....	(64)
Figure (IV.2): Structure de régulation par commutation au niveau de l’organe de commande.....	(65)
Figure (IV.3): Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d’état....	(66)
Figure (IV.4): Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	(66)
Figure (IV.5): Fonction « sign ».....	(70)
Figure (IV.6): représentation de la commande douce à deux seuils.....	(71)
Figure (IV.7): Représentation de la commande douce à un seuil.....	(71)
Figure (IV.8) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CV-MG de la MADA lors d’Inversion du sens de Rotation.....	(74)
Figure (IV.9) Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CV-MG de la MADA lors de Variation du Couple de Charge.....	(76)

Sommaire

Sommaire

<i>Remerciements</i>	I
<i>Dédicace</i>	II
<i>Résumé</i>	IV
<i>Table des notations et symboles</i>	V
<i>Liste des figures</i>	VII
<i>Introduction Générale</i>	1

Chapitre I : Etat de l'art sur la Machine Asynchrone A Double Alimentation

I.1	Introduction.....	4
I.2	Appellations et constitution de la MADA.....	4
I.2.1	Machine asynchrone à cage.....	5
I.2.2	Machine synchrone.....	5
I.2.3	Machine à courant continu.....	5
I.3	Domaines d'application de la MADA.....	5
I.4	Classification de la MADA.....	6
I.4.1	Machine à double alimentation simple.....	6

I.4.2	Machine à double alimentation en cascade.....	6
I.4.3	Machine à double alimentation cascade à un repère.....	6
I.4.4	Machine à double alimentation sans collecteur.....	6
I.4.5	Machine à double alimentation sans balai.....	7
I.5	Modes de fonctionnement de la MADA.....	7
I.5.1	Moteur en hypo synchronisme.....	7
I.5.2	Moteur en hyper synchronisme.....	8
I.5.3	Génératrice en hypo synchronisme.....	8
I.5.4	Génératrice en hyper synchronisme.....	9
I.6	Déférentes topologies de la MADA.....	9
I.6.1	Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée.....	10
I.6.2	Machine asynchrone à double alimentation - structure de Kramer.....	10
I.6.3	Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	11
I.6.4	Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec convertisseursMLI.....	11
I.7	Avantages et inconvénients de la MADA.....	12
I.7.1	Avantages de la MADA.....	12
I.7.2	Inconvénients de la MADA.....	13
I.8	Conclusion.....	14

Chapitre II : Modélisation et simulation de la MADA

II.1	Introduction.....	15
II.2	Modélisation de la machine à asynchrone double alimentation.....	15
II.2.1	Hypothèses simplifiées.....	16
II.2.2	Modèle de MADA dans le repère triphasé.....	16
II.2.2.1	Equations électriques.....	16
II.2.2.2	Equations magnétiques.....	18
II.2.2.3	Equations mécaniques.....	18
II.2.3	Passage de triphasé au biphasé (la transformation de Park).....	19
II.3	Choix du Référentiel.....	21
II.3.1	Référentiel lié au stator.....	21
II.3.2	Référentiel lié au rotor.....	22
II.3.3	Référentiel lié au champ tournant.....	22
II.4	Mise sous forme d'équation d'état.....	23
II.5	Résultats du Simulation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation.....	26
II.6	Modélisation de l'alimentation de la MADA.....	29
II.6.1	Modélisation du convertisseur continu – alternatif.....	29
II.6.2	Le principe de la commande MLI.....	32
II.7	Algorithme de commande.....	35
II.8	Résultats du simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	35
II.9	Conclusion.....	39

Chapitre III : Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone

Double Alimentation

III.1	Introduction.....	40
III.2	Principe de la commande vectorielle.....	40
III.3	Variantes de la commande vectorielle.....	41
III.4	Procédés d'orientation du flux.....	41
III.5	Commande par orientation du flux rotorique.....	42
III.5.1	Commande vectorielle directe.....	43
III.5.2	Commande vectorielle indirecte.....	45
III.6	Mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte de la MADA.....	46
III.6.1	Magnétisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	46
III.6.2	Contrôle des courants et les termes de compensation...	47
III.6.3	Commande vectorielle avec découplage par compensation.....	51
III.7	Calcul des paramètres de régulateur PI.....	53
III.7.1	Correcteurs des courants statoriques.....	53
III.7.2	Correcteurs des courants rotoriques.....	54
III.7.3	Correcteurs du flux.....	55
III.8	Régulation de la vitesse de la MADA.....	56
III.9	Résultats de Simulation et Interprétations.....	58
III.9.1	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	58

III.9.2	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge.....	60
III.9	Conclusion.....	62

Chapitre IV :Commande par Mode Glissant d'une MADA

IV.1	Introduction.....	63
IV.2	Principe de la commande par mode de glissement.....	63
IV.3	Différentes structures du contrôle par mode de glissement.....	64
IV.3.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	65
IV.3.2	Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état.....	65
IV.3.3	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente....	66
IV.4	Conception de la commande par mode glissant.....	67
IV.4.1	Choix de la surface de glissement.....	67
IV.4.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	68
IV.4.3	Synthèse des lois de commande du mode glissant.....	69
IV.4.4	Le phénomène de réticence ou Chattering.....	70
IV.5	Application du Contrôle par Mode de Glissement pour la commande vectorielle de la MADA.....	72
IV.6	Résultats de Simulation et Interprétations.....	73
IV.6.1	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	73
IV.6.2	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge.....	75

IV.7	Conclusion.....	77
	<i>Conclusion générale</i>	78
	<i>Références bibliographiques</i>	80
	<i>Annexes</i>	85

Introduction Générale

Introduction Générale

Depuis l'ère industrielle, les chercheurs sont confrontés au problème de "comment contrôler la vitesse variable des moteurs électriques". Parce que les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une plus grande fiabilité et un moindre coût. [1]

Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de 0 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. [2][3]

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 machine 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][4]

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. [3][5]

Il existe une nouvelle solution utilisant une machine alternative fonctionnant en mode un. Insolite, il s'agit d'un moteur asynchrone à double alimentation "MADA" : Moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné, pouvant être alimenté par deux alimentations, l'une pour le stator et l'autre pour le rotor.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine, cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté stator que du côté rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone). [3][4]

Pour un fonctionnement à des vitesses variables on doit insérer à la machine un convertisseur à M.L.I (Modulation à Largeur d'Impulsions) entre la machine et le réseau. Car, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif. La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. [2][3]

La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit). [1][6]

Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables. Deux approches permettent de pallier à ce problème : [3][7]

- La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre cette connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel.
- La deuxième approche retenue pour ce mémoire est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre de variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres. L'avantage principal de cette approche est la réduction du matériel et du temps de calcul.

Le point de départ de cette étude a été d'aller vers une "Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation".

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres est organisé comme suit :

- Chapitre 1 : nous présenterons une étude théorique sur la machine étudiée concernant son principe de fonctionnement, modes de fonctionnement, configurations et ses applications. Ensuite, les différentes stratégies de commande et ses avantages et inconvénients apportées par cette machine.
- Chapitre 2 : nous rappelons d'abord la modélisation classique de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension . Différents résultats des simulations ont montrés et commentés à la fin de l'étude.
- Chapitre 3 : le troisième chapitre est consacré à l'étude d'une structure du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront démontrées par des résultats de simulation.
- Chapitre 4 : Le quatrième chapitre aborde l'aspect commande à mode glissant. Après un bref rappel de quelques éléments de théorie nécessaires pour la mise en œuvre d'une régulation à structure variable, nous appliqueront la commande à mode glissant à notre MADA. La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. La surface de commutation nécessaire pour l'utilisation d'une régulation à mode glissant est choisi égale l'erreur. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. L'étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques sera étudiée en comparant les résultats de simulation obtenus au troisième chapitre.

On clôturera ce mémoire par une conclusion générale et des perspectives intéressantes pour améliorer les performances de la MADA.

Chapitre I :
Etat de l'art sur la Machine
Asynchrone A Double
Alimentation

1.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses recherches dans les laboratoires de génie électrique, dans le but de mieux faire comprendre au lecteur les étapes qui ont marqué son développement et ses domaines d'utilisation. Ce chapitre dresse un état de l'art sur la MADA. Il permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que : les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance. [2][3][5]

1.2 Appellations et constitution de la MADA

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 « Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) ». Le schéma de la figure (I.1) représente le symbole d'une MADA. [8]

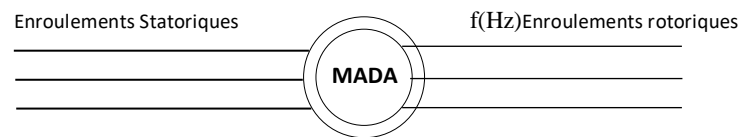


Figure (I.1) : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif. La MADA est considérée comme étant une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des sources électriques, cette machine se compose généralement d'un stator réalisé d'un empilage de tôles ferromagnétiques présentant des encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé présentant un nombre de pôles. Le stator de cette machine est identique à celui d'une machine asynchrone à cage. Par contre, le rotor de cette machine est de type bobiné, il est lui aussi composé d'un empilage de tôles et il présente un bobinage triphasé de nombre de paires de pôles, les contacts électriques glissants sont nécessaires pour alimenter les enroulements rotoriques. On utilise alors des bagues (en bronze ou en cuivre) solidaires à l'axe du rotor par une entretoise isolante. Elles sont connectées aux extrémités du bobinage rotorique. Le contact glissant est réalisé grâce à trois balais en carbone qui viennent frotter sur les balais. à cause de ce système de contact glissant, la MADA présente l'inconvénient de nécessiter une maintenance plus régulière que pour une machine asynchrone à cage. En effet, les balais doivent frotter sur les bagues pour réaliser le contact électrique entre ces deux pièces mais le frottement

entre deux pièces provoque de l'échauffement mais surtout de l'usure. Généralement les balais sont constitués d'une matière (graphite) moins dur que les bagues, ce sont eux qu'il faut remplacer quand leur usure devient importante. C'est donc un inconvénient important pour ce type de machine, mais l'utilisation des MADA sans balais permet d'avoir une maintenance moins fréquente. Cette machine est aussi qualifiée de machine généralisée. En effet, en fonction de son alimentation électrique, son fonctionnement peut s'apparenter à un fonctionnement d'autres machines usuelles. [2][3][4]

I.2.1 Machine asynchrone à cage

Si les enroulements rotoriques de la MADA sont court circuits, son fonctionnement s'apparente alors à celui d'une machine asynchrone à cage.

I.2.2 Machine synchrone

Si le rotor de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement est du même type que celui d'une machine synchrone à inducteur bobiné (à pôles lisses).

I.2.3 Machine à courant continu

C'est le cas dual du cas précédant. Si on considère que le stator de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement peut s'apparenter au fonctionnement d'une machine à courant continu dont le collecteur mécanique serait remplacé par un collecteur électrique (onduleur).

On remarque alors qu'en fonction de son alimentation et de sa configuration électrique, le fonctionnement d'une machine asynchrone à rotor bobiné peut s'apparenter au fonctionnement de bien d'autres machines, c'est pour cela que l'on qualifie cette machine de machine généralisé.[2]

I.3 Domaines d'application de la MADA

Actuellement, la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA peut être utilisée dans plusieurs applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que : [9] [10] [11]

- ✓ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- ✓ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- ✓ Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

I.4 Classification de la MADA

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante : [3]

I.4.1 Machine à double alimentation simple

Une machine simple à double alimentation est une machine asynchrone à rotor bobiné qui est entraîné directement par le réseau ainsi que le rotor sont ainsi alimentés via le convertisseur AC, le glissement de la machine peut être contrôlé. Il convient de noter que le convertisseur se compose d'un redresseur et onduleur (conversion indirecte) ou cycloconvertisseur (conversion direct).

I.4.2 Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). Le principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées. [3][6]

I.4.3 Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste à deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascade Doubly Fed Induction Machine). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif.[2]

I.4.4 Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements logés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC. Ce type de machine consacrée 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. [3]

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire. [2]

I.4.5 Machine à double alimentation sans balai

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Deux machines à rotor bobiné ont été cales sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont éliminées. [6]

La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances. [3]

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs. [12]

I.5 Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone à cage, la Machine asynchrone à double alimentation peut fonctionner en moteur et en générateur. La différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionnement en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. [13][14][15]

I.5.1 Moteur en hypo synchronisme

La Figure (I.2) montre la puissance fournie par le réseau au stator et la puissance Le glissement réinjecte réseau à travers le rotor. Ainsi, nous avons un moteur en marche en dessous de la vitesse de synchronisation. Un moteur asynchrone à cage d'écureuil classique peut être utilisé comme ceci Mais la puissance de glissement est alors dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor.

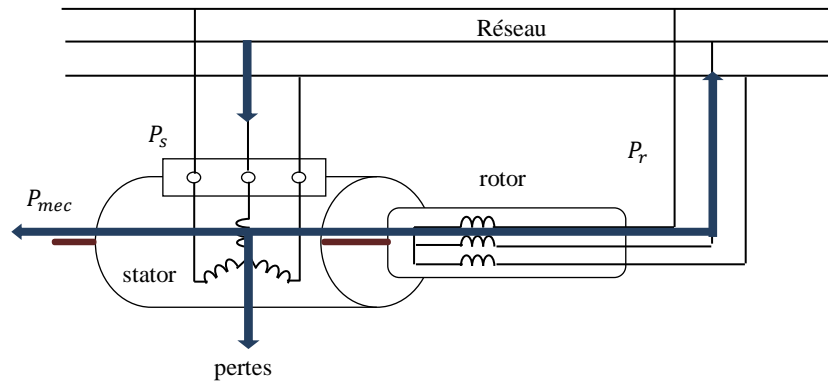


Figure (I.2): Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

I.5.2 Moteur en hyper synchronisme

La Figure (I.3) montre la situation où le stator et l'alimentation sont alimentés par le réseau. Le glissement est également fourni au rotor par le réseau. Il y a donc fonctionnement du moteur au dessus de la vitesse synchrone. Les machines asynchrones à cage classiques ne peuvent pas avoir cela Portion.

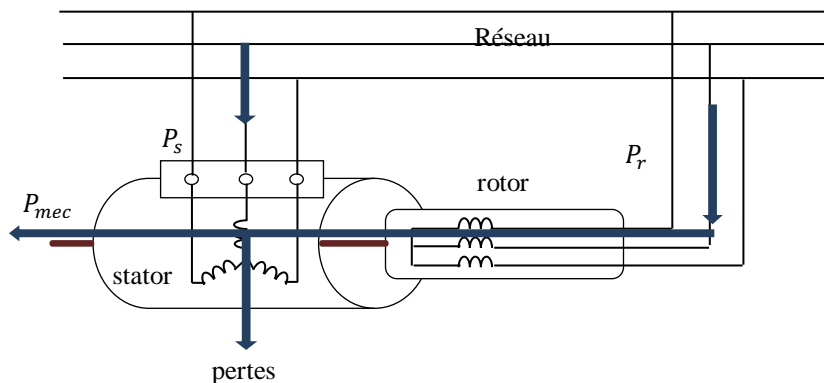


Figure (I.3): Fonctionnement moteur en mode moteur hyper- synchrone.

I.5.3 Génératrice en hypo synchronisme

La Figure (I.4) montre la puissance fournie par le stator au réseau, force de glissement également fourni par le stator. Par conséquent, notre générateur fonctionne à une vitesse inférieure synchronicité. Les moteurs asynchrones à cage classiques ne peuvent pas fonctionner de cette manière.

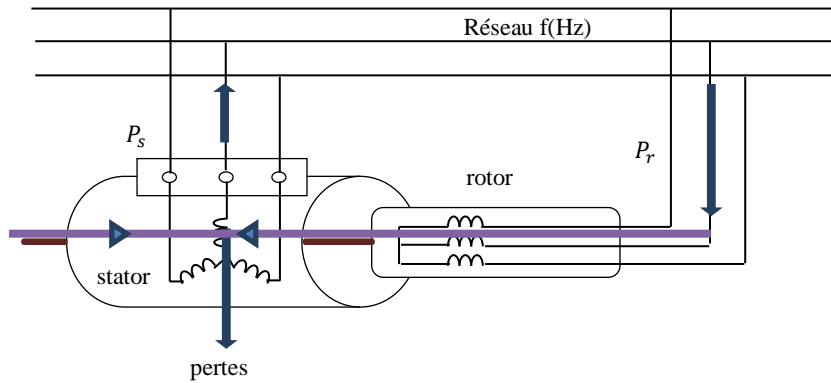


Figure (I.4) : Génératrice hypo- synchrone

I.5.4 Génératrice en hyper synchronisme

La Figure (I.5) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance la barbotine est recyclée par le rotor, réinjectée dans le réseau. On a donc une fonction génératrice au-dessus de la vitesse synchrone. Les moteurs asynchrones à cage classiques peuvent avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor.

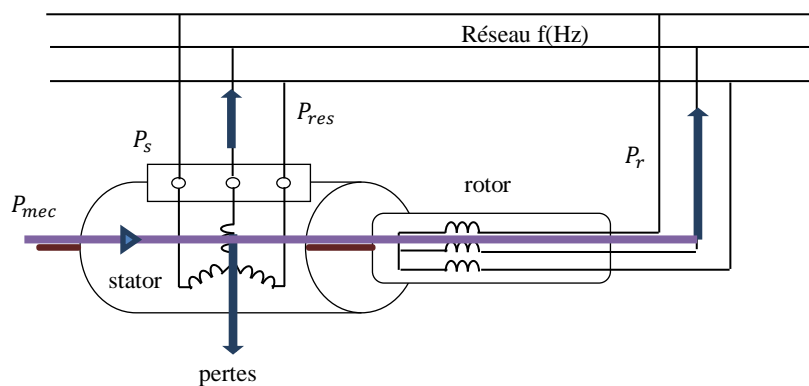


Figure (I.5): Génératrice hyper- synchrone

I.6 Différentes topologies de la MADA

A travers nos lectures, nous avons distingué deux types de dispositifs utilisant la machine asynchrone pour la production de l'énergie éolienne : Un dispositif tournant à vitesse fixe et utilisant un moteur à cage et un autre dispositif tournant à vitesse variable. Ce dernier est appelé communément machine asynchrone à double alimentation (MADA). [9]

Toutefois il est à noter que dans le cadre de notre étude nous avons besoin d'une machine qui offre la plage de variation de la vitesse la plus grande possible afin de maximiser le rendement. Pour cela notre recherche s'est restreinte aux topologies utilisant des convertisseurs

bidirectionnels. Nous avons ainsi, pu distinguer plusieurs variantes se basant sur des architectures différentes utilisant toutes une MADA pour la conversion électromécanique. [10]

I.6.1 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (I.6), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur. [2]

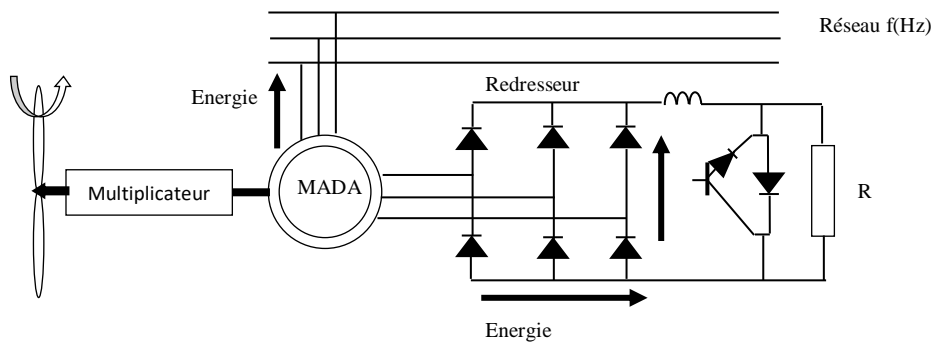


Figure (I.6): MADA avec contrôle du glissement par dissipation de l'énergie rotorique

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transitant dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

I.6.2 Machine asynchrone à double alimentation - structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système, on place un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau, figure (I.7).

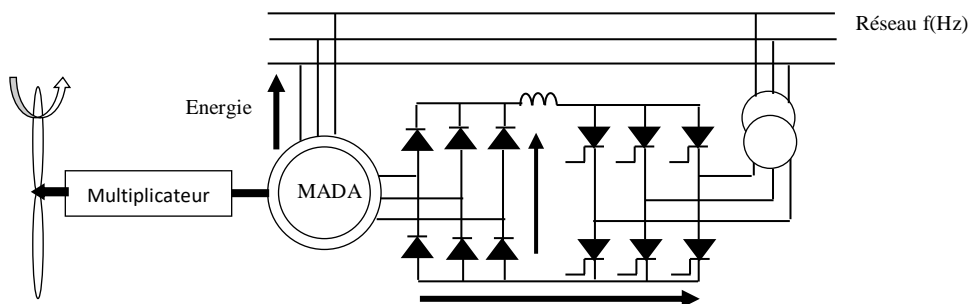


Figure (I.7): MADA structure de kramer

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Comme dans le cas de la machine brushless ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT . [9][11]

I.6.3 Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin de permettre un flux d'énergie bidirectionnel entre le réseau et le rotor on utilise un cycloconvertisseur, figure (I.8). L'ensemble est appelé structure Scherbius. Grâce à la bidirectionnalité du convertisseur, la plage de variation de la vitesse est doublée (de 70 à 130 % de la vitesse de synchronisme). L'utilisation des thyristors dans ce montage implique une présence de fortes composantes harmoniques nuisant ainsi à la qualité du facteur de puissance.[9] [10]

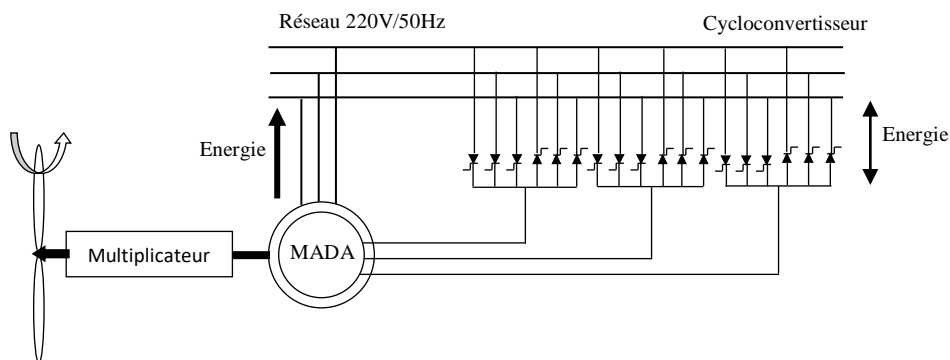


Figure (I.8): Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

I.6.4 Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Ce schéma de configuration figure (I.9) a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius convertisseur de cycles. Cependant, les commutateurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés. Ils s'allument et s'éteignent plus fréquemment que les GTO. En utilisant ce type de convertisseur, la forme du signal de sortie peut être obtenue à la modulation de largeur

d'impulsion (PWM), dont la modularité permet de limiter les perturbations par modifier le spectre du signal (supprimer la première harmonique non nulle de la fréquence Haut).

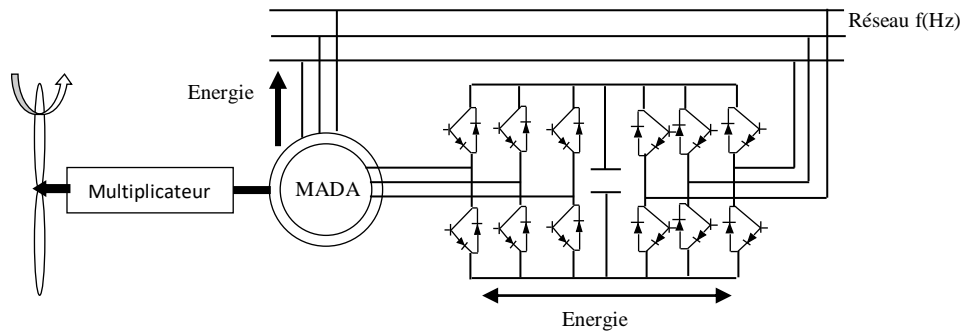


Figure (I.9): structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Toutefois, malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette machine est plus conventionnelle et plus simple que les autres types de MADA. Plusieurs études récentes, confirmées par des relations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance coté réseau. Si le glissement reste inférieur à 30% autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représente moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. La présence d'un convertisseur MLI peut toutefois entraîner des dv/dt importants dans les enroulements rotoriques et faire circuler des courants de fréquences élevés dans ces mêmes enroulements. [2]

1.7 Avantages et inconvénients de la MADA

Dans ce paragraphe, nous présentons brièvement les Moteur asynchrone à double alimentation en fonctionnement à vitesse variable. [2][16]

1.7.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- ✓ La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple

électromagnétique. [3][7]

- ✓ Le partage des fréquences entre le stator et le rotor: en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. [2]
- ✓ La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer partage le courant magnétisant ainsi que la puissance mécanique entre les deux armatures fourni à la charge.
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation. [17]

I.7.2 Inconvénients de la MADA

- ✓ 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). [18]
- ✓ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA. [18]

1.8 Conclusion

Après avoir passé en revue l'état de l'art au MADA, nous avons remarqué un intérêt croissant pour cette machine de la part de divers auteurs. Divers articles sur MADA indiquent que les moteurs à courant alternatif sont sur le point d'inaugurer une nouvelle ère dans le domaine de la haute puissance. Ces études ont principalement porté sur leur fonctionnement en tant que générateurs pour des applications éoliennes et hydrauliques, ou en tant que moteurs électriques avec plusieurs modes de puissance et de contrôle. La simplicité de ses commandes et la flexibilité de sa reconfiguration sont associées au surnom de "machine universelle". Notre travail porte sur le fonctionnement du MADA en mode moteur à vitesse variable alimenté par deux onduleurs de tension au stator et au rotor. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine.

Chapitre II :
Modélisation et simulation
de la MADA

II.1 Introduction

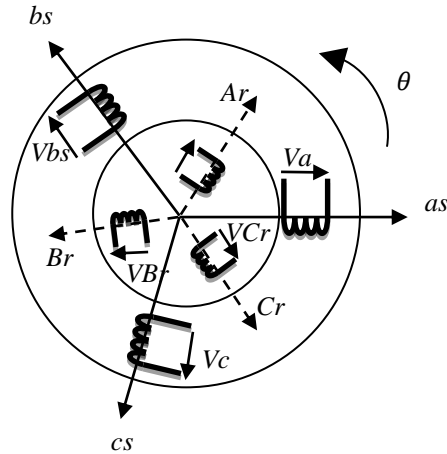
L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système. [3]

Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une compréhension complète de la structure électrique (source de puissance) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux). La modélisation des moteurs asynchrones est généralement gérée par la méthode à deux axes, utilisant la théorie de l'espace vectoriel pour passer d'un système triphasé réel à un système biphasé virtuel. Pour plusieurs raisons, de nombreuses hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être employées dans le développement de modèles mathématiques. [4][6]

Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation de la MADA et de son alimentation. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type sinus triangle.

II.2 Modélisation de la machine à asynchrone double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (OAR) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (OAS).[19]



Figure(II.1) : Représentation schématique du modèle d'une MADA

II.2.1 Hypothèses simplifiées

La machine électrique est prodigieusement complexe. Pour sa modélisation, nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices: [20]

- ✓ La parfaite, symétrie de la machine ;
- ✓ Le circuit magnétique n'est pas saturé et les pertes fers sont négligeables ;
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- ✓ La densité de courant de la section des conducteurs est uniforme (l'effet de peau est négligeable) ;
- ✓ La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale. Ceci entraîne:
 - L'additivité de flux ;
 - Les inductances propres sont constantes ;
 - Les inductances mutuelles entre stator et rotor sont sinusoïdale.

II.2.2 Modèle de MADA dans le repère triphasé

II.2.2.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte trois équations statoriques et rotoriques :

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

✓ Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

✓ Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} V_{Ar} = R_r I_{Ar} + \frac{d\phi_{Ar}}{dt} \\ V_{Br} = R_r I_{Br} + \frac{d\phi_{Br}}{dt} \\ V_{Cr} = R_r I_{Cr} + \frac{d\phi_{Cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les matrices résistances statorique et rotorique :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{bmatrix} V_{Ar} \\ V_{Br} \\ V_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{Ar} \\ \phi_{Br} \\ \phi_{Cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

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

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

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

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

Sachant que : R_s, R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

II.2.2.2 Equations magnétiques

Les équations de flux satatoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [M_{sr}] * [I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] * [I_r] + [M_{rs}] * [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

D'ou :

L_s, L_r : sont respectivement les inductances principales de fuite satatoriques et rotoriques.

M_s, M_r : sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

Si on veut trouver les équations de tension en fonction de courant on remplace la relation (II.8) dans la relation (II.7), on trouve alors :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] * [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] * [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] * [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] * [I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.3 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique peut être obtenue à partir de l'expression de la Co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissance:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[I] = [i_{as} i_{bs} i_{cs} i_{Ar} i_{Br} i_{Cr}]^t = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (II.16)$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \quad (II.17)$$

Avec : $\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$

Tel que :

J : est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m²) ;

P : est le nombre de paires de pôles ;

Ω_r : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor (rad/s) ;

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rd) ;

C_{em} : est le couple électromagnétique en (N.m) ;

C_r : est le couple résistant en (N.m).

II.2.3 Passage de triphasé au biphasé (la transformation de Park) :

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère (d, q) tournant dont l'orientation est a priori arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

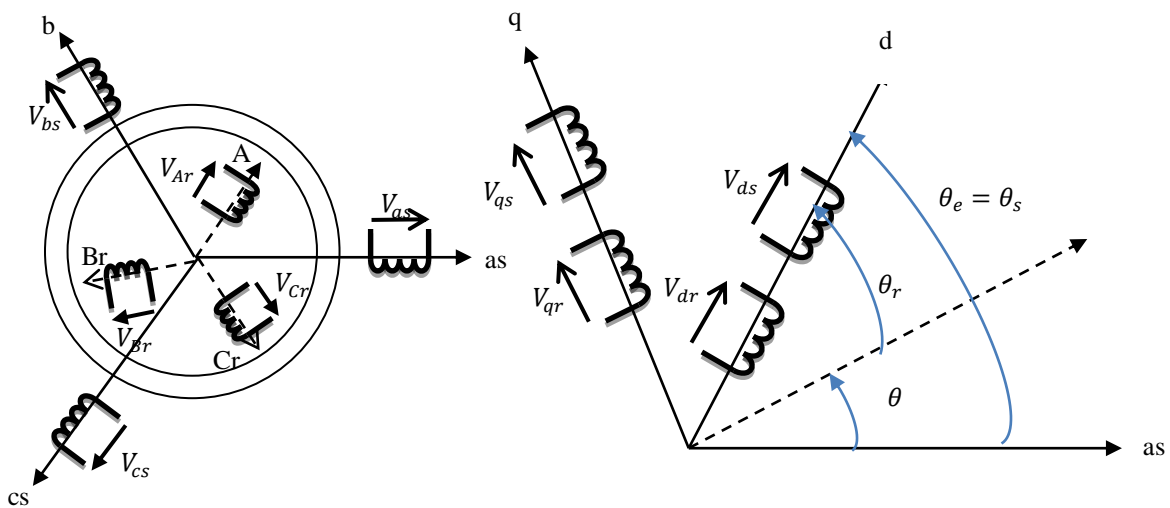


Figure (II.2) : Représentation de la MADA dans le repère de Park

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, figure (II.2). [19][21]

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :[22]

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

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Avec x : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- ✓ o : indice de l'axe homopolaire.
- ✓ d : indice de l'axe direct.
- ✓ q : indice de l'axe en quadrature.

$[P(\theta)]$: est la matrice de transformation directe de Park.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P(\theta)]^{-1}$:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les équations dynamiques de la machine sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

R_s et R_r : sont respectivement les résistances des bobinages statoriques et rotoriques,

L_s , L_r et M_{sr} : sont respectivement les inductances propres statoriques, rotoriques et la mutuelle inductance entre les deux bobinages.

ϕ_{sd} , ϕ_{sq} , ϕ_{rd} , ϕ_{rq} : sont les composantes directes et en quadratures des flux statoriques et rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M_{sr}}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad (\text{II.25})$$

II.3 Choix du Référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique: [5]

II.3.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α, β) . Dans ce cas, $(\omega_a = 0)$. Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques. Les équations électriques de la machine deviennent:[5]

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (\text{II.26})$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \quad (\text{II.27})$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt}$$

II.3.2 Référentiel lié au rotor:

Dans ce cas le trièdre (d,q) est fixe par rapport au rotor. Le rotor tourne avec une vitesse ($\omega_a = \omega_r$). Ce système d'arbre est utilisé dans la recherche processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec connexions circuit de rotor asymétrique.

Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent:

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad (\text{II.28})$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.29})$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt}$$

II.3.3 Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est souvent utilisé dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante. Ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones, c'est-à-dire ($\omega_a = \omega_s$), les équations électriques deviennent : [23]

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (\text{II.30})$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{II.31})$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt}$$

II.4 Mise sous forme d'équation d'état

Pour les moteurs à induction à double alimentation, les grandeurs contrôlées sont les tensions stator et rotor. Compte tenu du courant stator et avec le rotor comme vecteur d'état, le modèle de la MADA est représenté par l'équation d'état suivante : [24]

Les expressions des tensions dans le système d'axes (d ,q) :

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \omega_s \phi_{sq}$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \omega_s \phi_{sd} \quad (\text{II.32})$$

$$U_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq}$$

$$U_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd}$$

Les expressions des flux :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{rs} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{rs} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

On considère $M_{sr} = M_{rs} = M$.

En remplaçant les flux dans les expressions de tensions, on obtient :

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sq} + M i_{rq})$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sd} + M i_{rd}) \quad (\text{II.34})$$

$$U_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + M \frac{di_{sd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) (L_r i_{rq} + M i_{sq})$$

$$U_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + M \frac{di_{sq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) (L_r i_{rd} + M i_{sd})$$

On a :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{II.35})$$

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où :

$$X = [i_{sd} i_{sq} i_{rd} i_{rq}]^T ;$$

$$U = [V_{sd} V_{sq} V_{rd} V_{rq}]^T$$

Pour la représentation matricielle :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r) M & -R_r & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ -(\omega_s - \omega_r) M & 0 & -(\omega_s - \omega_r) L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r) M & -R_r & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ -(\omega_s - \omega_r) M & 0 & -(\omega_s - \omega_r) L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

Nous posons :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r)M & -R_r & (\omega_s - \omega_r)L_r \\ -(\omega_s - \omega_r)M & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.33) devient :

$$\frac{dx}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.38})$$

Par analogie de l'équation (II.38) avec l'équation (II.37) nous trouvons :

$$A = [L]^{-1}[Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK / MATLAB, la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

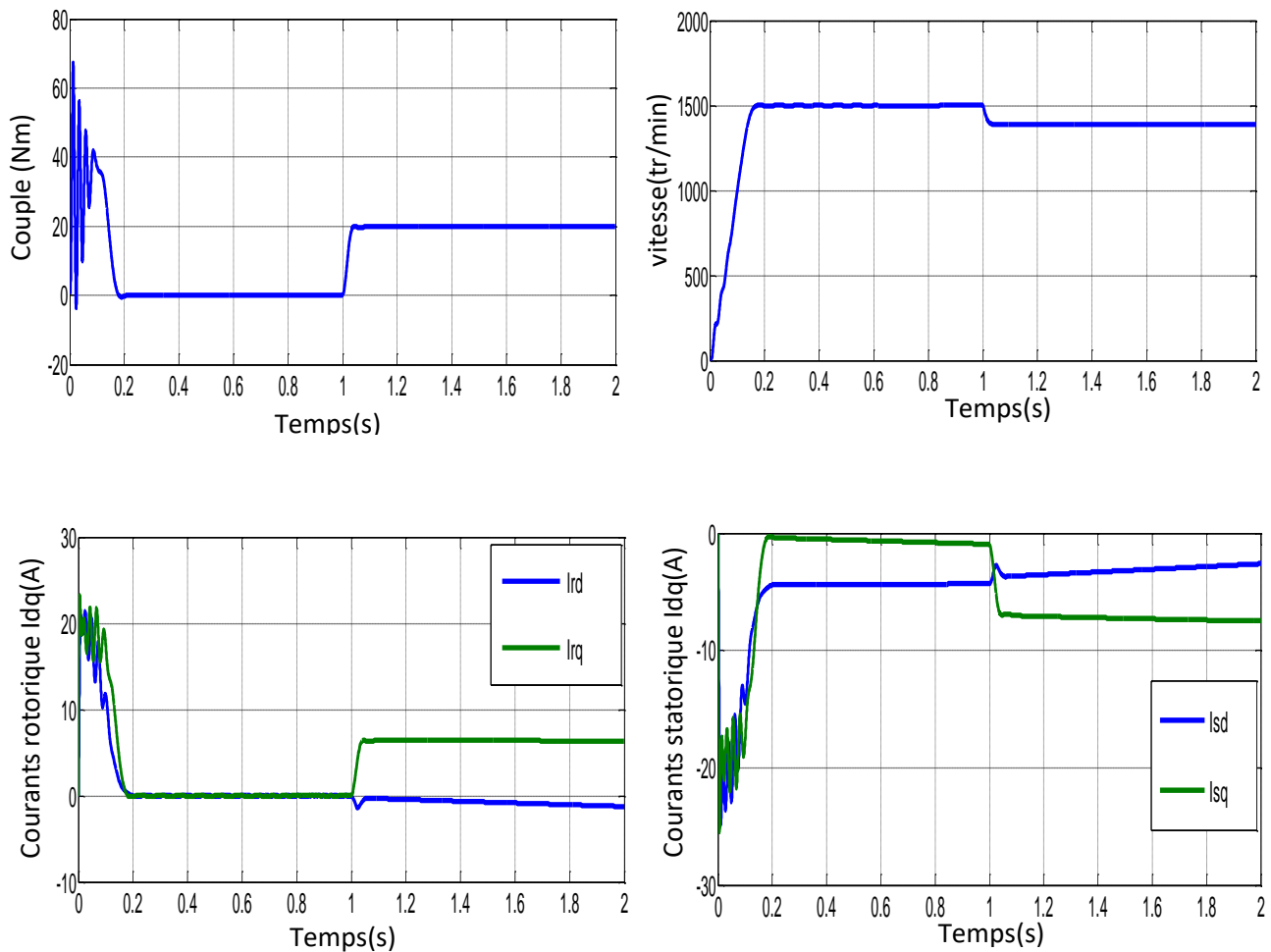
$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, \quad [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}.$$

II.5 Résultats du Simulation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur sont présentés sur les figures suivantes.

1^{er} cas : $V_r = 0$ (v), $f_r = 0$ (Hz), (rotor en court-circuit), $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec) :

Pour la première opération, nous avons simulé le comportement dynamique du MADA sans alimentation du rotor (court-circuit du rotor), le stator est alimenté par un réseau triphasé équilibré, ce qui signifie que le MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné.



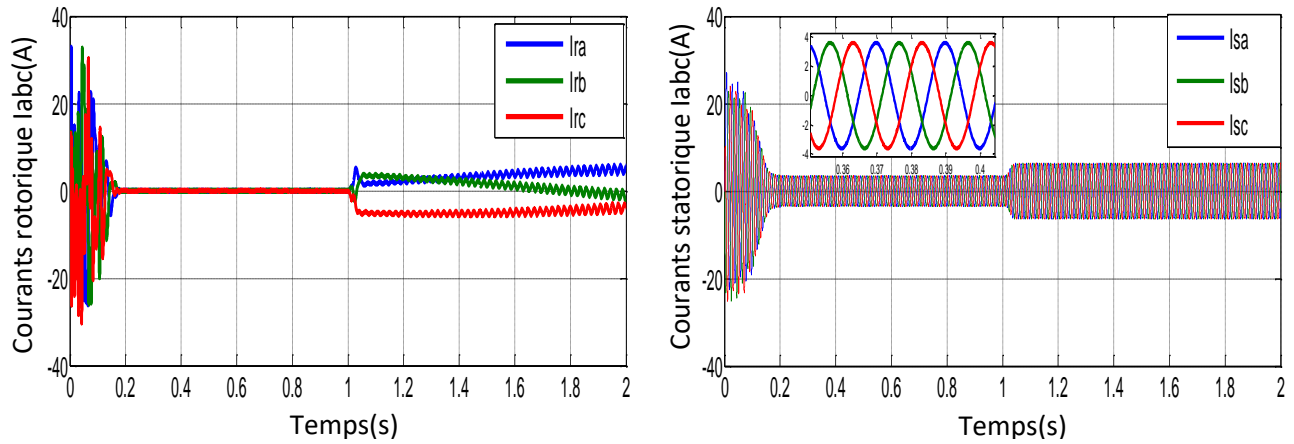
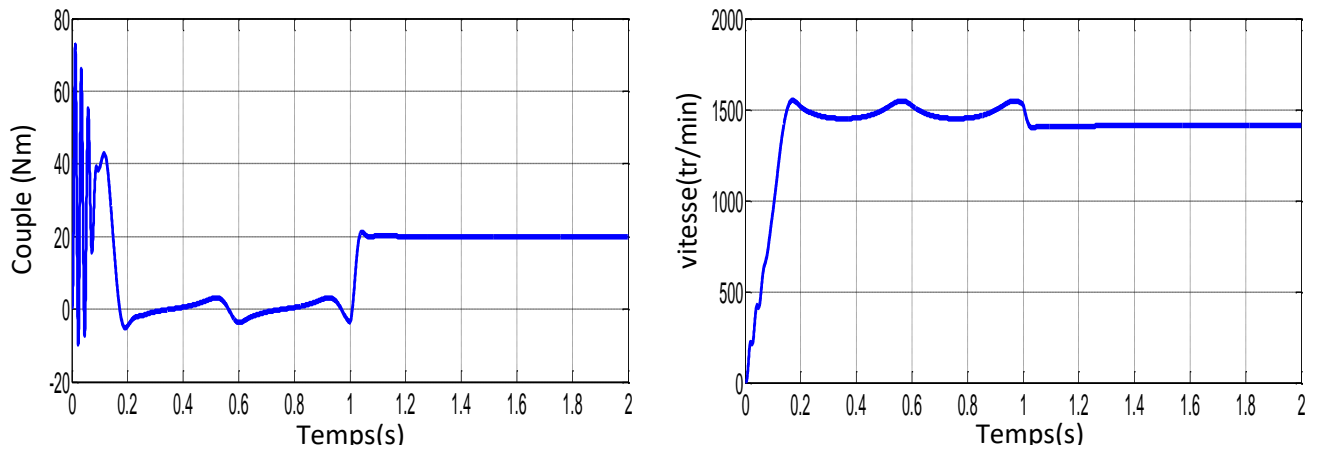


Figure (II. 3) : Résultat de simulation de la MADA, $V_r = 0$ (v) (court circuit) et $f_r = 3$ (Hz) ,
 $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec)

2^{er} cas : $V_r = 10$ (v), $f_r = 3$ (Hz), $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec) :

Pour la deuxième opération, nous avons simulé le comportement dynamique du MADA à l'aide d'une alimentation rotorique ($V_r = 10$ (v), $f_r = 3$ (Hz)), (stator alimenté par un réseau triphasé équilibré).



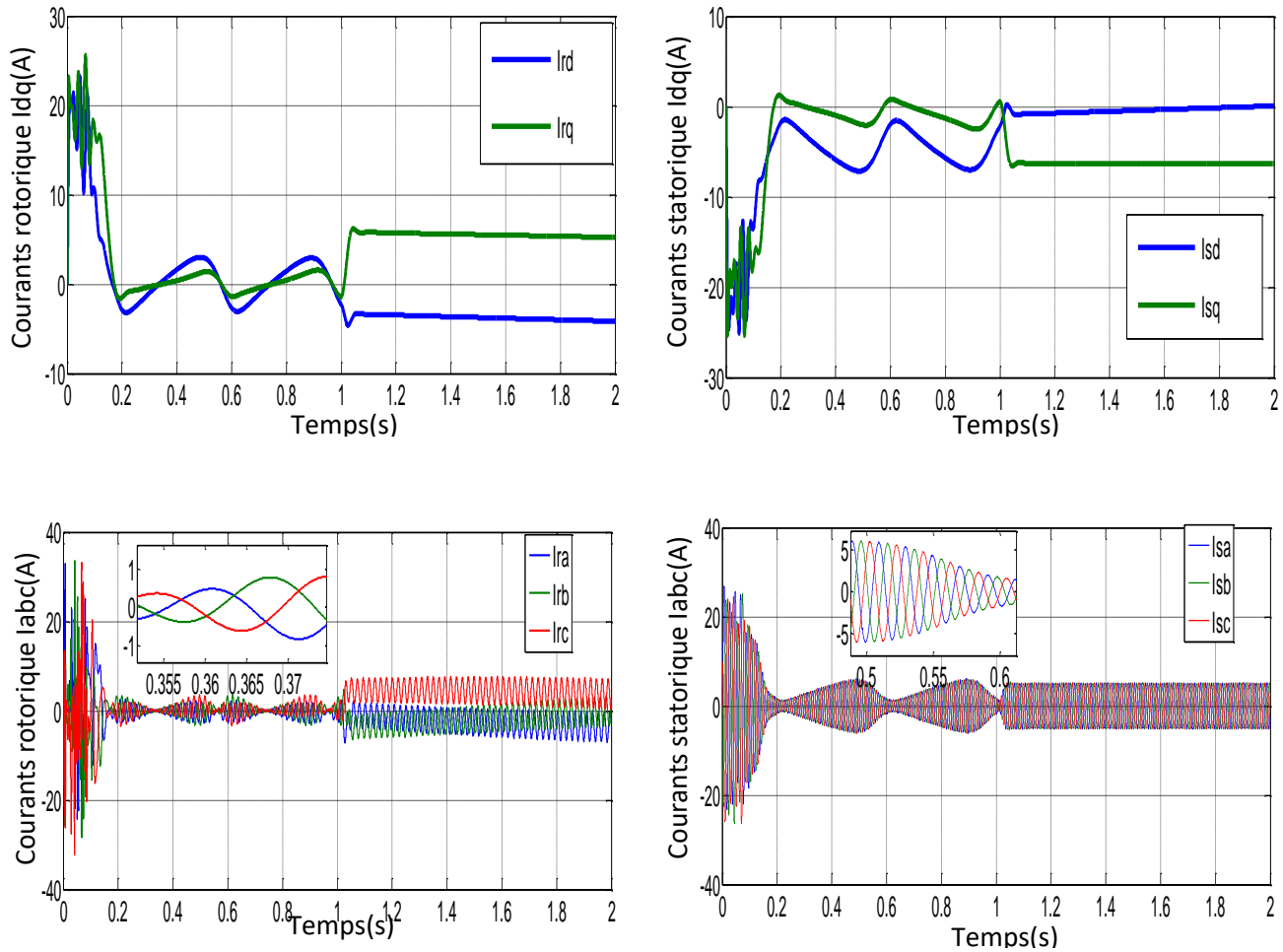


Figure (II.4) : Résultat de simulation de la MADA, $V_r = 10$ (v) et $f_r = 3$ (Hz) ,
 $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec)

Les figures (II.3) et (II.4) représentent les résultats de simulation de la MADA pour les deux cas de simulation. Dans le premier cas, on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur 1400(tr/min) après l'application d'un couple de charge $C_r = 20$ (N.m) à $t=1$ (s). traduire par une augmentation du glissement de la machine, Le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant (C_r) appliqué et présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence (20(N.m)) de qui compense l'effet de charge et des frottements avec une valeur max de 65 (Nm) dans le régime transitoire. Les courants rotoriques et statorique (de phase) présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

Dans le deuxième cas (figure (II.5)), ou le rotor est alimenté par une tension de $V_r = 10$ (V); $f_r = 3$ (Hz), avec une couple de charge ($C_r = 20$ (N.m) à $t=1$ (s)), on remarque des oscillations

importantes au niveau de tous les grandeurs statiques et dynamique de la MADA avant l'application du couple de charge.

II.6 Modélisation de l'alimentation de la MADA

Dans cette partie de travail, on va étudier l'association d'une machine asynchrone à double alimentation à un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. Figure (II.5) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor. [5][25]

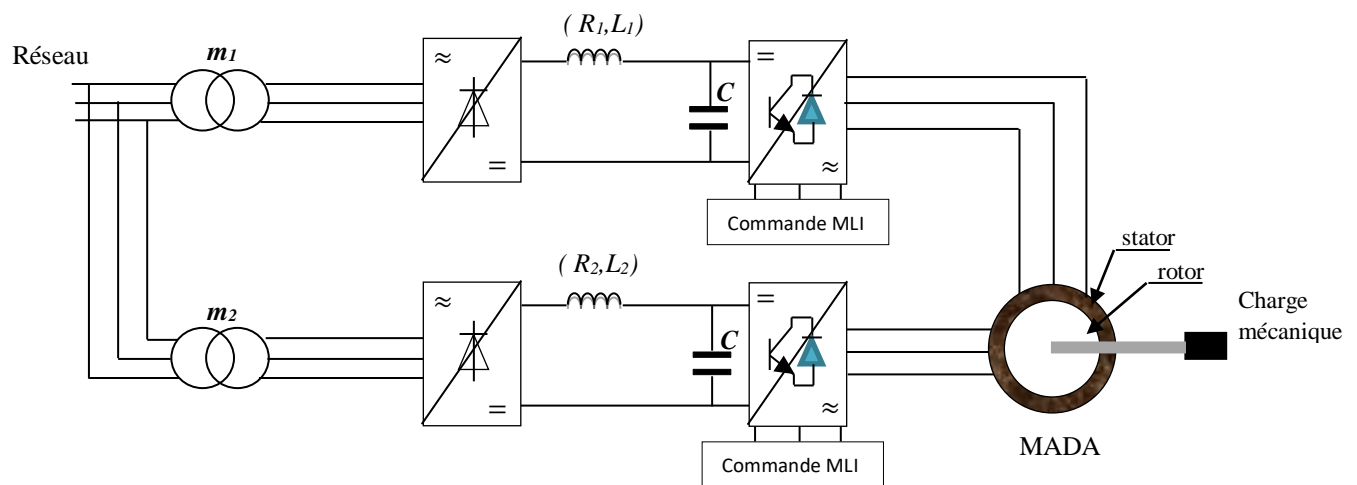


Figure (II.5) : Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation

L'ensemble d'un entraînement électrique, lorsqu'il est alimenté par le réseau comprend :

- Deux redresseurs d'entrée ;
- Deux filtres comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur ;
- Deux onduleurs de tension à MLI ;
- Le moteur asynchrone doublement alimenté (MADA).

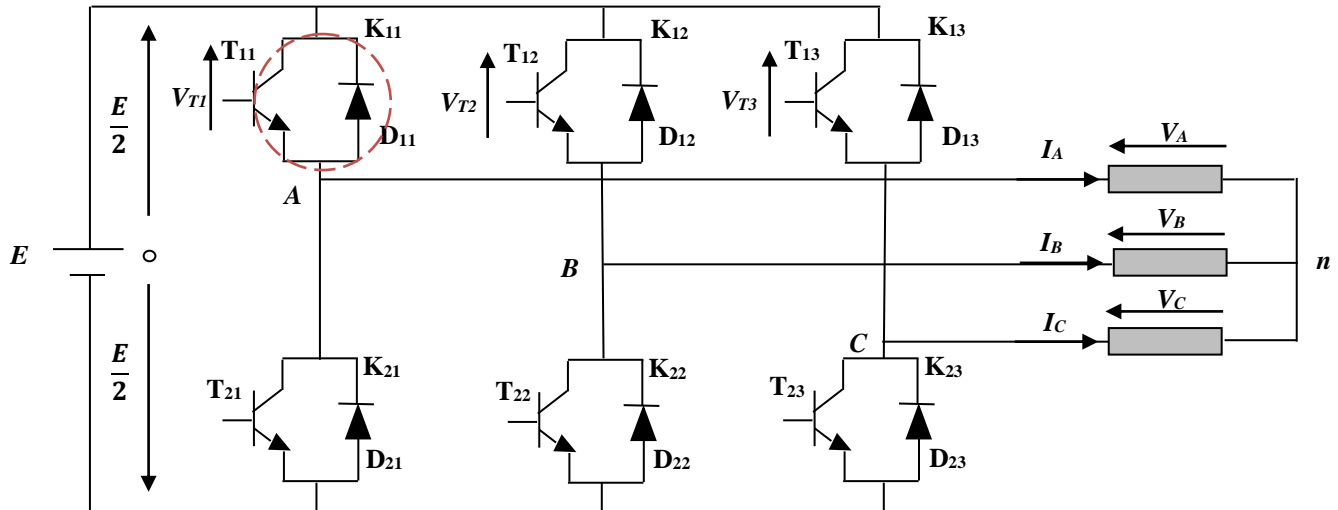
II.6.1 Modélisation du convertisseur continu – alternatif

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. [26]

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 220/380(V)-50(Hz). [17]

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche, figure (II.6).

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



Figure(II.6) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir a la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure suivante : [5]

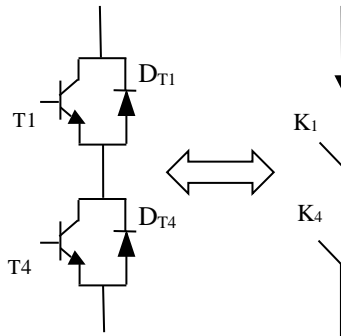


Figure (II.7) : Représentation d'un bras d'onduleur

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure ci-dessous :

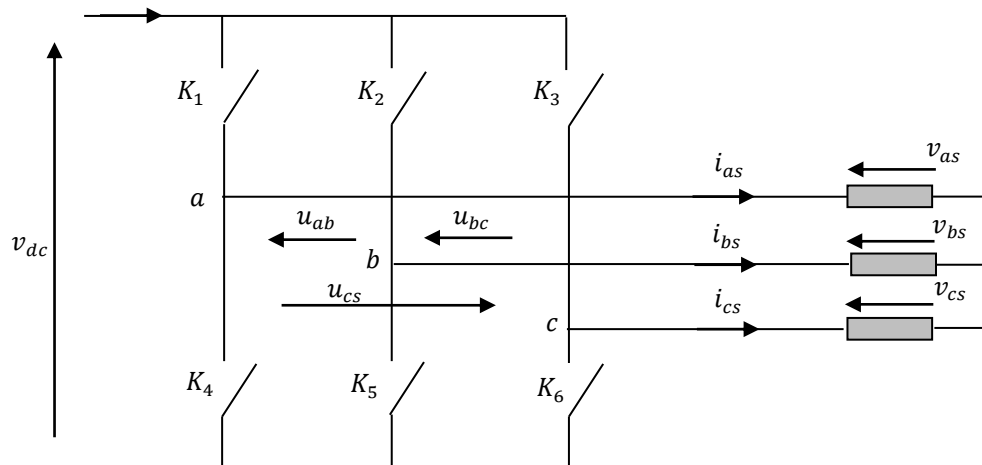


Figure (II.8): Schéma équivalent de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant a chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

- $S_1 = 1$ si K_1 est ferme et K_4 est ouvert
- $S_1 = 0$ si K_4 est ferme et K_1 est ouvert
- $S_2 = 1$ si K_2 est ferme et K_5 est ouvert
- $S_2 = 0$ si K_5 est ferme et K_2 est ouvert
- $S_3 = 1$ si K_3 est ferme et K_6 est ouvert

$S_3 = 0$ si K_6 est ferme et K_3 est ouvert

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= v_{as} - v_{bs} = v_{dc}(S_1 - S_2) \\ U_{bc} &= v_{bs} - v_{cs} = v_{dc}(S_2 - S_3) \\ U_{ca} &= v_{cs} - v_{as} = v_{dc}(S_3 - S_1) \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

Les tensions simples forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

II.6.2 Le principe de la commande MLI

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. [5]

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [26]

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{Rrefa} = V_m \sin(2\pi f) \\ V_{Rrefb} = V_m \sin(2\pi f - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{Rrefc} = V_m \sin(2\pi f - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II.44})$$

2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_p à la valeur crête de l'onde de modulation V_{ref} :

$$r = \frac{V_p}{V_{ref}} \quad (\text{II.45})$$

Le choix d'un indice de modulation où m est un multiple de trois permet d'éliminer la troisième harmonique qui représente une barrière à cette technique. Cependant, le taux de modulation r varie en fonction de la référence imposée. [27]

La figure (II.9): présente les signaux de commande (une onde porteuse triangulaire et une référence sinusoïdale). les figures (II.10), (II.11) montrent respectivement les états de commutations et les tensions simple et composée à la sortie de l'onduleur.

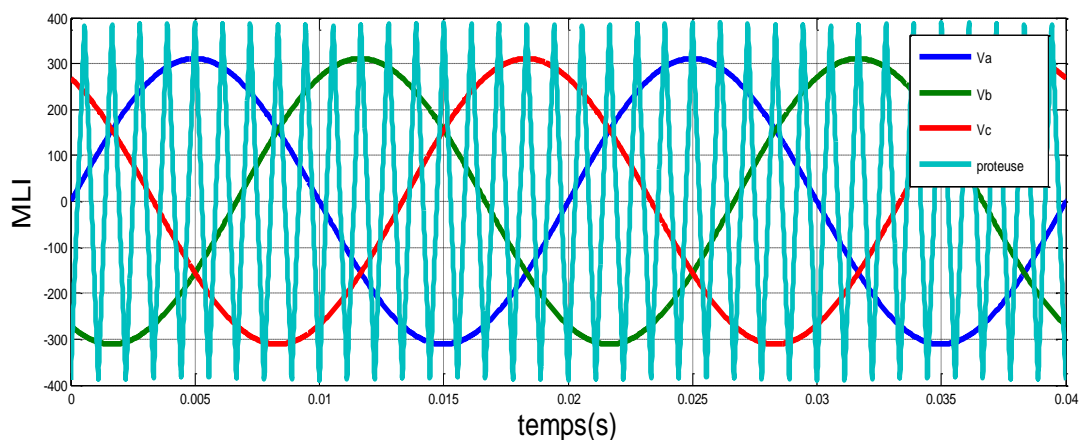


Figure (II.9): Stratégie de commande à MLI.

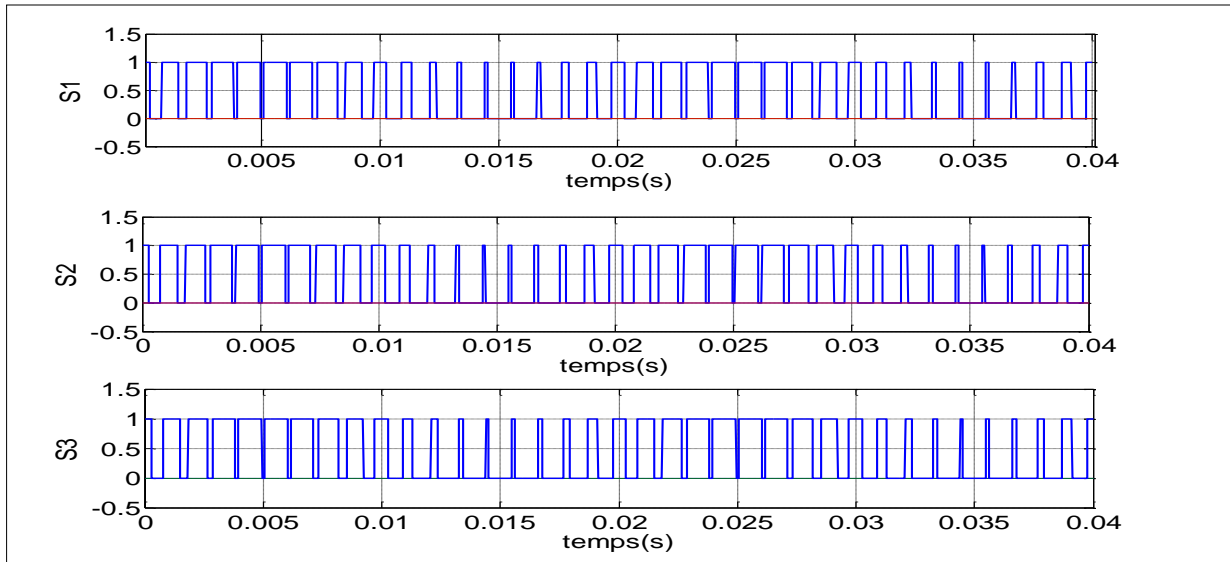


Figure (II.10) : Principe de la commande MLI.

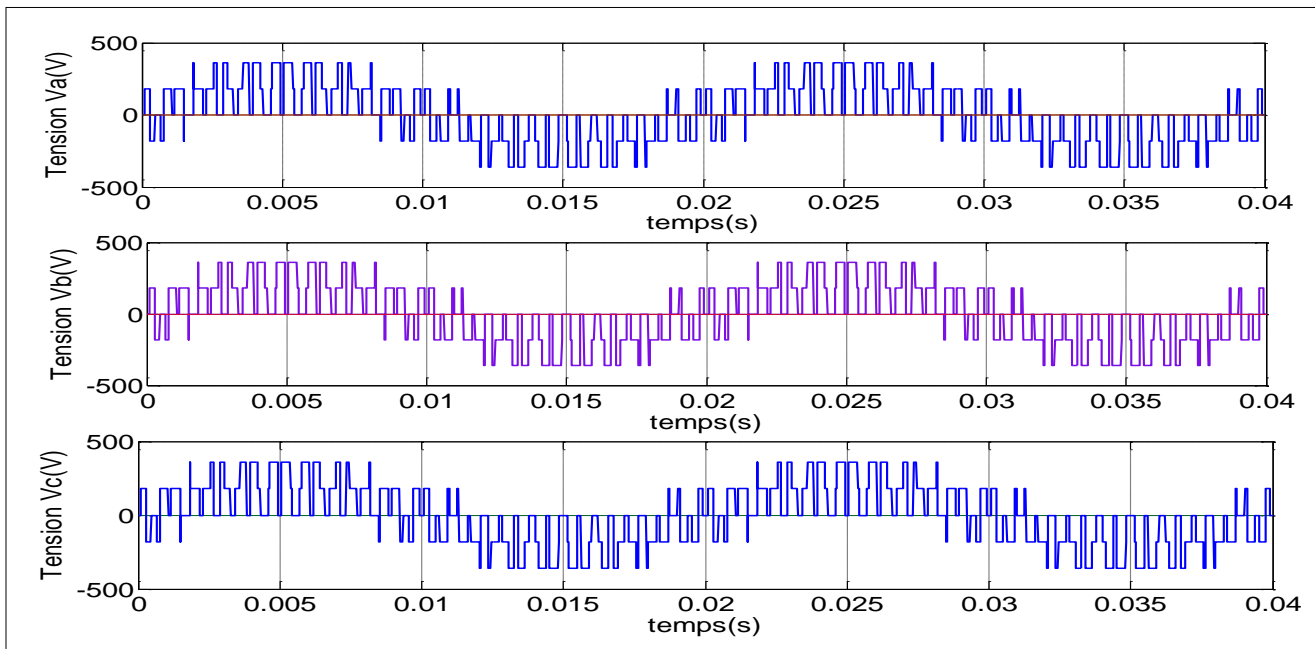


Figure (II.11) : Les tensions de sortie de l'onduleur.

II.7 Algorithme de commande

L'algorithme de commande de la stratégie delta sinusoïdal pour l'onduleur à deux niveaux du bras peut être généralisé en deux phases, la tension de pôle entre la phase et le point neutre virtuel. [27]

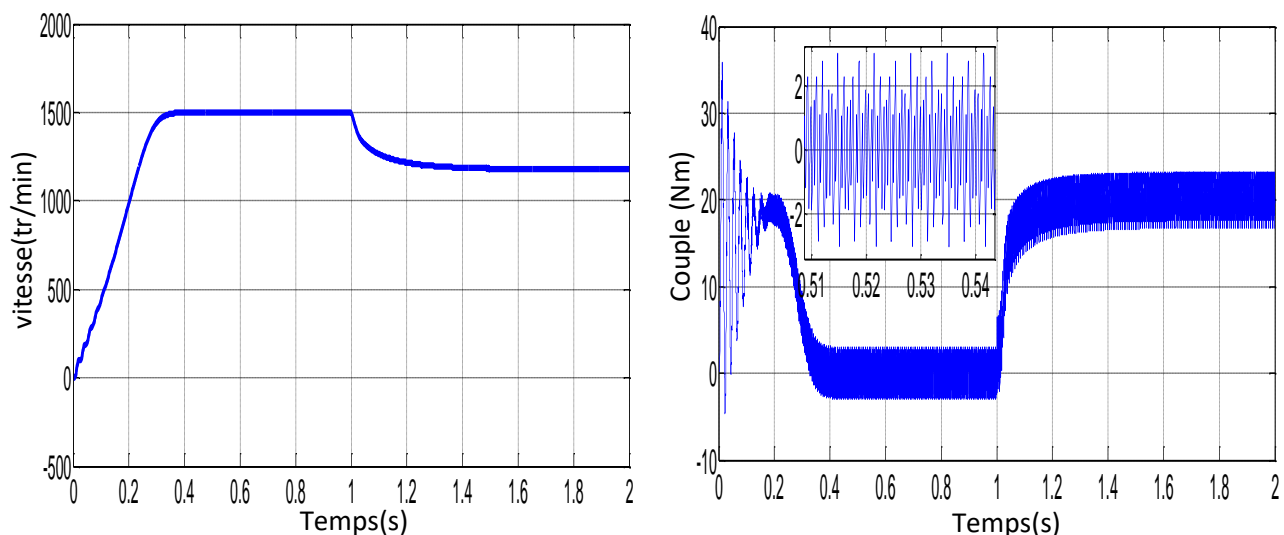
$$\text{Etape 1 : } \begin{cases} V_{ref} \geq V_p \rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{ref} \leq V_p \rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases}$$

$$\text{Etape 2 : } \begin{cases} V_k = \frac{V_{dc}}{2} \rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \rightarrow S_k = 0 \end{cases}$$

Il est important de noter que le MLI permet une réduction nette des harmoniques du courant en augmentant la fréquence de hachage. Il pousse également les harmoniques de la tension vers des fréquences plus élevées, ce qui aide au filtrage car il permet également modifier l'onde fondamentale de la tension souhaitée. [27]

II.8 Résultats du simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur sont avec un onduleur présentés sur les figures suivantes.



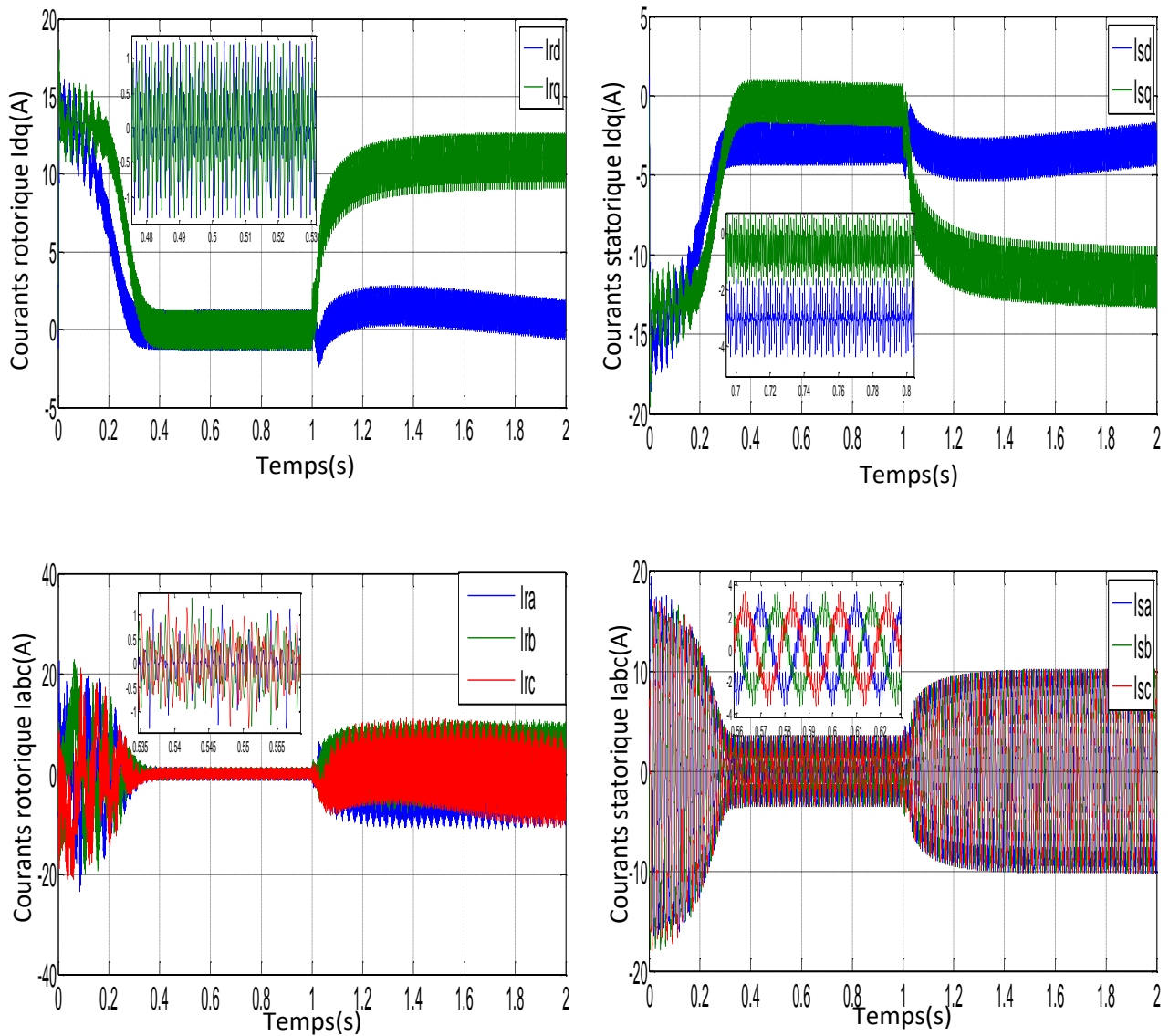


Figure (II.12) : Résultat de simulation de la MADA avec onduleur pour , $V_r = 0$ (v) et $f_r = 3$ (Hz) ,
 $C_r = 20$ (N.m) à $t = 1$ (sec)

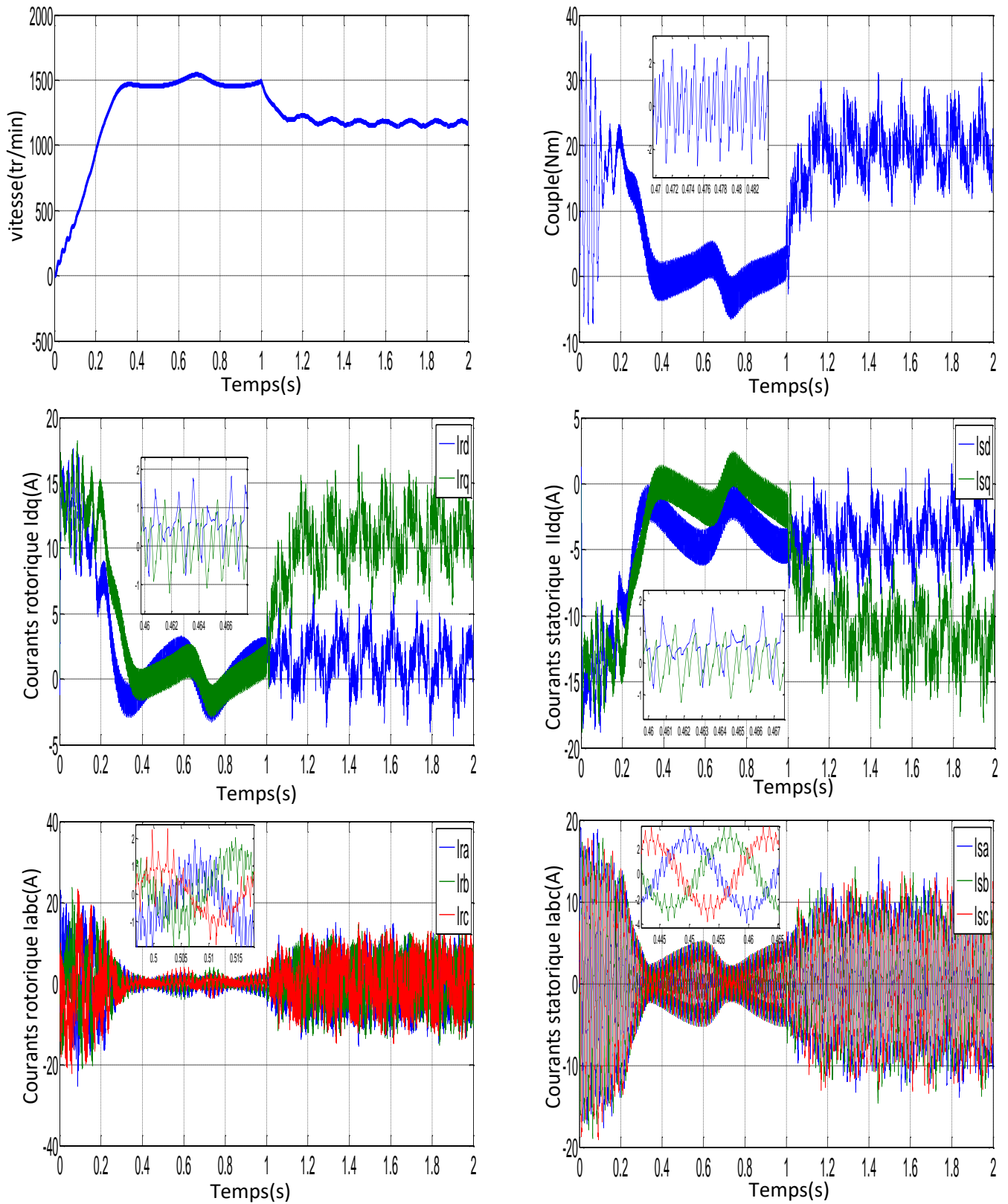


Figure (II.13) :résultat de simulation de la MADA avec onduleur pour , $V_r = 10(v)$ et $f_r = 3 (Hz)$,
 $C_r=20(N.m)$ à $t = 1(sec)$

Les Figures (II.12) et (II.13) représentent les réponses de simulation dans les deux cas. On remarque que les résultats de simulation en présence des deux onduleurs sont similaires à ceux obtenus pour une MADA alimentée par des tensions purement sinusoïdales à l'exception de quelques ondulations causées par les harmoniques emportées par les tensions fournies à la sortie des deux onduleurs.

II.9 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.

On a appliqué la technique de la MLI pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en oeuvre de la commande vectorielle.

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 d'une
Machine Asynchrone Double
Alimentation

III.1 Introduction

Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes. Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (Field Oriented Control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision. [7][18]

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA, nous présenterons tout d'abord une généralité sur cette commande, dont le fonctionnement est en mode moteur où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable. [23]

III.2 Principe de la commande vectorielle

Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée.

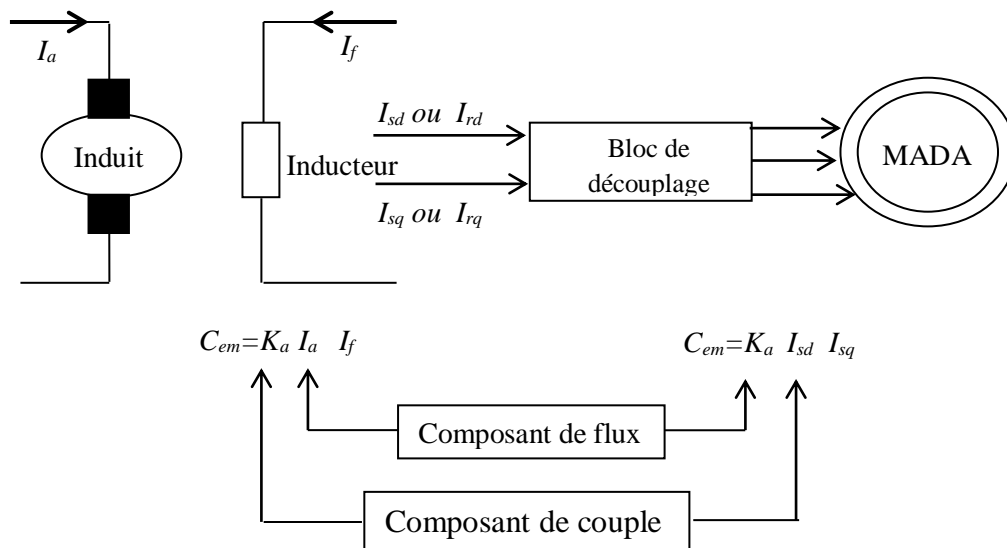


Figure (III.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

Cette analogie est représentée par la figure (III.1). Le courant i_{sd} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{sq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{sd} et i_{sq} sont mutuellement découplées. [28][29]

III.3 Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer : [3]

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

III.4 Procédés d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

- ✓ Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rd}=\phi_r$, $\phi_{rq}=0$.
- ✓ Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sd}=\phi_s$, $\phi_{sq}=0$.
- ✓ Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dg}=\phi_g$, $\phi_{qg}=0$.

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

III.5 Commande par orientation du flux rotorique

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. [24]

Nous passons brièvement en revue la relation de Park liant les différentes quantités principales de MADA :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{III.1}$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

Pour implémenter la loi de commande, nous choisissons d'orienter le flux rotor selon l'axe d de la Figure. (II.4). Par conséquent nous obtenons :

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0 \tag{III.3}$$

Il vient alors :

$$\begin{aligned}
 \phi_{rq} = 0 &\leftrightarrow I_{rq} = -\frac{M}{L_r} I_{sq} \\
 I_{rd} &= 0 \\
 I_{sq} &= -\frac{L_r}{M} I_{rq}
 \end{aligned} \tag{III.4}$$

$$\begin{aligned}
 \phi_{sq} &= -\sigma \frac{L_s L_r}{M} I_{rq} \\
 C_{em} &= PM(I_{sq} I_{rd} - I_{rq} I_{sd}) = -P \phi_{rd} I_{rq}
 \end{aligned} \tag{III.5}$$

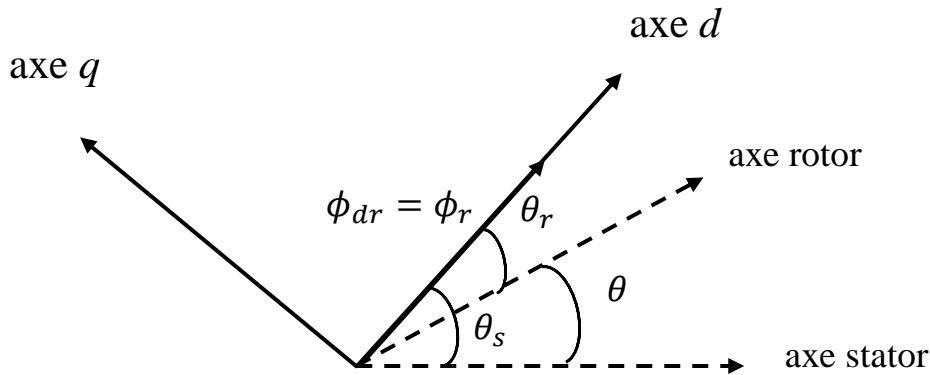


Figure (III.2) : Illustration Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

Ainsi, les équations (II.5) et (II.4) permettent, pour un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , de réguler les courants I_{sq} et I_{rq} . Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir : [17]

1. La méthode directe (Direct Field Oriented Control ou DFOC) .
2. La méthode indirecte (Indirect Field Oriented Control ou IFOC).

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation. [28]

III.5.1 Commande vectorielle directe

Ce type a été proposé par Blaschke (1970). Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime transitoire effectué. En effet, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). [13]

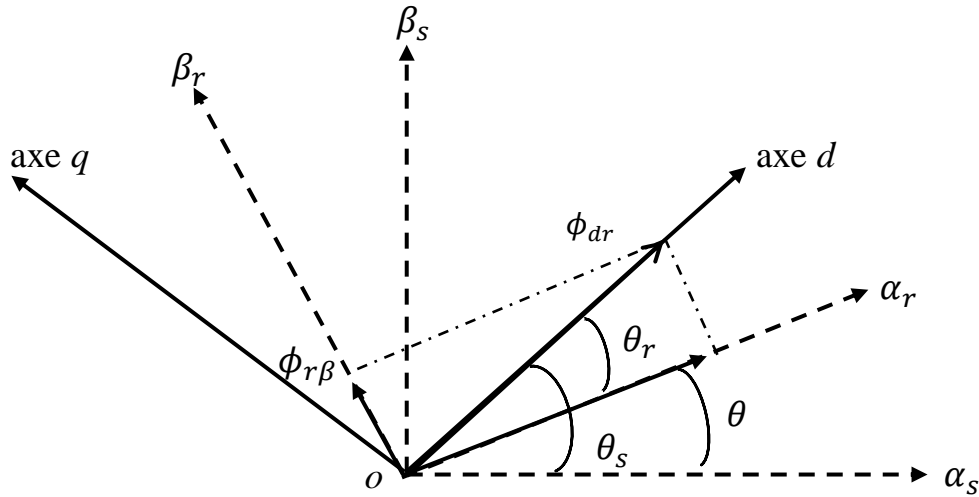


Figure (III.3) : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe.

Pour assurer le découplage entre le couple et le flux, il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur. [30]

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations des paramètres de la machine. [31][17]

Si le flux rotor est connu (mesuré ou estimé), le module et l'angle du vecteur flux rotor (souvent appelé position rotor) sont donnés par :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad \text{et} \quad \theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \quad (\text{III.6})$$

En effet, puisque $\sin\theta_s$ et $\cos\theta_s$ sont nécessaires à la transformation de Park, ils peuvent être trouvés directement par (voir Figure. (II.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.5.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode ne nécessite ni mesure ni estimation du module de flux du rotor, mais elle utilise directement sa référence ϕ^*_{rd} et sa position. Il est à noter que pour des vitesses de rotor inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux magnétique est généralement maintenu constant à sa valeur nominale. [18][28]

En revanche, lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale, elle doit diminuer pour limiter la tension aux bornes de la machine (flux de démagnétisation). Pour cela, le flux de référence est obtenu par la relation de flux ci-dessous : [24]

$$\phi^*_{rd} = \begin{cases} \phi_r & \Omega \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

ϕ_{rn} : est le flux de référence nominal.

Ω : est la vitesse mécanique.

Ω_n : est sa valeur nominale.

Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. [32]

Ce contrôle par défluxage assure un flux rotorique constant pour les vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale, et une diminution hyperbolique en survitesse. Et donc au-delà du seuil nominal de la vitesse, le couple maximal imposé sera plus faible. [33]

Dans cette méthode, la position θ_s est déterminée en intégrant la pulsation statorique, qui elle-même utilise la vitesse de la machine et l'impulsion rotorique. En fait, l'impulsion glissante peut être exprimée comme la relation suivante :

$$\omega_r = \left(V_{rq}^* + \frac{R_r M}{L_r} I_{sq}^* \right) \frac{1}{\phi_{rd}^*} \quad (\text{III.10})$$

Et considérant la loi d'autopilotage :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad \Longrightarrow \quad \omega_s = \omega + \omega_r = P \cdot \Omega + \omega_r \quad (\text{III.11})$$

Nous pouvons écrire en intégrant cette équation :

$$\theta_s = \int \omega_r \cdot dt = \int \left(P \cdot \Omega + \left(V_{rq}^* + \frac{R_r M}{L_r} I_{sq}^* \right) \frac{1}{\phi_{rd}^*} \right) dt \quad (\text{III.12})$$

Ceci montre clairement que pour la structure de la commande indirecte aucune mesure n'est nécessaire.

III.6 Mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte de la MADA

III.6.1 Magnétisation de la machine asynchrone à double alimentation

La Magnétisation de la machine permet d'appliquer le module du flux rotorique. Cela peut se faire de différentes manières :

- ✓ Soit par le stator seul :

$$I_{rd} = 0 \text{ et } \phi_{rd} = M \cdot I_{sd} \quad (\text{III.13})$$

Remarque : 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 :

$$I_{sd} = 0 \text{ et } \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} \quad (\text{III.14})$$

Cette seconde méthode de magnétisation, accompagnée d'une orientation du flux statorique, permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. Le convertisseur du rotor fournit la totalité de la puissance réactive à la machine. En orientant le flux rotorique, il n'est plus possible d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures. [24]

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

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \quad (\text{III.14})$$

Ce dernier type de magnétisation permet de partager l'énergie réactive fournie à la machine entre le convertisseur du stator et celui du rotor.

L'inconvénient de cette façon de magnétiser la machine, réside au niveau d'un fonctionnement défaillant de la machine où la magnétisation par une seule armature présente plus de souplesse dans la reconfiguration du mode de fonctionnement.

La figure (II.4) illustre la représentation vectorielle de l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MADA. Les vecteurs tension V_r et courant I_r rotoriques sont colinéaires (V_{rd} et I_{rd} nuls en régime permanent), le facteur de puissance au rotor est unitaire. [34]

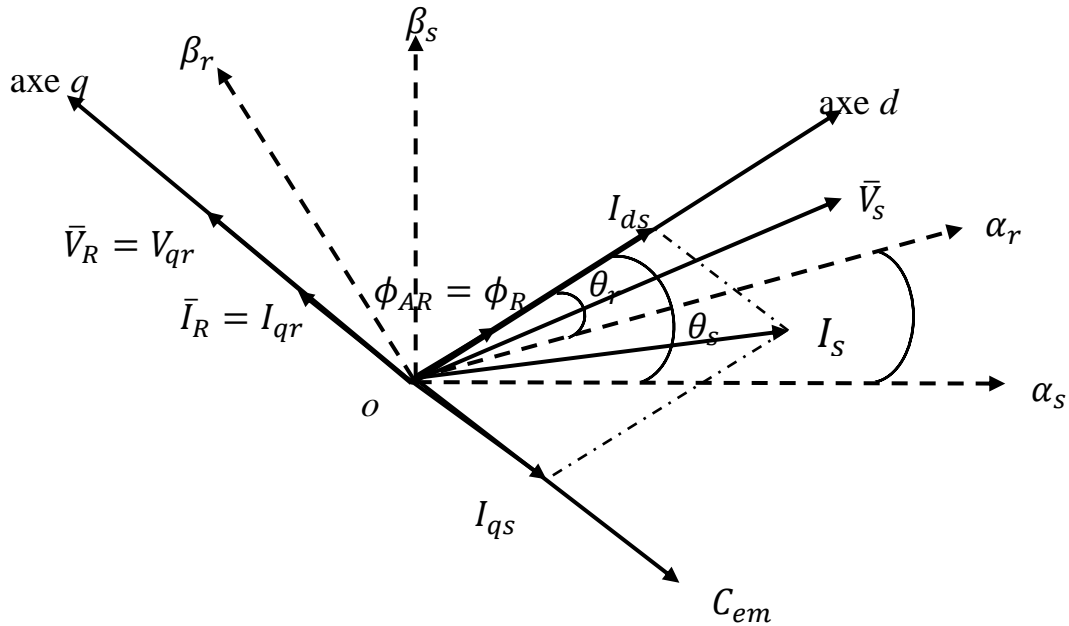


Figure (III.4) : Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator.

III.6.2 Contrôle des courants et les termes de compensation

a. Première méthode

Cette méthode a été introduite par D. LECOQ. Elle demande l'utilisation de quatre correcteurs de courant.[24]

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 : [7]

$$\begin{cases} V_{tsq} = V_{sq} - \frac{M}{L_r} V_{rq} \\ V_{trq} = V_{rq} - \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{tsd} = V_{sd} - \frac{M}{L_r} V_{rd} \\ V_{trd} = V_{rd} - \frac{M}{L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (III.15)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \\ I_{rd} = 0 \\ I_{sd} = -\frac{\phi_{rq}}{M} \end{cases} \quad (III.16)$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{tsd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} I_{rd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_{rq} (\omega_s - \omega) \\ V_{tsq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} I_{rq} - \omega_s \phi_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} (\omega_s - \omega) \\ V_{trd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} I_{sd} - \phi_{rq} (\omega_s - \omega) + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \omega_s \\ V_{trq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} - R_s \frac{M}{L_s} I_{sq} - \phi_{rd} (\omega_s - \omega) + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \omega_s \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{tsd} = V_{tsdc} + V_{tsdc1} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + V_{tsdc1} \\ V_{tsq} = V_{tsqc} + V_{tsqc1} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + V_{tsqc1} \\ V_{trd} = V_{trdc} + V_{trdc1} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + V_{trdc1} \\ V_{trq} = V_{trqc} + V_{trqc1} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + V_{trqc1} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Où V_{tsdc1} , V_{tsqc1} , V_{trdc1} et V_{trqc1} 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 (II.19).

$$\begin{cases} \frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

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

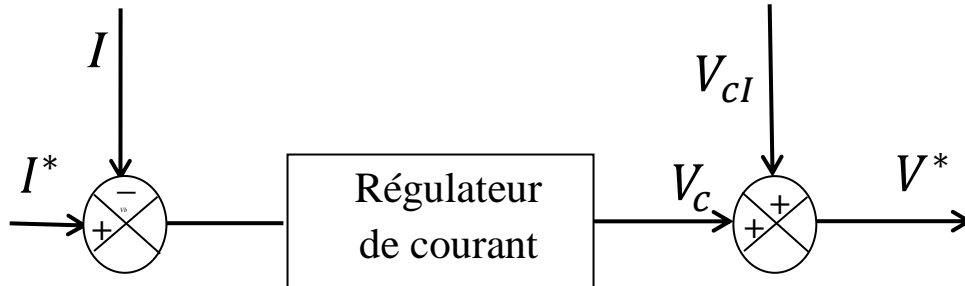


Figure (III.5) : Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ.

Cette approche donne des résultats très satisfaisants pour les basses fréquences rotoriques. Dans cette configuration, le flux magnétique est appliqué par le courant I_{sd} et le couple est l'image inverse du courant I_{rq} . Comme annoncé par ses auteurs, [34] [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. L'équation combinée avec le système combiné de tension et de courant, ramène tout le nombre au stator (l'indice " ' " est associé au nombre de ramenés). [7]

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \frac{R_s}{2} I'_d + \frac{(L_s + M')}{2} \frac{dI'_d}{dt} \\ V_{sq} &= -\frac{M'}{2} R_s I'_{rd} + \frac{(L_s + M')}{2} \omega_s I'_d \\ V'_{rd} &= \frac{R'_r}{2} I'_d + \frac{(L_s + M')}{2} \frac{dI'_d}{dt} - \sigma L'_r \omega_r I'_{rq} \\ V'_{rq} &= R'_r I'_{rq} + \sigma L'_r \frac{dI'_{rq}}{dt} + \frac{(L_s + M')}{2} \omega_r I'_d \end{aligned} \quad (III.20)$$

$$I_{rd} = I'_{rd} = \frac{I'_d}{2} \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad I_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot I_{rq} \quad (III.21)$$

En prenant comme termes de compensation les quantités suivantes :

$$V'_{rdc} = -\sigma L'_r \omega_r I'_{rq} \quad V'_{rdc} = \frac{L_s + M}{2} \omega_r I'_d \quad (III.22)$$

Il a obtenu pour les courants rotoriques les fonctions de transfert suivantes:

$$\frac{I'_{rd}(s)}{V'_{rd}(s)} = \frac{1}{R'_r + (L_s + M')s} \quad \text{et} \quad \frac{I'_{rq}(s)}{V'_{rq}(s)} = \frac{1}{R'_r + \sigma L'_r s} \quad (III.23)$$

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

$$V_{sd}^* = \frac{R_s}{2} I_d^* = R_s I'_{rd}^* \quad ; \quad V_{sq}^* = -\frac{M}{L_s} R_s I'_{rq}^* + (L_s + M') \omega_s I'_{rd}^* \quad (III.24)$$

Le schéma de régulation retenu, pour les courants au rotor, sera donné dans la figure (II.6).

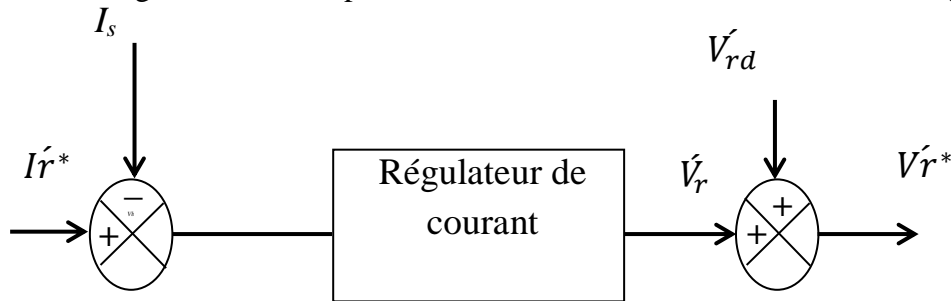


Figure (III.6) : Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ.

Dans cette configuration, les composants tendus sont calculés sur la base du modèle stator, ce type de contrôle nécessite un point de fonctionnement donné pour contrôler la dynamique des moteurs généraux. Si vous ne respectez plus la linéarité magnétique de la machine, la courbe de la

fonction qui utilise la fonction de la vitesse de mesure est utilisée pour déterminer le courant magnétique général. [24]

Dans cette méthode, seule la dynamique du courant du rotor et le courant du stator est basé sur une bague ouverte. Aussi, courant Il n'y a pas de constante de temps du rotor. Dans le processus des effets de changement de paramètres de recherche, le débit et le couple peuvent provoquer une dynamique trop d'interférence. Si le changement dépasse 50%, il peut même diverger. [7]

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. [17]

En respectant les conditions citées ci-dessus, nous pouvons écrire :

$$I_{rd} = 0 \quad \text{et} \quad \phi_{rq} = 0 \quad \longleftrightarrow \quad C_{em} = -p\phi_{rd}I_{rq} = -pMI_{sd}I_{rq} \quad (\text{III.25})$$

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

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \quad (\text{III.26})$$

En définissant un courant magnétisant rotorique de la forme :

$$I_{mr} = I_{sd} + \frac{L_r}{M} I_{rd} \quad (\text{III.27})$$

Nous aurons :

$$\phi_{rd} = M I_{mr} \quad (\text{III.28})$$

Posons :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + V_{sdc1} \\ V_{sq} = V_{sq1} + V_{sqc1} \end{cases} \begin{cases} V_{rd} = V_{rd1} + V_{rdc1} \\ V_{rq} = V_{rq1} + V_{rqc1} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ V_{rd1} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq1} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \begin{cases} V_{sdc1} = -\omega_s \phi_{sq} \\ V_{sqc1} = -\omega_s \phi_{sd} \\ V_{rdc1} = -\omega_r \phi_{rq} \\ V_{rqc1} = -\omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

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_{sd1} et V_{rd1} , nous obtenons :

$$\begin{cases} I_{rd}(s) = \frac{\frac{1+T_s s}{R_r}}{1+(T_s+T_r).s+\sigma T_s T_r .s^2} V_{rd}(s) - \frac{\frac{M.s}{R_s R_r}}{1+(T_s T_r).s+\sigma T_s T_r .s^2} V_{sd1}(s) \\ I_{mr}(s) = \frac{\frac{T_r(1+\sigma T_s s)}{M}}{1+(T_s+T_r).s+\sigma T_s T_r .s^2} V_{rd}(s) - \frac{\frac{1}{R_s}}{1+(T_s T_r).s+\sigma T_s T_r .s^2} V_{sd1}(s) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Un calcul identique nous donne les fonctions de transfert suivant l'axe q. Le schéma de régulation et du découplage sera donné par la figure (II.7).

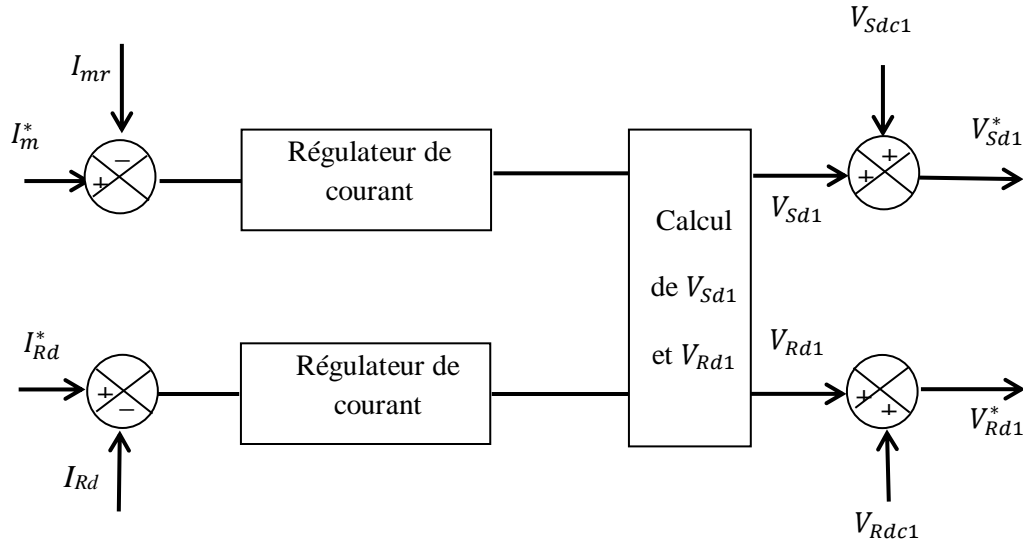


Figure (III.7) : Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN.

Comme annoncé par ses auteurs, cette méthode se caractérise par un meilleur contrôle de la dynamique et des flux de courant que les méthodes précédentes. Et il est insensible aux changements de paramètres. D'autre part, il présente une fonction de transfert intraitable et un calcul de tension de référence en deux étapes. Cela rend leur utilisation très limitée.

Remarque 2 : La méthode de découplage par compensation (méthode de LECOCQ) 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.6.3 Commande vectorielle avec découplage par compensation

À partir de l'expression (II.19), les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par :

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{III.32})$$

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \quad (\text{III.33})$$

Ces fonctions de transfert sont de premier ordre, presque les mêmes. Chacun est une fonction du paramètre de la machine (Rotor et Stator, respectivement). Différentes références à l'ajustement du courant pour faire la direction du flux du rotor et le fonctionnement du facteur de puissance unitaire dans le rotor. Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée par les figures (II.8) et (II.9).

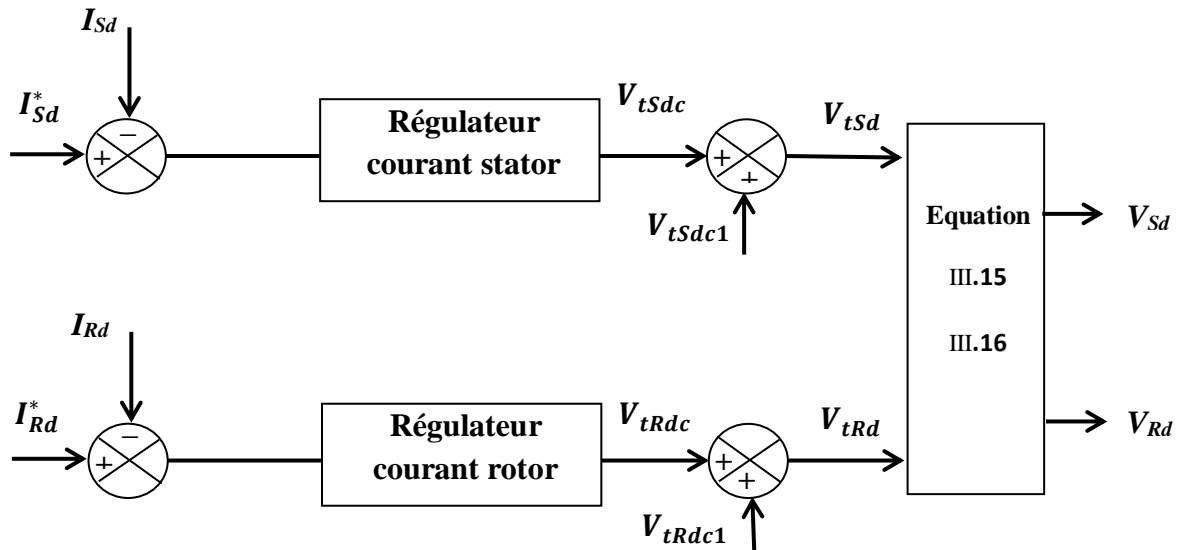


Figure (III.8) : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe d.

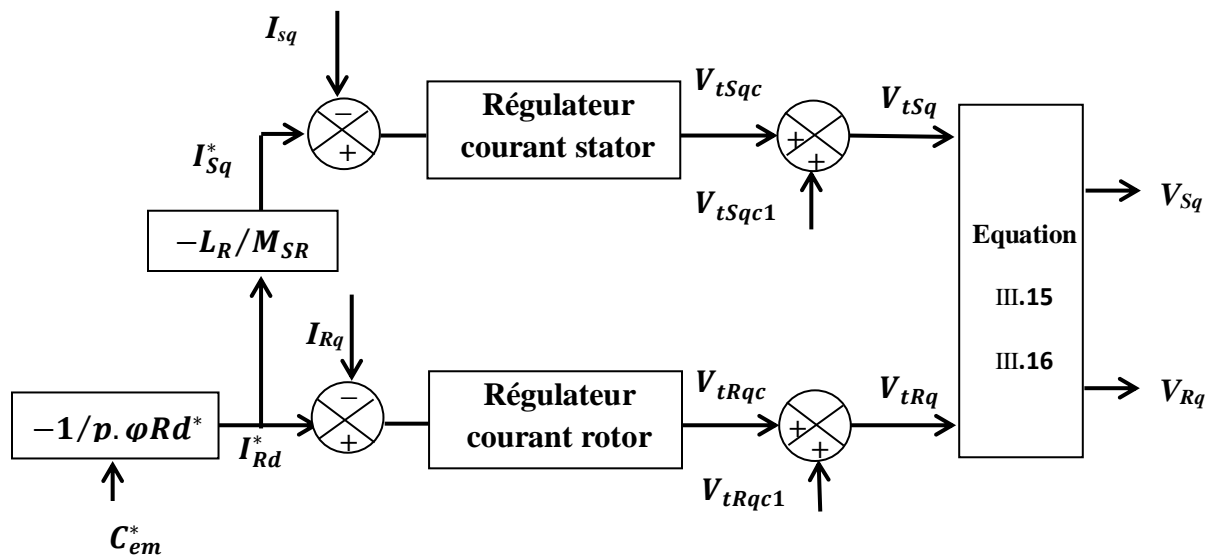


Figure (III.9) : Régulation des courants statorique et rotorique de l'axe q.

Dans les commandes traditionnelles, le couple électromagnétique C_{em} et le courant sont contrôlés par PI Correcteur [35]. Considérez les faits alimentation folle de tension du moteur, le nombre de contrôle est tendu V_{sd} , V_{sq} , V_{rd} et V_{rq} . [34]

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_{rd} , V_{rq} , V_{sd} , V_{sq} , θ_s et θ_r). Les angles θ_s et θ_r .

III.7 Calcul des paramètres de régulateur PI

Pour le système de réglage actuel, nous choisissons d'utiliser le correcteur de type complet (PI) de proportion car ils sont faciles à réaliser. En raison des opérations d'intégration, ce type de correction ne fournit aucune erreur statique et la vitesse de réponse est déterminée par action proportionnel. Utilisez le principe de la taxe sur la tige pour calculer les mesures de correction. [18]

III.7.1 Correcteurs des courants statoriques

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

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (\text{III.34})$$

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

Les composantes du courant statorique (I_{sd} , I_{sq}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (II.10).

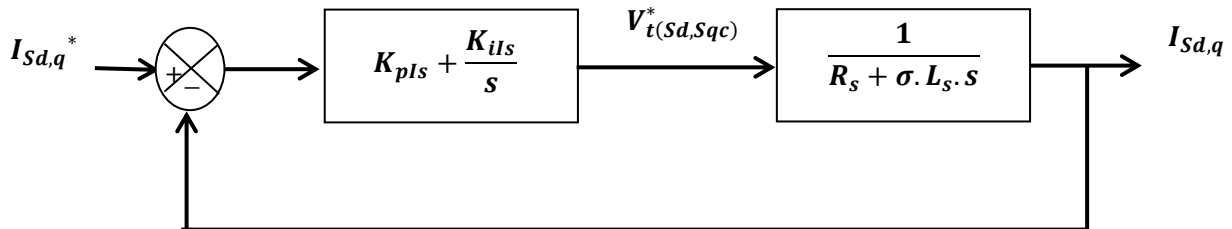


Figure (III.10) : Schéma bloc de régulation des courants statoriques.

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

$$H_{IS}(s) = \frac{I_{sd,q}}{V_{sd,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pIs} \cdot s + K_{iIs})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_{pIs}}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{iIs}}{\sigma T_s R_s}} \quad (\text{III.35})$$

Le principe d'utilisation de la tige est fabriqué dans la taille du correcteur. Tout comme les caractéristiques polynomiales de la formule (II.35)

Ordre, nous avons imposé deux pôles électriques, qui ont des pièces réelles négatives. La forme correspondante de la fonction de privation est:

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \omega_0 s + \omega_0^2 \quad (\text{III.36})$$

Par conséquent, selon les impulsions d'amortissement et de nettoyage, nous avons obtenu le réglage du correcteur.

Grâce à l'identification entre la formule (II.35) et (II.36), nous avons obtenu les paramètres suivants du correcteur PI:

$$K_{pIs} = R_s (2\xi \omega_0 \sigma T_s - 1) \quad (\text{III.37})$$

$$K_{iIs} = \omega_0^2 \sigma T_s R_s \quad (\text{III.36})$$

III.7.2 Correcteurs des courants rotoriques

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

$$\frac{I_{rq}(s)}{V_{trqc}(s)} = \frac{I_{rd}(s)}{V_{trd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r \cdot s} \quad (\text{III.38})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

La même chose pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique (I_{rd}, I_{rq}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (II.11).

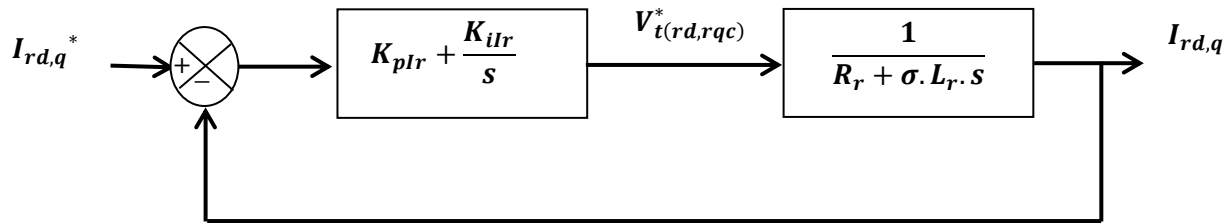


Figure (III.11) : Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.

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

$$H_{Ir}(s) = \frac{I_{rd,q}}{V_{rd,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (K_{plr} \cdot s + K_{ilr})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{K_{plr}}{R_r}}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{ilr}}{\sigma T_r R_r}} \quad (\text{III.39})$$

Le même processus pour l'exécution du correcteur de courant du stator est appliqué à un dispositif de correction pour le courant du rotor. Paramètres de l'appareil correct donc la même chose.

$$K_{plr} = R_r (2\xi \omega_0 \sigma T_r - 1) \quad (\text{III.40})$$

$$K_{ilr} = \omega_0^2 \sigma T_r R_r \quad (\text{III.41})$$

III.7.3 Correcteurs du flux

Pour avoir des fonctions de machine appropriées, elle doit être maintenue constante avec une valeur nominale. Planifier la chaîne de circulation le rotor est donné par la figure (II.12).

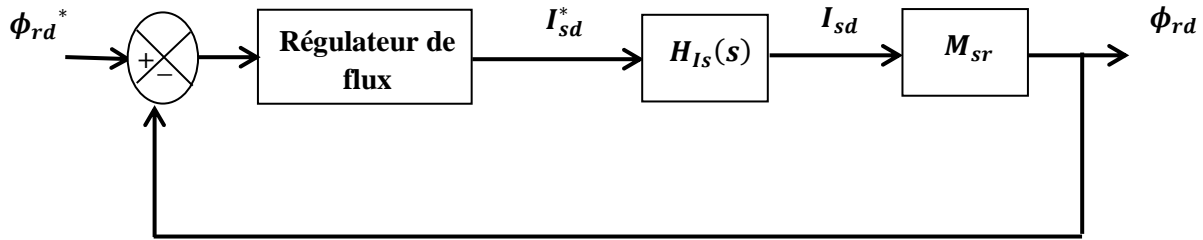


Figure (III.12) : Schéma bloc de régulation du flux rotoriques.

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

$$G_\phi(s) = M \cdot C_\phi(s) \cdot H_{Is}(s) = C_\phi(s) \frac{M}{1 + \tau_i s} \quad (\text{III.41})$$

$H_{Is}(s)$ est une fonction de transmission en boucle fermée du courant du stator, et τ_i est sa constante de temps. La boucle du flux doit répondre comme suit:

- ✓ Erreur statique nulle.
- ✓ Le temps de réponse est supérieur à l'heure actuelle, pas vitesse.
- ✓ Amortissement quasi-unitaire.

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

$$G_{\phi}(s) = K_{p\phi} \frac{K_{i\phi}}{s} \quad (\text{III.42})$$

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

$$H_{\phi}(s) = \frac{\phi_{rd}}{\phi_{rd}^*} = \frac{\frac{M}{\tau_i}(K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi})}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_{p\phi}M}{\tau_i}\right) + \frac{MK_{i\phi}}{\tau_i}} \quad (\text{III.43})$$

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

$$K_{p\phi r} = R_{sr}(2\xi\omega_0\sigma T_i - 1) \quad (\text{III.44})$$

$$K_{i\phi r} = \frac{\omega_0^2 \tau_i}{M} \quad (\text{III.45})$$

Nous devons souligner que pour la commande IRFOC, nous n'avons pas besoin d'un régulateur de trafic. Cependant, ce dernier est très important dans la commande directe Vector (DFOC).[24]

III.8 Régulation de la vitesse de la MADA

La régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone avec un correcteur PI est connue pour ne pas être très performante lorsque la consigne de vitesse varie fortement (dépassement important de la réponse en vitesse). En pratique, le correcteur PI fait face à des écarts importants lors de changements importants de la consigne de vitesse, ce qui conduit à une forte action proportionnelle du correcteur, ce qui conduit à un dépassement du régime moteur. [36][37]

Les 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 :

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (\text{III.45})$$

Où :

- ✓ $\Omega^* f$ est la vitesse de référence filtrés,
- ✓ T_f est la constante du temps du filtre.

L'équation mécanique de la MADA est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.46})$$

Avec :

- ✓ 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 nous avons :

$$C_{em} = \frac{pM\phi_{rd}^*}{L_r} I_{sq} = K_{em} I_{sq} \quad (\text{III.47})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} I_{sq} - f\Omega - C_r \quad (\text{III.48})$$

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

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} K_m}{1 + T_m s} I_{sq}(s) - \frac{K_m}{1 + T_m s} C_r(s) \quad (\text{III.49})$$

Avec : $K_m = \frac{p}{f}$ et $T_m = \frac{J}{f}$

$C_r(s)$ joue le rôle d'une entrée perturbatrice pour la vitesse, l'entrée principale étant $I_{sq}(s)$. Ainsi, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (II.13).

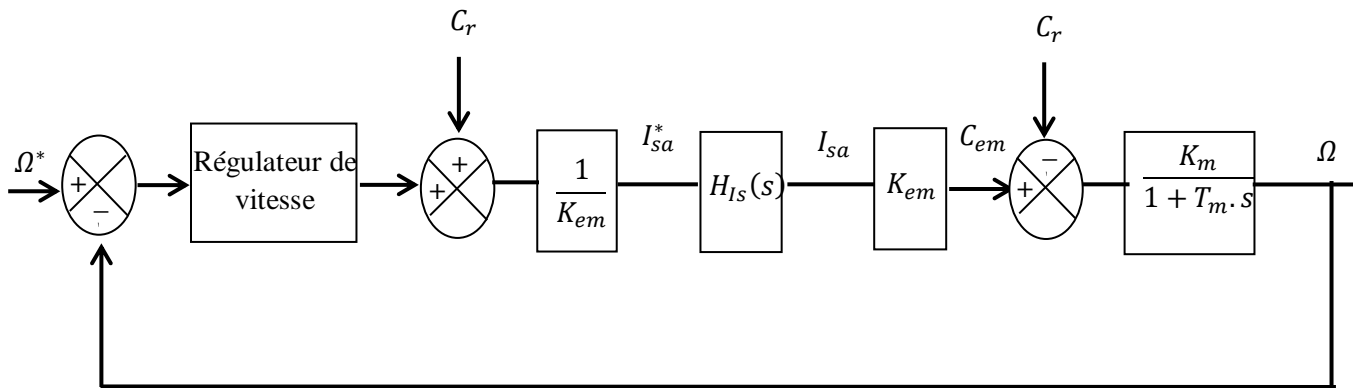


Figure (III.13) : Chaîne de régulation de la vitesse.

Dans cette solution, $H_{Is}(s)$ est une fonction de transmission en boucle fermée du courant I_{sq} . Le cycle le plus à l'extérieur est le cycle de réglage de la vitesse (le nombre de dynamiques les plus lents). Par conséquent, par rapport au courant, le centre de ce cycle sera plus proche de l'origine du plan racine. La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée est donnée par :

$$G_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s)H_{Is}(s) \frac{K_{em}K_m}{1+T_m s} \quad (III.50)$$

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

$$G_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} \left(1 + \frac{1}{K_{i\Omega} \cdot s} \right) \quad (III.51)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m K_{p\Omega} s + K_m K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_m K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (III.52)$$

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

$$K_{p\Omega} = \frac{(2\xi\omega_0 T_m - 1)}{K_m} \quad (III.53)$$

$$K_{i\Omega} = \frac{\omega_0^2 T_m}{K_m} \quad (III.54)$$

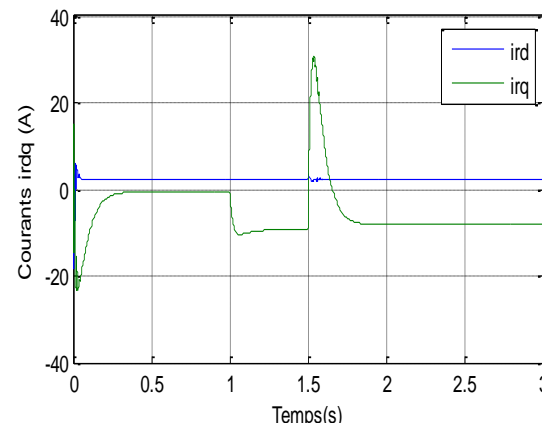
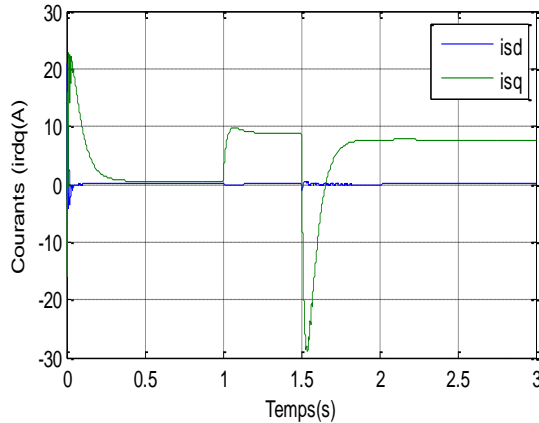
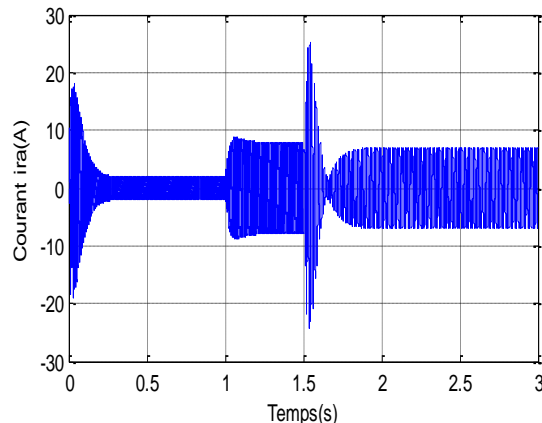
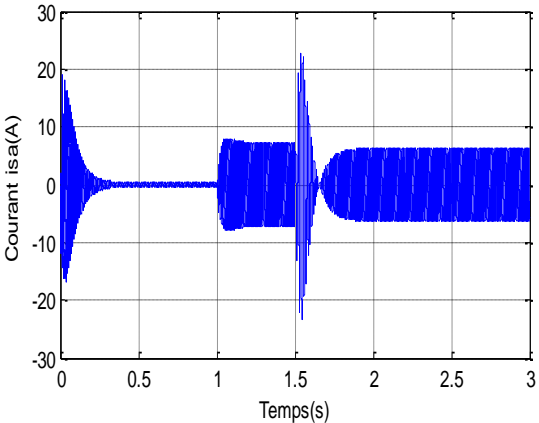
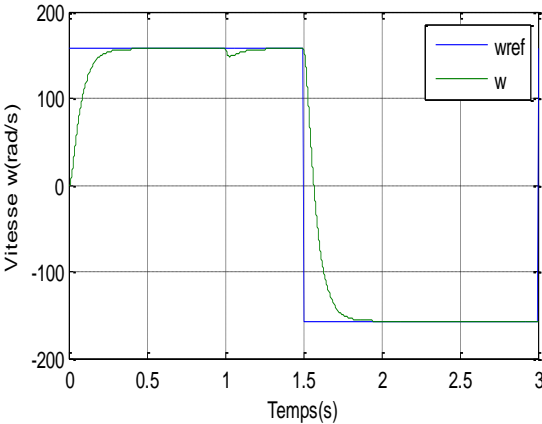
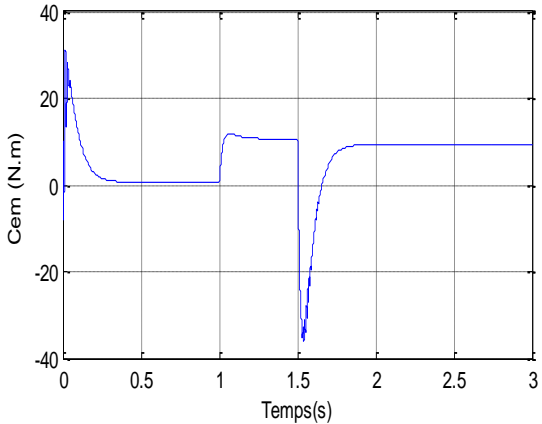
III.9 Résultats de Simulation et Interprétations

Dont le but de tester les performances et la robustesse du comportement du système de commande global. Nous avons introduit deux tests de simulation (variation de couple de charge et variation de la vitesse de rotation).

III.9.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de commande vis à vis d'une variation de la référence de la vitesse, nous avons introduit un couple de charge $Cr = 00(\text{Nm})$ après un démarrage à vide à l'instant $t = 1(\text{s})$ suivi d'une inversion de consigne de vitesse de $157 (\text{rad/s})$ à $-157 (\text{rad/s})$ à $t = 1.5(\text{s})$. La figure (III.14) présente les résultats de simulation, on remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence (bonne poursuite).

Le couple et les composantes des courants (i_{qs} et i_{as}) présentent des pics de transition lors de l'inversion de sens de rotation puis se stabilisent ce qui montre la robustesse de la commande face à la variation de la vitesse.



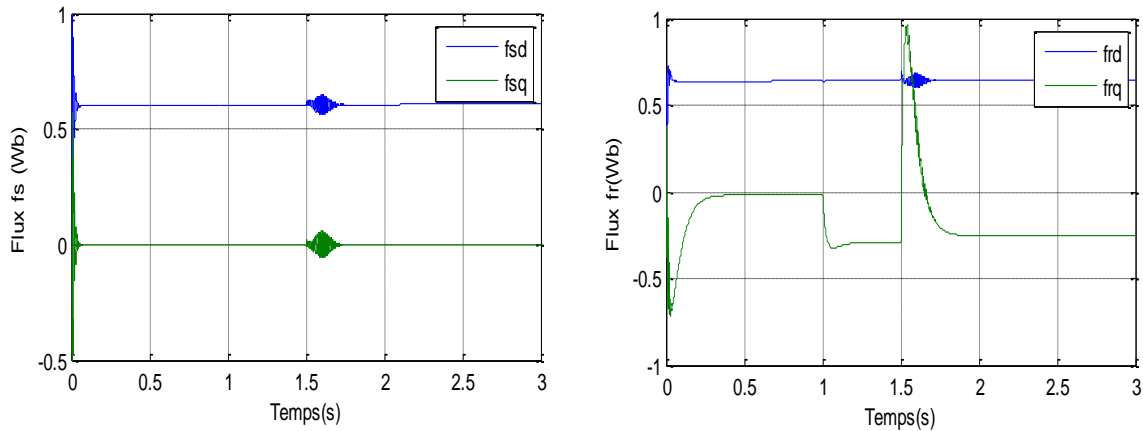
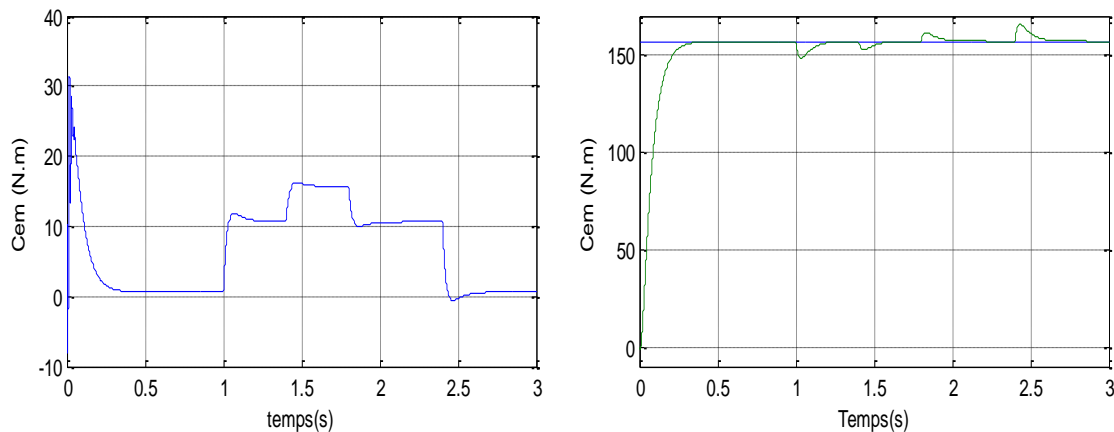


Figure (III.14) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande vectorielle de la MADA lors d'Inversion du sens de Rotation

III.9.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure (III.15) montre les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement à charge variable (10 (Nm) à $t=1(s)$, 15 (Nm) à $t=1.4(s)$, 10 (Nm) à $t=1.8(s)$ et 0 (Nm) à $t=2.4(s)$), après un démarrage à vide pour une vitesse de référence $157 (rad/s)$. Cette figure représente les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse. Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques. La vitesse suit parfaitement sa référence et présente une très faible chute rejetée par la suite à chaque variation de charge pour rejoindre sa valeur de référence.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit la valeur de couple de charge, même remarque pour les courants quadratures (i_{qrs}) et les courants de phase statorique (i_{ars}) suivent parfaitement la variation de la charge.



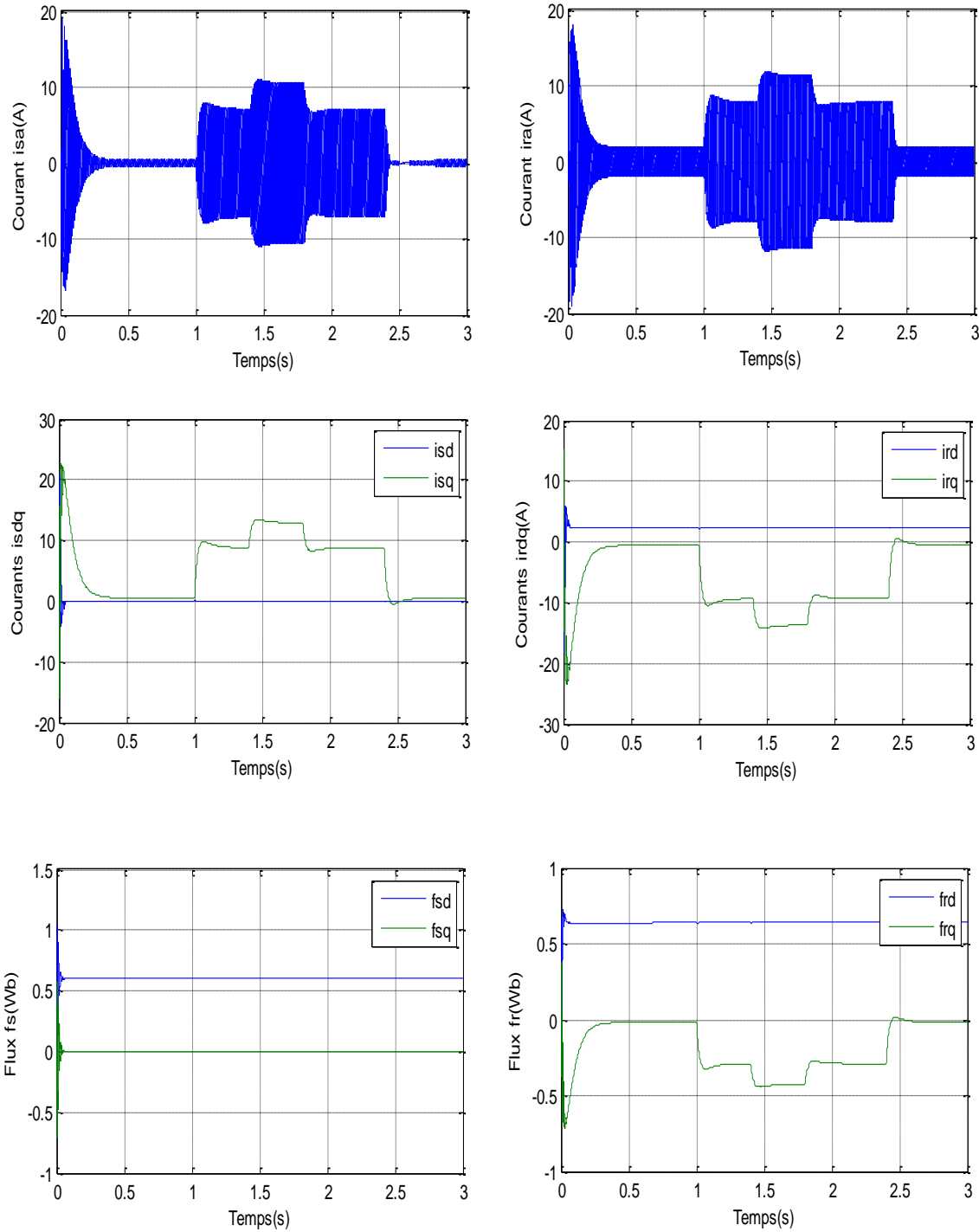


Figure (III.15) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande vectorielle de la MADA lors de Variation du Couple de Charge.

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les principes de base de la commande vectorielle directe et indirecte. Notons que cette technique reste la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple.

Ensuite, nous avons développé le modèle de contrôle vectoriel de tension indirect via l'orientation du flux du statorique avec un contrôleur de vitesse de type PI conventionnel synthétisé dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Ce dernier réalise des performances satisfaisantes

Boostant les performances obtenues avec le PI classique, une autre technique de contrôle, le mode glissant, sera introduit et utilisée. Cette dernière occupe une place importante dans la technologie de l'intelligence artificielle. Le but du chapitre suivant est de présenter les divers aspects du mode glissant et son application à la régulation de vitesse de la MADA pour flux statorique orienté.

Chapitre IV :
Commande par Mode Glissant
d'une MADA

IV.1 Introduction

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques. [3]

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise la commande par mode de glissement et la commande synergétique. [38][39]

Historiquement la commande par modes glissants (SMC) est une technique initialement développée dans les années 1950 et popularisée par l'article précurseur d'Utkin (Utkin, 1977). C'est une stratégie de commande devenue très efficace en théorie de commande moderne grâce à sa simplicité et à sa robustesse face aux variations paramétriques (Utkin et al, 1999). Avec le développement croissant de l'électronique de puissance, cette approche de commande a connu beaucoup de succès dans le domaine des machines électriques . [40]

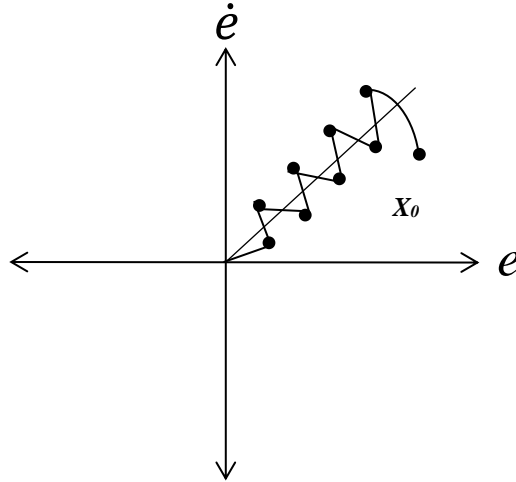
Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriés autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.[9][41]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la MADA en remplaçant le régulateur linéaire PI de la vitesse par un régulateur de type mode glissant.

IV.2 Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant.

Ainsi, dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface (figure (IV.1)). Cette dernière est appelée surface de glissement. [11][36]



Figure(IV.1) : Modes de fonctionnement dans le plan de phase

- **Le mode de convergence (MC) :** durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence. [21]
- **Le mode de glissement (MG) :** durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$. [42]
- **Le mode de régime permanent (MRP) :** il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

IV.3 Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes :

- La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même, on l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande ;

- La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état ;
 - La dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.
- Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude. [43][44]

IV.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (IV.2). Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. [28]

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas. [19]

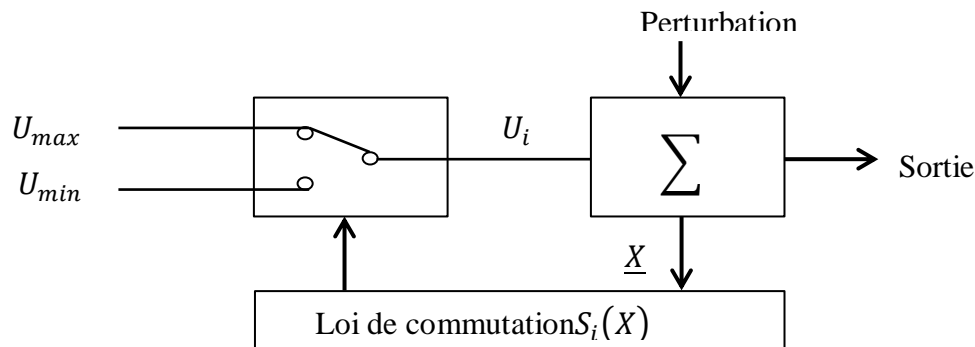


Figure (IV.2) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

IV.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (IV.3). Cette structure est la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système. [3][19]

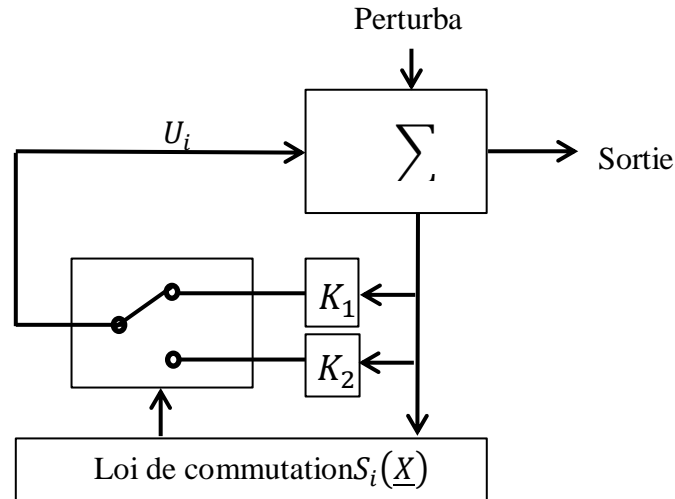


Figure (IV.3): Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

IV.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Cette structure, dont le principe est illustré à la figure (IV.4), présente un réel avantage. Il permet de repositionner l'état futur du système grâce à la commande valeur équivalente, qui n'est rien d'autre que la valeur attendue pour un système en régime permanent.

L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente. [16]

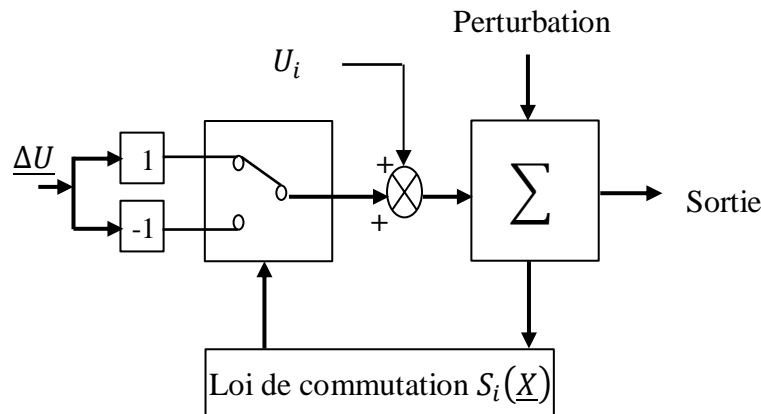


Figure (IV.4) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

U_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinue.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation

IV.4 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes principales complémentaires l'une de l'autre, définies par : [9]

- Le choix des surfaces de glissement ;
- La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- La détermination de la loi de commande.

IV.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. [4]

Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état. [18]

Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où :

- ✓ $x(t)$ est le vecteur d'état,
- ✓ $u(t)$ est le vecteur de commande
- ✓ $y(t)$ est la sortie

Typiquement, le nombre de surfaces de glissement est choisi égal à vecteur de commande la surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par : [18] [45]

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (\text{IV.2})$$

Où :

r : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande ;

λ : est une constante positive.

IV.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système. [5]

➤ Fonction directe de commutation

C'est l'approche la plus ancienne et directe, a été proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini.

Elle est exprimée par : [4]

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

➤ Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov, C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; elle a la forme suivante : [5][3][18]

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{IV.4})$$

Ca dérivé est :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X) \quad (\text{IV.5})$$

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande « U » tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. [19]

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par : [19]

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.6})$$

IV.4.3 Synthèse des lois de commande du mode glissant

Afin de garantir l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, une loi de commande de la forme doit être définie. [18]

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.7)$$

La première étape, est de définir une entrée U_{eq} , de telle façon que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation $S(x)=0$. [21]

En fait, la taille de la commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne des commandes lors d'une commutation rapide entre ces deux valeurs U_{max} et valeur minimum U_n est la commande discrète qui est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. [46]

Le système défini par l'équation (IV.1) fonctionne en régime glissant, sa dynamique vérifie la condition $s(x)=0$. La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dX} \frac{dX}{dt} = \frac{dS}{dX} (AX(t) + BU(t)) \quad (IV.8)$$

En remplaçant l'expression de U dans l'équation dans l'équation (IV.8), on obtient :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dX} [AX(t) + BU_{eq}] + \frac{dS}{dX} BU_n \quad (IV.9)$$

Lorsque le mode glissant est atteint et en régime permanent, la surface de glissement est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente : [18]

$$U_{eq} = - \left[\frac{dS}{dX} B \right]^{-1} \left[\frac{dS}{dX} AX(t) \right] \quad (IV.10)$$

Pour assurer l'attractivité de la surface de glissement, il suffit d'ajouter le terme U_n à la loi de commande, de telle sorte que :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (IV.11)$$

C'est-à-dire :

$$S(X) \frac{dS}{dX} BU_n < 0 \quad (IV.12)$$

La vérification de cette condition, une solution simple est proposée pour U_n :

$$U_n = K \cdot (GB)^{-1} \text{sign}(S(X)) \quad (IV.13)$$

K : est une matrice diagonale à coefficients constants et la fonction scalaire sign est représentée sur la figure (IV.5)

Le signe de K est choisi opposé au signe de $(GB)^{-1}$. Le facteur $(GB)^{-1}$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relai

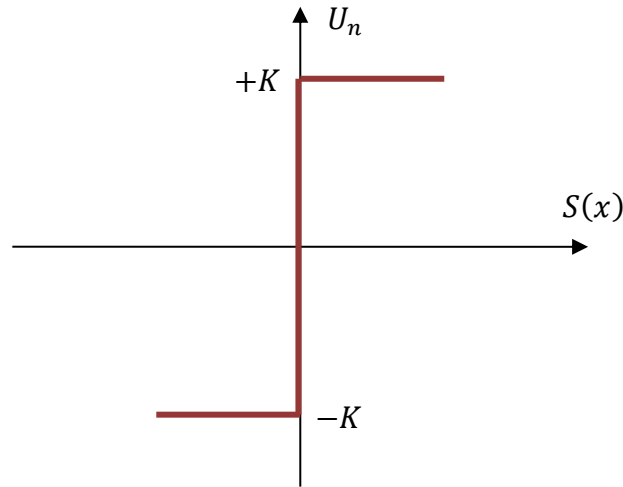


Figure (IV.5) : Fonction « sign ».

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisées par le phénomène de chattering. [21]

IV.4.4 Le phénomène de réticence ou Chattering

L'utilisation de la fonction *sign* signifie que la commande U_n commute entre deux valeurs k (\pm). La discontinuité appliquée à cette commande peut entraîner des oscillations de haute fréquence de la trajectoire du système autour de la surface de glissement pendant le régime glissant, ce qui cause le phénomène de broutement (chattering en anglais). [42]

Nous donnons, ci-dessous, deux exemples de fonctions de saturation:

- ✓ **Commande douce à deux seuils :** Cette commande varie entre les deux valeurs limites $\pm K$ suivant une pente entre les deux seuils figure (IV.6).

$$Sat'(S_i) \begin{cases} 0 & si & |S_i| \leq u_1 \\ \frac{S_i - u_1 S_i}{u_2 - u_1} & si & u_1 < |S_i| \leq u_2 \\ sign(S_i) & si & |S_i| > u_2 \end{cases} \quad (IV.14)$$

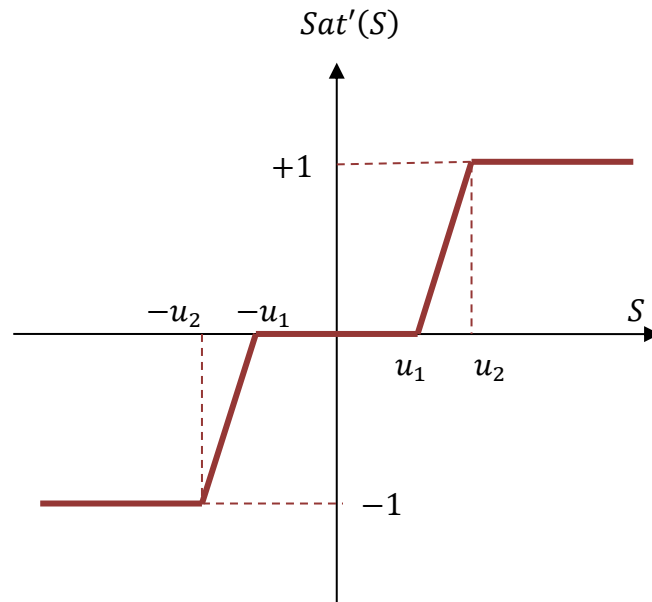


Figure (IV.6) : représentation de la commande douce à deux seuils

✓ **Commande douce à un seul seuil :** Cette commande est caractérisée par un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (U, S) , figure (IV.7). [18]

$$Sat(S_i) = \begin{cases} sign(S_i) & si \quad |S_i| \leq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & si \quad |S_i| > \delta \end{cases} \quad (IV.15)$$

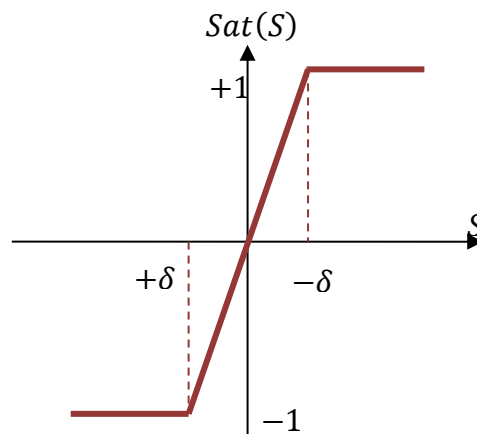


Figure (IV.7): Représentation de la commande douce à un seuil

IV.5 Application du Contrôle par Mode de Glissement pour la commande vectorielle de la MADA

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

➤ **Surface de Glissement du Vitesse:**

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.16)$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.17)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\Omega = \frac{d\Omega}{t} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (IV.18)$$

En posant $(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$ et en introduisant (IV.18) dans (IV.17) on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (IV.19)$$

➤ **Commande Equivalente**

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0 \quad , \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad C_{em-n} = 0 \quad (IV.20)$$

A partir de la relation (IV.20), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \quad (IV.21)$$

➤ **Commande non Linéaire de Type Discontinu :**

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega) * \dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. On prend la commande suivante :

$$C_{em-n} = K_S \cdot \text{Sat}(S(\Omega)) \quad (IV.22)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = K_S \cdot \text{Sat}(S(\Omega)) \\ C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega \end{cases} \quad (IV.23)$$

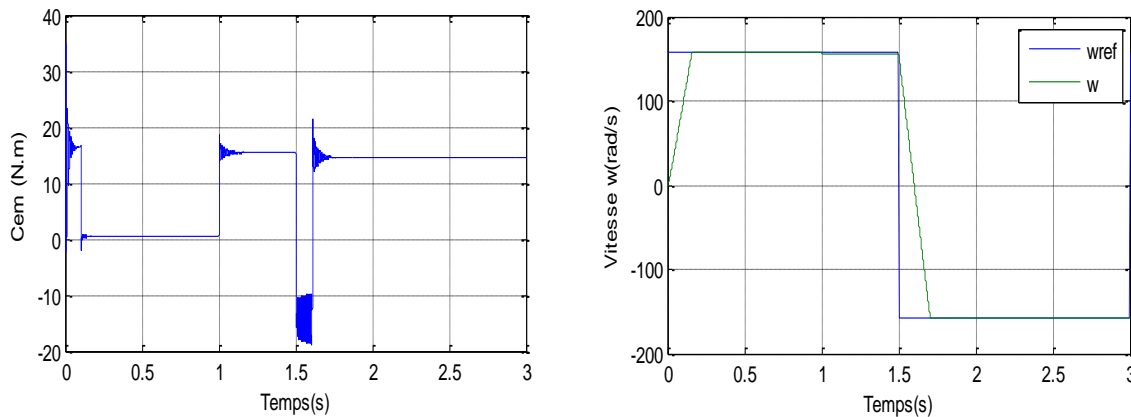
IV.6 Résultats de Simulation et Interprétations

Afin de montrer les performances de la commande par mode glissant, nous allons appliquer les mêmes conditions que ceux utilisés dans le chapitre (III). On garde le même schéma de principe adopté pour la commande vectorielle, sauf qu'on remplace le régulateur PI de la vitesse par un régulateur à mode glissant (MG). Afin de tester les performances et la robustesse de la commande de la MADA, Nous avons effectué des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent:

IV.6.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis à l'inversion de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 157 (rd/s) à -157 (rd/s) à l'instant $t=1.5(s)$ après un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 15 (N.m) à $t = 1(s)$. Les résultats de simulation (figure (IV.8)) montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement et que la poursuite s'effectue sans dépassement, de même pour le couple. Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse.

Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent.



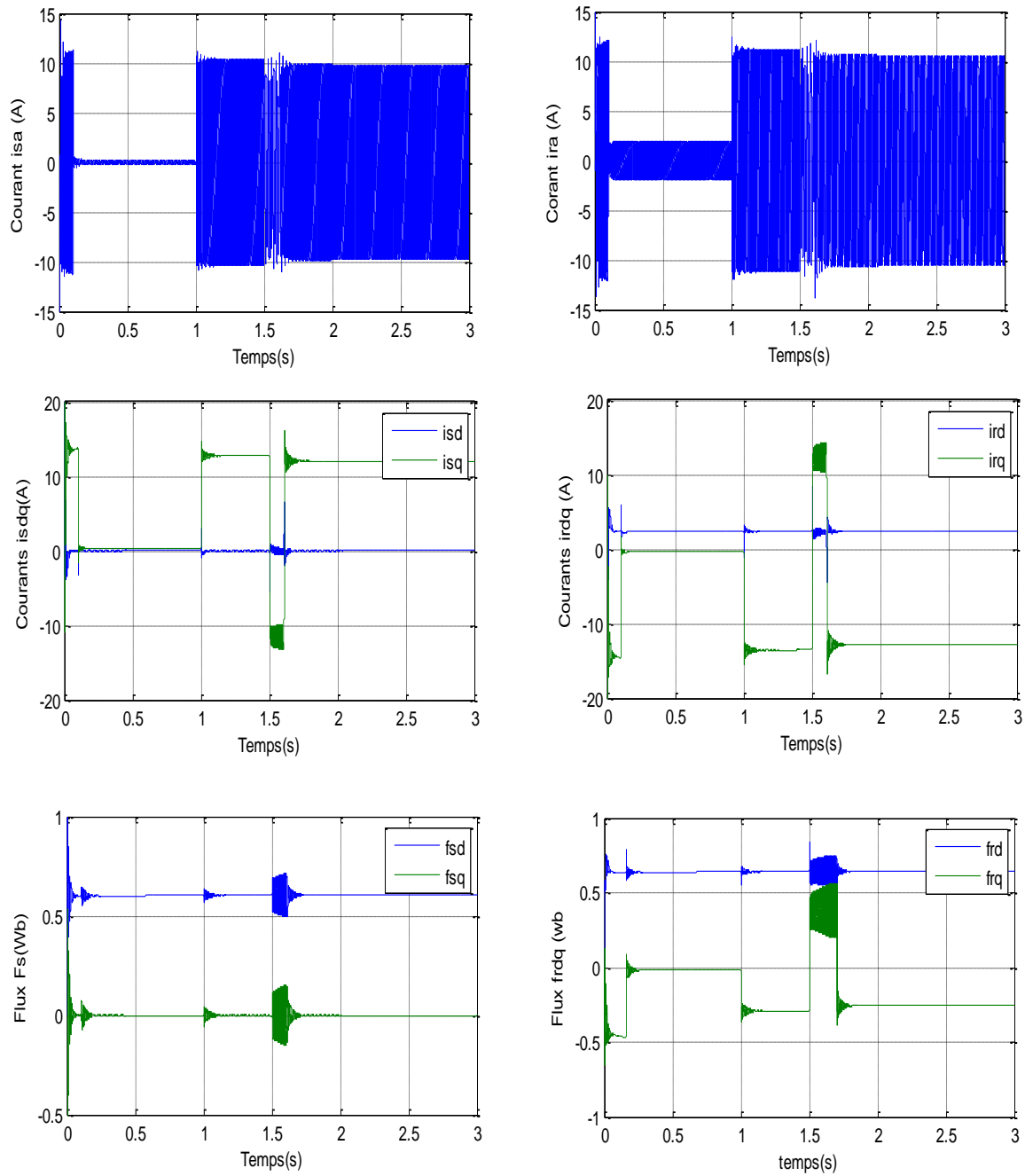
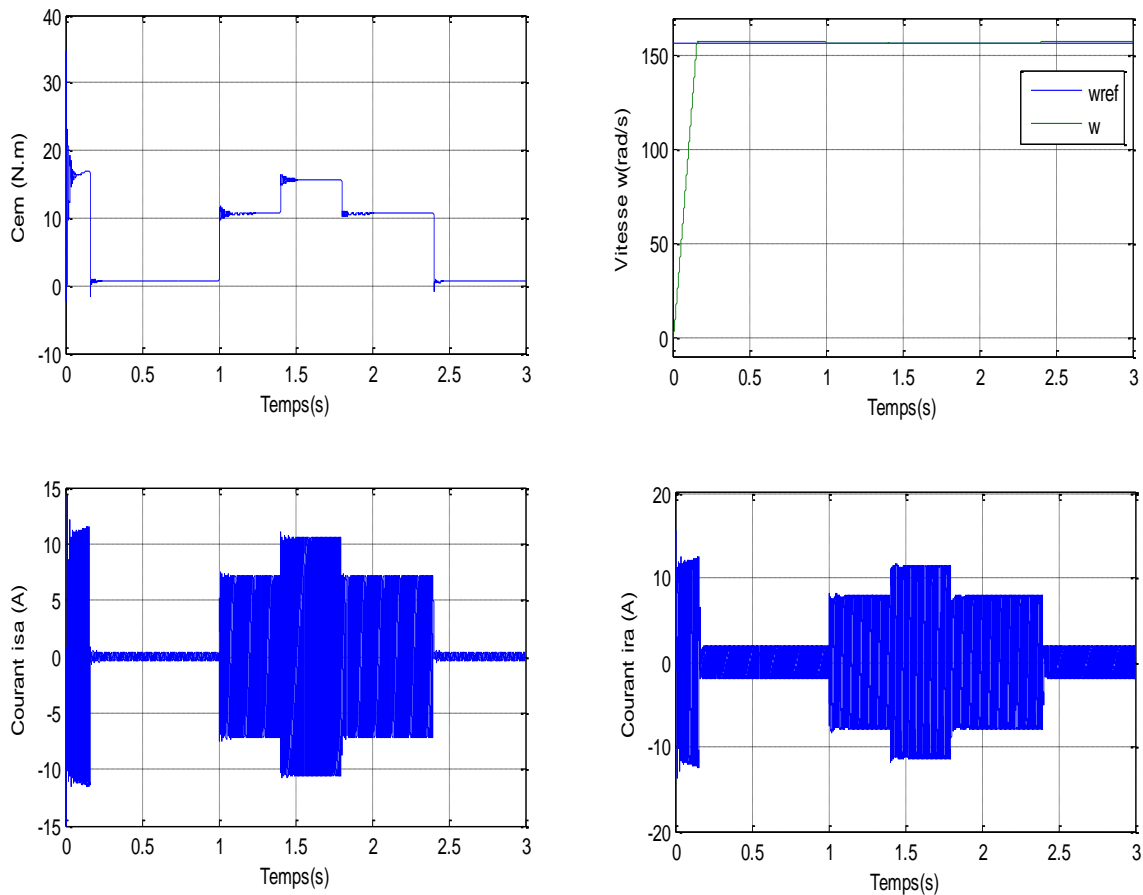


Figure (IV.8) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CV-MG de la MADA lors d'Inversion du sens de Rotation

IV.6.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La Figure (IV.9) présente les résultats de simulation pour des consignes de charge variable (10(Nm) à $t = 1(s)$, 15 (Nm) à $t = 1.4(s)$, 10 (Nm) à $t = 1.8(s)$ et 0 (Nm) à $t = 2.4(s)$, après un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 (rad/s).

On constate que le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit parfaitement les valeurs des consignes. Le courant de phase est correctement contrôlé, il répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée. De même pour la vitesse, on ne constate presque aucune influence aux variations du couple résistant. Ce qui met en évidence les performances de la commande appliquée



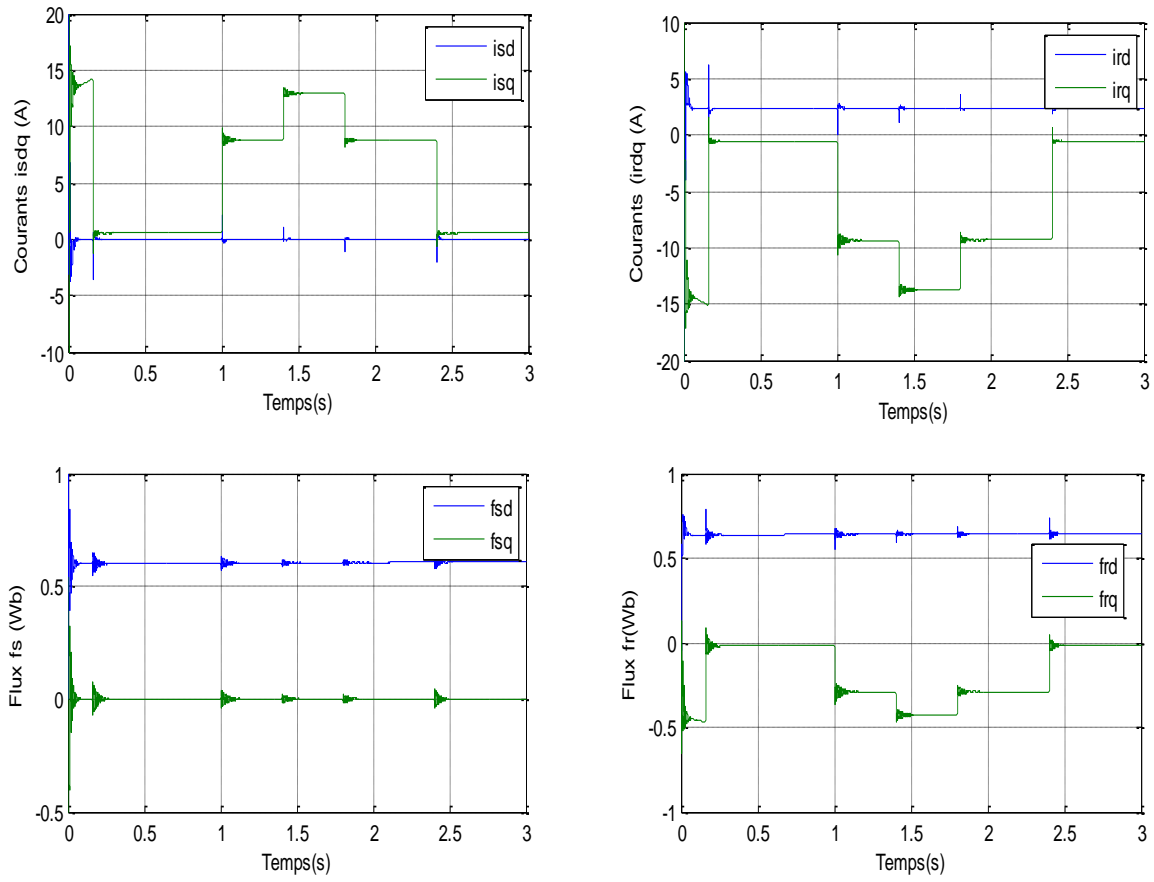


Figure (IV.9) : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CV-MG de la MADA lors de Variation du Couple de Charge

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la théorie des modes de glissement est brièvement introduite, ainsi que quelques concepts sur le contrôle de structure variable avec des surfaces de commutation non linéaires. Notre modélisation actuelle de MADA applique une stratégie de régulation en mode glissant pour les modes lents (mécanique) et rapides (dépendant du courant). Le contrôle du mode glissement a montré de bonnes performances dynamiques et la capacité de suivre le point de consigne de vitesse et de supprimer les perturbations

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire étudie la commande de vitesse en mode glissant d'un moteur à induction en double alimentation avec flux statorique orienté.

Le premier chapitre est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients, qui permettent de choisir la topologie optimale permettant un meilleur compromis.

Dans le deuxième chapitre, Nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de Park. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink, il est donc très utile de déterminer son domaine de fonctionnement dans les quatre quadrants pour pouvoir déterminer la grandeur de commande.

Dans le troisième chapitre, le but est la réalisation d'un entraînement à vitesse variable, la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique a été appliquée à la MADA qui permet de rendre le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu, nous avons utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique, qui a été synthétisé.

Enfin, dans le dernier chapitre les bases théoriques et les bases du mode glissant sont révélées, ainsi que la structure de commande basée sur cette méthode, puis la synthèse du régulateur de vitesse à mode glissant est réalisée dans le but de l'intégrer aux méthodes précédentes. Conception de la structure de commande vectorielle. Grâce à la simulation, cela nous a permis de démontrer la supériorité du régulateur à glissement, tant en termes de comportement de suivi que de régulation. On observe également sa robustesse, notamment vis-à-vis des perturbations de charge traduites par des variations de couple de traînée. Cela nous permet d'affirmer que l'approche par modes glissants offre une excellente robustesse pour le contrôle vectoriel.

Notre travail nécessite une poursuite plus approfondie de la commande à vitesse variable de MADA. Elle peut donc être poursuivie et complétée par des perspectives qui contribuent à son développement amélioré. Pour ce mémoire, nous proposons les hypothèses suivantes :

- ✓ Puisque la tendance des chercheurs est d'éliminer les capteurs mécaniques, nous proposons une étude comparative du contrôle de vitesse avec et sans capteurs mécaniques.

- ✓ D'autre part, nous pensons qu'il est très intéressant d'appliquer les nouvelles technologies commande à MADA pour la régulation de la vitesse. À cet égard, nous nous référons à la commande par logique floue et à la commande par réseau de neurones.
- ✓ Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique.
- ✓ Utiliser des observateurs tels que, le filtre de KALMAN ou l'observateur de type MRAS pour estimer le flux et la vitesse de la MADA avec plus de précision.

Références bibliographiques

- [1] A. FENNI, « Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Thèse Magister en Electrotechnique, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [2] S. AREZKI, Z.AITAIDER, « Commande en vitesse d'une Machine Asynchrone double alimentation(MADA) en vue de la production de l'énergie électrique connectée au réseau », Mémoire Master Académique, Université Mouloud Mammeri DeTizi-Ouzou , 2017.
- [3] S. ARDJOUN, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine Asynchrone à double Alimentation », Thèse Magister en électrotechnique, université Sidi-Bel-Abbès, 2010.
- [4] Y. ELBIA, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Thèse Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [5] A. SAIDI, « Contribution à la Commande hybride : Mode glissant - floue de la machine à induction double alimentée », Thèse Doctorat En Electrotechnique, Université de Batna2, 2021.
- [6] P-E. VIDAL, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [7] G. SALLOUM,« Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [8] F. BONNET, « Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur », Thèse Doctorat de l'université de Toulouse ,2008
- [9] S. MERABET, « Commande à mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi , 2016/2017
- [10] L. KHETTACHE,« Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique à double alimentation », Thèse Magister, Université De BATNA, 2007.
- [11] M. BOUDIAF« Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER.

-
- [12] B. HOPFENSPEGER ET D.J. ATKINSON, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [13] A. HERIZI, « Amélioration des performances de la commande non linéaire robuste d'un moteur asynchrone a double alimentation(MADA) », Thèse Doctorat en Science En Génie électrique Université Mohamed Boudiaf, M'sila , 2021.
- [14] A. TAMAARAT, « Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA », Thèse Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2015.
- [15] R. ROUABHI, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse Doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016.
- [16] H. BEN NADJI, A. BELLOUL, « Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant », Mémoire Master Académique, université El-Oued, 2015.
- [17] M. TERKI, N. AHMIM, A. SOUALAH AHMIMA, MAOUINE, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire Master Académique, L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'ElOued, 2021/2022
- [18] H. ABDELLI, « Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Magister, université d'Oran .Mohamed Boudiaf.
- [19] KH. BELAID, S. LAROUI, « Commande Par Mode Glissant D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation Reliee Au Réseau Electrique », Mémoire Master Académique, Université Yahia Fares De Médéa. 2017/2018.
- [20] CH. ARIBI, M. HAMLAOUI, « Commande par mode glissant doté à action intégrale application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA) », Mémoire, Master Académique, Université Mohamed Boudiaf - M'silla. 2018/2019.
- [21] C. BENNOUR, « Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Magister en Electrotechnique, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2012.
- [22] T. DJOUADI, Y. SIRADJ, « Contrôle d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée dans un Système à Energie Renouvelable », Mémoire Master Académique, Université de Ghardaïa, 2020/2021.

- [23] L. HECHIFA, T. SOUFIA, A. LETOUFA, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à double alimentation (MADA) », Mémoire Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2021/2022.
- [24] M. ZIDANI Mohamed Yazd, « Contribution a la commande d'un MADA. Apport des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse Doctorat en Science En Génie électrique, Université Mostefa Ben Boulaid ,Batna 2,2018 /2019.
- [25] A. HOUARIA, « Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie, 2011.
- [26] L. BENALIA, « Commande en tension des moteurs a induction double aliments », Thèse Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [27] M. BOUKRA, N. BOUCHKARA, « La commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire Master Académique, Université Belhadj Bouchaib,Ain-Timouchent ,2022.
- [28] M. NECIB, A. NADIR, Y. MEKNASSI, « Réglage par mode glissant d'ordre deux d'une machine asynchrone double alimentation », Mémoire Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Algérie, 2019 /2020.
- [29] A. MAAMRI , H. MADANI , B. SEGHIERI, « commande sans capteur de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Algérie, 2020 /2021.
- [30] A. KHELDOUN, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ». Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [31] N. AKKARI, « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension ». Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [32] R. AZAIZIA, « Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux ». Mémoire de Magister en génie électrique, Université de Boumerdès, Algérie, 2008.
- [33] J. CHATELAIN, « Machines électriques. Traité d'électricité - Volume X » , Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.

- [34] B. 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.
- [35] G. BROWN, B. SZABADOS, G. OOLBOOM, et M. POULOUJADOFF, « HighPower Cycloconverter Drive for Double Fed Induction Motor». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N° 3, pp. 230-240, June 1992.
- [36] A. MASMOUDI, A. TOUMI, M. KAMOUN, « Power on Analysis and Efficiency Optimization of a Doubly Fed Synchronous ». Machine Proceedings Electric Machines and Power Systems 21, pp. 473-491,1993.
- [37] 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.
- [38] S. BAHA, L. MERAGHNI, M. MEHELLOU, « Commande DTC-Mode Glissant d'une Machine Asynchrone », Mémoire Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Algérie, 2021.
- [39] T. HICHAM, « Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts », Thèse Doctorat université de Biskra 2016.
- [40] H. MEKKI, « Diagnostic et Commande Tolérante en Mode Dégradé des Systèmes d'Entraînements Electriques », Thèse Doctorat, Ecole Nationale polytechnique ,2018.
- [41] F. BOUDJEMA, « commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques », Thèse de doctorat, université de Toulouse, 1991.
- [42] T. BOUADJEL, A. MEKRACHE, « Commande par Mode Glissant Dynamique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire Master Académique, Université Mohamed Seddik Benyahia Jijel, Algérie, 2021 /2022.
- [43] S. KHOJET EL KHIL, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2006.
- [44] B. ABDELOUHAB, H. Adel, « Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule » PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.
- [45] A. MEZOUAR, « Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines asynchrones », Thèse Doctorat, Université Djillali Liabès de Sidi-Bel-Abbès, Décembre 2006.

- [46] H. AMIMEUR, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Thèse Magister, Université de Batna, Algérie, 2008.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

Valeurs nominales : 1.5kw ; 220/380v-50hz ; g=0.05;

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
g (glissement)	0.05
R_s (résistance du stator)	4.85 (Ω)
R_r (résistance du rotor)	3.805 (Ω)
L_s (induction statorique)	0.274 (H)
L_r (induction rotorique)	0.274 (H)
M_{sr} (induction mutuelle statorique rotorique)	0.258(H)
P (Nombre de pair de pole)	2
J (moment d'inertie)	0.031 (Kg.m^2)
f (Coefficient de Frottement)	0.008 (N.m.s/rd)
W_s (vitesse angulaire)	314 (rd/s)
V_s (tensions statorique)	380(V)