

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

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° : ELM.01



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : KRIM Soufiane

HACHI Elkhier

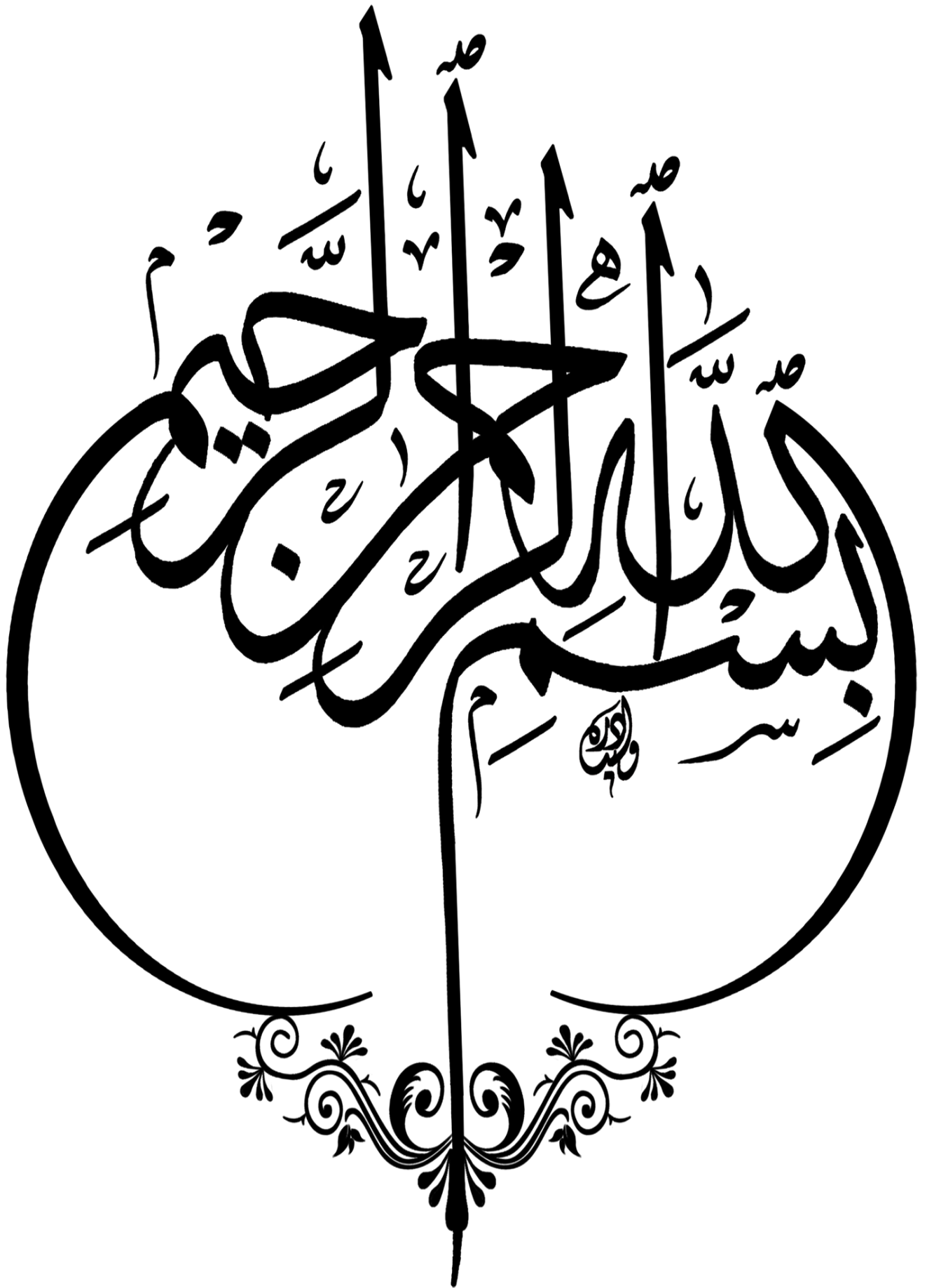
Intitulé

**Commande Hybride Glissant Floue de la
Machine Asynchrone à Double Alimentation**

Soutenu devant le jury composé de :

RAHALI Hilal	Université M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	Université M'sila	Encadreur
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Co-Encadreur
ROUBACHE Toufik	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018/2019



Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude

Nous tenons à exprimer nos remerciements et notre profonde gratitude à nos encadreurs :

Mr. HERIZI ABDELGHAFOR

Mr. ROUABHI RIYADH

Pour son encadrement, son suivi et ces conseils pour la confiance qu'il m'a prodigué, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail et pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.

Nous tenons aussi à remercier

l'ensemble de mes professeurs tout le long de ces années d'études et à tous les enseignants du département

Génie électrique, qui a encouragé à donner le meilleur d'eux même en j'assurant une formation aussi meilleur que possible

Enfin Nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail

Dédicace

إلهي لا يطيب الليل إلا بشركك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك ولا تطيب
الآخرة إلا بعفوك

ولا تطيب الجنة إلا برويتك

(الله جل جلاله)

إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة. ونصح الأمة. إلى نبي الرحمة ونور العالمين

سيدنا (محمد صلى الله عليه وسلم)

إلى من كلله الله بالهيبة والوقار إلى من علمني العطاء دون انتظار إلى من أحمل اسمه بكل افتخار
أرجو الله أن يمد في عمرك ليرى ثمارا قد حان قطافها بعد طول انتظار وستبقى كلماتك نجوم أهتدي
بها اليوم وفي الغد والى الأبد

(والدي العزيز)

إلى ملاكي في الحياة إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني. إلى بسملة الحياة وسر الوجود إلي
...من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى أعلى الحبايب

(أمي الحبيبة)

إلى من بها أكبر وعليها اعتمد إلى شمعة متقدة تنير ظلمة حياتي إلى من بوجودها أكتسب قوة ومحبة لا
حدود لها

ألى من عرفت معهما معنى الحياة

(أختاي)

إلى من أرى التفاؤل بعينيهِ والسعادة في ضحكته

إلى شعلة الذكاء والنور

إلى الوجه المفعم بالبراءة

(أخي)

واخيرا إلى الانسان الذي علمني التفاؤل والأمل

(العايشي أمال)

حاشي الخير

قال رسول الله صلى الله عليه وسلم

"من لم يشكر الناس لم يشكر الله"

الحمد لله على احسانه والشكر له على توفيقه ونشهد أن لا اله الا الله وحده لا شريك له تعظيماً

لشأنه ونشهد أن سيدنا ونبينا محمد عبده ورسوله الداعي الى رضوانه صلى الله عليه وسلم

بعد شكر الله سبحانه وتعالى على توفيقه لنا لإتمام هذا البحث المتواضع أتقدم بشكر

الى

مثال الابوة الأعلى والدي العزيز

الى

حبيبة قلبي الأولى...أمي الحنونة

الى

المحبة التي لا تنضب اخوتي

الى

كافة الاهل والاصدقاء

الى

عائلتي الثانية نادي تنوين المسيلة

الى

من خط لي طريقاً أبتغي به العلى الناصح المحب

أستاذي الفاضل خشعي عدلان

ولكل من علمني حرفاً، أو أسدى لي نصحاً، أو شد من أزمي، وقوى من همتي، أتوجه إلى هؤلاء

بعظيم شكري، وامتناني، وعرفاني بالجميل.

Table des matières

Remerciements	
Table des Matières	I
Liste des Figures	VII
Notations et Symboles	X
Introduction générale	1

Chapitre I : Etat de L'art sur la MADA

I.1 Introduction	6
I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation	6
I.3 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	7
I.4 Classification des machines asynchrones à double alimentation	8
I.4.1 Machine à double alimentation sans collecteur (sans balais)	8
I.4.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone	8
I.4.3 Machine à double alimentation simple	9
I.5 Principe de fonctionnement de la MADA	9
I.5.1 Régimes de fonctionnement de la MADA	10
I.5.1.1 Stationnaire ($g = 1$)	11
I.5.1.2 Hypo synchrone ($0 < g < 1$)	11
I.5.1.3 Synchrone ($g = 0$)	11
I.5.1.4 Hyper synchrone ($g < 0$)	11
I.6 Notions hypo et hyper-synchrone de la MADA	11
I.7 Modes de fonctionnement de la MADA	13
I.7.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone	13
I.7.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone	14
I.7.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone	14
I.7.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone	15
I.8 Différentes configurations de le MADA à rotor bobiné	15

I.8.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	16
I.8.2 Stator relie au réseau, rotor alimenté par un cyclo-convertisseur	16
I.8.3 MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants	17
I.9 Techniques de variation de la vitesse	17
I.9.1 Variation de la vitesse par action sur le stator	17
I.9.1.1 Modification du nombre de paires de pôles P	17
I.9.1.2 Changement de la tension appliquée au moteur	18
I.9.1.3 Changement de la fréquence du réseau	18
I.9.2 Variation de la vitesse par action sur le rotor	18
I.9.2.1 Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement)	18
I.10 Applications des machines asynchrones a double alimentation	18
I.10.1 Applications en moteur	19
I.10.2 Applications en génératrice	19
I.11 Avantages et inconvénients de la MADA	19
I.11.1 Avantages de la MADA	19
I.11.2 Inconvénients de la MADA	20
I.12 Conclusion	20
I.13 Reference bibliographique	21

Chapitre II : Modélisation et Commande

Vectorielle de la MADA

II.1 Introduction	23
II.2 Modélisation de la MADA	23
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	23
II.2.2 Equation électrique	24
II.2.3 Equations magnétiques	25
II.3 Modèle biphasé de la MADA	25
II.3.1 Transformation de Park	25
II.3.2 Application de la transformation de Park à la MADA	27
II.4 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U, V)	27

II.4.1 Choix du référentiel	28
II.4.1.1 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	28
II.4.1.2 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)	28
II.4.1.3 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)	28
II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	29
II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation	30
II.7 Résultats de simulation de la MADA	31
II.7.1 Fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit)	31
II.7.1.1 Fonctionnement de la MADA à vide :	31
II.7.1.2 Fonctionnement de la MADA En charge ($C_r = 15N.m$) à l'instant $t = 2s$	32
II.7.2 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique	33
II.7.2.1 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 12V ; fr = 5Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$	33
II.7.2.2 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 12V ; fr = 20Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$	34
II.8 Modélisation du système d'alimentation	35
II.8.1 Modélisation de L'onduleur de Tension	35
II.8.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	37
II.8.3 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI	38
II.9 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	39
II.9.1 But de la commande vectorielle	40
II.9.2 Variantes de la commande vectorielle	41
II.9.3 Procède d'orientation du flux	42
II.10 Méthodes de la commande vectorielle	42
II.10.1 Commande vectorielle directe	42
II.10.2 Commande vectorielle indirecte	43
II.10.3 : Structure de la commande vectorielle directe de la MADA	43
II.11 Application de la commande vectorielle à la MADA	43
II.11.1 Choix de repère de référence	44
II.11.2 Défluxage	45
II.11.3 Principe du découplage par compensation	46
II.11.4 Estimation du flux statorique	46
II.11.5 Dimensionnement des régulateurs	47

II.11.6 Identification des paramètres des régulateurs	48
II.11.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse	48
II.11.6.2 Identification des paramètres des régulateurs des courants rotoriques	48
II.11.6.2.1 Régulation du courant rotorique directe	49
II.11.6.2.2 Régulation du courant rotorique quadrature	50
II.11.6.3 Régulateur du flux statorique	50
II.12 Résultats de simulation	51
II.12.1 Application d'un couple de charge	51
II.12.2 Tests de robustesse	52
II.12.2.1 Variation de la consigne du Vitesse	52
II.12.2.2 Variation au niveau de la résistance statorique	54
II.12.2.3 Variation au niveau de la résistance rotorique	55
II.12.2.4 Variation au niveau de la résistance rotorique et statorique	57
II.13 Conclusion	59
II.14 Références bibliographique	60

Chapitre III : Commande par Mode Glissant de la MADA

III.1 Introduction	62
III.2 Théorie de la commande par Mode de Glissement	62
III.2.1 Propriétés des modes glissants	63
III.3 Objectif de la commande par mode glissant	64
III.4 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement	64
III.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	64
III.4.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'État	64
III.4.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente	65
III.5 Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant	66
III.5.1 Choix de la surface de glissement	66
III.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	67

III.5.2.1 Fonction discrète de commutation	67
III.5.2.2 Fonction de LYAPUNOV	67
III.5.3 Détermination de la loi de commande	67
III.6 Phénomène de Chattering (broutement)	69
III.6.1 Approximation continue de la commande par régime glissant	70
III.7 Application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA)	71
III.7.1 Surface de régulation de la vitesse	71
III.7.2 Surface de régulation du flux statorique	72
III.7.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation	72
III.7.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation	73
III.8 Résultat de simulation	75
III.8.1 Résultat de simulation lors de l'application d'une charge	75
III.8.2 Tests de robustesse	76
III.8.2.1 Variation de la consigne du Vitesse	76
III.8.2.2 Variation au niveau de la résistance statorique	77
III.8.2.3 Variation au niveau de la résistance rotorique	79
III.8.2.4 Variations au niveau de la résistance statorique et rotorique en même temps	81
III.9 Conclusion	83
III.10 Références bibliographique	84

Chapitre IV : Commande Hybride Glissant

Floue de la MADA

IV.1 Introduction	86
IV.2 Concepts fondamentaux	86
IV.3. Historique De La Logique Floue	87
IV.4 Domaine D'application	87
IV.5 Principe de la logique floue	88
IV.6 Notions fondamentales de la logique floue	88
IV.6.1 Ensembles flous	88
IV.6.1.1 Caractéristique d'un ensemble flou	89

IV.6.2 Fonctions d'appartenance	90
IV.6.3 Variables linguistiques	91
IV.6.4 Opérations flous	91
IV.7 Structure d'une commande a logique floue	92
IV.7.1 Interface de fuzzification	93
IV.7.2 Base de règles	93
IV.7.3 Inférence des règles floues	93
IV.7.4 Défuzzification	95
IV.8 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	96
IV.9 Développement d'un régulateur flou	96
IV.10 Commande Glissant –Flou de la MADA à flux statorique orienté	98
IV.10.1 Conception de la commande équivalente SMC	98
IV.10.2 Conception de la commande par logique floue	99
IV.10.2.1 Fuzzification	99
IV.10.2.2 Base des règles	100
IV.10.2.3 Mécanisme d'inférence	100
IV.10.2.4 Défuzzification	101
IV.11 Résultats de simulation de la commande glissant-floue	101
IV.11.1 Tests de robustesse	102
IV.11.1.1 Variation de la consigne du Vitesse	102
IV.11.1.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique	104
IV.11.1.3 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	105
IV.11.1.4 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique en même temps	107
IV.12 Conclusion	109
IV.13 Références bibliographique	111
Conclusion générale	114
Annexe	116
Résumé	

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation	6
Figure I.2 : Représentation de la structure de la MADA	7
Figure I.3 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	7
Figure I.4 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation sans collecteur	8
Figure I.5 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone	8
Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation simple	9
Figure I.7 : Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées	12
Figure I.8 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hypo-synchrone	14
Figure I.9 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur Hyper-synchrone	14
Figure I.10 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hypo-synchrone	15
Figure I.11 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hyper-synchrone	15
Figure I.12 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur	16
Figure I.13 : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cyclo-convertisseur	16
Figure I.14 : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cyclo-convertisseurs	17

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation simplifiée de la MADA	24
Figure II.2 : Modèle de PARK de la MADA	25
Figure II.3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé	26

Figure II.4 : Position spatiale des différents référentiels	27
Figure II.5 : Schéma bloc de simulation de la MADA	30
Figure II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA à vide sans alimentation rotorique (Rotor en court-circuit)	32
Figure II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit) avec $C_r=15N.m$ à $t=2s$	33
Figure II.8 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$	34
Figure II.9 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$	35
Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	36
Figure II.11 : Représentation des commutateurs	36
Figure II.12 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.	38
Figure II.13 : Réponses du système avec un onduleur coté stator et alimentation rotorique ($V_r = 12V, f_r = 10Hz$ à $t = 1s$) et ($15N.m$ à $t = 2s$)	39
Figure II.14 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	41
Figure II.15 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	43
Figure II.16 : Principe de l'orientation du flux statorique.	44
Figure II.17 : Boucle de régulation de vitesse.	48
Figure II.18 : Schéma de régulation de courant I_{rd}	49
Figure II.19 : Schéma de régulation du courant I_{rq}	50
Figure II.20 : Schéma de régulation du flux statorique.	51
Figure II.21 : Résultats de simulation de la CVD de la MADA on charge	52
Figure II.22 : Test de robustesse pour une Variation de la consigne du Vitesse.	53
Figure II.23 : Test de robustesse pour une variation de R_s de 100% de sa valeur nominale.	55
Figure II.24 : Test de robustesse de la CVD pour une variation de R_r de 100% de sa valeur nominale	57
Figure II.25 : Test de robustesse de la CVD pour une variation de R_r et R_s de 100% de sa valeur nominale.	58

Chapitre III

Figure III.1 : Convergence du système glissant	63
Figure III.2 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	63
Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	64
Figure III.4 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	65
Figure III.5 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	65
Figure III.6 : Fonction <i>sign</i> (Commande de type relais)	69
Figure III.7 : Phénomène de Chattering (broutement)	70
Figure III.8 : Fonction de saturation <i>Sat</i> (Commande adoucie)	70
Figure III.9 : Principe de la commande par mode glissant du MADA	74
Figure III.10 : Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t \in [1.3 - 2.8]$ sec	76
Figure III.11 : Test de robustesse pour une Variation de la consigne du Vitesse	77
Figure III.12 : Test de robustesse pour une variation de R_s de 100% de sa valeur nominale	79
Figure III.13 : Test de robustesse pour une variation de R_r de 100% de sa valeur nominale	80
Figure III.14 : Test de robustesse pour une variation de R_s et R_r de 100% de son valeurs nominales	82

Chapitre IV

Figure IV.1 : Classification des ensembles flous.	89
Figure IV.2 : Différentes formes des fonctions d'appartenance	90
Figure IV.3 : Fonction d'appartenance singleton	91
Figure IV.4 : Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = NG, NP, EZ, PP, PG$	91
Figure IV.5 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	93
Figure IV.6 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse	97
Figure IV.7 : schéma de la commande hybride glissant-flou	98
Figure IV.8 : La fonction d'appartenance d'entrée	100
Figure IV.9 : Principe de la commande par mode glissant-Floue du MADA	101
Figure IV.10 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue lors du démarrage à vide suivi d'une application de couple de charge	102

Figure IV.11 : Résultats de simulation de Variation de la consigne du Vitesse	103
Figure IV.12 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue du MADA vis-à-vis la variation de la résistance statorique	105
Figure IV.13 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	107
Figure IV.14 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue du MADA lors de la variation de la résistance statorique et rotorique en même temps	109

Notions et symboles

Notations et Acronymes :

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFIG	: Doubly Fed Induction Générateur
DFIM	: Doubly Fed Induction Motors
AC	: Courant alternatif
MADAS	: Machine Asynchrone à Double Alimentation Simple
f_{mm}	: Force magnétomotrice
f_{em}	: Force électromotrice
FTBF	: Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
MATLAB	: MATrix LABoratory
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
MCC	: Machine à Courant Continu
PID	: Proportionnel Intégral Dérivé
PI	: Proportionnel Intégral
AG	: Algorithme Génétique
MG	: Mode Glissant
SMC	: Sliding Mode Control
CVD	: Commande Vectorielle Directe
FLC	: Fuzzy Logic Controller.
FSMC	: Fuzzy Sliding Mode Control
RLF	: Regulateur Logique Floue

Symboles :

f_s	: Fréquence appliquée au stator [Hz]
f_r	: Fréquence appliquée au rotor [Hz]
f_p	: Fréquence de la porteuse [Hz]

$\mathbf{s, r}$: Indices du stator, du rotor
$(\mathbf{A, B, C})$: Enroulements réels statoriques
$(\mathbf{a, b, c})$: Enroulements réels rotoriques
$\mathbf{X}_a, \mathbf{X}_b, \mathbf{X}_c$: Axes triphasés réels
$(\mathbf{d, q})$: Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
$\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}), \mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})^{-1}$: Représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park
$(\mathbf{U, V})$: Diphasé de park
$(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$: Référentiel fixé par rapport au stator
$(\mathbf{x, y})$: Référentiel fixé par rapport au rotor
\mathbf{x}_0	: Composante homopolaire du système
$\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_r$: Résistances statorique et rotorique [ohm (Ω)]
$\mathbf{L}_s, \mathbf{L}_r$: Inductances propre statorique et rotorique [H]
\mathbf{l}_r	: Inductance cyclique propre du rotor [H]
\mathbf{l}_s	: Inductance cyclique propre du stator [H]
$\boldsymbol{\sigma}$: Coefficient de dispersion
$\mathbf{T}_s = \frac{\mathbf{L}_s}{\mathbf{R}_s}$: Constantes de temps statorique [S]
$\mathbf{T}_r = \frac{\mathbf{L}_r}{\mathbf{R}_r}$: Constantes de temps rotorique [S]
\mathbf{M}	: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor
$\boldsymbol{\varphi}_s, \boldsymbol{\varphi}_r$: Flux statorique et flux rotorique [Wb]
$\boldsymbol{\varphi}_{sd}, \boldsymbol{\varphi}_{sq}$: Flux statoriques direct et en quadrature [Wb]
$\boldsymbol{\varphi}_{s\alpha}, \boldsymbol{\varphi}_{s\beta}$: Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) [Wb]
$\boldsymbol{\varphi}_{rd}, \boldsymbol{\varphi}_{rq}$: Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) [Wb]
$\boldsymbol{\varphi}_{r\alpha}, \boldsymbol{\varphi}_{r\beta}$: Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) [Wb]
$\mathbf{I}_s, \mathbf{I}_r$: Courant statorique et courant rotorique [A]
\mathbf{I}_f	: Courant d'excitation [A]
\mathbf{I}_a	: Courant d'induit [A]
$\mathbf{I}_{sd}, \mathbf{I}_{sq}$: Courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK [A]
$\mathbf{I}_{s\alpha}, \mathbf{I}_{s\beta}$: Courants statoriques diphasées dans le repère (α, β) [A]

I_{rd}, I_{rq}	: Courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK [A]
$I_{r\alpha}, I_{r\beta}$: Courants rotoriques diphasées dans le repère (α, β) [A]
V_{ref}	: Amplitude de la tension de référence [V]
U_p	: Amplitude de la tension de la porteuse [V]
V_s, V_r	: Tension simples respectivement statorique et rotorique [V]
V_{sd}, V_{sq}	: Les tensions statoriques directe et en quadrature [V]
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) [V]
V_{rd}, V_{rq}	: Tensions rotoriques directe et en quadrature [V]
$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) [A]
θ_s, θ_r	: Angles électriques statorique et rotorique [rad/s]
ω_s, ω_r	: Pulsations statorique et rotorique [rad/s]
ω_m	: Pulsation mecanique [rad/s]
ω_g	: Vitesse angulaire de glissement [rad/s]
Ω_m	: Vitesse mécanique du rotor [tr/min]
n	: Vitesse du rotor [tr/min]
n_s	: Vitesse du champ tournant [tr/min]
g	: Glissement
N_p, n_p	: Nombre de pair de pôles de la machine
P	: Puissance électromagnétique [W]
P, S	: Coefficient d'intégration
C_{em}, C_r	: Couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique).[N.m]
f	: Coefficient de frottement total et rotor [$N.m.s/rd$]
j	: Moment d'étertie de l'arbre de rotor $Kg.m^2$
f_m	: Coefficient de frottement visqueux [$N.m.s/rd$]
V_c	: Tension du bus continu [V]
I_c	: Courant dans le condensateur du bus continu [A]
K_i	: Coefficient de proportionnalité
K_p	: Coefficient d'intégration

(S_1, S_2, S_3)	: Impulsions des commandes de l'onduleur
m	: Indice de modulation
r	: Taux de modulation
S	: Surface de glissement
μ	: Fonction d'appartenance

Introduction Générale

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison de leur fiabilité et leur construction simples. Elles occupent plus de 80% dans le domaine de conversion électromécanique d'énergie. Leur dynamique non linéaire est un problème assez délicat car elle rend la commande très difficile [1].

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions l'un au stator et l'autre au rotor [2].

Grâce à développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse [1].

L'application de cette dernière présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [3, 4]. L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance [5].

La machine asynchrone à double alimentation pose un certain nombre de difficultés rendant sa commande plus complexe par rapport à celle d'une machine à courant continu [2]. En effet, ce type de machine est caractérisé par un modèle mathématique multi-variable, non linéaire, avec un fort couplage entre le comportement magnétique (flux) et la partie mécanique (vitesse et couple) [6].

La commande de cette machine est une opération délicate à cause du couplage existant entre leurs différentes variables. Contrairement à la machine à courant continu qui présente l'avantage de la simplicité de sa commande, bien que sa dynamique soit complexe [7]. Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et

Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [8].

La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes.

Plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [9], en particulier, la commande par mode de glissement [10], le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode glissant, qui a été développée en Union Soviétique il y a plus de 30 ans, est une technique de commande non linéaire. Elle utilise des algorithmes de réglages qui assurent la robustesse du comportement du processus par rapport aux variations paramétriques et perturbations. Elle présente plusieurs avantages tel que [11] :

- La robustesse, la rapidité de réponse sans dépassement.
- la bonne efficacité aux incertitudes paramétriques et de modélisation.

La commande intelligente est un vocabulaire qui a apparu ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain [8]. La logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques sont les grandes familles qui constituent l'intelligence artificielle.

Aujourd'hui, le réglage par la logique floue avec sa structure non linéaire a présenté de bonnes performances et robustesses dans le contrôle de la machine asynchrone, il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision. La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Lotfi Zadah. A côté d'un formalisme mathématique fort développé l'intérêt de la commande par logique floue provient du fait que la théorie des ensembles flous permet de traiter et de raisonner à l'aide de variables qui intègrent la notion d'imprécision, d'incertitude des appréciations subjective ou encore des quantifications linguistiques, ce qui permet au contrôleur floue d'être conçu pour remplacer un opérateur humain expérimenté [12].

L'objectif principal de notre travail est synthétisé une loi de commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation basé sur la commande par mode de glissant et la logique floue. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement et ses inconvénients et ses avantages.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons d'abord la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc. Par la suite, nous présenterons le principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la munie d'un réglage de vitesse du MADA par un régulateur classique PI. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Au troisième chapitre, nous présenterons le principe de la commande par mode de glissant de la machine asynchrone à double alimentation, en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement, nous montrons les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

Le quatrième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur à base de la logique floue. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande hybride glissant-floue. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation par ce régulateur flou.

Nous terminerons avec une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

Références bibliographique

- [1] V. Paul -Etienne, " Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [2] T. Zineb, Touati Amel. "Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation(MADA) ", Mémoire de Master. Université A/Mira de Bejaia2016/1017.
- [3] S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, " Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine ", IEEE Transactions on Control Systems and Technology, Vol. 11, No. 6, pp. 875-888, Novembre 2003.
- [4] S. Drid, " Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie et Expérimentation ", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [5] A. S. A El Mahdi, " Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation. ", Mémoire de magister. Université Sidi Bel-Abbes. 2010.
- [6] A. Houaria. " Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation ". (Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran). 2011.
- [7] B. Siham, R. Meriem " Commande floue d'un moteur à courant continu à excitation séparée ", Mémoire de Master, Université A/Mira de Bejaia, 2013.
- [8] Y. Elbia, " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [9] A. L. Nemmour " Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2002.
- [10] H. Bühler, " Réglage par mode de glissement ", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

- [11] B. Youcef, " Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées ", Mémoire de magister de l'université d'El-oued, 2010.
- [12] M. Chebre, M. Zerikat, Y. Bendaha, " Adaptation des Paramètres d'un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un Moteur Asynchrone ", 4th International Conférence on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, Sétif - Algeria, 2007.

Chapitre I
Etat de L'art sur la
MADA

Chapitre I :

Etat de L'art sur la MADA

I.1 Introduction

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

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA, concernant ses modes de fonctionnement et les différentes associations Machine convertisseur statique utilisées pour une machine asynchrone à double alimentation MADA, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

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

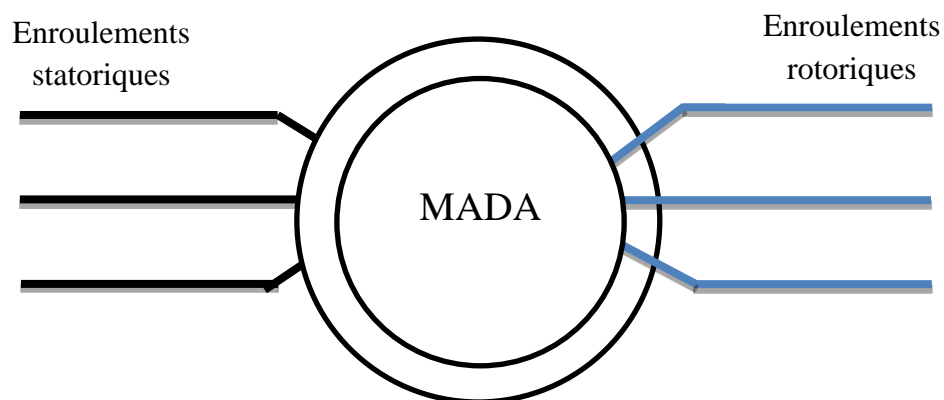


Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation. Sa première apparition était en 1899 ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation.

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (A), et le rotor (B) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur de puissance [2].

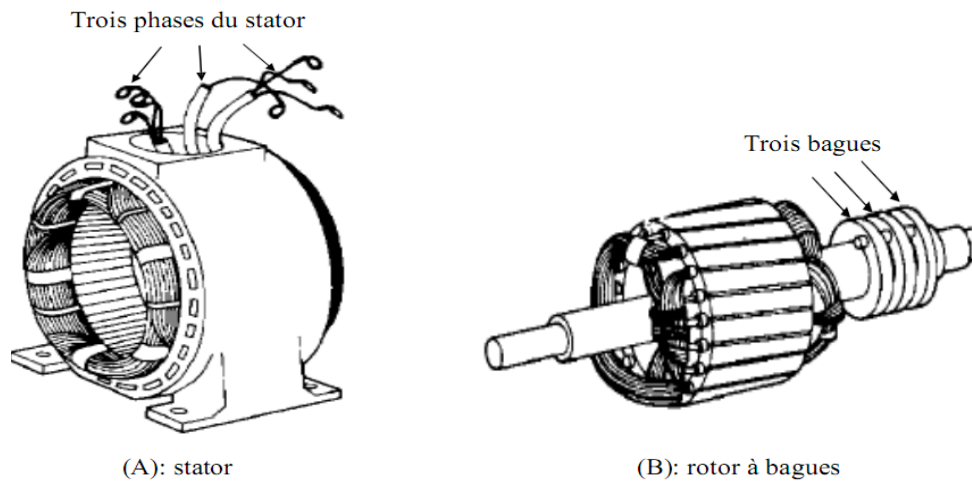


Figure I.2 : Représentation de la structure de la MADA [3], (A) : stator et (B) : rotor bobiné.

I.3 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements des trois phases statorique et rotorique dans l'espace électrique peuvent être représentés comme indiquer en figure I.3 :

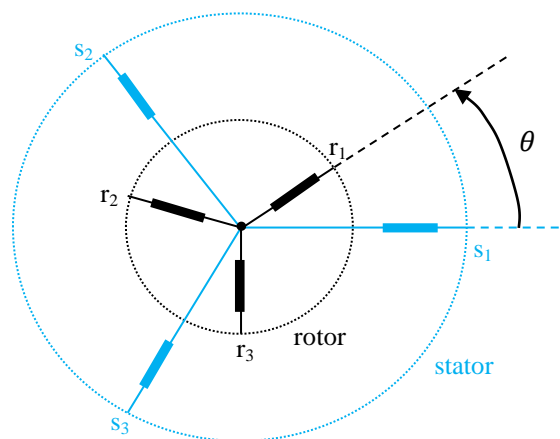


Figure I.3 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

I.4 Classification des machines asynchrones à double alimentation

I.4.1 Machine à double alimentation sans collecteur (sans balais)

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure I.4. Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [4].

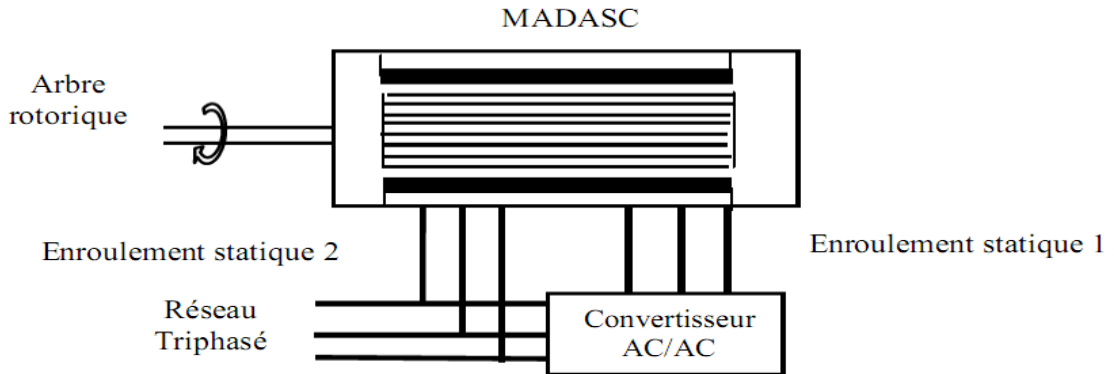


Figure I.4 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation sans collecteur.

I.4.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme l'indique la figure I.5. Le stator de l'un des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence (AC/AC). Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par un convertisseur [4].

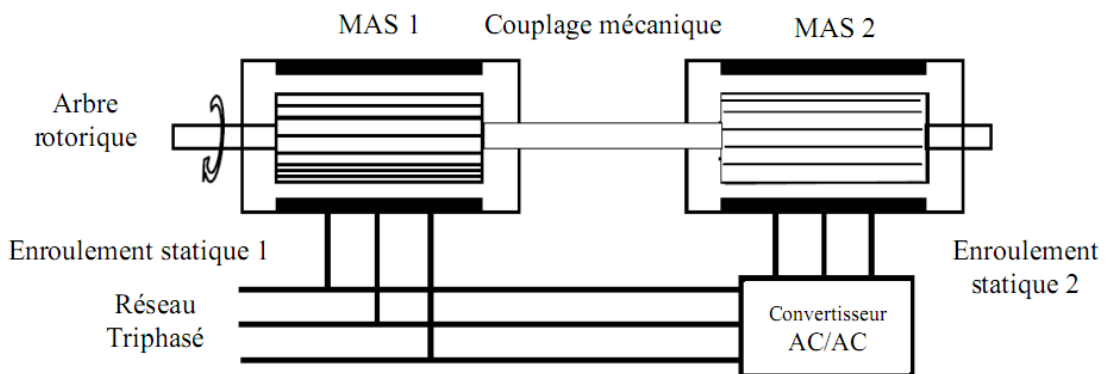


Figure I.5 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone.

Ce type de machine offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [4].

Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone [2].

I.4.3 Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure I.6 illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif/alternatif (AC/AC) de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [4].

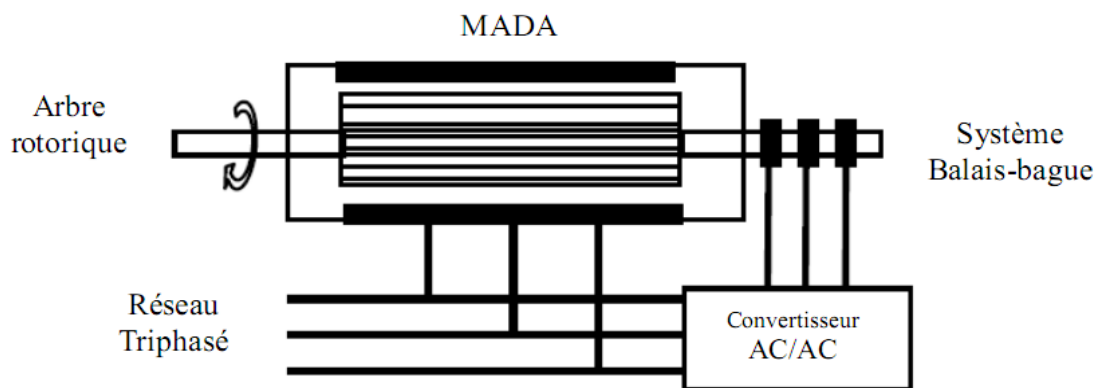


Figure I.6 : Schéma de principe de la régulation de la machine asynchrone à double alimentation simple.

Remarque

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

I.5 Principe de fonctionnement de la MADA

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des f_{mms} des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_g telle que [5] :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s g \quad (I.1)$$

Où g : est le glissement et ω_g est la vitesse angulaire de glissement.

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

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_r$, c'est-à-dire [6] :

$$f_r = g \cdot f_s \quad (I.2)$$

I.5.1 Régimes de fonctionnement de la MADA

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

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

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = n_p \Omega_m \quad (I.3)$$

Avec :

- Ω_m : est la vitesse mécanique du rotor.
- "s" et "r" désignent les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.
- n_p : est le nombre de paires de pôles.

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

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

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

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (I.4)$$

La fréquence de rotation du rotor. Dans ce cas, le glissement (g) est défini par :

$$g = f_r / f_s = (\omega_s - \omega_m) / \omega_s \quad (I.5)$$

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

I.5.1.1 Stationnaire ($g = 1$)

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

I.5.1.2 Hypo synchrone ($0 < g < 1$)

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

I.5.1.3 Synchrone ($g = 0$)

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

I.5.1.4 Hyper synchrone ($g < 0$)

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

I.6 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA

Avant d'introduire la machine asynchrone à double alimentation, revenons au moteur à rotor bobiné classique. Comme d'habitude, son stator est branché à une source de fréquence de **50Hz**.

Cependant, au lieu de brancher au rotor une charge résistive triphasée à travers un ensemble de bagues et balais, on relie plutôt le rotor à une deuxième source ayant une fréquence de **14Hz** [7].

La Figure I.7 montre la double alimentation de cette machine.

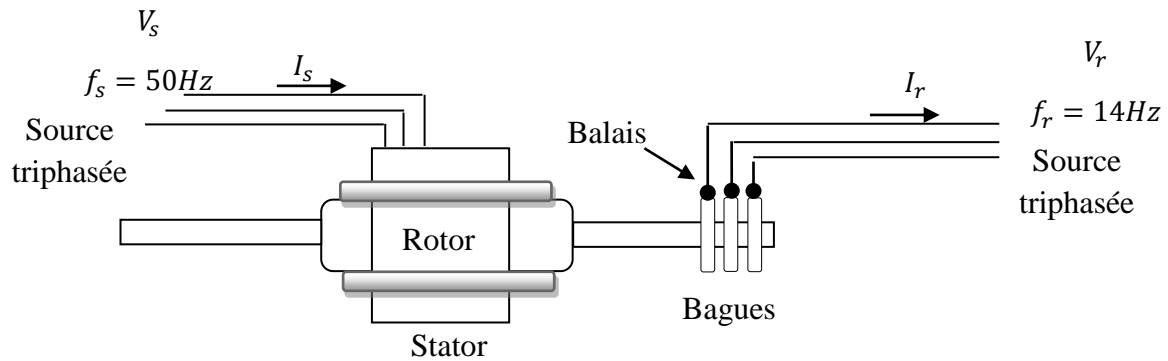


Figure I.7 : Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées.

Supposons que les enroulements triphasés du stator et du rotor de notre machine aient chacun 4 pôles et que le stator soit branché à une source à **50Hz**. Le flux créé par le stator tourne à la vitesse synchrone $n_s = \frac{60f_s}{N_p} = 60 * \frac{50}{2} = 1500 \text{ tr/min}$. Supposons que ce flux tourne dans le sens horaire, un observateur externe « voit » donc ce flux statorique tourner dans le sens horaire à 1500 tr/min . Puisque le rotor est branché à une source à 14 Hz , celui-ci produit un flux tournant à une vitesse $n_s = \frac{60f_r}{N_p} = 60 * \frac{14}{2} = 420 \text{ tr/min}$ par rapport au rotor. Ce flux tourne également dans le sens horaire par rapport au rotor.

Pour que les pôles du stator restent alignés aux pôles du rotor, il faut que notre observateur externe voie les pôles du rotor tourner à la même vitesse que les pôles du stator. Il s'ensuit que le flux rotorique doit tourner dans le sens horaire à 1500 tr/min . Cela implique que le rotor doit lui-même tourner à une vitesse de $1500 - 420 = 1080 \text{ tr/min}$. Toute autre vitesse produirait en effet un glissement continu des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator.

Le couple moyen serait alors nul et le moteur s'arrêterait.

On constate donc que cette machine peut fonctionner en moteur si, et seulement si, sa vitesse est exactement de 1080 tr/min . On dit alors qu'elle fonctionne à une vitesse sous-synchrone ou hypo-synchrone.

En permutant deux des trois fils de la source à 14 Hz reliées aux balais, on force le flux tournant produit par le rotor à changer de sens par rapport au rotor (sens anti-horaire). Dans ces conditions, pour que les pôles du stator restent alignés avec les pôles du rotor, il faut que le rotor tourne maintenant à une vitesse de $1500 + 420 = 1920 \text{ tr/min}$. On dit alors que le moteur fonctionne à une vitesse hyper-synchrone.

A partir de cet exemple, on peut généraliser et montrer que lorsqu'un moteur à rotor bobiné est alimenté par deux sources, il doit tourner à une des deux vitesses suivantes :

$$n = \frac{60}{N_p} (f_s - f_r) \quad \text{Hypo-synchrone}$$

Ou :

$$n = \frac{60}{N_p} (f_s + f_r) \quad \text{Hyper-synchrone}$$

Où :

n : vitesse du rotor [tr/min].

f_s : Fréquence appliquée au stator [Hz].

f_r : Fréquence appliquée au rotor [Hz].

N_p : Nombre de pair de pôles de la machine

I.7 Modes de fonctionnement de la MADA

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

Cette propriété fondamentale a fait de la MADA le choix par excellence des entraînements à vitesse variable et surtout ces dernières années pour la génération d'énergie éolienne à vitesse variable.

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

I.7.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure I.8. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [6].

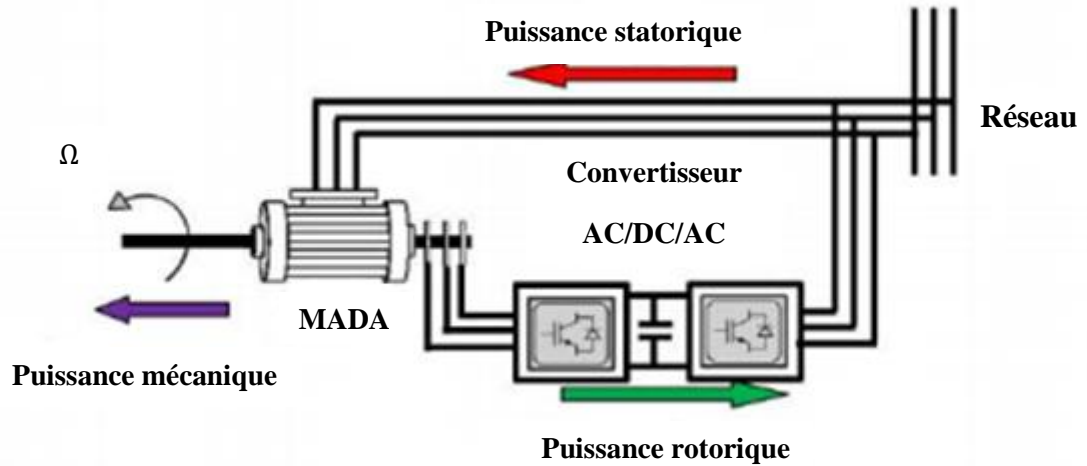


Figure I.8 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur hypo-synchrone [7].

I.7.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme, figure I.9. La machine à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime [6].

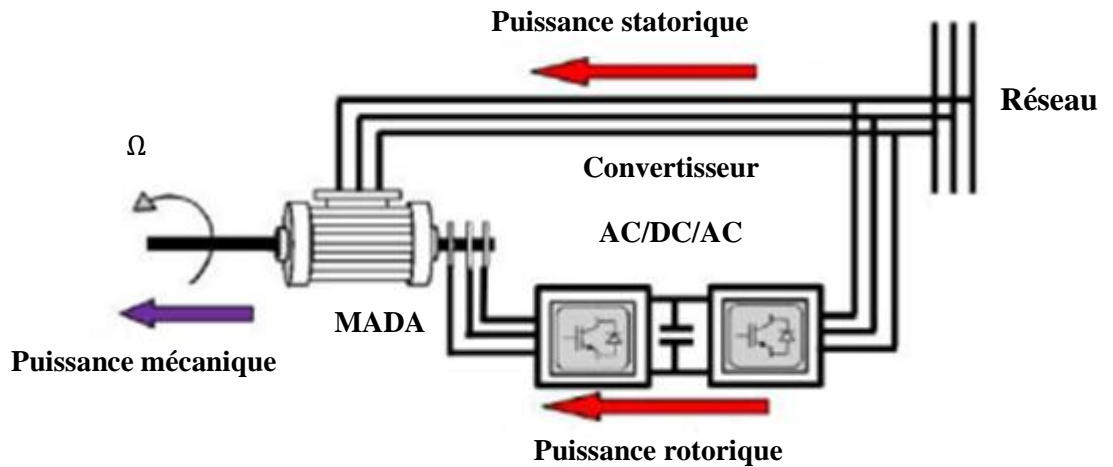


Figure I.9 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en moteur Hyper-synchrone [7].

I.7.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure I.10. La machine asynchrone à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime [6].

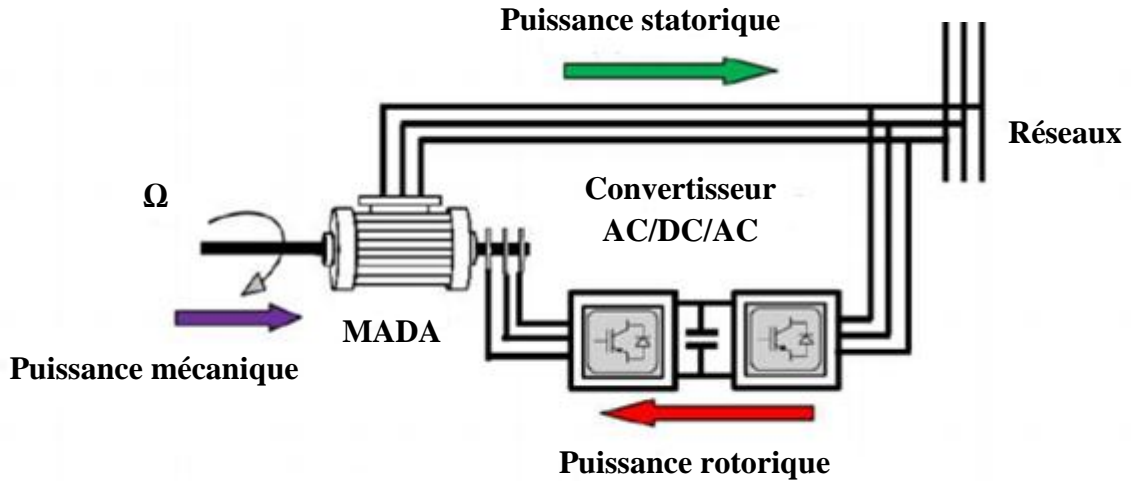


Figure I.10 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hypo-synchrone [7].

I.7.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme, figure I.11. La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [6].

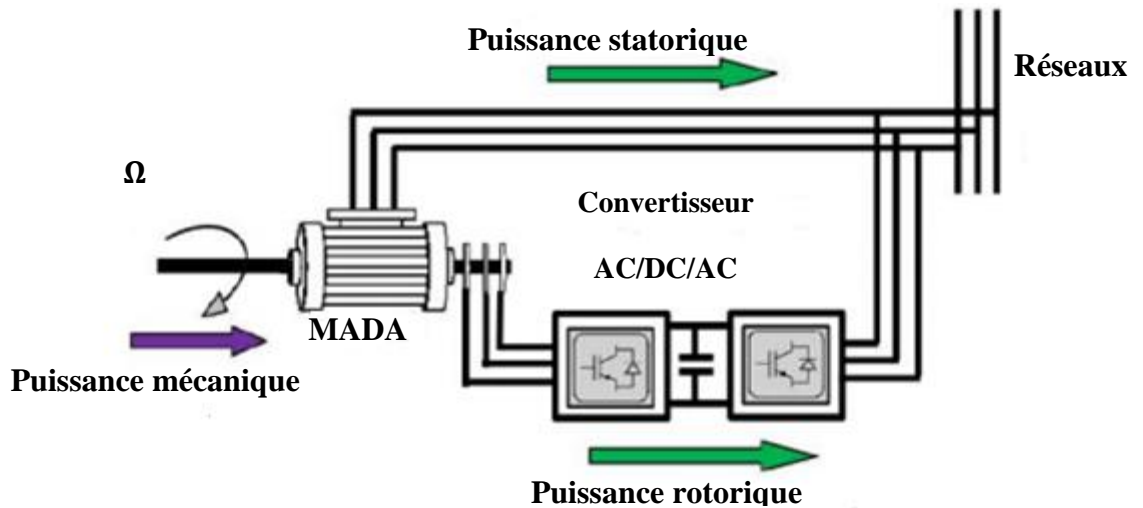


Figure I.11 : Fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en génératrice hyper-synchrone [7].

I.8 les différentes configurations de le MADA à rotor bobine

Comme tous les autres moteurs électriques à courant alternatif (synchrone et asynchrone), la variation de la vitesse de la MADA nécessite la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un convertisseur généralement dimensionné pour

faire passer la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire les dimensions de ce convertisseur d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques [8, 9].

I.8.1 stator alimente par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration simple est basée sur la connexion des enroulements statoriques directement au réseau, alors que le rotor est alimenté via un redresseur à diodes et un onduleur dimensionnés à 30% pour une puissance maximale, ce qui permet de réduire considérablement le coût de l'installation [8].

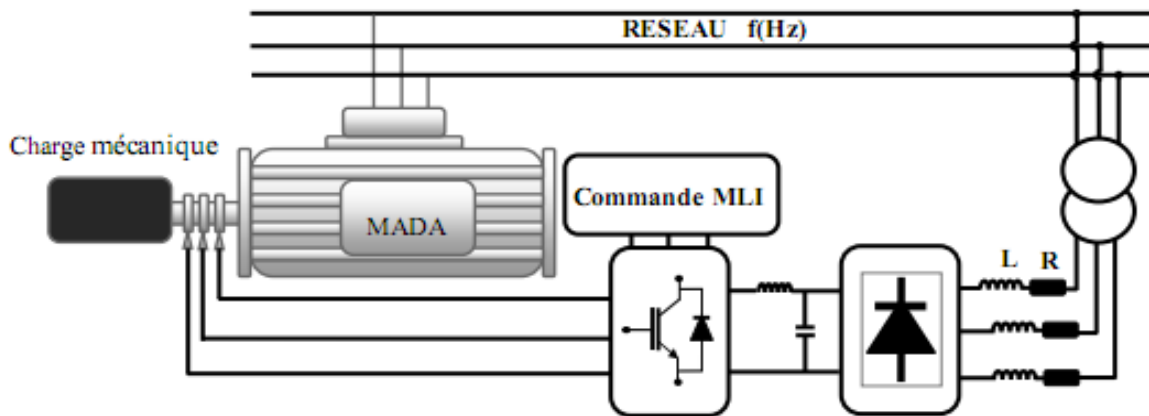


Figure I.12 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

I.8.2 stator relie au réseau, rotor alimenté par un cyclo-convertisseur

Pour éliminer l'inconvénient majeur du dispositif précédent (la bidirectionnalité du flux d'énergie entre le rotor et le réseau), on remplace l'association redresseur-onduleur par un cyclo-convertisseur qui reçoit une tension d'une fréquence donnée du réseau pour la transformer en une autre tension de fréquence inférieure. Cependant, cette configuration à son tour génère des harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif [8].

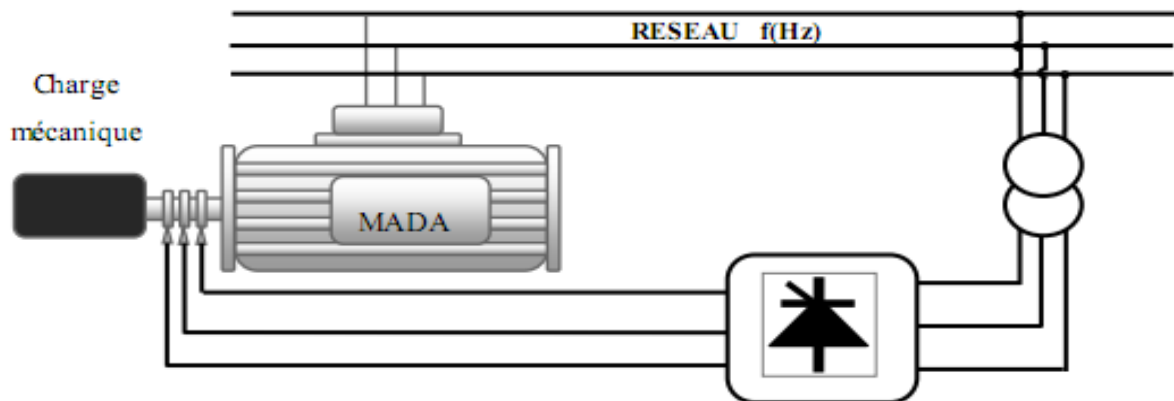


Figure I.13 : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cyclo-convertisseur.

I.8.3 MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants

Afin de minimiser et de limiter ces perturbations harmoniques importantes et améliorer le facteur de puissance, on alimente le stator et le rotor de la MADA par des onduleurs ayant des redresseurs soit indépendants, soit communs figure I.14. Cette structure permet d'obtenir de très bonnes performances et un contrôle plus facile [8, 9].

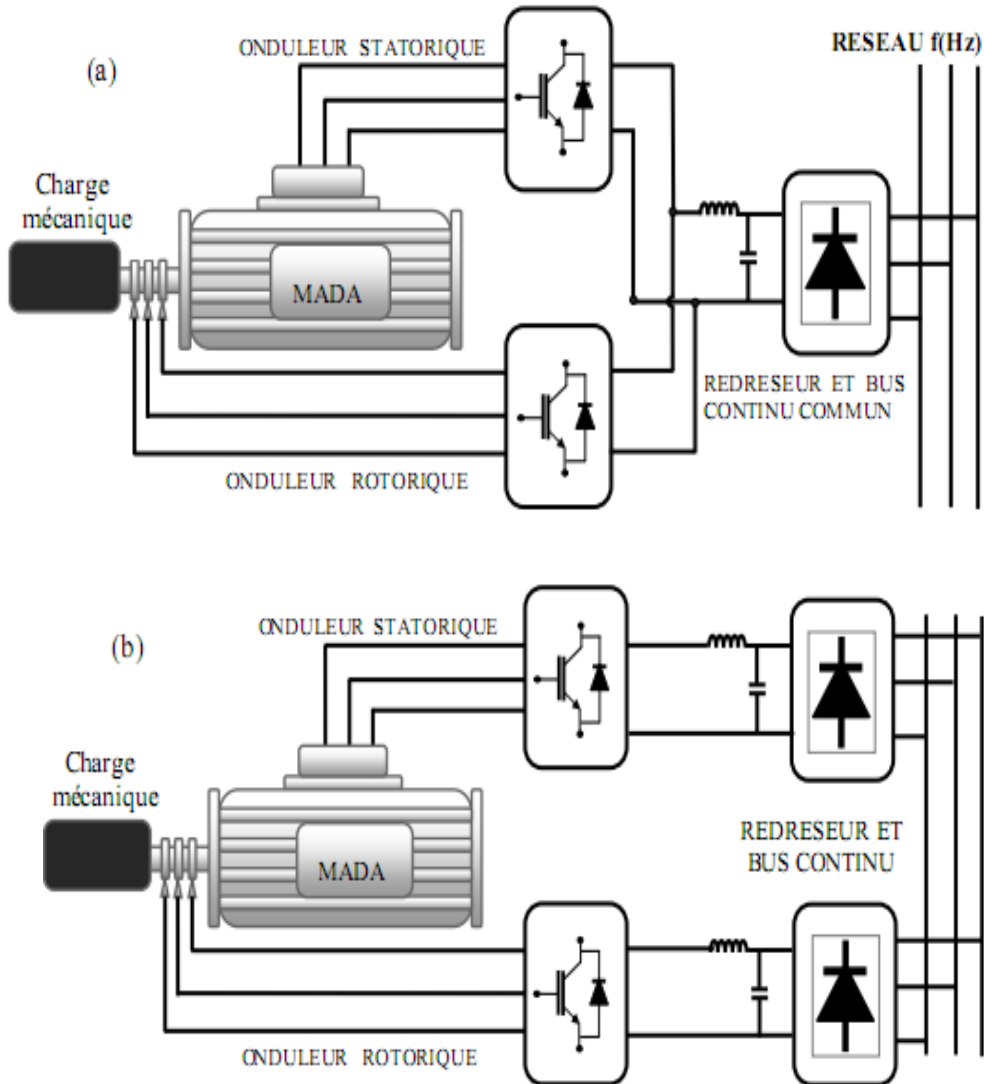


Figure I.14 : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cyclo-convertisseurs [8].

(a) - Deux onduleurs et redresseur commun, (b) - Deux onduleurs et deux redresseurs.

I.9 Techniques de variation de la vitesse

Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor. I.9.1 Variation de la vitesse par action sur le Stator

I.9.1.1 Modification du nombre de paires de pôles P

Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [10].

I.9.1.2 Changement de la tension appliquée au moteur

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage des charges à caractéristique de couple quadratique $C_r = K\Omega^2$ [10].

I.9.1.3 Changement de la fréquence du réseau

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable : ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cyclo-convertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence, en courant ou vectoriellement [7, 10].

I.9.2 Variation de la vitesse par action sur le Rotor

I.9.2.1 Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement)

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo-synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [10].

L'une des solutions pour obtenir des vitesses variables est la double alimentation. Ce système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas les vitesses hypo synchrones et hyper synchrones sont possibles.

I.10 les applications des machines asynchrones a doublé alimentation

Malgré la présence du système contacts glissants, la plus part des applications industrielles utilisent la MADA pilotée par le rotor aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. L'insertion d'un convertisseur de petite dimension entre le rotor et le réseau permet de supprimer le convertisseur entre le stator et le réseau pour les deux modes de fonctionnement. Ce dispositif devient par conséquent économique et rentable vu l'absence du besoin de consommation de la puissance réactive. Celui-ci peut même en fournir [9-11].

I.10.1 Applications en moteur

Le MADA est considérée comme une nouvelle solution pour les entraînements de fortes puissances, notamment ceux exigeant un domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de vitesse, son utilisation permet de varier la vitesse par la variation de la fréquence d'alimentation rotorique. Ce dispositif sera donc économique puisque le convertisseur du coté rotorique sera de petites dimensions.

De plus, sa commande souple lui permet des applications très vastes comme dans les laminoirs, les tractions ferroviaires, les propulsions maritimes, les véhicules électriques, les ventilateurs, les pompes, et les compresseurs [8].

I.10.2 Applications en génératrice

Dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable, la MADA est aussi une bonne solution pour la production de l'énergie électrique. L'alimentation à fréquence variable du rotor permet de générer des tensions à fréquence et amplitude fixes au stator quel que soit la vitesse de rotation de l'arbre de la machine, et permet ainsi de produire une puissance optimale extraite de l'énergie cinétique du vent et un bon rendement.

Cette application présente la MADA comme un meilleur choix par rapport aux autres machines pour la production d'énergie décentralisée à savoir [8]

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et à vitesse variables.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.

I.11 Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable [2].

I.11.1 Avantages de la MADA

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique.
- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances.
- Fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

- le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.

Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [12].

I.11.2 Inconvénients de la MADA

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

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor.
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation.
- La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements [12].

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté toutes les configurations de la MADA, ainsi que les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur). Comme nous avons effectué une étude de comparaison et de classification des différentes variantes de la machine asynchrone à double alimentation, sans oublier la présentation des différentes configurations de cette machine.

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

I.13 Références bibliographique

- [1] B. François, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 30 Septembre 2008.
- [2] B. Rouf et B. Boualem, "Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne)", mémoire d'Ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2011.
- [3] H. Ihssen, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", Mémoire de Magister, ENP d'Alger, 20 janvier 2008.
- [4] F. Atman, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Mémoire de Magister, université Mohamed Khider de Biskra, 19 décembre 2013.
- [5] K. Nafissa et K. Nessrine, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", mémoire de master, Université kasdi merbah ouargla, 2015
- [6] A. Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l'Intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat, université de Batna, 2010.
- [7] Z. Abderrahim, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf –Msila, 2017.
- [8]. R. Riyadh, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", thèse de doctorat, Université de, Batna 2, 2016.
- [9] S. KHOJET EL KHIL, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

- [10] Philippe LE BRUN, "Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones", Cours En Electrotechnique, Lycée Louis Armand, Strasbourg, France.

- [11] A. Dendouga, "Contrôle des puissances active et réactive de la machine a doublé alimentation (DFIM) ". Thèse de doctorat, Université de Batna, Alger, 2010.

- [12] A. Nabil et B. Amine. "Commande vectorielle d'une machine asynchrone a doublé alimentation par régulateur PI", mémoire de master, Université M'Hamed bougara. boumerdes, 2016

Chapitre II
Modélisation et
Commande Vectorielle de
la MADA

Chapitre II

Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA

II.1 Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone à double alimentation [1].

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour l'élaboration des lois de commande.

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone à double alimentation permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse, ...etc. [2]

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation linéarisée de PARK d'une machine asynchrone à double alimentation, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. Ensuite, pour réaliser un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de méthode à flux orienté. Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique en une forme similaire à celle de la machine à courant continu [3].

II.2 Modélisation de la MADA

La modélisation des machines électriques consiste en élaboration des modèles mathématique qui permettent de prédire le comportement de la machine dans différents régimes de fonctionnement, en prévoyant ainsi les points qui risquent de provoquer des perturbations.

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

- L'entrefer constant.

- L'effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les Pertes ferromagnétiques négligeables.
- De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements [4, 5].

Comportement de la machine asynchrone à double alimentation

- trois bobines statorique décalées entre elles par un angle de $(2\pi/3)$.
- trois bobines rotorique identique de répartition et similaire à celles du stator,

La figure II.1 rappelle la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique (l'angle électrique est égal à l'angle réel multiplié par le nombre (P) de paires de pôles par phase).

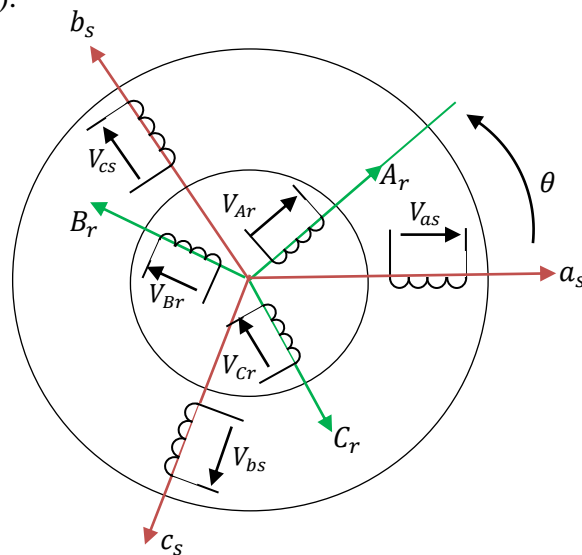


Figure II.1 : Représentation simplifié de la MADA [6].

II.2.2 Equation électrique

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

- **Pour le stator**

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec : V_s et φ_s ; la tension et le flux statoriques, I_s et R_s ; le courant et la résistance statorique.

- **Pour le rotor**

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec : V_r et φ_r ; la tension et le flux rotorique, I_r et R_r ; le courant et la résistance rotorique.

II.2.3 Equations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les valeurs des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} M_1 = M \cos(\theta) \\ M_2 = M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Où : M représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle Stator-Rotor obtenue lorsque les bobinages sont en regard l'un de l'autre.

II.3 Modèle biphasé de la MADA

II.3.1 La transformation de Park

Les transformations utilisées doivent conservées la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park. Figure II.2.

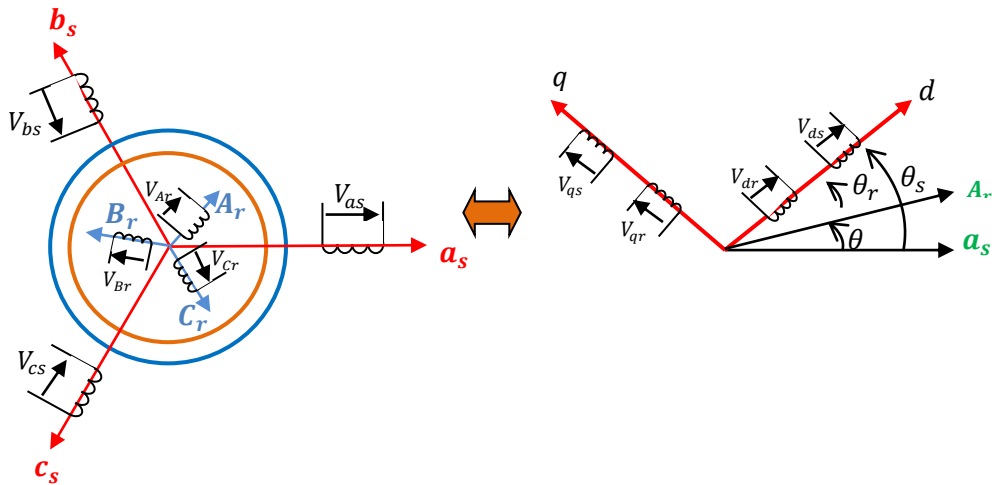


Figure II.2 : Modèle de PARK de la MADA.

La machine asynchrone est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le

comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple. Le modèle diphasé (d-q) donné par la transformation de Park est alors utilisé. Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park qui s'exprime par [7] :

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

$$[P(\theta)]^{-1} = K \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Dans ce cas : $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour la conservation de la puissance.

$[P(\theta)]$, $[P(\theta)]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante : [8]

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^{-1} = [1] \quad (\text{II.6})$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [8].

Le changement de variables relatifs aux (courants, tensions et flux) est défini par la transformation II.7 :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La composante homopolaire du système (II.7) est nulle pour un système équilibré.

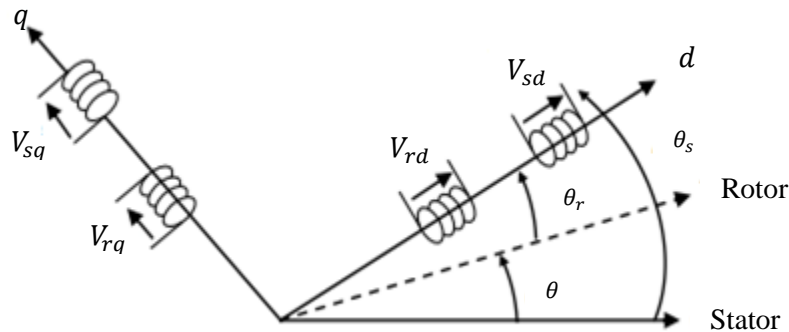


Figure II.3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé [7].

II.3.2 Application de la transformation de Park à la MADA

Les enroulements réels statoriques (A, B, C) et rotoriques (a, b, c) sont transformés respectivement en deux enroulements statoriques fictifs et deux enroulements également fictifs rotoriques dans un même référentiel diphasé (U, V, o) afin de simplifier les équations.

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park [8].

La figure II.4 illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.

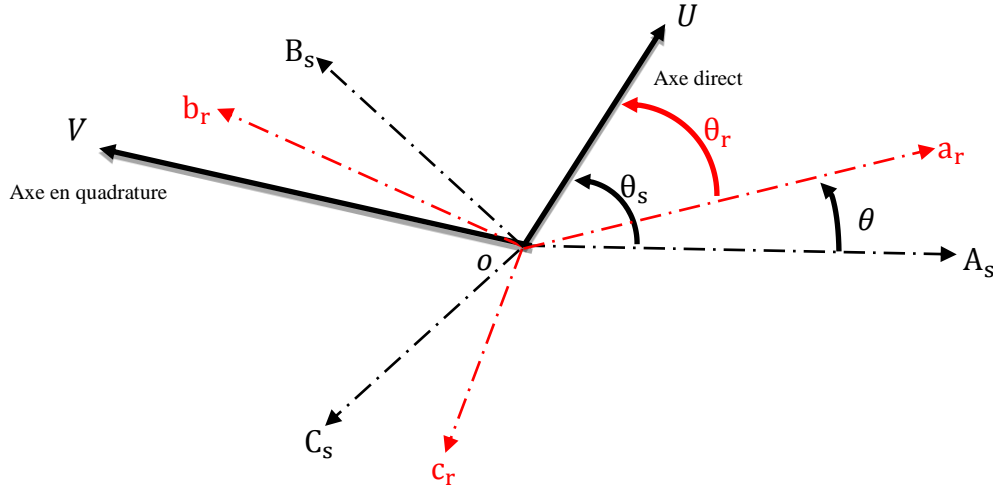


Figure II.4 : Position spatiale des différents référentiels [8].

II.4 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U, V)

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\varphi_{us}}{dt} - \omega_{coor} \varphi_{us} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\varphi_{vs}}{dt} - \omega_{coor} \varphi_{vs} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\varphi_{ur}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \varphi_{ur} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\varphi_{vr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \varphi_{vr} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

ω : Vitesse rotorique.

ω_{coor} : Vitesse du système d'axe (U, V).

Les expressions des flux statoriques et rotoriques l'axe suivant (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{us} = l_s I_{us} + M I_{ur} \\ \varphi_{vs} = l_s I_{vs} + M I_{vr} \\ \varphi_{ur} = l_r I_{ur} + M I_{us} \\ \varphi_{vr} = l_r I_{vr} + M I_{vs} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} l_m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

II.4.1 Choix du référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (U, V) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

II.4.1.1 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$\omega_s = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow & \alpha \\ v \rightarrow & \beta \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

II.4.1.2 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$\omega_r = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow & x \\ v \rightarrow & y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

II.4.1.3 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_s = \omega_r + \omega$ dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = l_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = l_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = l_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

En remplace (II.16) dans (II.14) et (II.15) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s l_s I_{sq} - \omega_s M I_{rq} & (a) \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + l_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s l_s I_{sd} + \omega_s M I_{rd} & (b) \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + l_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega l_r I_{rq} - \omega M I_{sq} & (c) \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + l_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} - \omega l_r I_{rd} + \omega M I_{sd} & (d) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par : [7]

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.18})$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.19})$$

Avec :

C_{em} et C_r : le couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique).

f et j : coefficient de frottement et moment d'étertie de l'arbre de rotor.

II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit [9] :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.20})$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Telle que :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T; \quad [U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T;$$

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

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

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}; \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right)$$

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice $[A]$ comme suit :

$$[A] = [A_1] + \omega_s [A_2] + \omega [A_3] \quad (II.21)$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}, [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation

Pour réaliser la simulation de la MADA, on peut transférer le modèle représenté par les équations (II.18), (II.19) et (II.20) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure II.5.

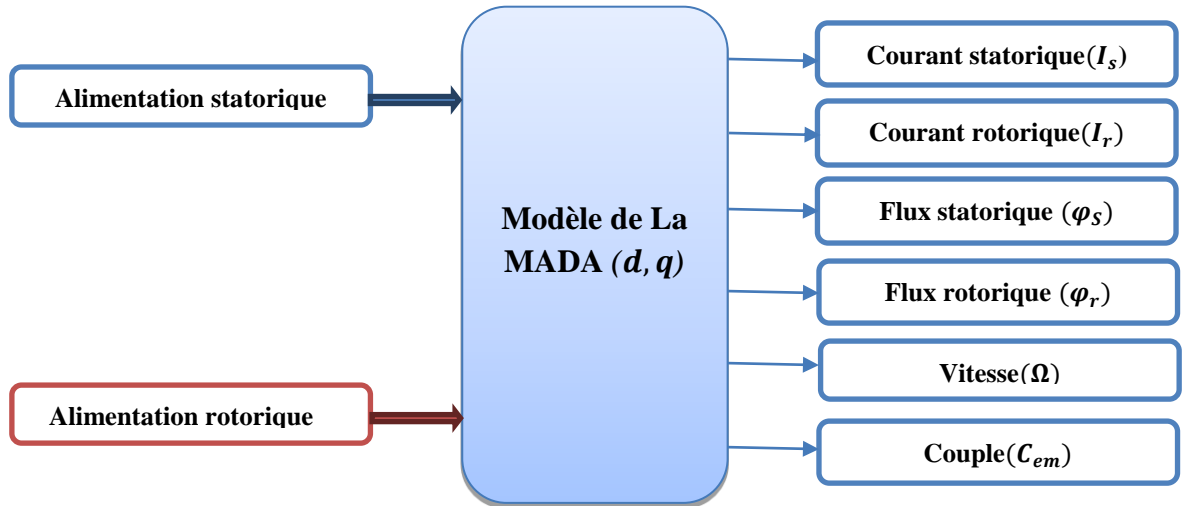


Figure II.5 : Schéma bloc de simulation de la MADA.

II.7 Résultats de simulation de la MADA

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

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

II.7.1 Fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit) :

Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que la MADA fonctionne comme un moteur asynchrone à rotor bobiné en court-circuit.

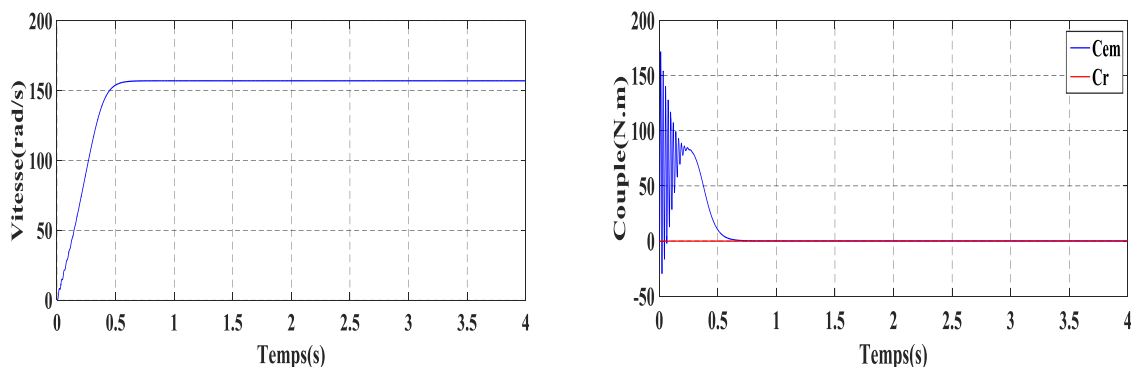
II.7.1.1 Fonctionnement de la MADA à vide

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur à rotor en court-circuit sont regroupés dans la figure II.6, concernant respectivement la vitesse, le couple, les composantes du flux statoriques, les composantes du courant rotorique et les courants de phase.

On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme et une fréquence des courants rotoriques presque nulle (un très faible glissement).

En plus, le couple électromagnétique présente des oscillations se stabilise à une valeur proche du zéro (présence de frottements visqueux).

Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, leur amplitude atteint la valeur 65A. Ensuite dans le régime transitoire les courants diminuent et stabilise à des valeurs proches de zéro.



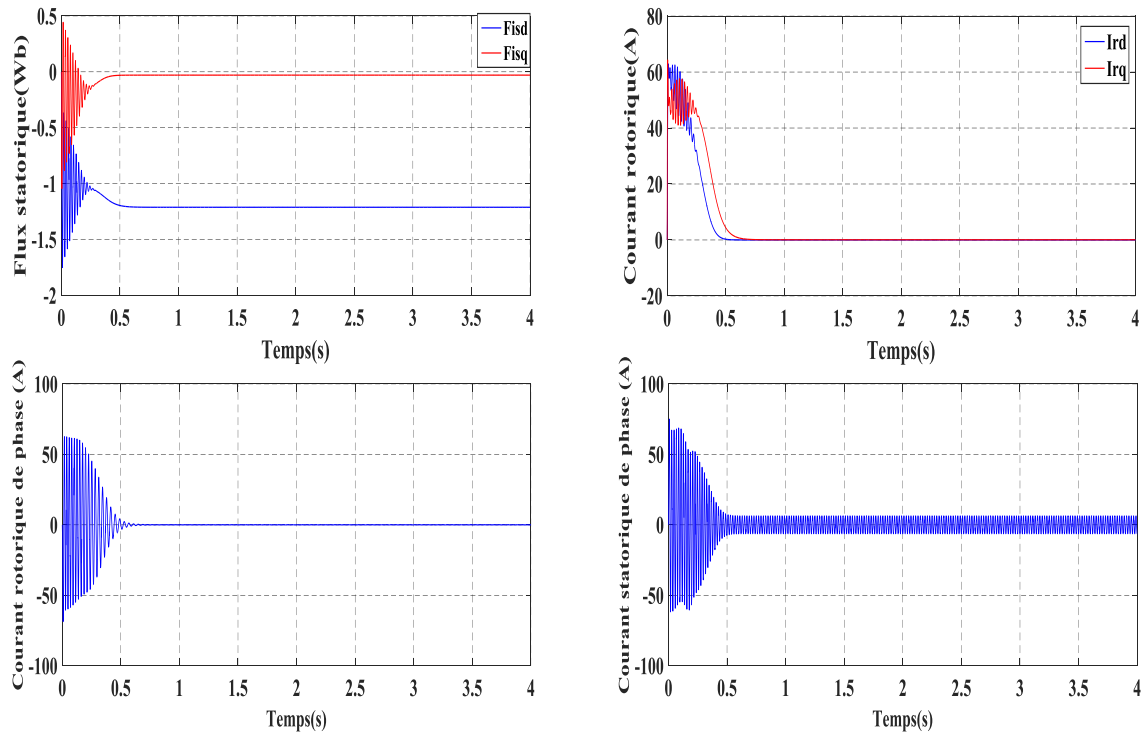


Figure II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA à vide sans alimentation rotorique (Rotor en court-circuit).

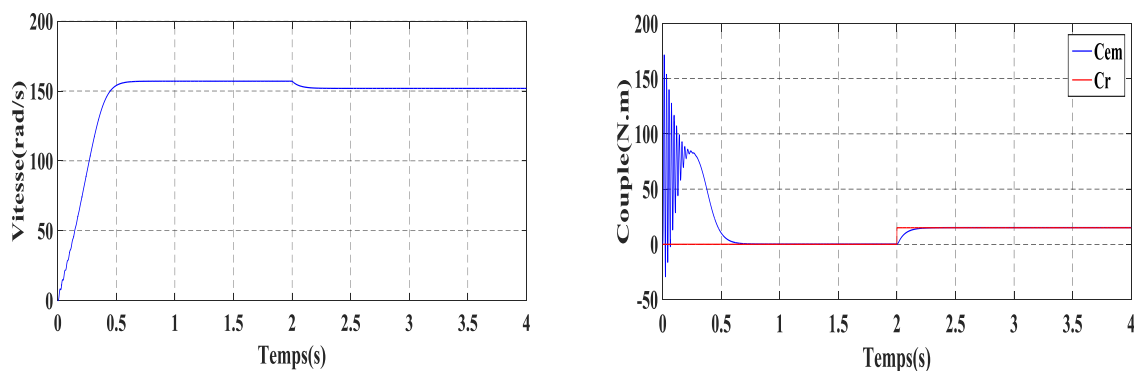
II.7.1.2 Fonctionnement de la MADA En charge ($C_r = 15N.m$) à l'instant $t = 2s$

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur à rotor en court-circuit lors de variation de la charge sont présentés sur la figure II.7.

Après l'application de la charge à l'instant $t = 2s$, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157 rad/s à 150 rad/s, traduite par une augmentation du glissement de la machine et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés à cause du glissement qui devient plus important.

Nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de référence 15 N.m qui compensent l'effet de charge et des frottements.

On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux.



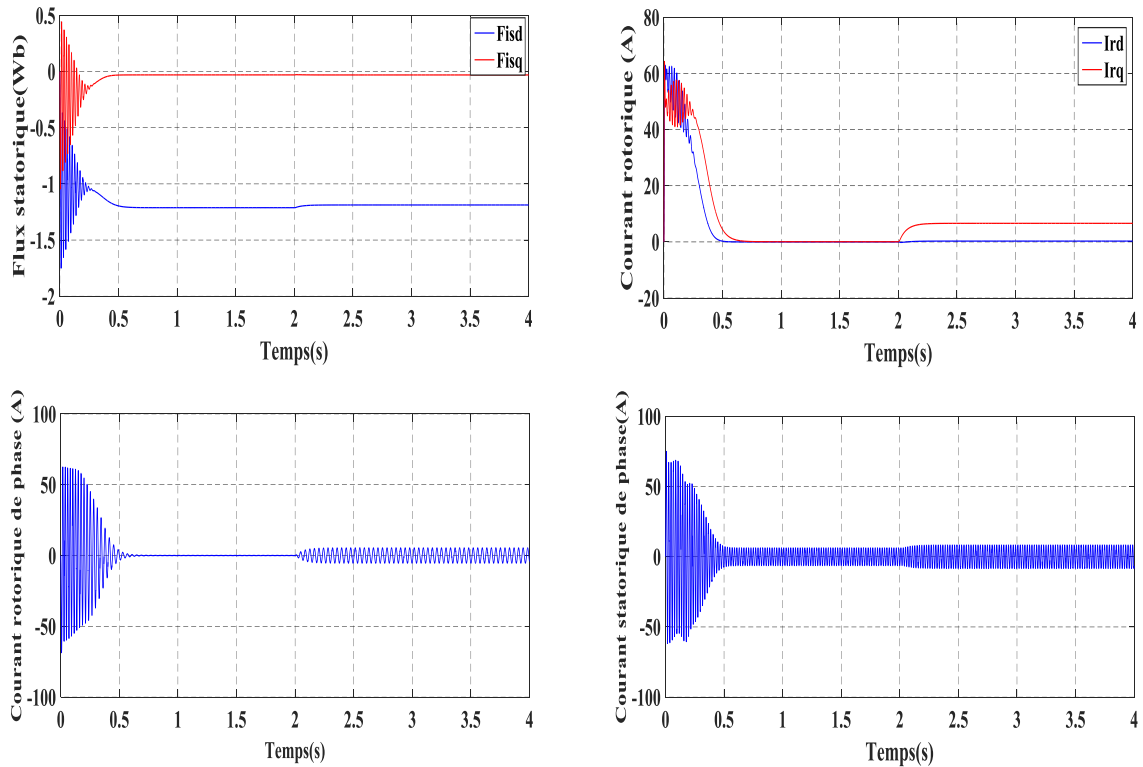


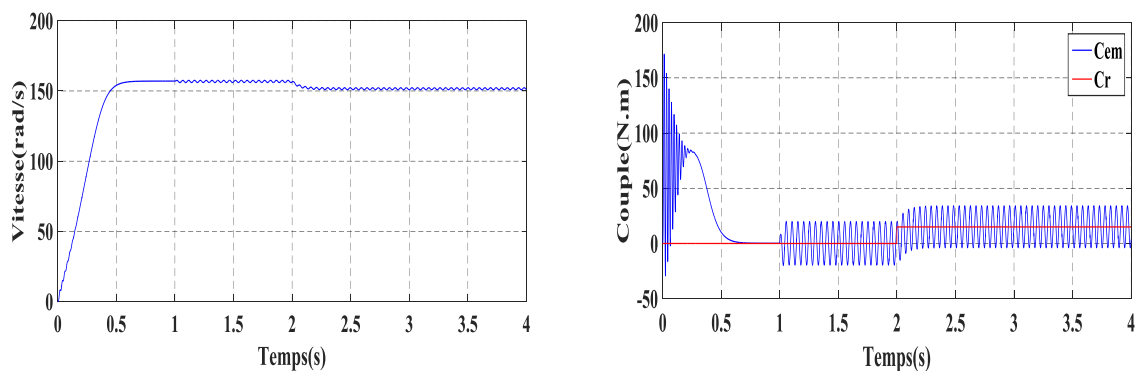
Figure II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit) avec $C_r=15N.m$ à $t=2 s$.

II.7.2 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique

Les figures II.8 et II.9 illustrent les résultats de simulation de la MADA pour un démarrage en charge avec alimentation du rotor à l'instant $t=1s$.

II.7.2.1 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$

La figure (II.8) représente les résultats de simulation du fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit et à l'instant $t = 1s$ on à applique une alimentation rotorique $V_r = 12V$ et $f_r = 5Hz$.



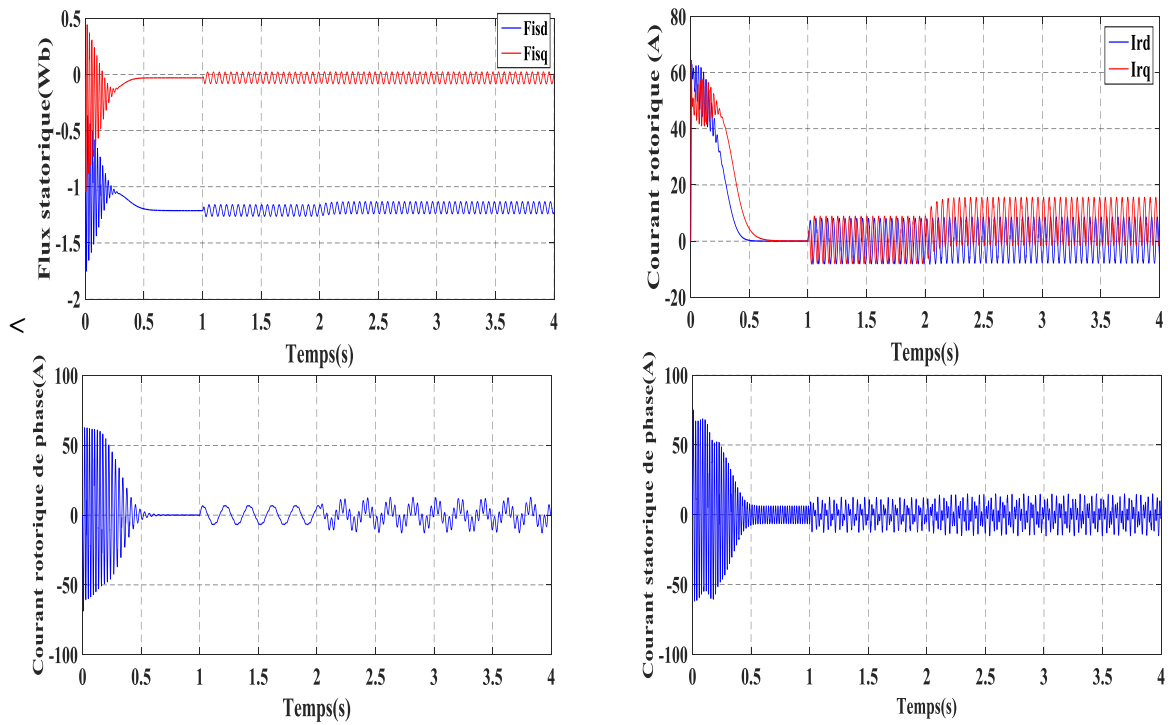
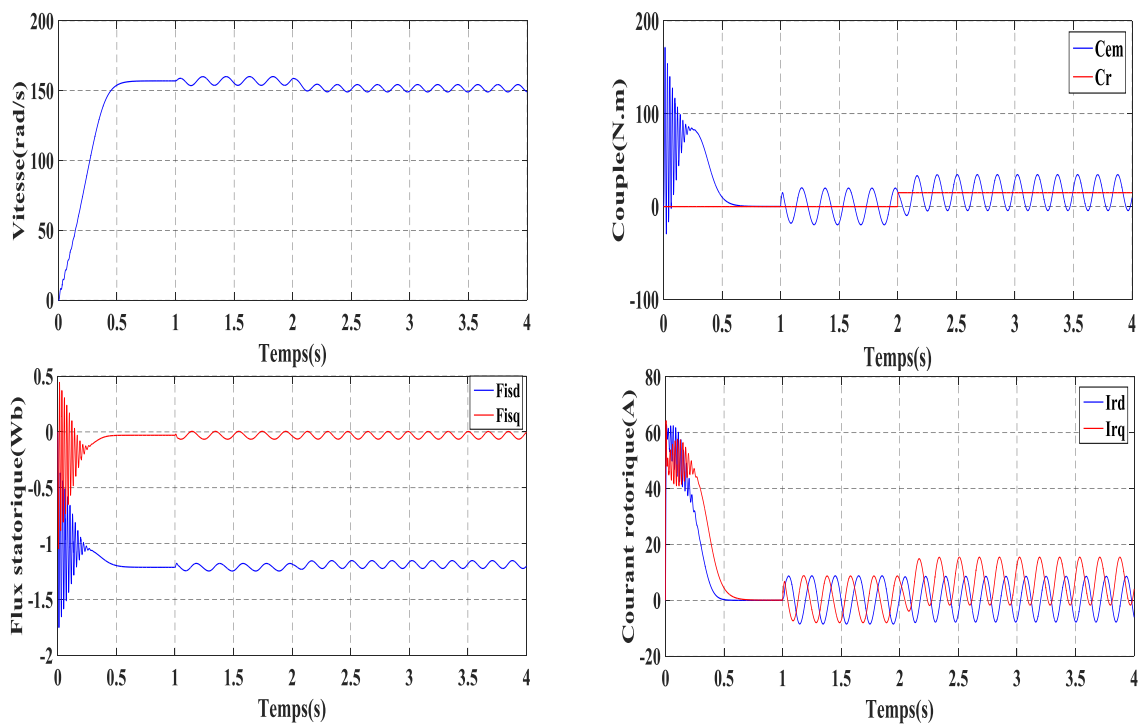


Figure II.8 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$) et $C_r = 15Nm$. à $t = 2s$.

II.7.2.2 Fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$

La figure II.9 représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit et à l'instant $t = 1s$ on à applique une alimentation rotorique $V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$.



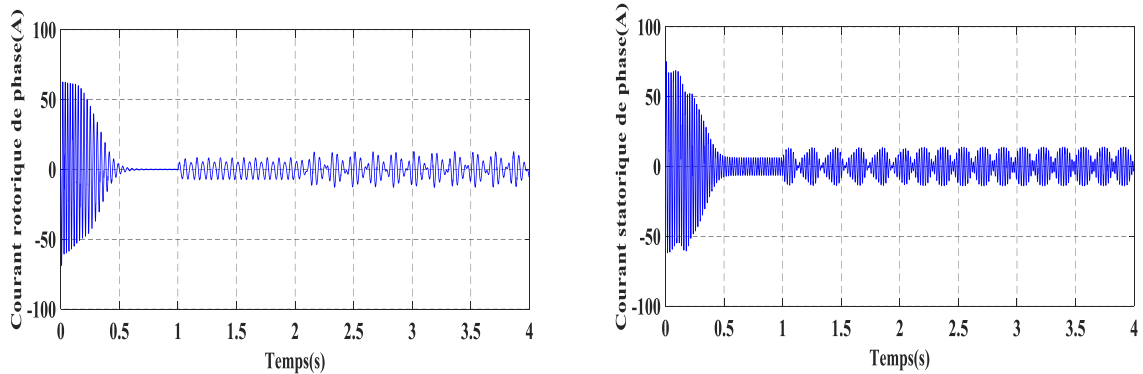


Figure II.9 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$) et $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$.

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence ou tension rotoriques a une influence directe sur la vitesse et le couple.

On remarque aussi que l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine.

Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Pour résoudre ce problème, on doit impérativement faire recours aux commandes bouclées.

Les résultats obtenus par les figures II.6, II.7, II.8 et II.9 montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II.8 Modélisation du système d'alimentation

II.8.1 Modélisation de L'onduleur de Tension

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peut être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêchent [9].

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.10. Les couples d'interrupteurs (K1, K4), (K2, K5), (K3, K6) 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 [8].

Les diodes D_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

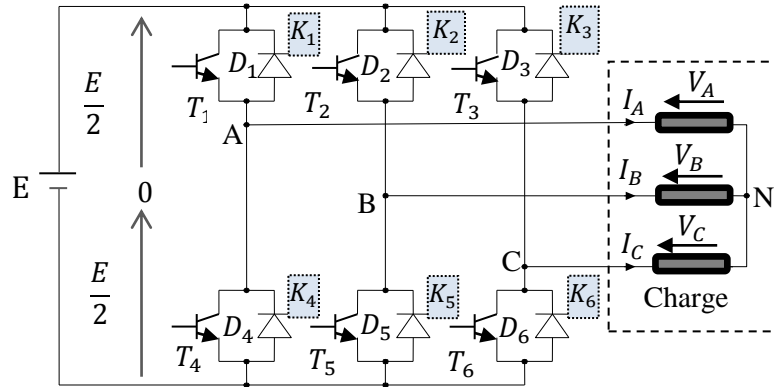


Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [8].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.11).

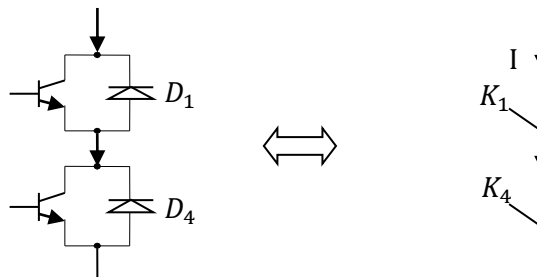


Figure II.11 : Représentation des commutateurs [1].

Pour simplifier l'étude, nous supposons que : [9]

- ✓ Le couplage est du type étoile sans neutre.
- ✓ Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées.
- ✓ Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, Donc :

$$\begin{aligned} V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} &= 0 \\ V_{ON} &= -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant (II.23) dans (II.22), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

On peut écrire le système (II.24) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

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

En remplaçant (II.26) dans (II.25), on aura le système suivant [8] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II.8.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3), de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse) La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture) [8, 10].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_{ref}) et celle de la porteuse (U_p) :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p}$$

L'algorithme de commande de la stratégie triangle sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en 2 étapes [11] :

❖ Etape 1 :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases}$$

Telle que : V_{dc} est la tension du bus continu.

❖ Etape 2 :

$$\begin{cases} V_k = V_{ds} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{ds} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases}$$

Le schéma de principe est donné par la figure II.12 :

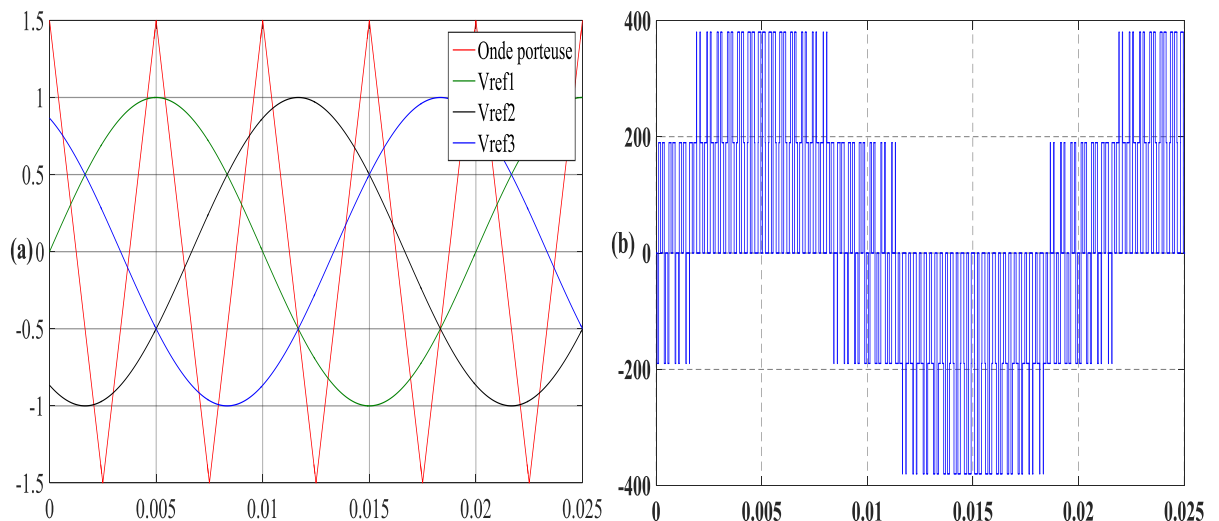


Figure II.12 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

(a) : Signaux de comparaison (référence et porteuse),

(b) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).

II.8.3 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI

La Figure II.13 représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par un seul onduleur coté stator ($\sqrt{2} \cdot 220V, 50Hz$)

Et du coté rotorique par une alimentation ($V_r = 12V, F_r = 10Hz$ à $t = 1s$) avec une application d'un couple de charge égale $15N \cdot m$ à $t = 2s$.

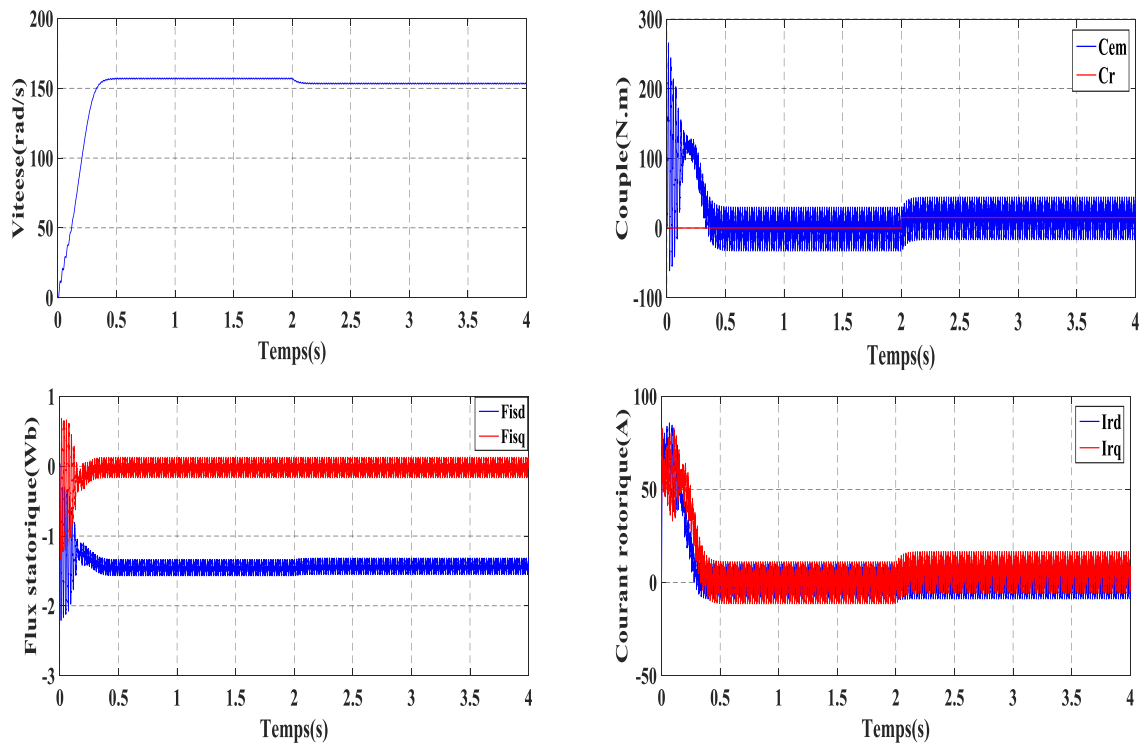


Figure II.13 : Réponses du système avec un onduleur coté stator et alimentation rotorique ($V_r = 12V, F_r = 10Hz$ à $t = 1s$) et ($15N.m$ à $t = 2s$).

Les résultats représentés par la Figure II.13 sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Le problème du couplage entre le flux et le couple est existé toujours. Afin de régler ce problème le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

Dans la partie suivante on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande par orientation du flux.

II.9 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

Actuellement, la machine asynchrone par sa simplicité de construction, sa robustesse et sont faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association «convertisseur statique machine asynchrone» exige un procédé de contrôle efficace et performant.

La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques

numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [8].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse.

Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). 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 [8].

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [8].

Dans cette partie, on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, dont le fonctionnement est en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) et 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.

II.9.1 But de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [12].

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, 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} ont mutuellement découplées [13]

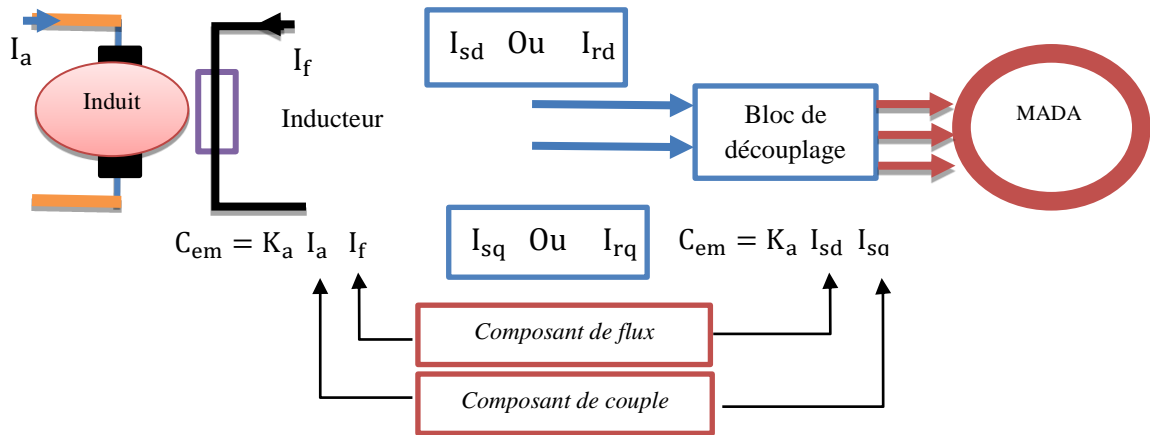


Figure II.14 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [14].

II.9.2 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 classifier [12, 14].

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

- Méthode directe développée par Blaschke.
- Méthode indirecte développée par Hasse.
- Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension ;
- Commande en courant.

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

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

Suivant la détermination de la position du flux :

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

II.9.3 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\varphi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{rd} = \varphi_r$
- Orientation du flux statorique avec les conditions : $\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions : $\varphi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{gd} = \varphi_g$

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

II.10 Méthodes de la commande vectorielle

II.10.1 Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique φ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variations.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur.

L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [13].

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- 1) Le non fiabilité de la mesure de flux :
 - Problème de filtrage du signal mesuré.
 - Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2) Le coût de production élevé (capteur + filtre) [15].

II.10.2 Commande vectorielle indirecte

Cette technique de commande est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. 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. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations [14].

II.10.3 : Structure de la commande vectorielle directe de la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté est montré par la figure II.15.

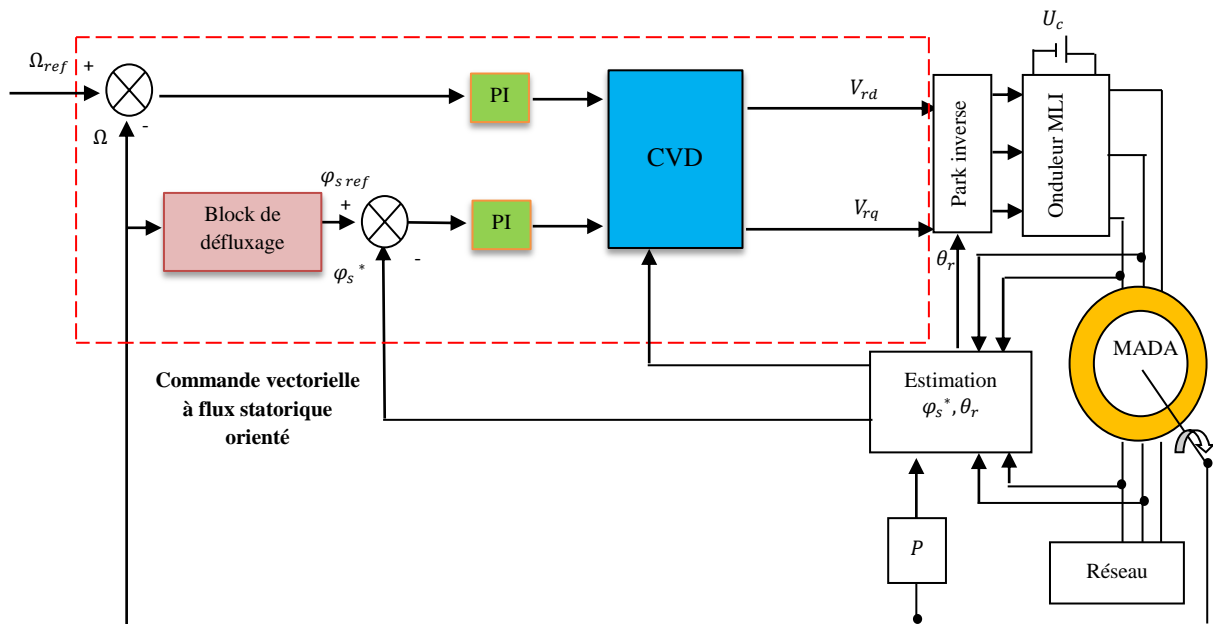


Figure II.15 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

II.11 Application de la commande vectorielle à la MADA

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature.

En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par [4] :

$$C_{em} = K\varphi(I_f)I_a \quad (II.28)$$

$\varphi(I_f)$: est le flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (II.28), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc, la production du couple et la création du flux sont indépendantes [16].

II.11.1 Choix de repère de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer.

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

$$\varphi_s = \varphi_{sd} \rightarrow \varphi_{sq} = 0 \quad (\text{II.29})$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (II.16).

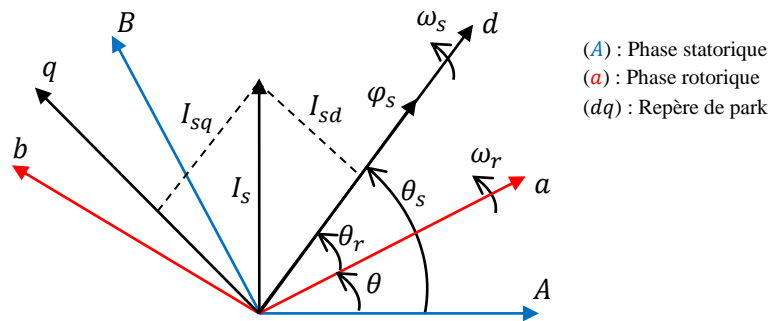


Figure II.16 : Principe de l'orientation du flux statorique.

On remplace l'équation (II.25) dans l'équation (II.13), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} - (\omega_s) \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \Leftrightarrow I_{rq} = -\frac{L_s}{M} I_{sq} \\ I_{sd} = 0 \\ I_{rd} = \frac{\varphi_{sd}^*}{M} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant l'équation (II.29) dans (II.31) on trouve :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (-\varphi_{sd} I_{rq}) = -P \frac{M}{L_s} (\varphi_s I_{rq}) = P \varphi_s I_{sq} \quad (\text{II.32})$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s C_e^*}{PM \varphi_s^*} \quad (\text{II.33})$$

De l'équation (II.14) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} I_{rq} + V_{sd} \right) / \varphi_s^* \quad (\text{II.34})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = l_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M I_{rd}) \quad (\text{II.35})$$

$$\varphi_{sq} = l_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{qs} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M I_{rq}) \quad (\text{II.36})$$

On remplace l'équation (II.35) dans (II.17.a) et l'équation (II.36) dans (II.17.b) on trouve :

$$\varphi_{sd}^* = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{dr} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.37})$$

$$\varphi_{sq}^* = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (\text{II.38})$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique I_{rd} :

En remplaçant l'équation (II.35) dans l'équation (II.16.c) et l'équation (II.36) dans l'équation (II.16.d), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.39})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{II.40})$$

En introduisant les équations (II.37), (II.39) dans l'équation (II.17.c) et dans l'équation (II.17.d) on trouve :

$$V_{rd} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \quad (\text{II.41})$$

$$V_{rq} = \left(R_r \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \quad (\text{II.42})$$

II.11.2 Défluxage

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques [8] :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.43})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique $\varphi_s = \varphi_{ds} \rightarrow \varphi_{qs} = 0$ cette expression du couple devient :

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s} (\varphi_s I_{rq}) \quad (\text{II.44})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P = C_e \Omega \quad (\text{II.45})$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage [17].

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le sur échauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [17] :

$$\Phi_s^* = \begin{cases} \varphi_{sn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \varphi_{sn} \cdot \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Où :

$\omega_n = P\Omega_n$: est la vitesse angulaire nominale de la machine.

Ω : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

φ_{sn} : est le flux statorique nominal.

II.11.3 Principe du découplage par compensation

D'après les équations (II.41) et (II.42), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q.

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

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \quad (\text{II.47})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} \quad (\text{II.48})$$

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

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (\text{II.49})$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{II.50})$$

II.11.4 Estimation du flux statorique

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire en mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux

statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (II.3), (II.16), (II.17), (II.4) et (II.42) :

$$\varphi_{sd} = l_s I_{sd} + M I_{rd} \quad (\text{II.51})$$

$$\varphi_{sq} = l_s I_{sq} + M I_{rq} \quad (\text{II.52})$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (\text{II.53})$$

Tel que : $\theta_s = \int \omega_s dt$, $\theta = \int \omega dt$, $\omega = P\Omega$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

II.11.5 Dimensionnement des régulateurs

La commande vectorielle par régulateur PI classique du moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) alimenté par seul onduleur ou niveau de rotor de tension Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence U_n régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but.

On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique [14].

Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.53})$$

K_i : est le coefficient de proportionnalité ;

K_p : est le coefficient d'intégration ;

P : est le coefficient d'intégration ;

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MADA, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [18] :

- Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui peut entraîner des dépassements importants lors des régimes transitoires.
- Introduction d'un déphasage dû à la fonction intégrale pouvant entraîner une instabilité de l'entraînement.
- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ceux-ci.
- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage [12, 18].

II.11.6 Identification des paramètres des régulateurs

II.11.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence ; afin de maintenir la vitesse correspondante pour que la cascade soit justifiée ; il faut que la boucle interne soit l'équation mécanique donnée [18, 19].

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure II.17 :

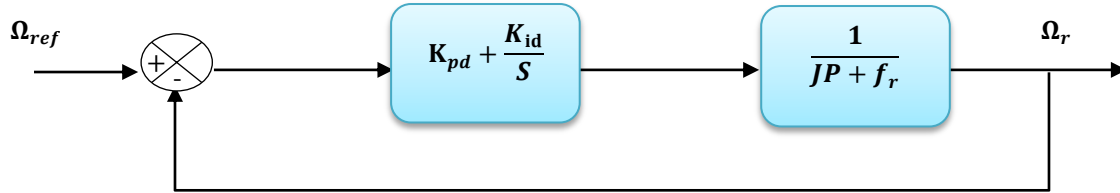


Figure II.17 : Boucle de régulation de vitesse.

L'identification nous donne :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.54})$$

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

$$C_e(p) - C_r(p) = (JP + f_r)\Omega_r(p) \quad (\text{II.55})$$

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

$$\omega(P) = \frac{\frac{K_p}{K_i}P + 1}{\frac{J}{K_i}P^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right)P + 1} \omega_{ref}(P) \quad (\text{II.56})$$

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

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)P^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n}P + 1 \quad (\text{II.57})$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) \rightarrow K_i = J\omega_n^2 \\ \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right) = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \rightarrow K_p = 2J\omega_n\varepsilon - f_r \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 0.6$;

$$\text{On prend : } \tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} ; t_r = 10^{-1}(\text{s}) ; \omega_n = \frac{3}{t_r} ; \quad (\text{II.59})$$

II.11.6.2 Identification des paramètres des régulateurs des courants rotoriques

Pour assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des

régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

II.11.6.2.1 Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.41) et par l'annulation du terme de compensation E_d .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r I_{sd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) I_{rd} \quad (\text{II.60})$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.61})$$

La boucle de régulation de courant I_{dr} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.18 :

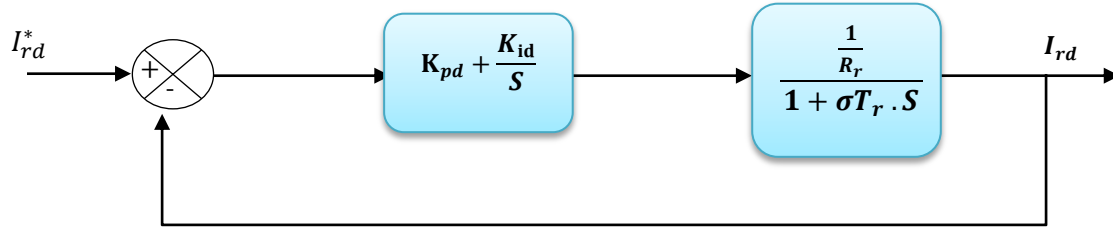


Figure II.18 : Schéma de régulation de courant I_{rd} .

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{II.62})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte ($FTBO$) de la figure (II.11) sera :

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.63})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.64})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (\text{II.65})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.66})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée ($FTBF$) de la figure II.11 sera :

$$FTBF(s)_{ird} = \frac{1}{1 + \frac{R_r \cdot S}{K_{id}}} \quad (\text{II.67})$$

Par analogie de l'expression (II.67) par l'expression (II.66) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.68})$$

De l'expression (II.64) et (II.68) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

II.11.6.2.2 Régulation du courant rotorique quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.42) et par l'annulation de E_d .

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \frac{\sigma L_r}{K_q} \cdot S \right) I_{rq} \quad (\text{II.70})$$

Où :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$$

Donc :

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \frac{\sigma L_r}{K_q} \cdot S} \quad (\text{II.71})$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.19.

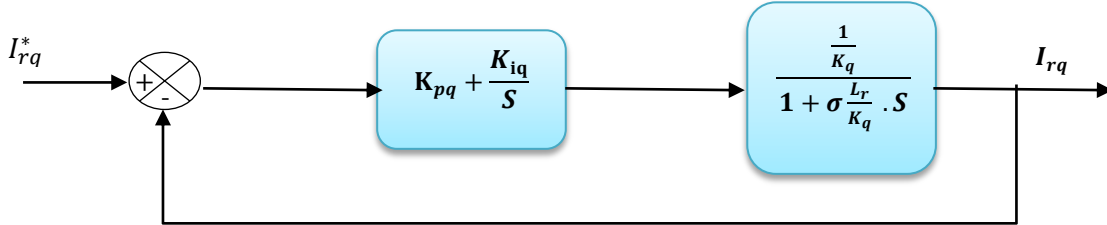


Figure II.19 : Schéma de régulation du courant I_{rq} .

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

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

II.11.6.3 Régulateur du flux statorique

De l'équation (II.37), nous avons $V_{sd} = 0$.

$$\frac{\varphi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s \cdot S} \quad (\text{II.73})$$

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.20.

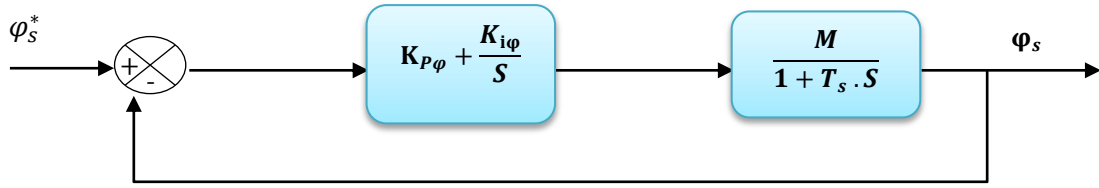


Figure II.20 : Schéma de régulation du flux statorique.

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\varphi}}{K_{i\varphi}} \quad (\text{II.74})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\varphi}}} \quad (\text{II.75})$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.66) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\varphi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\varphi} = K_{i\varphi}T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

II.12 Résultats de simulation

Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation MADA où le stator est connecté directement au réseau ($\sqrt{2} 220 V$ et $50Hz$) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe A.

II.12.1 Application d'un couple de charge

Dans ce cas on introduit un couple de charge de 15 N.m à $t=1.3s$ jusqu'à $t=2.8s$. Les résultats obtenus sont représentés par la figure II.21. On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Nous pouvons remarquer les bons faits de la commande vectorielle munie de la structure de régulation de vitesse de type PI , la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence après la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

D'autre part les résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique traduit par la réponse des composantes I_{rd} et I_{rq} du courant rotorique.

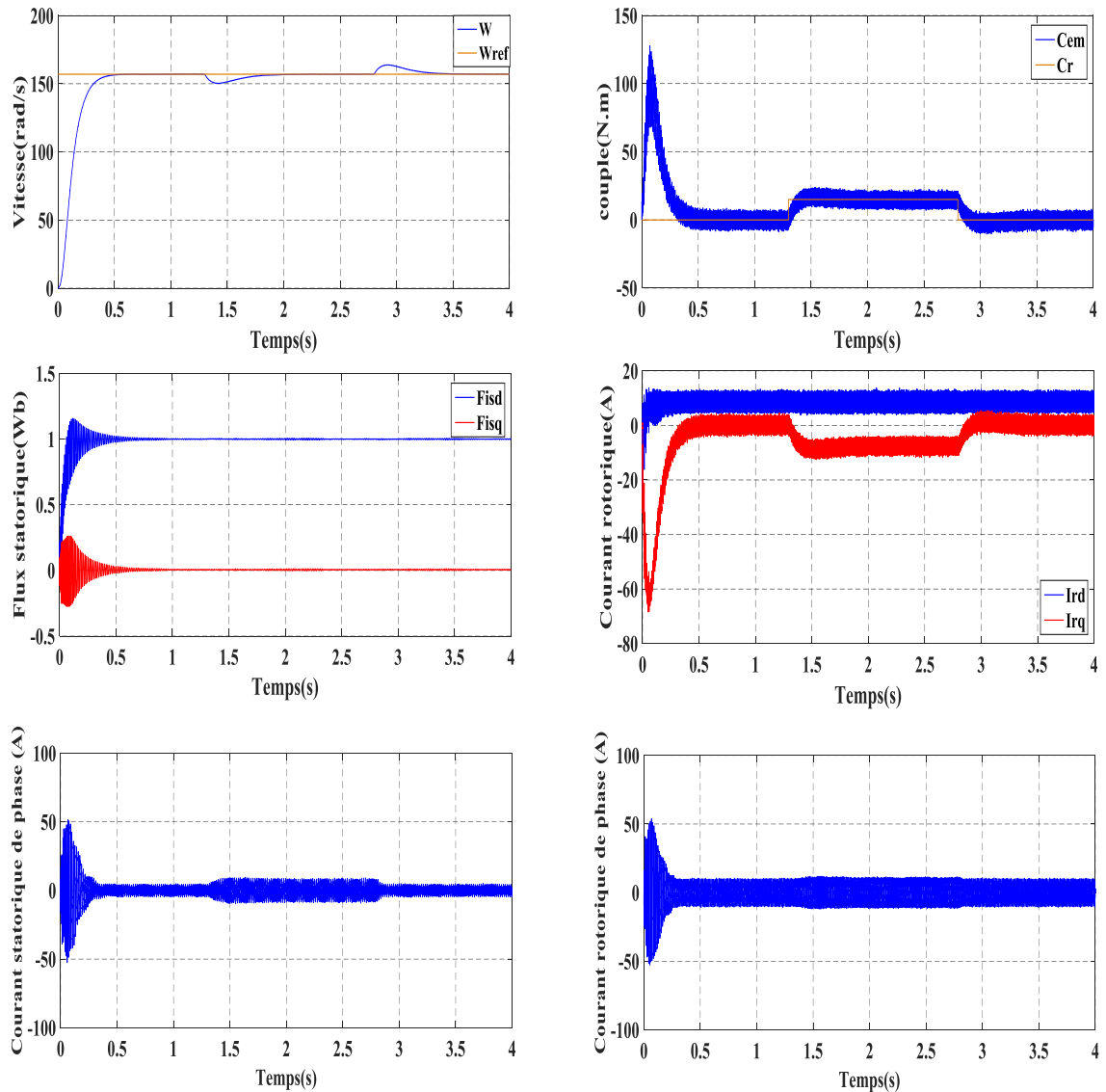


Figure II.21 : Résultats de simulation de la CVD de la MADA on charge.

II.1.2.2 Tests de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MADA.

Dans le but de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, quatre tests sont effectués. Le premier est celui par la variation de la résistance statorique, le deuxième par la variation de la résistance rotorique et le dernier par la variation de R_r et R_s en même temps.

II.12.2.1 Variation de la consigne du Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis la variation de la référence de la vitesse. Les résultats des simulations sont représentés par la figure II.22 :

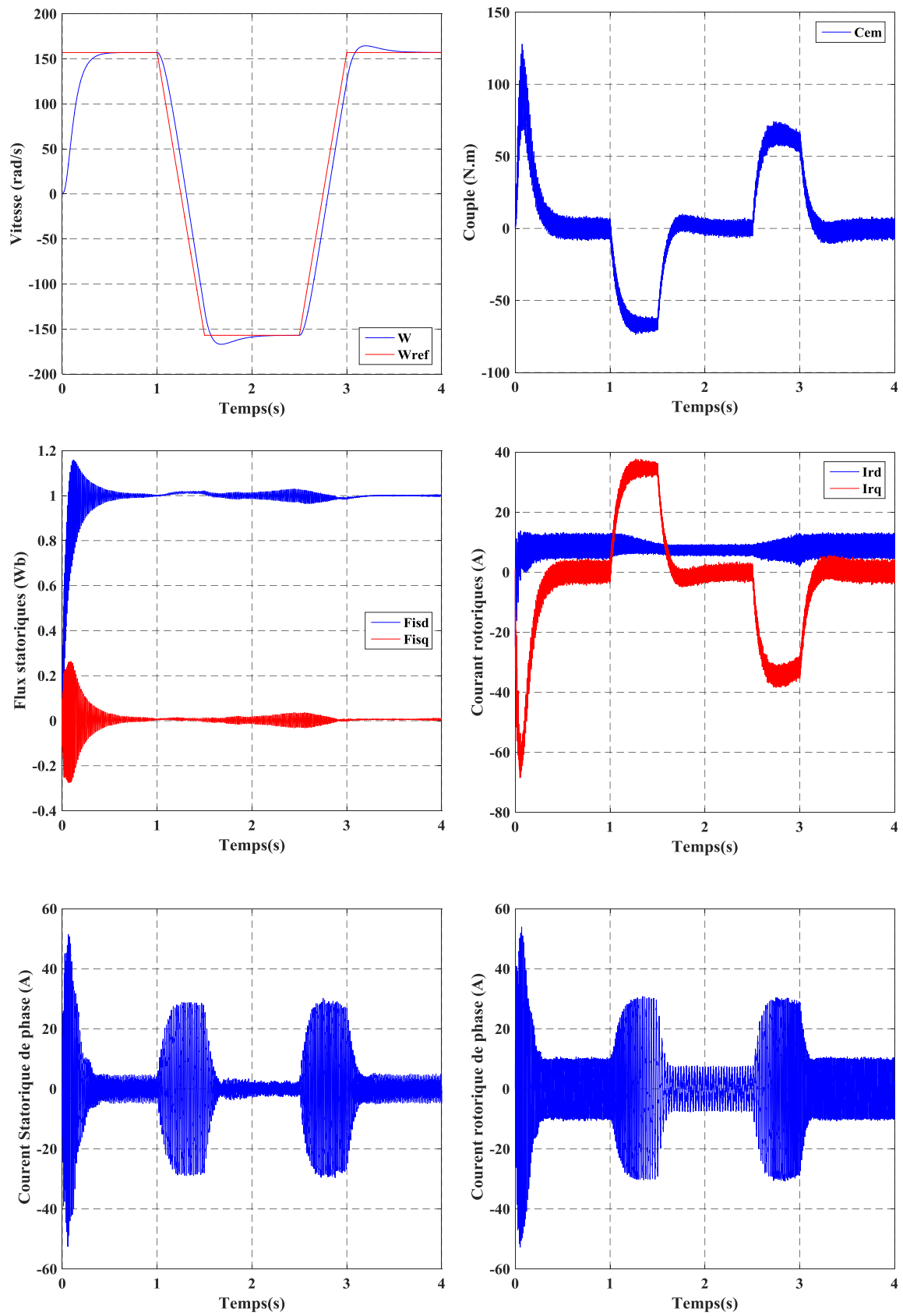
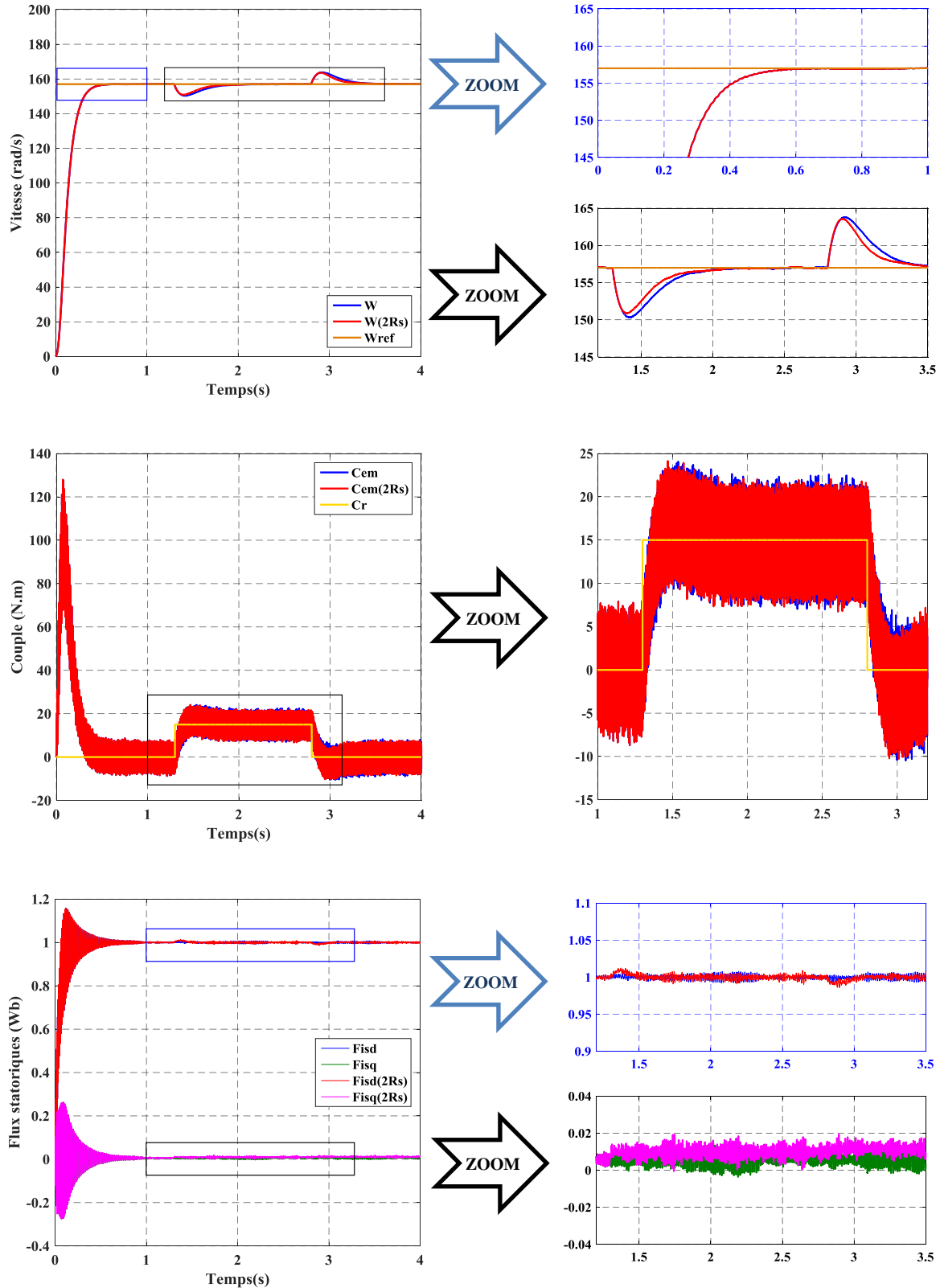


Figure II.22 : Test de robustesse pour une Variation de la consigne du Vitesse

II.12.2.2 Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure II.23 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique à partir de l'instant $t = 1.3$ s, où elle devient égal à $2R_g$. L'application de la charge est à $t = 1.3$ s



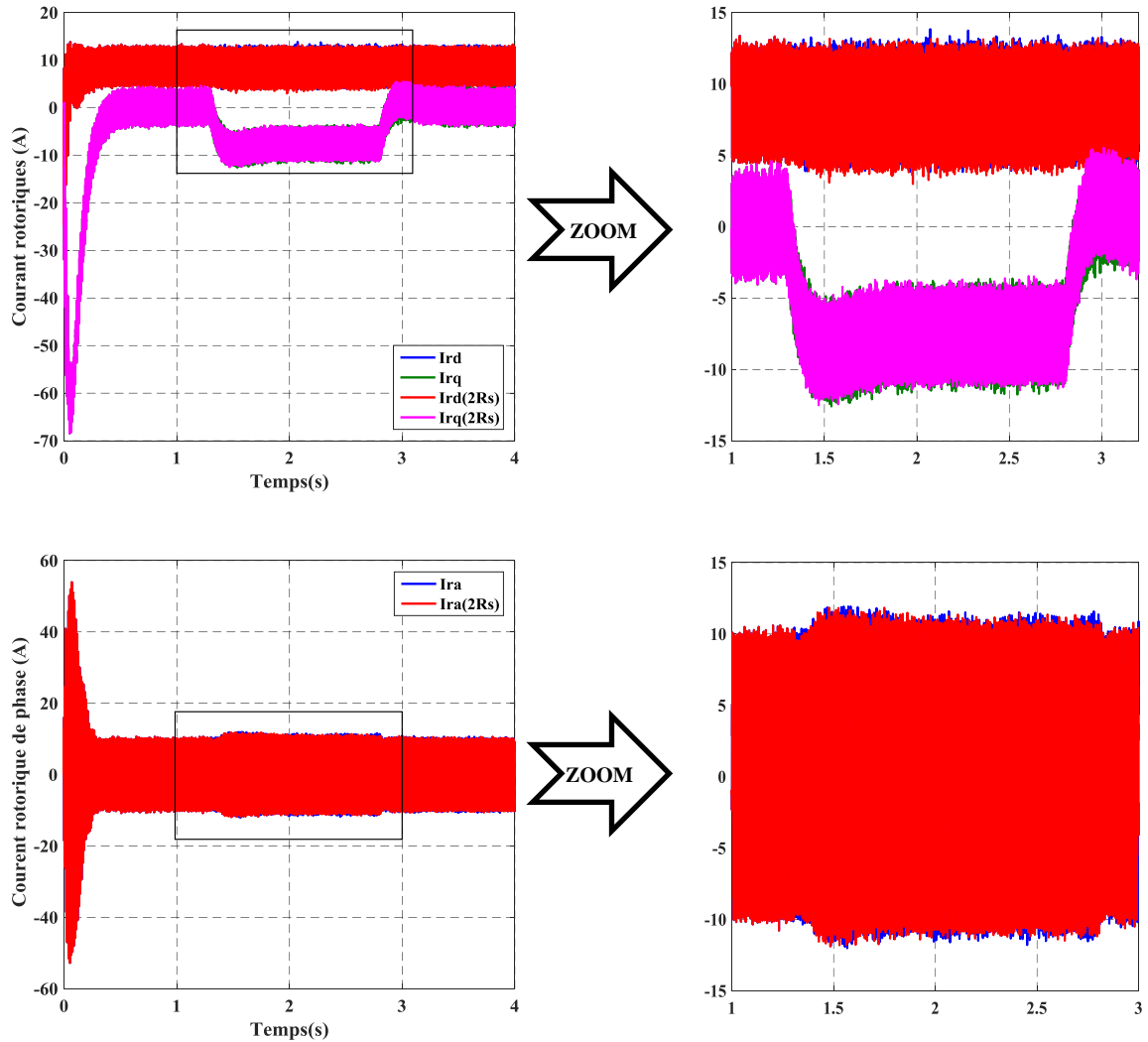
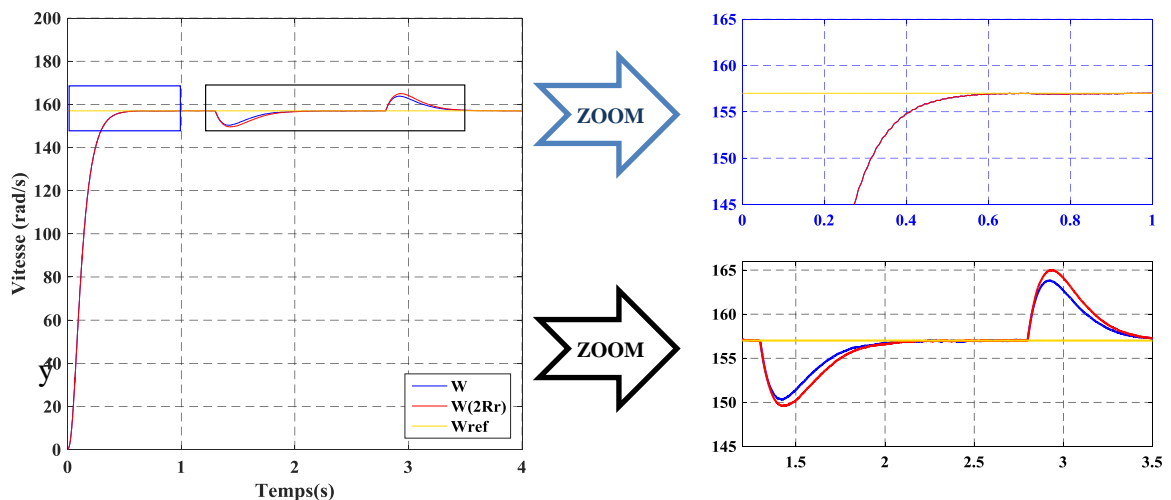
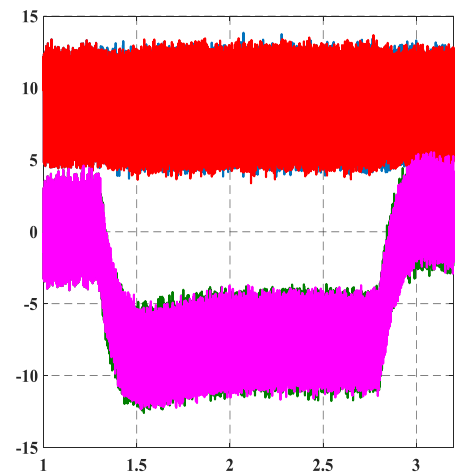
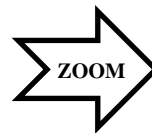
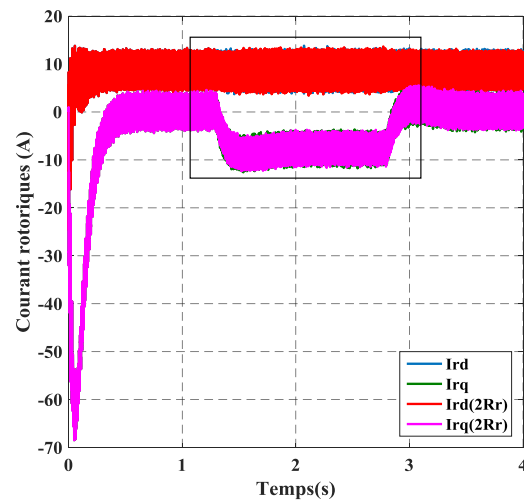
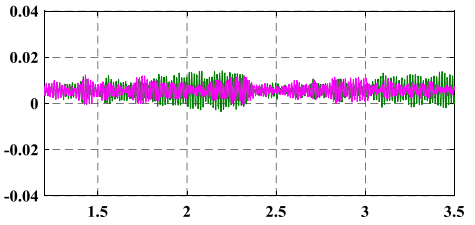
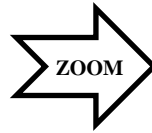
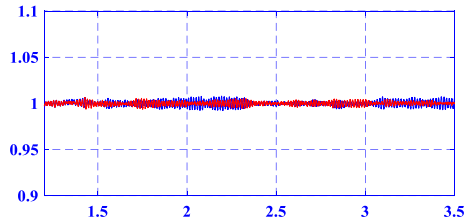
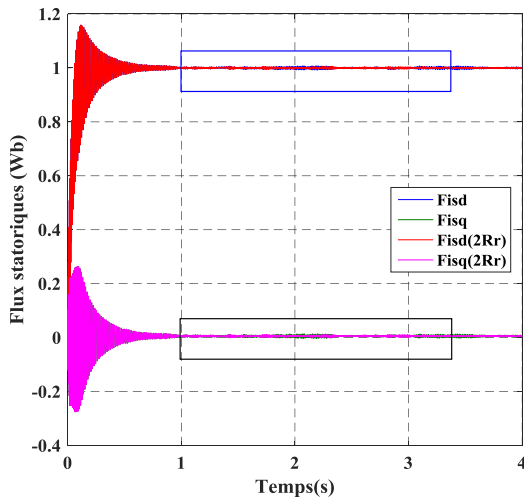
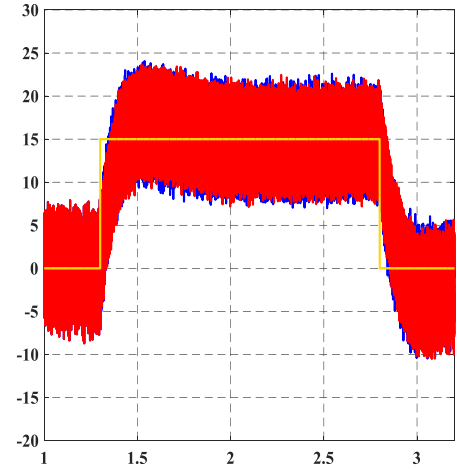
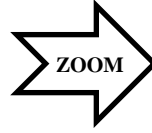
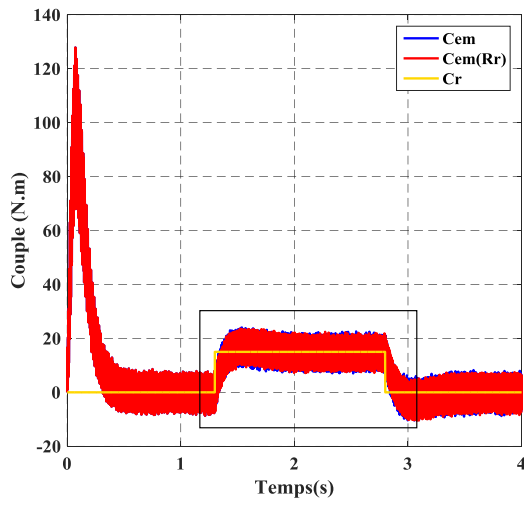


Figure II.23 : Test de robustesse pour une variation de R_s de 100% de sa valeur nominale.

II.12.2.3 Variation au niveau de la résistance rotorique

Dans ce test, on fait augmenter la valeur de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale dans la même condition. Les résultats de simulation sont exposés sur la Figure (II.24) :





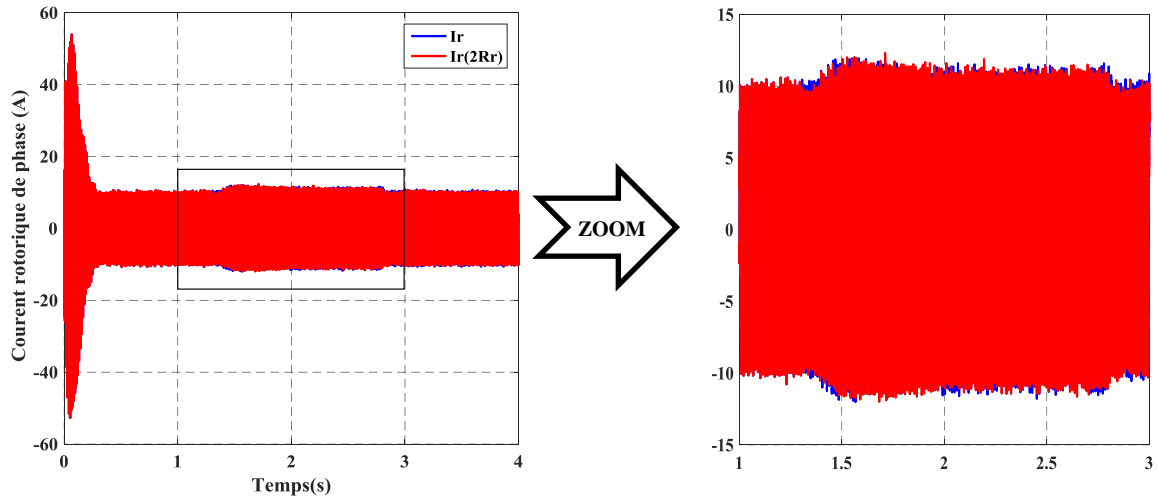
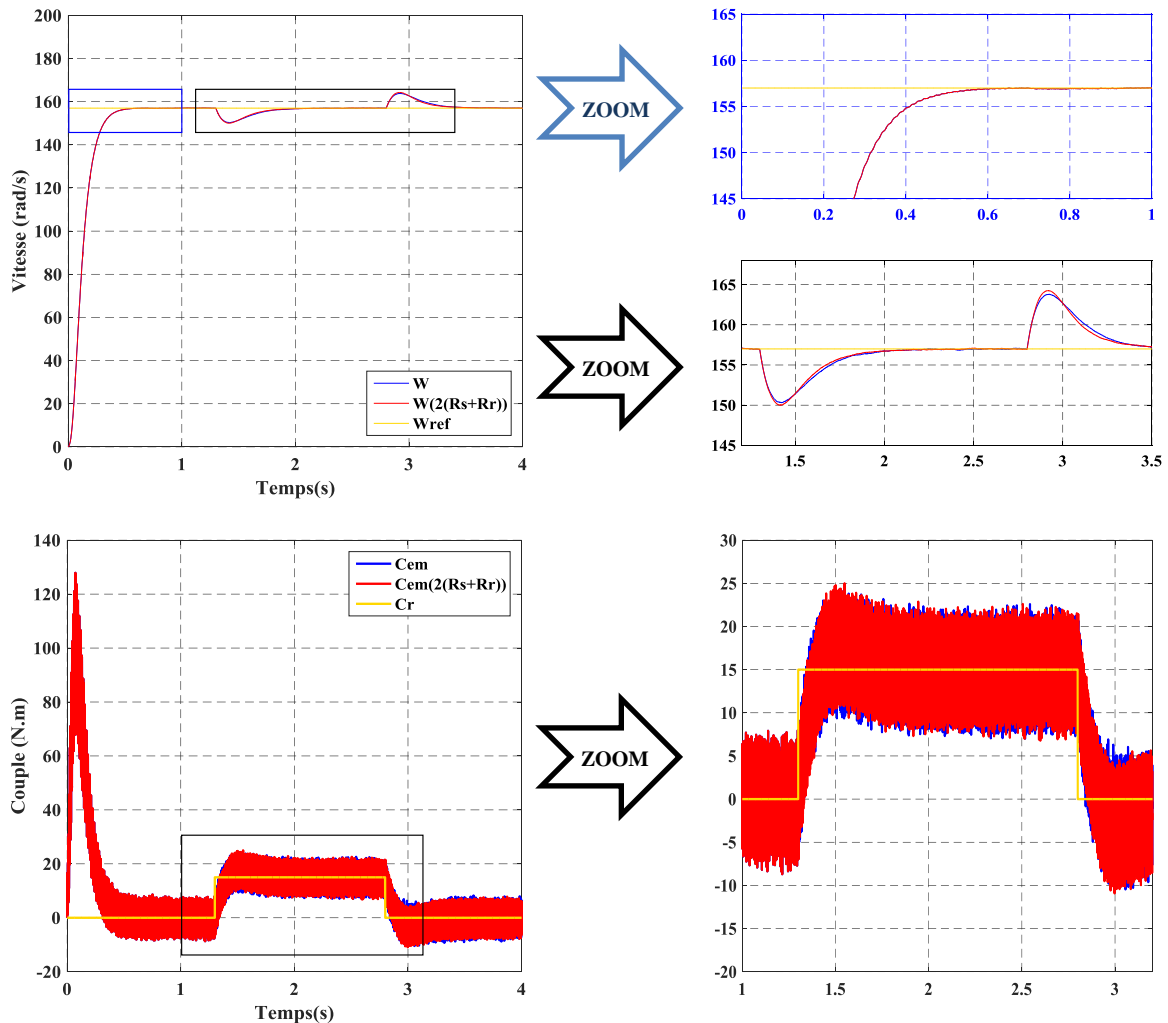


Figure II.24 : Test de robustesse de la CVD pour une variation de R_r de 100% de sa valeur nominale.

II.12.2.4 Variation au niveau de la résistance rotorique et statorique

Pour trouver les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique et rotorique on fait augmenter la valeur de la résistance rotorique et rototique de 100% de sa valeur nominale. La Figure II.25 représente les performances de la machine.



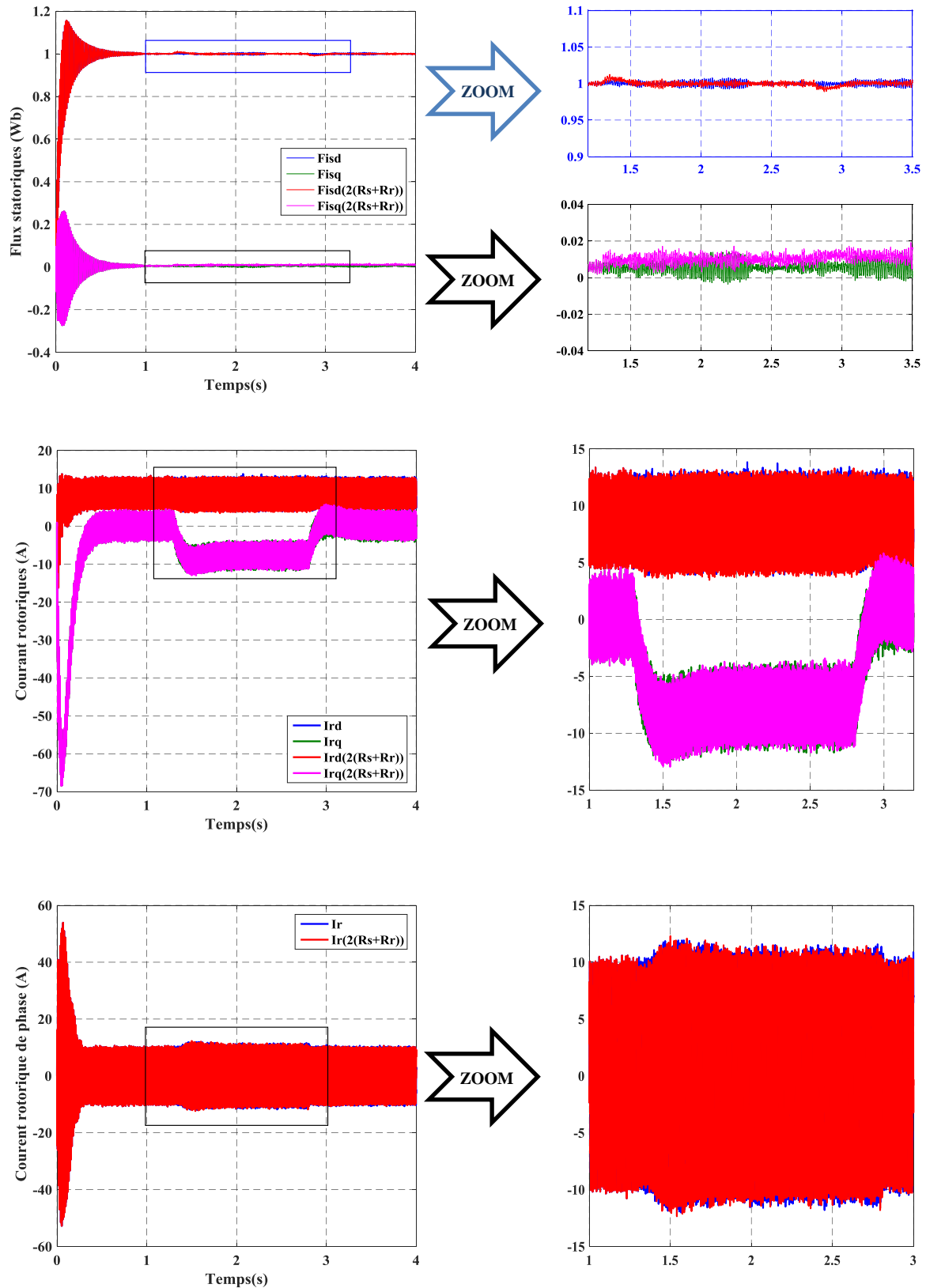


Figure II.25 : Test de robustesse de la CVD pour une variation de R_r et R_s de 100% de sa valeur nominale.

Interprétation des résultats

Pendant la variation au niveau de consigne de la vitesse, cette dernière suit sa nouvelle consigne, mais il y a une augmentation au niveau du courant en phase, presque à une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale. Le couple électromagnétique est affecté pendant l'inversion de la vitesse.

Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

Ce pendant une augmentation de 100% de la résistance rotorique R_r et la résistance statorique R_s , fait engendrer des transitoires au niveau du flux, ce qui confirme la dépendance de la loi de la commande vectorielle à la résistance statorique et rotorique, La vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent.

Donc cette technique de commande est sensible vis à vis des variations paramétriques internes de la machine.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, et du flux statorique pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable, dans cette technique on a utilisé un régulateur PI classique.

L'application de la technique de la commande vectorielle permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu qui est facile à commander. Le flux et le couple sont commandés alors séparément. L'allure du flux statorique selon l'axe (d) suit l'allure du Courant I_{sd} le flux selon l'axe (q) est nul et l'allure du couple électromagnétique suit l'allure du courant, I_{sq} La méthode directe de la commande vectorielle est la commande appliquer, car ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. En revanche la commande indirecte ou le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine que la commande indirecte.

Généralement la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques, dans ce sens, au niveau du chapitre III nous allons essayer d'appliquer la CMG qui est une technique robuste par rapport la commande classique.

II.14 Références bibliographique :

- [1] C. Azeddine, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat, université de Batna, 11 juillet 2010.
- [2] B. Zine Laabidine, "Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou", Mémoire de Magister, Ecole normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [3] B. Fares Eddine, "Commande en P et Q de la MADA Alimentée par une Cascade à Trois Niveaux pour La Production de l'Energie Eolienne", Mémoire de Master de l'école nationale polytechnique, Septembre 2012.
- [4]. N. abu-tabak. "Stabilité dynamique des systèmes électriques multi machines : modélisation, commande, observation et simulation", Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon 2008.
- [5] F. Poitier, "Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne", thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 décembre 2003.
- [6] A. Nabil, B. Amine, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI", Mémoire de MASTER, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes. 2016.
- [7]. L. BAGHLI, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", notes de cours de l'IUFM de Lorraine Nancy 1, non édité, France, 2005.
- [8] Z. Abderrahim "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf –Msila.2017.
- [9]. R. Riyadh, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2016.
- [10]. J.-P Louis, C. Bergman, "Commande numérique, régimes intermédiaires et transitoires". Techniques d'ingénieur D 3 643.

- [11] M. Taha .Yacine, H. Mounir "Commande sans capteur de la machine asynchrone à double alimentation pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne". Thèse de master, Université d'EL-Oued.2015.
- [12] Y. Elbia, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté". Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [13] D. Hadiouche, H. Razik et A. Rezzoug, "Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors", IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47, 2000.
- [14] K. Nafissa et K. Nessrine, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de master, université kasdi merbah, ouargla, 2015.
- [15] L. Achab, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par Mode de Glissement", Mémoire de master, université d'Ouargla, 2014.
- [16] S. belkacem, "Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Découplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [17] Z. Boudjemaa, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a doublé alimentation par régulateur PI-Flou", Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran, Algérie, 2009.
- [18] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [19] T. Laamayad, "Modélisation et Commande des Machines Asynchrones Polyphasées" Livre, édition universitaire européennes, 2014.

Chapitre **III**

Commande par **M**ode

Glissant de la **MADA**

Chapitre III

Commande par Mode Glissant de la MADA

III.1 Introduction

Les techniques de commande classiques (régulateurs PI et PID par exemple), nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Ces approches conduites à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Les erreurs de modélisation ou les variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles interviennent directement au calcul de la commande [1].

Les commandes modernes qui ont attiré l'intention de beaucoup de chercheurs de ces dernières années, la commande par mode de glissement qui reste l'un des domaines de la commande les plus étudiés dans les travaux de recherche. En effet, la robustesse et la simplicité qui la caractérisent [1-3], sont les motifs essentiels qui nous amènent souvent à chercher de plus sur cette technique.

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur le MADA et nous allons enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

III.2 Théorie de la commande par Mode de Glissement

La commande à structure variable est une commande de nature non linéaire et de type discontinu. Elle implique une modification intentionnelle de la topologie du système forçant ainsi la trajectoire d'état du système (la dynamique du système) bouclé à commuter autour d'une hyper surface prédéfinie (ou désirée), dite de glissement, et à glisser sur elle jusqu'au point d'équilibre grâce à un dispositif et une logique de commutation [4].

Lorsque le point représentatif du mouvement du système est maintenu sur la surface de glissement Figure III.1, le système est dit en régime glissant et il est alors plongé dans la

dynamique d'un système réduit et libre. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux incertitudes de modélisation, aux variations de paramètres du système et à certaines perturbations

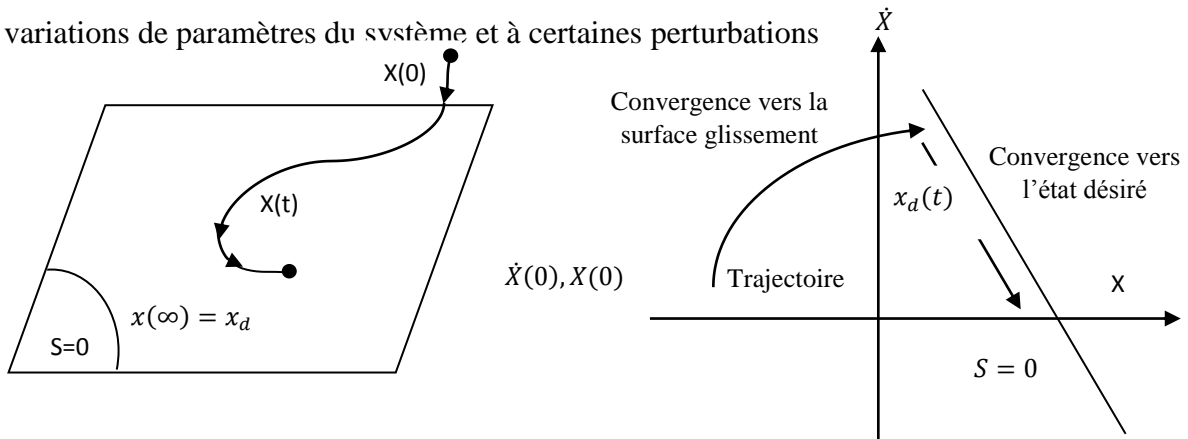


Figure III.1 : Convergence du système glissant [1, 4].

III.2.1 Les propriétés des modes glissants

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original [5].
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (III.2) [5].
- ❖ **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [2, 5].
- ❖ **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phases. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y) = 0$ [2, 5].
- ❖ **Le mode du régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [5].

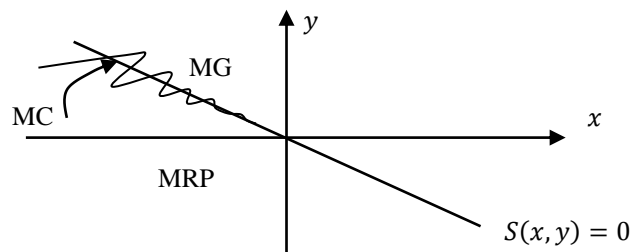


Figure III.2 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase [2, 5].

III.3 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un Comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface [6].

III.4 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois conjurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu 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.

Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [7].

III.4.1 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 III .3. Cette structure de commande 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 [5, 8].

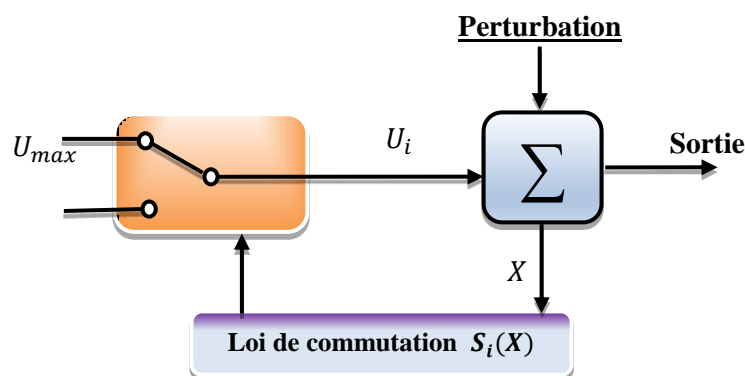


Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [5].

III.4.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'État

Cette structure Figure III.4 est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les

gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [4].

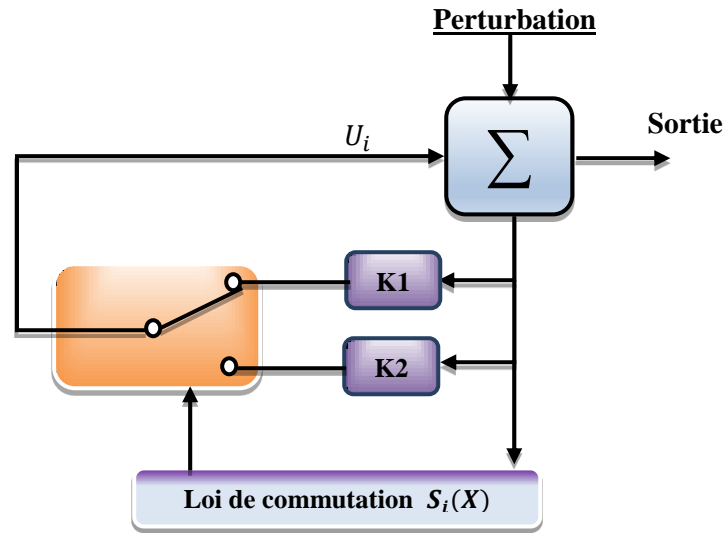


Figure III.4 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [5].

III.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la Figure III .5, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente [1, 2].

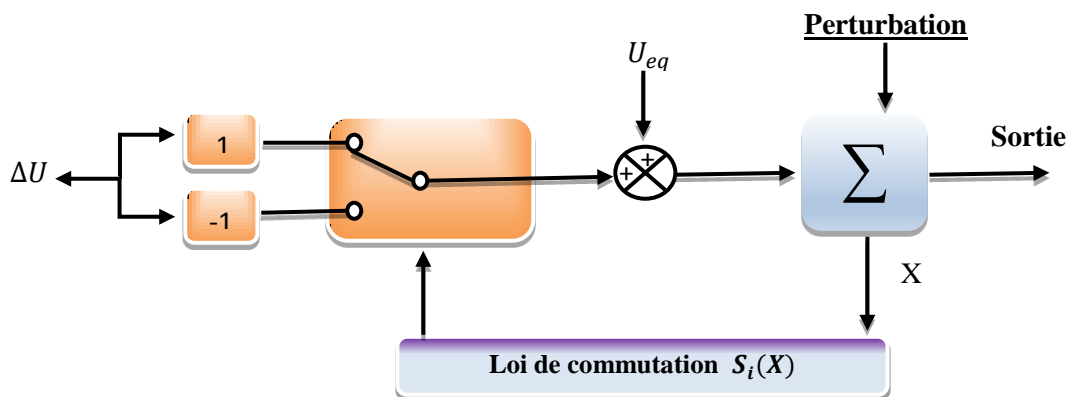


Figure III.5 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [5].

Avec :

U : Vecteur de commande.

U_{eq} : Vecteur de commande équivalente.

ΔU : Vecteur de commande discontinue.

X : Vecteur des variables.

S_i : Vecteur surface de commutation.

III.5 Conception de l'algorithme de commande par le mode glissant

La conception de l'algorithme de 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 complémentaires définies par [9] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Détermination de la loi de commande

III.5.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant : [5-10]

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$ Est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$ $B(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [3] qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [1, 5, 7, 11]

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{III.2})$$

Avec :

λ : Coefficient positif,

$e = x_d - x$: Écart de la variable à régler,

x_d : Valeur désirée.

r : degré du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [5].

On aura donc :

- Pour $r = 1$

$$S(x) = e \quad (\text{III.3})$$

- Pour $r = 2$

$$S(x) = \lambda e + \dot{e} \quad (\text{III.4})$$

$S(x)$ Est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse "e" tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande [5].

III.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [5-11]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.5.2.1 La fonction discrète de commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN.

Elle est donnée sous la forme [7-11] :

$$S(x) = S(x). \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

III.5.2.2 La 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 [5-9] : En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

Où $S(x)$ décrit la distance du point x de la surface de glissement $S(x) = 0$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, nous devons assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x). \dot{S}(x) \quad (\text{III.7})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction, $\dot{V}(x) < 0$ 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.

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 :

$$S(x) = S(x). \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

III.5.3 Détermination de la loi de commande

Il existe dans la littérature trois méthodes pour fixer la structure et les paramètres de la commande à structure variable telles que la commande par relais, la commande par retour d'état linéaire à gains commutés et la commande équivalente augmentée que nous présentons ci-après. Dans la réalité pratique, on est confronté à la présence de seuils, retards et hystérésis.

Avec la seule commande équivalente (commande par mode glissant équivalente U_{eq} qui est déduite de la condition $\dot{S}(x) = 0$ durant le régime glissant permanent, telle que la

trajectoire du système reste sur la surface de glissement $S(x) = 0$, le point $x(t)$ reste seulement au voisinage de la surface $S(x) = 0$. Cette commande est alors augmentée pour constituer une combinaison de deux composantes : une composante de basse fréquence qu'est cette commande de linéarisation proposée par PHILIPPOV et UTKIN [1, 5, 12] et une autre composante de haute fréquence U_n qui est ajoutée en tant que commande auxiliaire pour garantir l'attractivité de la surface de glissement. Ces deux composantes (équation (III.9)) contribuent ensemble à la vérification de la condition (III.7) : [1-5].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.9)$$

La commande U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [13].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface est $\dot{S}(x)$:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.10)$$

En remplaçant les expressions (III.1) et (III.9) dans l'expression (III.10), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} (f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(x, t)) + \frac{\partial S}{\partial t} B(x, t) \cdot U_n \quad (III.11)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente [5-14].

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial t} \cdot f(x, t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \quad (III.12)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t) \neq 0 \quad (III.13)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III.12) dans l'expression (III.11), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [5-15] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t) U_n \quad (III.14)$$

Et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [5-11] :

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t) U_n < 0 \quad (III.15)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t)$ [16].

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [17] :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (\text{III.16})$$

Où :

K : est un gain.

Le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t)$

Pour une fonction définie φ [1-5-7-10] :

$$\text{sign}(\varphi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \varphi > 0 \\ 0 & \text{si } \varphi = 0 \\ -1 & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

La figure III.6 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

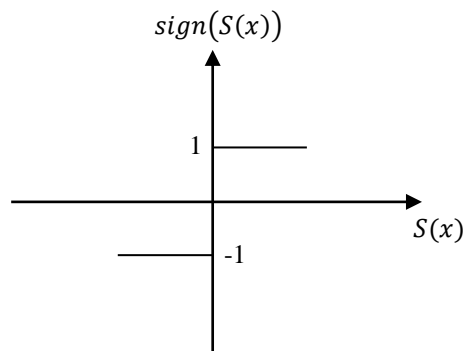


Figure III.6 : Fonction **sign** (Commande de type relais) [1, 3, 5].

III.6 Phénomène de Chattering (broutement)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence figure III.7.

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence [7].

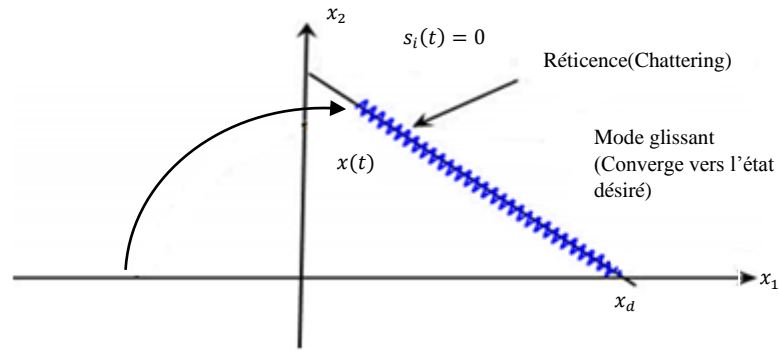


Figure III.7 : Phénomène de Chattering (broutement) [7].

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance [7].

III.6.1 Approximation continue de la commande par régime glissant

Le phénomène de réticence (broutement) est le principal inconvénient de la commande par mode de glissement de type relais (à base de fonction $sign(x)$). Pour remédier à ce problème de nombreux algorithmes à structure variable ont été développés. On peut citer la commande continue dans une bande de la surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent, l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions par limitation de la condition de glissement. Parmi les nombreuses méthodes proposées pour résoudre le problème de broutement, nous allons étudier en particulier une méthode de synthèse où la fonction $sign(x)$ est remplacée par une fonction $Sat(x)$ (commande de type adoucie) voir figure III.8 pour le calcul de la commande. Dans cette section [18], la composante discontinue devient :

$$Sat(S(x)) = \begin{cases} 1 & si \quad S(x) > \varepsilon \\ -1 & si \quad S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon} & si \quad |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (III.18)$$

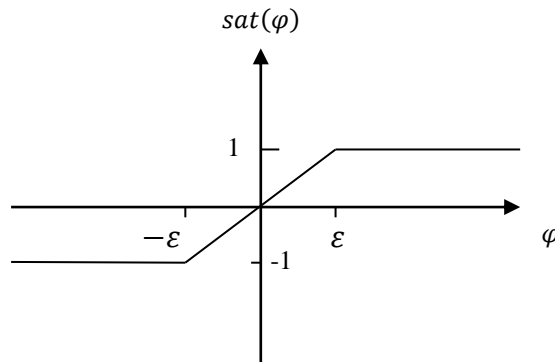


Figure III.8 : Fonction de saturation **Sat** (Commande adoucie).

III.7 Application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Ces dernières années, beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux équipements électroniques et aux commandes électriques [19]. L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse aussi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande [1, 4, 19, 11].

Maintenant, à partir des équations (II.30), (II.33), (II.34), (II.37), (II.60) et (II.70) citée dans le chapitre II, on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

$$I_{rd} = \frac{\varphi_s^*}{M} \quad (\text{III.19})$$

$$\dot{I}_{rd} = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega)I_{rq} + \alpha\varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \quad (\text{III.20})$$

$$\dot{I}_{rq} = -(\omega_s - \omega)I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta\omega\varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \quad (\text{III.21})$$

$$\varphi_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{dr} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{III.22})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \quad (\text{III.23})$$

III.7.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par [5, 11, 19] :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III.24})$$

Pour contrôler la vitesse on prend $r = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (III.2) comme suivant :

$$S(\Omega) = e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III.25})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.26})$$

On remplace l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (III.23) dans l'équation (III.26)

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(\frac{p.M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \quad (\text{III.27})$$

On prend :

$$I_{rq} = I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n \quad (\text{III.28})$$

La commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(\frac{p.M}{L_s} \varphi_{sd} (I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n) + f\Omega + C_r \right) \quad (\text{III.29})$$

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

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } I_{rq}^n = 0$$

L'équation de la commande équivalente devient :

$$I_{rq}^{eq} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J}\Omega + \frac{C_r}{J} \right) \quad (\text{III.30})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{pM\varphi_{sd}}{JL_s} I_{rq}^n \quad (\text{III.31})$$

On pose :

$$I_{rq}^n = K_{I_{rq}} \cdot \text{sat}(S(\Omega)) \quad (\text{III.32})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, la constante $K_{I_{rq}}$ doit être négative.

III.7.2 Surface de régulation du flux statorique

Les surfaces de régulation de flux statorique, donnée par les équations suivants :

$$S(\varphi_{sd}) = \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \quad (\text{III.33})$$

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} \quad (\text{III.34})$$

On remplace l'expression de $\dot{\varphi}_{sd}$ de l'équation (III.22) dans l'équation (III.34) :

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (\text{III.35})$$

Le courant de commande I_{dr}^{ref} défini par :

$$I_{rd}^{ref} = I_{rd}^{eq} + I_{rd}^n \quad (\text{III.36})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(\varphi_{sd}) = 0$, $\dot{S}(\varphi_{sd}) = 0$ et $I_{rd}^n = 0$. Alors la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rd}^{eq} = \frac{T_s}{M} \left(\dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (\text{III.37})$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{M}{T_s} I_{rd}^n \quad (\text{III.38})$$

Donc, pour que la condition $S(\varphi_{sd}) \cdot \dot{S}(\varphi_{sd}) < 0$ doive être vérifiée on prend :

$$I_{rd}^n = K_{I_{rd}} \cdot \text{sat}(S(\varphi_{sd})) \quad (\text{III.39})$$

Avec : $K_{I_{rd}}$ constante positive.

III.7.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

Afin de limiter tous les dépassements possible du courant I_{rd} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$I_{rd}^{lim} = I_{rd}^{max} \cdot \text{sat}(I_{rd}) \quad (\text{III.40})$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (III.41)$$

Pour $r = 1$, l'équation diverse de commande du courant statorique directe peut être obtenue par :

L'expression de la surface de contrôle est donnée par :

$$S(I_{rd}) = e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (III.42)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \dot{I}_{rd} \quad (III.43)$$

On remplace l'expression de \dot{I}_{rd} de l'équation (III 20) dans l'équation (III 43)

$$S(I_{rd}) = I_{rd}^{lim} - \left(-\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (III.44)$$

La tension de référence de commande V_{rd}^{ref} est définie par :

$$V_{rd}^{ref} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (III.45)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(I_{rd}) = 0$, $\dot{S}(I_{rd}) = 0$ et $V_{rd}^n = 0$.

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \delta I_{rd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} - \alpha \varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (III.46)$$

Après le développement mathématique l'expression (III.46) donne :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \delta I_{rd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} - \alpha \varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \right) \sigma L_r \quad (III.47)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente (équation III.47) dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rd}^n \quad (III.48)$$

Pour la condition $S(I_{rd})\dot{S}(I_{rd}) < 0$ doit être vérifiée on prend :

$$V_{rd}^n = K_{V_{rd}} \cdot \text{sat}(S(I_{rd})) \quad (III.49)$$

Avec : $K_{V_{rd}}$ constante positive.

III.7.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tous les dépassements possible du courant I_{rq} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$I_{rq}^{lim} = I_{rq}^{max} \cdot \text{sat}(I_{rq}) \quad (III.50)$$

Pour $r = 1$, l'équation diverse de commande de courant statorique quadrature peut être obtenue par :

$$S(I_{rq}) = I_{rq}^{lim} - I_{rq} \quad (III.51)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{lim} - \dot{I}_{rq} \quad (III.52)$$

On remplace l'expression du courant \dot{I}_{rq} de l'équation (III.21) dans l'équation (III.52) :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{i}_{rq}^{lim} - \left(-(\omega_s - \omega)I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (III.53)$$

La tension de référence de commande V_{rq}^{ref} est définie par :

$$V_{rq}^{ref} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (III.54)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(I_{rq}) = 0, \dot{S}(I_{rq}) = 0$ et $V_{rq}^n = 0$

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{i}_{rq}^{lim} + (\omega_s - \omega)I_{rd} + \delta I_{rq} - \beta \omega \varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \right) \sigma L_r \quad (III.55)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rq}^n \quad (III.56)$$

Pour la condition $S(I_{rq})\dot{S}(I_{rq}) < 0$ doit être vérifiée on prend :

$$V_{rq}^n = K_{V_{rq}} \cdot \text{sat} \left(S(I_{rq}) \right) \quad (III.57)$$

Avec : $K_{V_{rq}}$ constante positive

L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse, elle est éliminée les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande [19], le schéma de principe pour la commande par mode de glissant de la machine asynchrone à double alimentation est donné à la Figure III.9 :

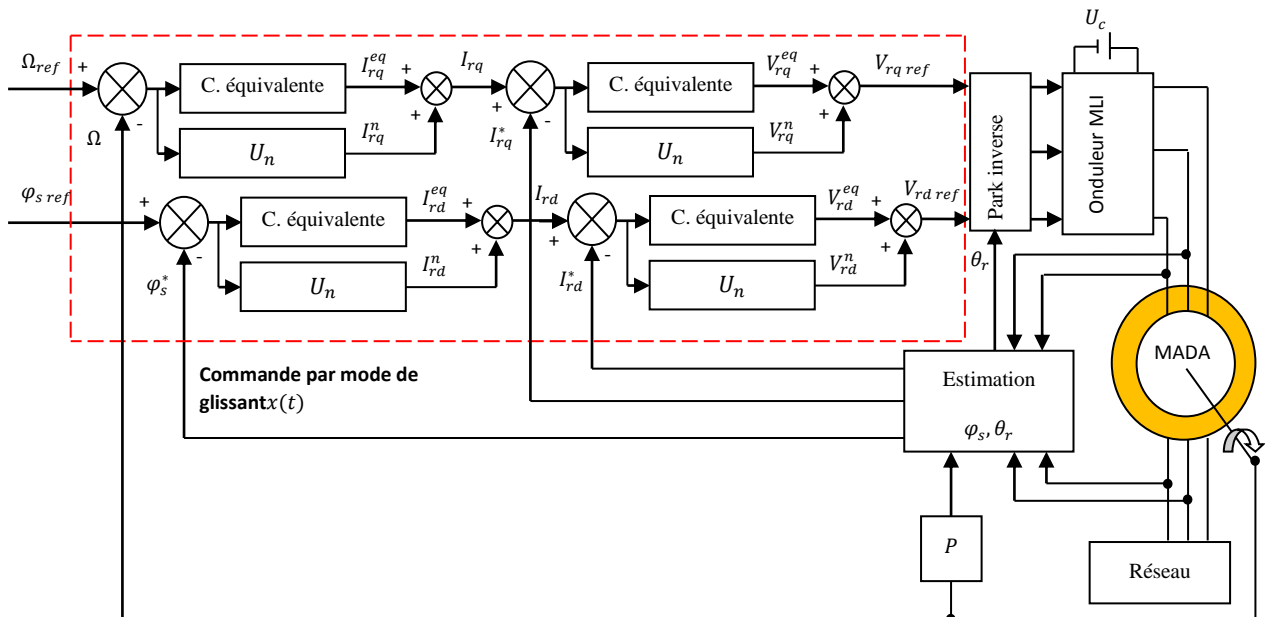


Figure III.9 : Principe de la commande par mode glissant du MADA.

III.8 Résultat de simulation

Nous avons procédé à une série de simulation afin contribuer la commande par le mode glissant de la MADA. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

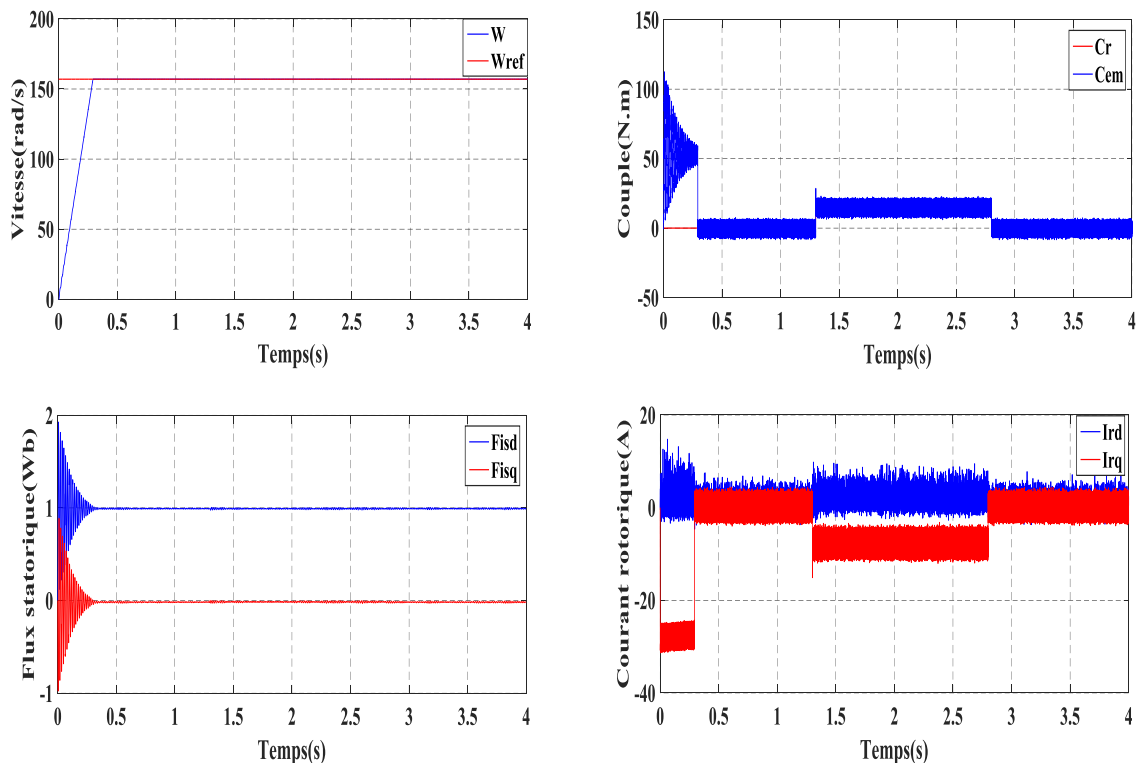
III.8.1 Résultat de simulation lors de l'application d'une charge

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur la Figure III.10. Les résultats obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse, Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.3s réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique qui a un temps de réponse de 0.6s. Nous remarque aussi que les impacts du couple de charge n'affectent pas sur la réponse de la vitesse du système.

Le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.

Le flux reste toujours constant quel que soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

D'après ces résultats, on constate que la commande par mode de glissement a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et même du flux statorique, car l'introduction des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse et aussi du flux, ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissement face à ces perturbations comparativement au régulateur PI classique.



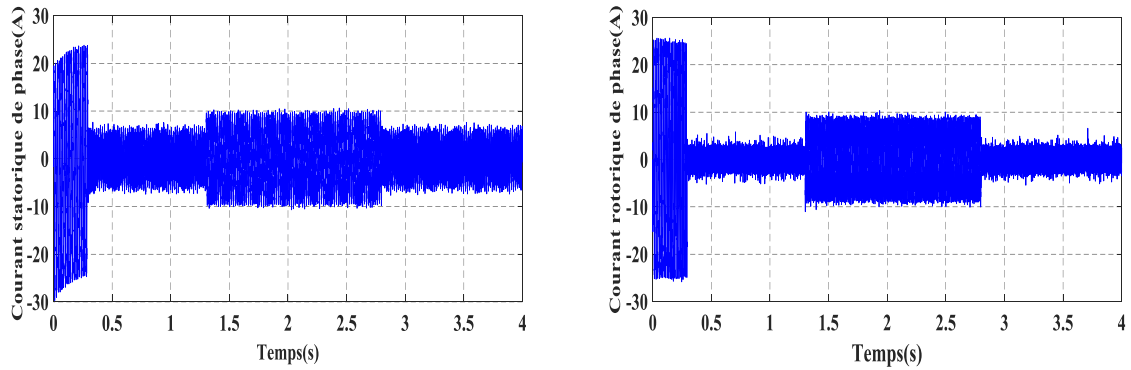


Figure III.10 : Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d’une application d’une charge sur l’intervalle $t \in [1.3 - 2.8]$ sec.

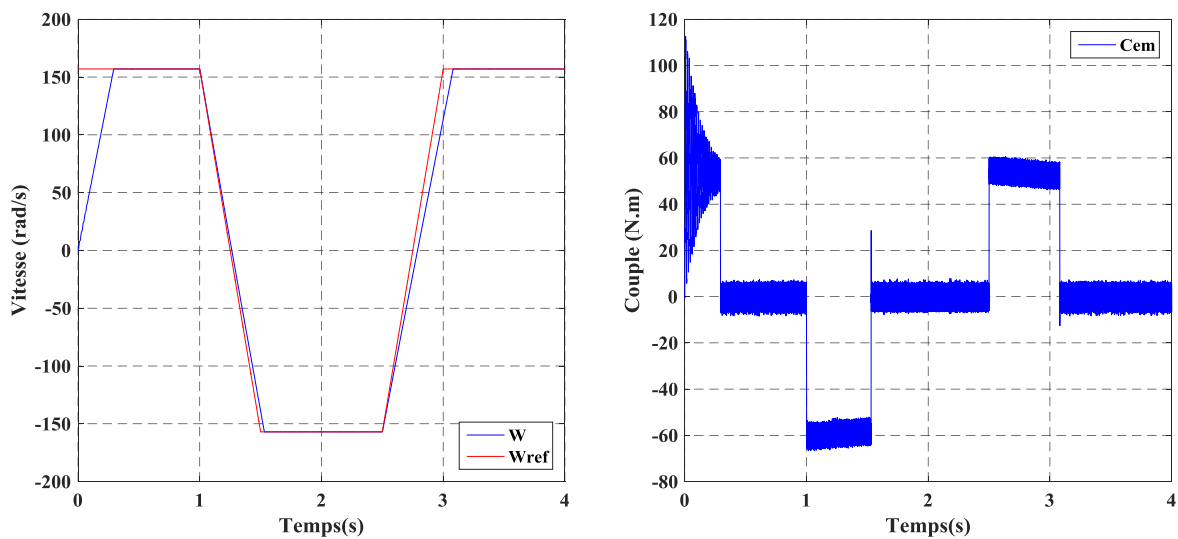
III.8.2 Tests de robustesse

L’essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande par mode de glissement face à ces variations au démarrage à vide de la MADA suivi de l’insertion d’un couple de charge de 15 N.m.

Quatre tests sont effectués. Le premier est celui par la variation de la consigne de vitesse, la deuxième par la variation de la résistance statorique, le troisième par la variation de la résistance rotorique puis les deux en même temps

III.8.2.1 Variation de la consigne du Vitesse

La figure III.11 représente l’évolution des caractéristiques du MADA avec régulation de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par le mode de glissement, suivi de variation de la vitesse.



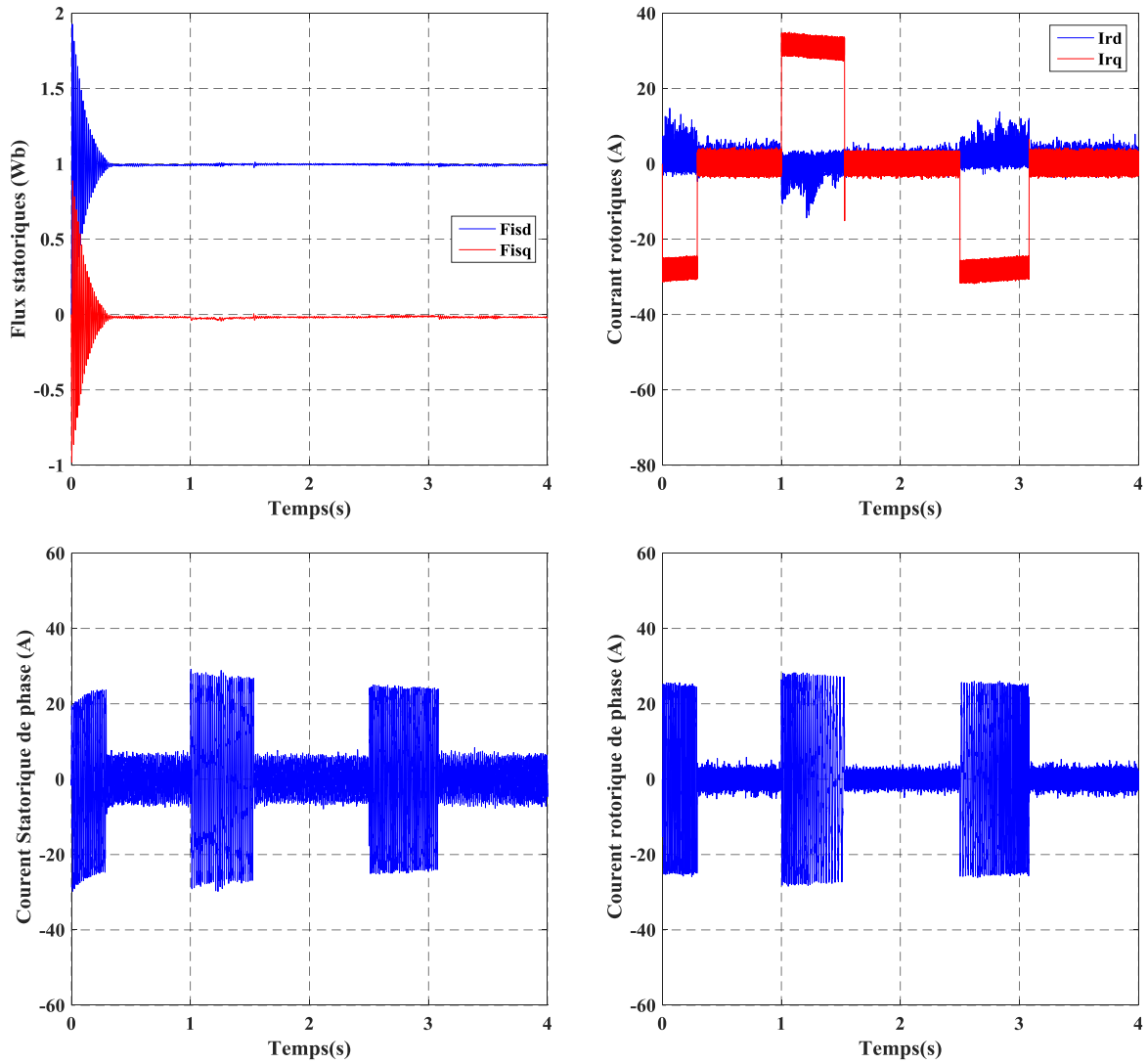
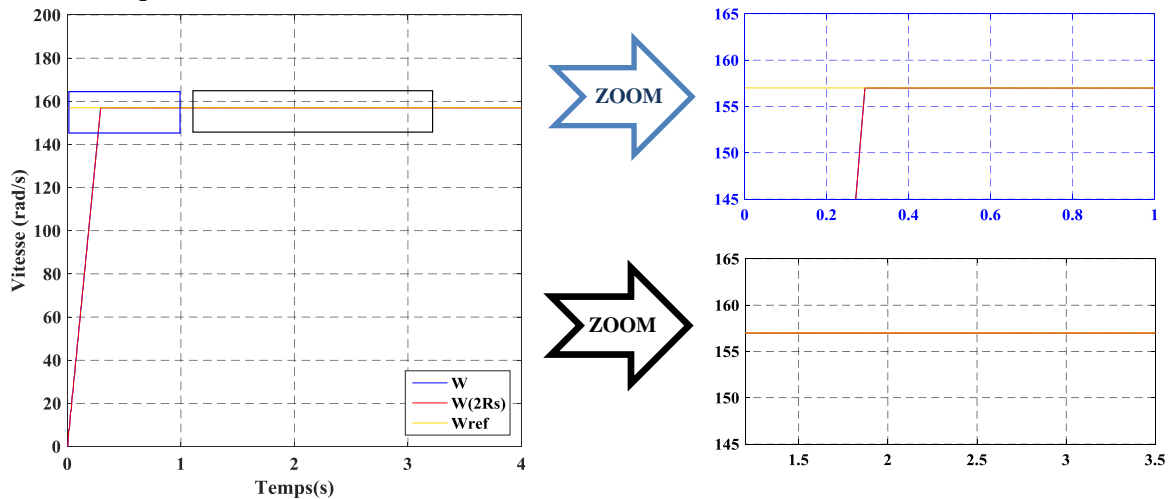
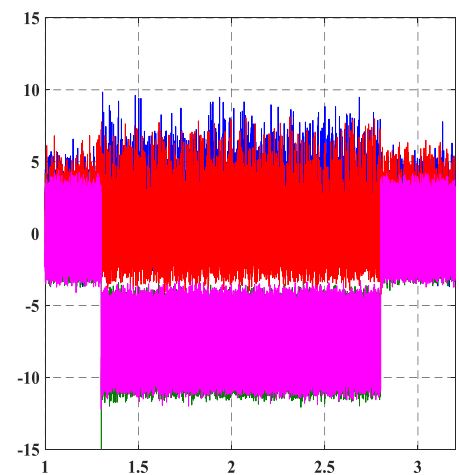
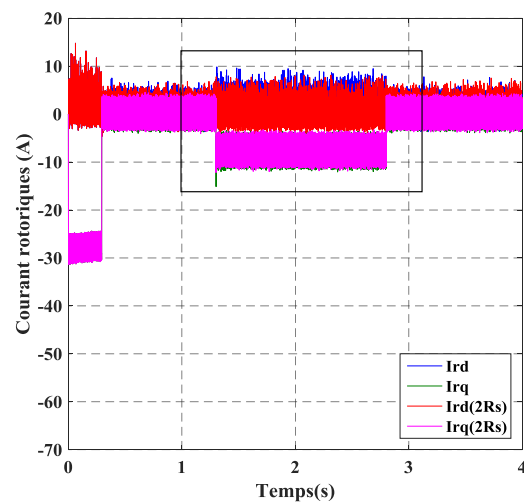
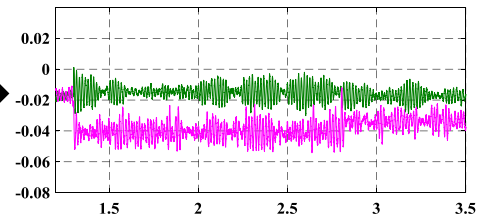
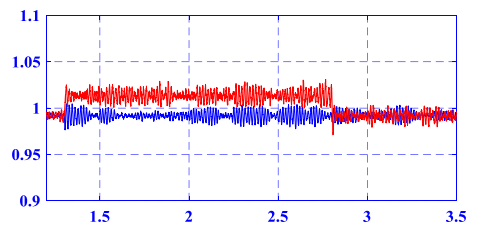
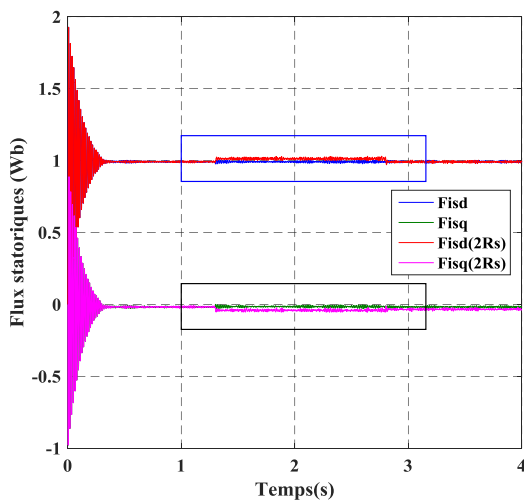
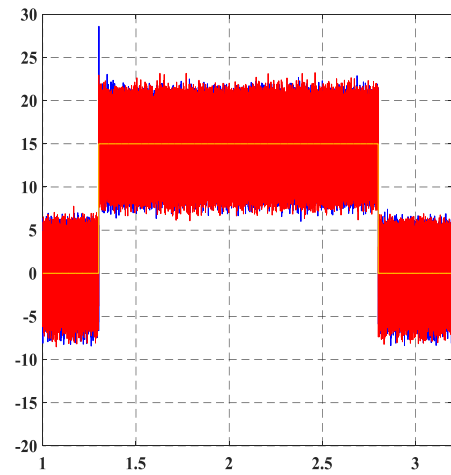
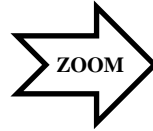
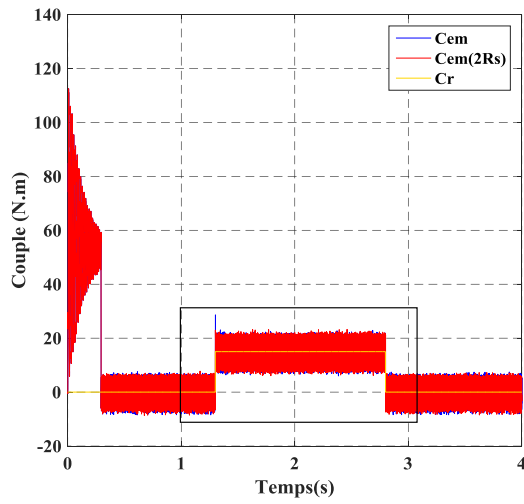


Figure III.11 : Test de robustesse pour une Variation de la consigne du Vitesse

III.8.2.2 Variation au niveau de la résistance statorique

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale. La Figure III.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique.





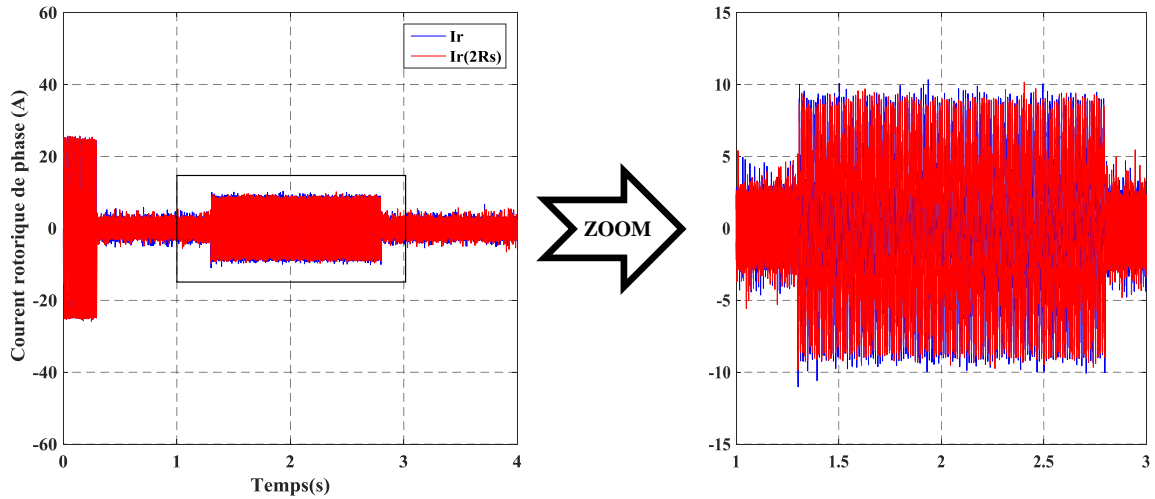
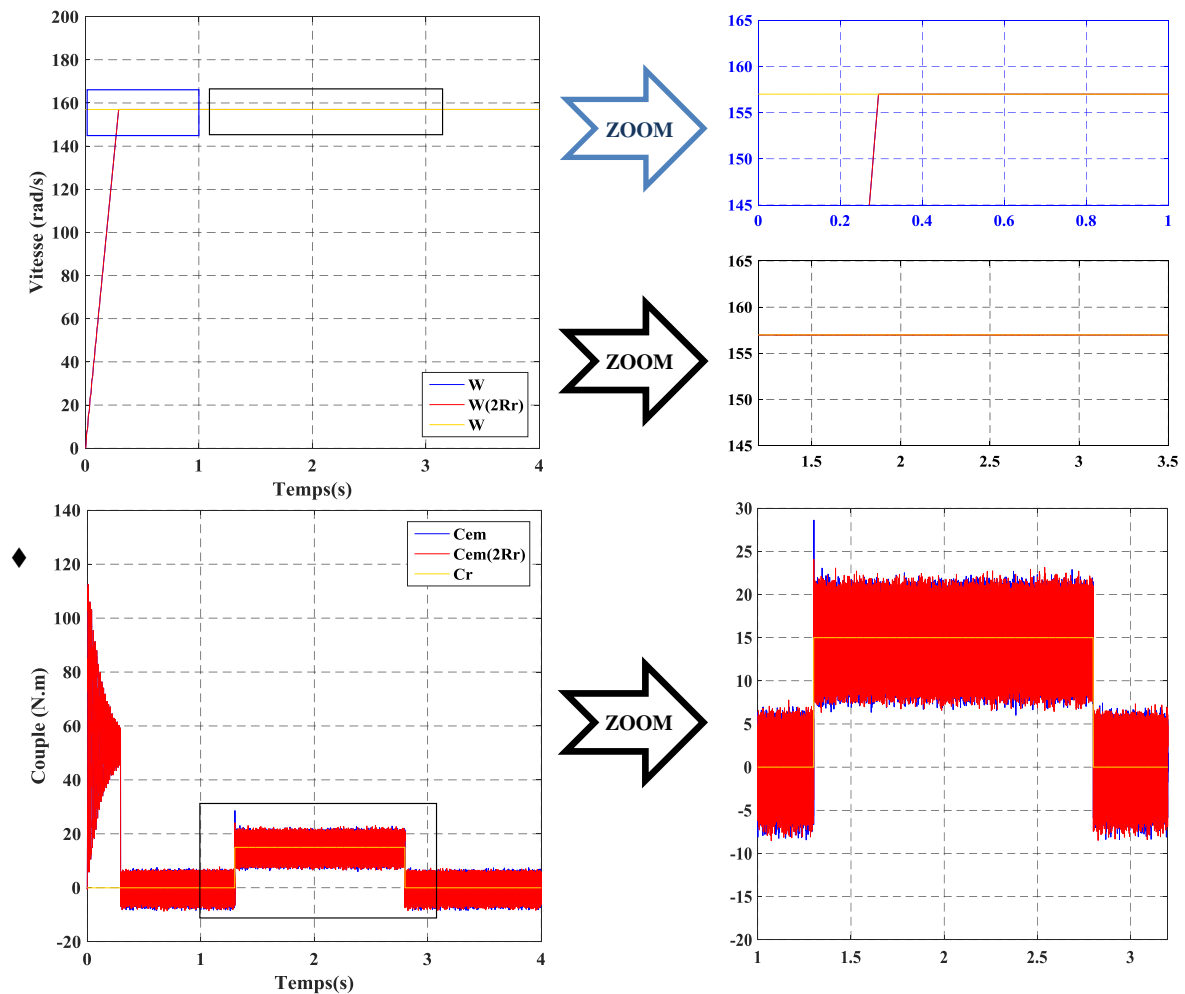


Figure III.12 : Test de robustesse pour une variation de R_s de 100% de sa valeur nominale

III.8.2.3 Variation au niveau de la résistance rotorique

On a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le régulateur PI classique.

La figure III.13 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2R_r$)



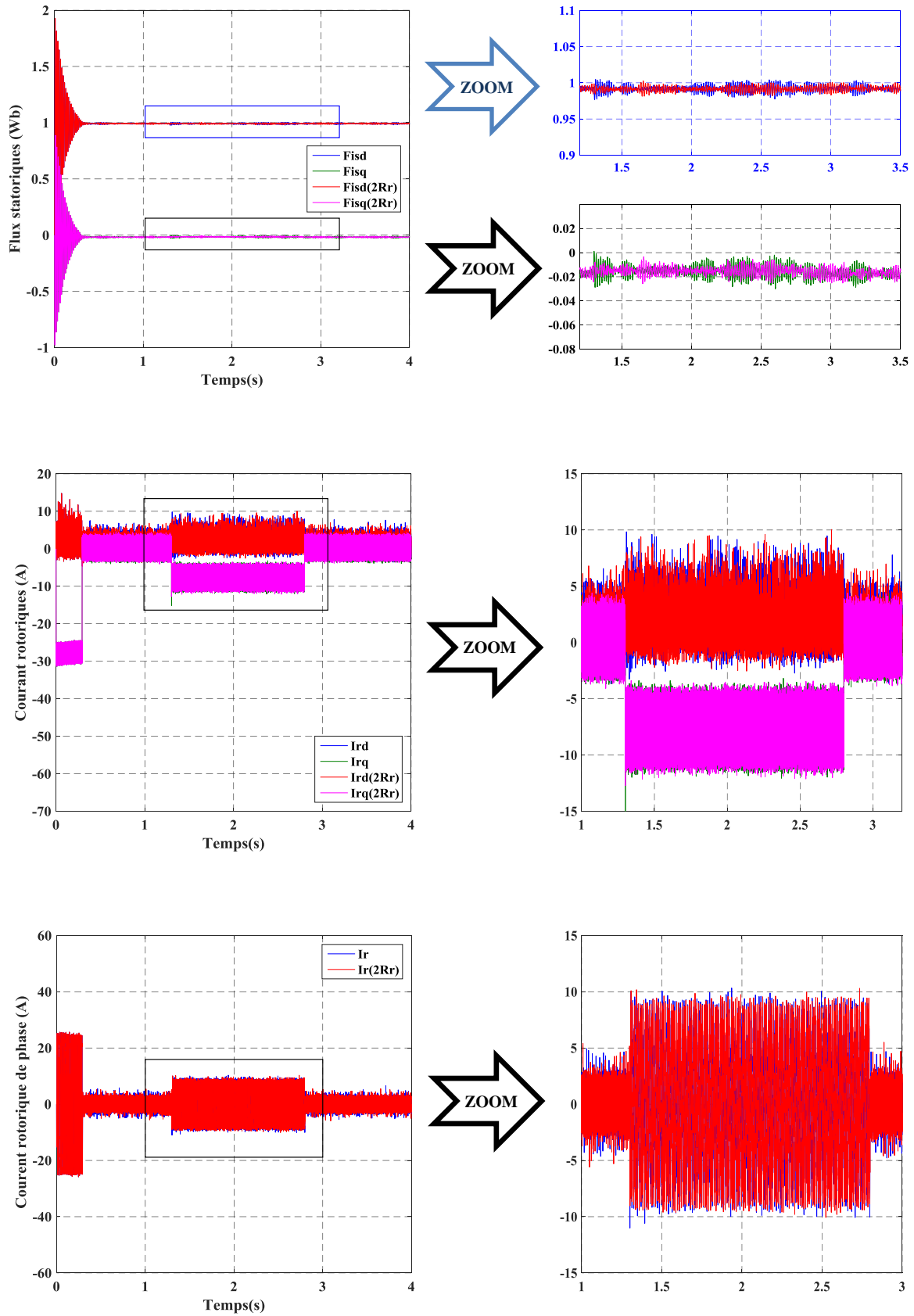
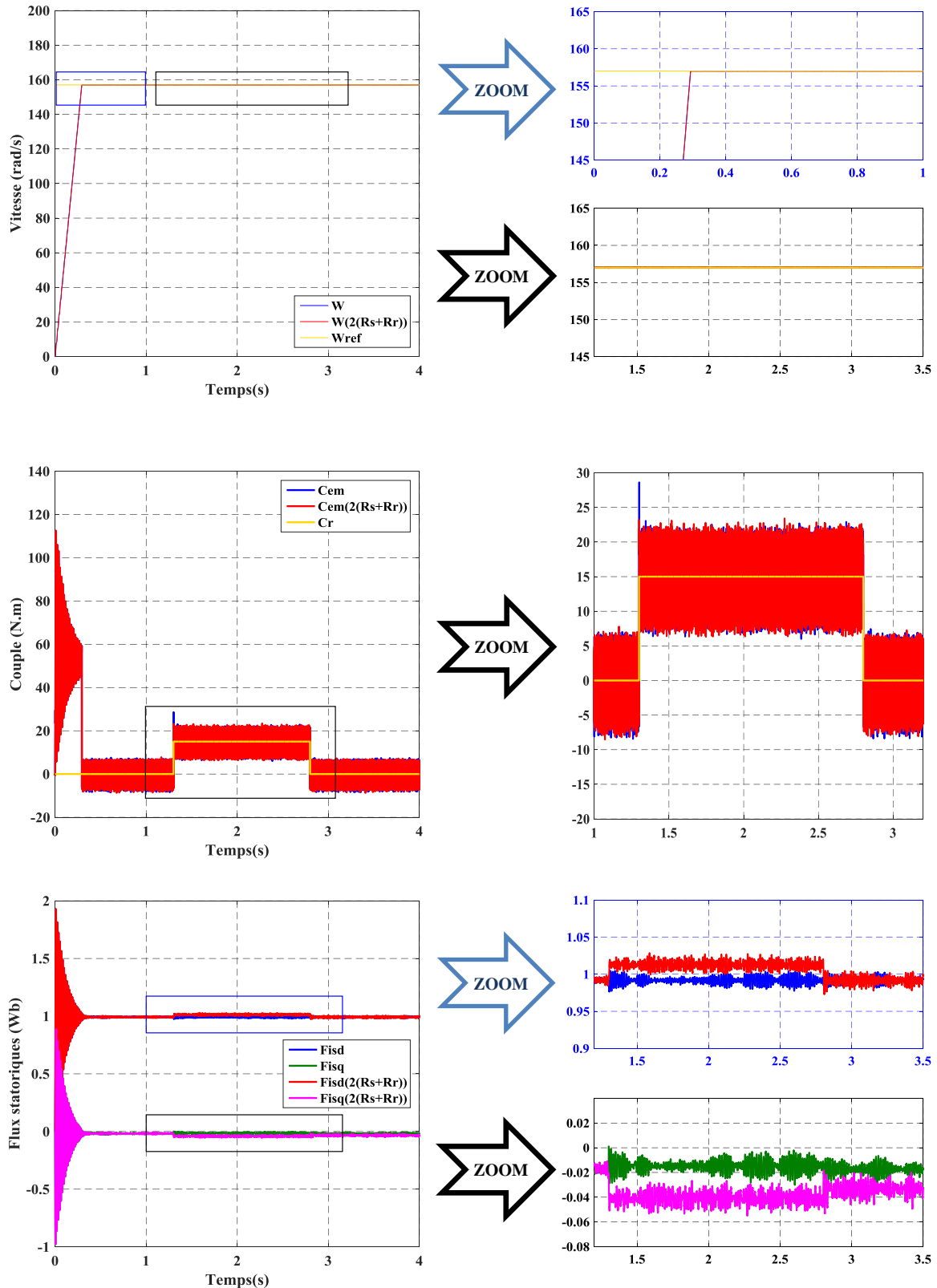


Figure III.13 : Test de robustesse pour une variation de R_r de 100% de sa valeur nominale

III.8.2.4 Variations au niveau de la résistance statorique et rotorique en même temps

De même façon La figure III.14 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique ($2R_s$ et $2R_r$).



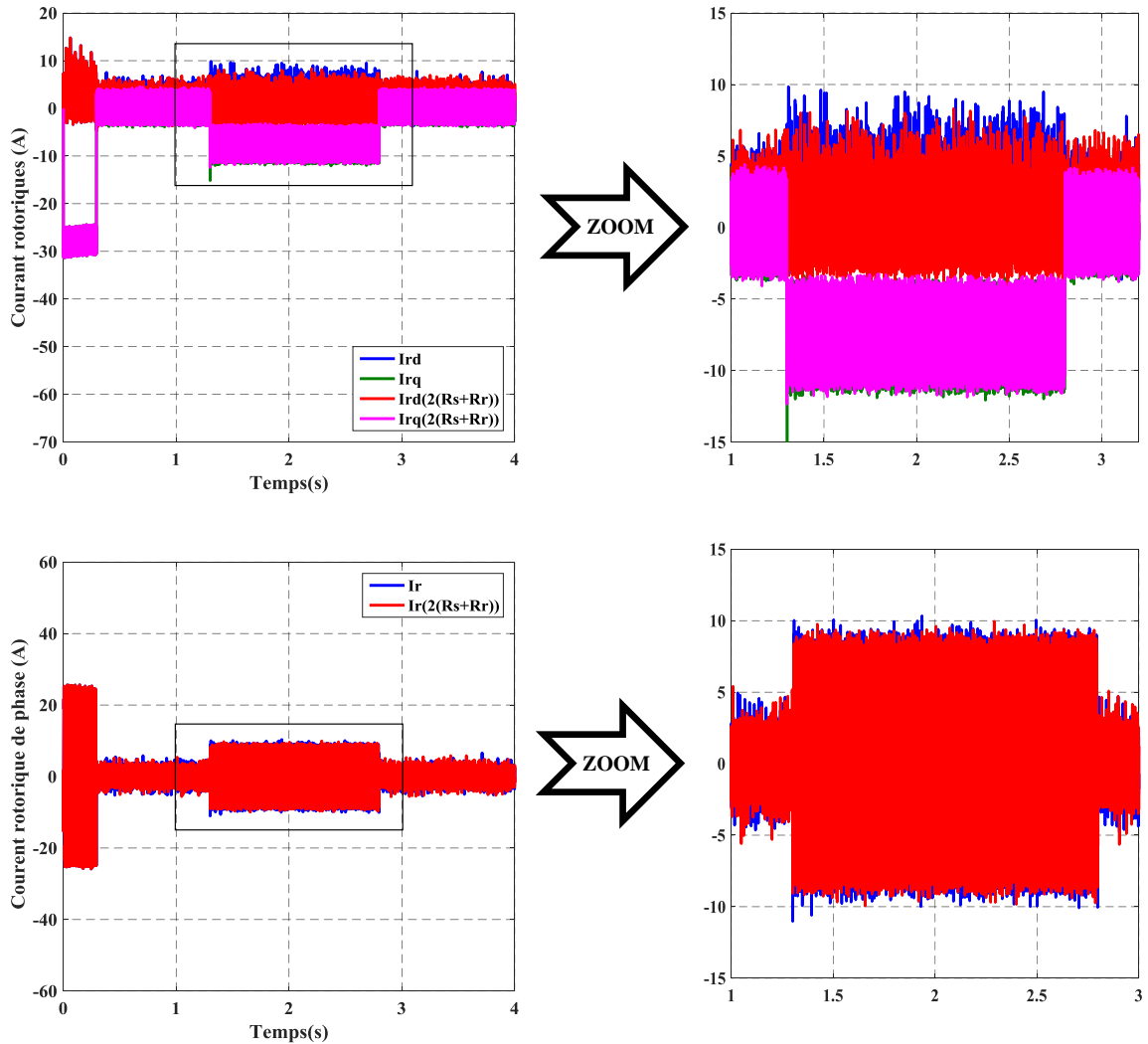


Figure III.14 : Test de robustesse pour une variation de R_s et R_r de 100% de son valeurs nominales.

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation sont meilleure comparativement au régulateur PI classique. Dans la commande vectorielle on a trouvé une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, le couple électromagnétique atteint la valeur -68 N.m environ lorsque la valeur de la vitesse égale -157 rad/s .

On remarque dans les courbes du flux statorique aucune influence sauf une variation négligeable pendant l'inversion du sens de la vitesse. Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode de glissement.

D'après les résultats obtenus, on constate que la variation des paramètres internes de la machine (résistance statorique, résistance rotorique) ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par

mode de glissement face à la variation de résistance statorique, la résistance rotorique, et les deux en même temps.

De plus, bien que les composantes du flux statorique soient sensibles à l'instant de l'application de couple de charge .mais le découplage n'est pas affecté par cette variation découplage de flux n'est pas affecté par cette variation. L'effet de la résistance statorique sur le flux statorique montre la relation entre les deux.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par le mode glissant, Les principes ont été donnés dans le cas des régimes glissants classiques notion de surface invariante et de commande équivalente, conditions d'existence. Nous avons appliqué les modes de glissement à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dont le but est de régler la vitesse de cette machine.

Les résultats de simulation montrent que la commande par les modes de glissement est une commande robuste vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement elle oscille très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence (phénomène de broutements ou chattering) qui risque d'endommager ce dernier. Ce problème a fait l'objet des recherches pour remédier ce phénomène de chattering de manière à réduire les fortes oscillations de l'organe fournisseur de commande.

Dans le chapitre qui suit, une autre technique sera introduite est la commande hybride glissant-floue type 1 de la MADA.

III.10 Références bibliographique

- [1] K. LOUKAL, "Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf de m'silla. 2017.
- [2] H. Bühler, " Réglage par Mode de Glissement ", Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [3] J. J. E Slotine et W. LI, " Applied Nonlinear Control ". Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [4] S. Zeghlache, " Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ", Thèse de doctorat, Université de M'silla, Algérie, 2014.
- [5] Z. Abderrahim, " Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes ", Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf –Msila. 2017.
- [6] H. Ben najji. A, Bellul, " commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant ". Mémoire de de master, Université Echahid Hamma Lakhdar-El-Oued, 2015.
- [7] B. Ismail, " Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction ", Thèse de doctorat. L'université de Batna 2, 2016
- [8] P-E. Vidal, " Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation ". Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse France, 2004.
- [9] H, Amimeur, " Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoil " .Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012.
- [10] H. Tamrabet, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone ", mémoire de magister de l'université de Batna, 2006 :
- [11] R.Abdessemmed, A.L.Nemmour et VF.Tomachevitch, " Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM) ", In : Archives of electrical engineering, Vol. LI, N°03, pp. 371-387, 2002.

- [12] Z. Boudjemaa. " Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a doublé alimentation par régulateur PI-Flou ", Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie, 2010.
- [13] A.L. Nemmour, " Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation ", mémoire de magister, Université de Batna ,2002.
- [14] I. Shapoval, S. Peresada et J. Clare, " Torque and reactive power control of doubly fed induction machine with matrix converter ". IEEE, pp. 2469-2474, 2008.
- [15] A. Boyette, " Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a doublé alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ", Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [16] F. Boumaraf, " Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire Magister, Université Batna, 2009.
- [17] F. Poitiers, " Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau ", Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Université de Nantes, France, 2003.
- [18] R. Benayache, " Contribution à la Commande Robuste des Systèmes non Linéaires Incertains : Application à un Système Hydraulique ", thèse doctorat à l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [19] Y. Bekakra et Dj. Ben attous, " Speed and Flux Control for DFOC of Doubly Fed Induction Machine using Sliding Mode Controller ", Acta Eletrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010

Chapitre IV
Commande Hybride
Glissant Floue de la
MADA

Chapitre IV

Commande **H**ybride **G**lissant **F**loue de la **M**ADA

IV.1 Introduction

La commande par mode glissant (SMC) est une méthodologie de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée [1].

Le principal inconvénient de cette approche est la fréquence de commutation élevée (chattering). Le phénomène de chattering n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système de contrôle non linéaire.

Pour remédier ce phénomène, une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire. Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés «commande intelligente», travaillant essentiellement sur les principes de la logique floue et algorithmes génétiques.

Dans ce chapitre nous appliquons donc le principe de la commande floue (FLC) pour remédier cet inconvénient, ce que nous voulons démontrer est que la commande par mode glissant floue (FSMC) peut traiter efficacement ce phénomène.

IV.2 Concepts fondamentaux

Le concept d'ensemble flou a été introduit pour éviter le passage brusque d'une classe à une autre (par exemple, de la classe noire à la classe blanche) et autoriser des éléments à n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre (par exemple gris), ou encore à appartenir partiellement à chacune (par exemple, avec un fort degré à la classe noire et un faible degré à la classe blanche comme c'est le cas du gris foncé).

La définition d'un ensemble flou répond au besoin de représenter des connaissances imprécises, soit parce qu'elles sont exprimées en langage naturel par un opérateur expert ou obtenues par des instruments de mesure qui manquent de fidélité [2].

IV.3. Historique De La Logique Floue

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [3]. Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [4] :

- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie le contrôle d'une chaudière à vapeur ;
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue [5] ;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

IV.4 Domaine D'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [8]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...).
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules.
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

IV.5 Principe de la logique floue

La théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Les ordinateurs avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 et 0) ont commencé à se répandre sur une large échelle. Par contre, la logique floue permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts, et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision [6].

IV.6 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

IV.6.1 Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble ; ceci s'appelle le degré d'appartenance.

Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance. [7].

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont «*nets*» tandis que pour les ensembles flous les contours sont «*graduels*» ou encore flous [8].

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure IV.1 [9].

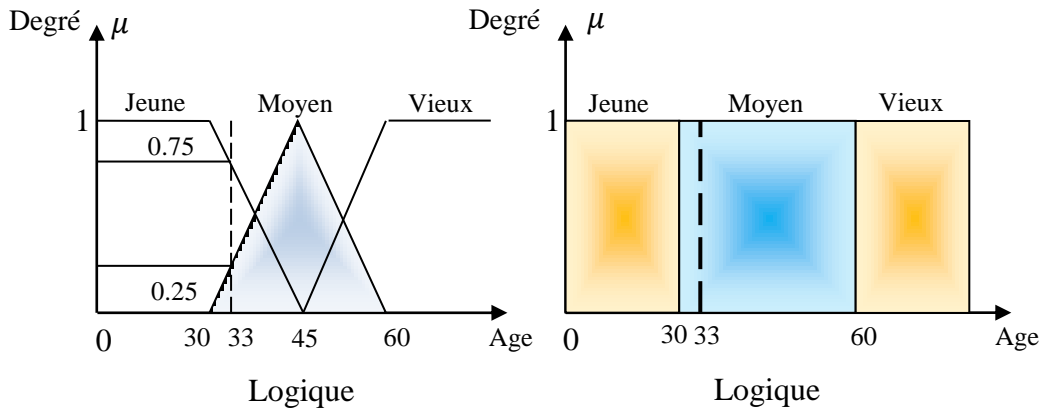


Figure IV.1 : Classification des ensembles flous.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyen" avec une valeur $\mu = 0.25$. La figure (IV.2) donne donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain *ensemble flou*. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

Variable linguistique : Âge

Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...

Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...

Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...)

Fonction d'appartenance : $\mu_E = a$ telle que $0 \leq a \leq 1$

Degré d'appartenance : a

IV.6.1.1 Caractéristique d'un ensemble flou [10]

- **Noyau**

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

$$Noy(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \tag{IV.1}$$

- **Support**

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

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \tag{IV.2}$$

• **Hauteur**

C'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à

1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \tag{IV.3}$$

IV.6.2 Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes : [4].

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. [11]

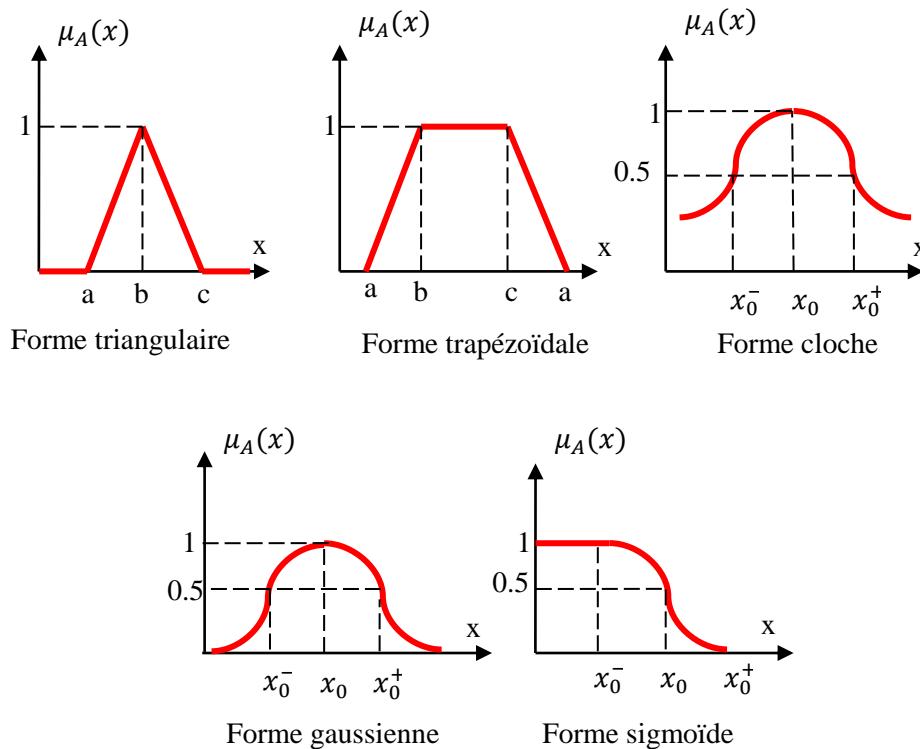
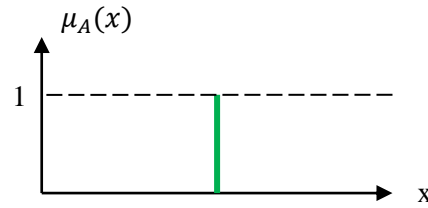


Figure IV.2 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure IV.3. Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable [12].



Forme singleton

Figure IV.3 : Fonction d'appartenance singleton.

IV.6.3 Variables linguistiques

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine

$X = [-10,10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :

$$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grand}(NG), \text{Négative Petite}(NP), \text{Environ zéro}(EZ), \\ \text{Positive Petite}(PP), \text{Positive Grand}(PG))$$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure IV.4 [13]

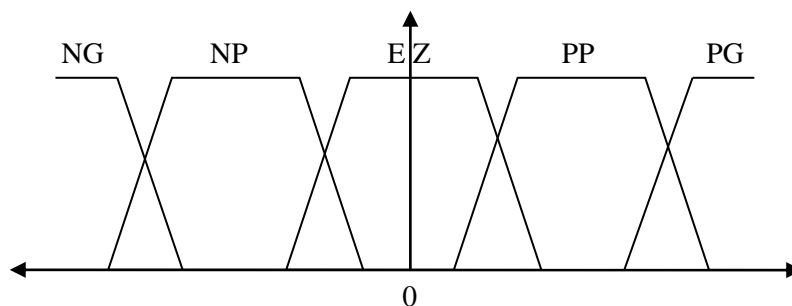


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$ [7].

IV.6.4 Opérations flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenances. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [7-10].

- **L'intersection flou (Et)**

L'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit» :

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{IV.4})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.5})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{IV.6})$$

- **Union floue (ou)**

L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme» :

$$\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{IV.7})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B :

$$\mu_A(x) + \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.8})$$

- **Complémentation floue (non)**

Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV.9})$$

- **Egalité floue**

Deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X: \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{IV.10})$$

IV.7 Structure d'une commande a logique floue

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises.

Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc., appliquées à des variables linguistiques [14].

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes : la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification.

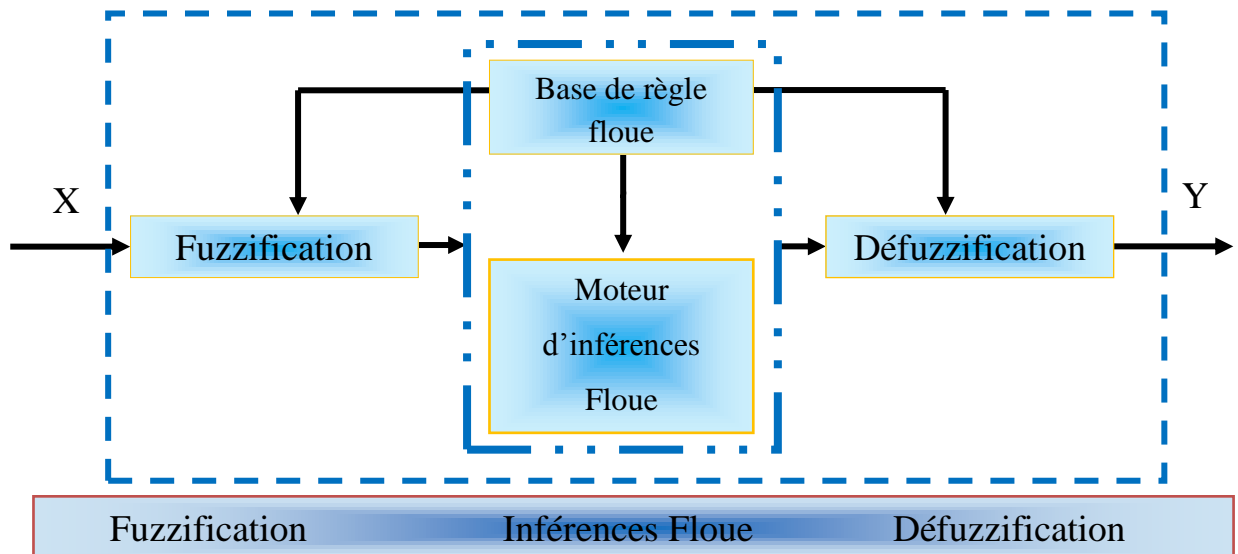


Figure IV.5 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

IV.7.1 Interface de fuzzification

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée. [15-16]

IV.7.2 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [17].

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si <condition> Alors <conséquence>.

IV.7.3 Inférence des règles floues

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [8] :

- la méthode d'inférence max-min (Méthode de Mamdani)
- la méthode d'inférence max-produit (Méthode de Larsen).
- et la méthode d'inférence somme-produit (Méthode de Sugeno)

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole *SI* et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole *ALORS*. Selon la stratégie du réglage adopté. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables flou x_1 et x_2 qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie x_r exprimée elle aussi comme La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :variable floue. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons [9].

La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

SI(x_1 est négatif grand ET x_2 environ zéro)*ALORS*(x_r est négatif grand), Où
SI(x_1 est négatif grand ET x_2 est positif moyen)*ALORS*(x_r est positif moyen),

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs *OU* et *NON*, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée. [18]

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

SI (x_1 est NG ET x_2 EZ)*ALORS* $x_r = NG$

Où

SI (x_1 est NG ET x_2 PM)*ALORS* $x_r = PM$

Ainsi de suite.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes : [9-19]

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur «*ET*» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «*ALORS*», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «*OU*» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «*ET*» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «*ALORS*»

est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence Somme-produit (méthode de Sugeno)**

L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

IV.7.4 defuzzification

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques) ; c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques ; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification : méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées [7-9] [20].

- **La technique du maximum**

Est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [9-20].

- **La technique de la moyenne pondérée**

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification [9-20].

- **La technique du centre de gravité**

Est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{IV.11})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. [9-20]

- **La technique des hauteurs pondérées**

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^K(x)$ en x^{-K} et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$x = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x}) x^{-K}}{\sum_{K=1}^M \mu_B^K(\bar{x})} \quad (\text{IV.12})$$

Où : x^{-K} dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^K l'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre x^{-K} du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large. [9-20]

En résumé, La défuzzification réalise la fonction inverse de la fuzzification. Elle définit le passage du domaine symbolique au domaine numérique.

IV.8 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [25] :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [25] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas.

IV.9 Développement d'un régulateur floue

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur flou RLF au sein d'une commande par mode glissant du MADA [9]

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schémas est présenté par la figure (IV.6) il est composé [20, 21]

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur (e) à sa variation Δe et à la variation de la commande Δu .
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou.

- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.

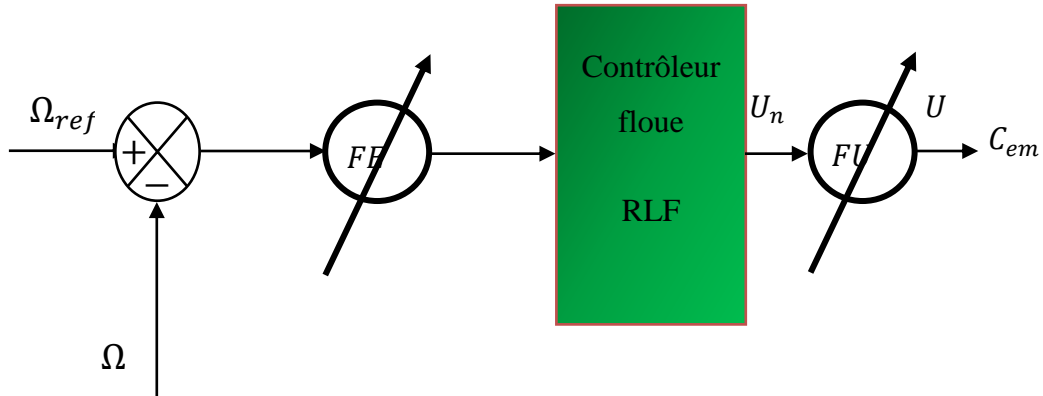


Figure IV.6 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : L'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (IV.13)$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{em_{ref}} = C_{em_{ref}}(k - 1) + U(k) \quad (IV.14)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [9].

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (figure IV.6). L'entrée du contrôleur flou E_n est normalisée par l'utilisation d'expression suivante :

$$E_n = K_e E \quad (IV.15)$$

De la même façon, la sortie U_n du contrôleur est dénormalisée à U en utilisant la relation suivante :

$$U_n = K_e U \quad (IV.16)$$

Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent ; il faut souvent même redéfinir

les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [9-22].

IV.10 Commande glissant –floue de la MADA à flux statorique orienté

L'approche de la commande par mode de glissement est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une «surface de glissement ». Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue gardée la trajectoire sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [9-23].

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse et le flux statorique sont substitués par un régulateur mode glissant-flou pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenues dans la présente commande (FSMC) proposée par l'équation suivante :

$$U_{FSMC} = U_{eq} + U_{fuzzy} \tag{IV.17}$$

Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système [23], la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de Chattering figure IV.7.

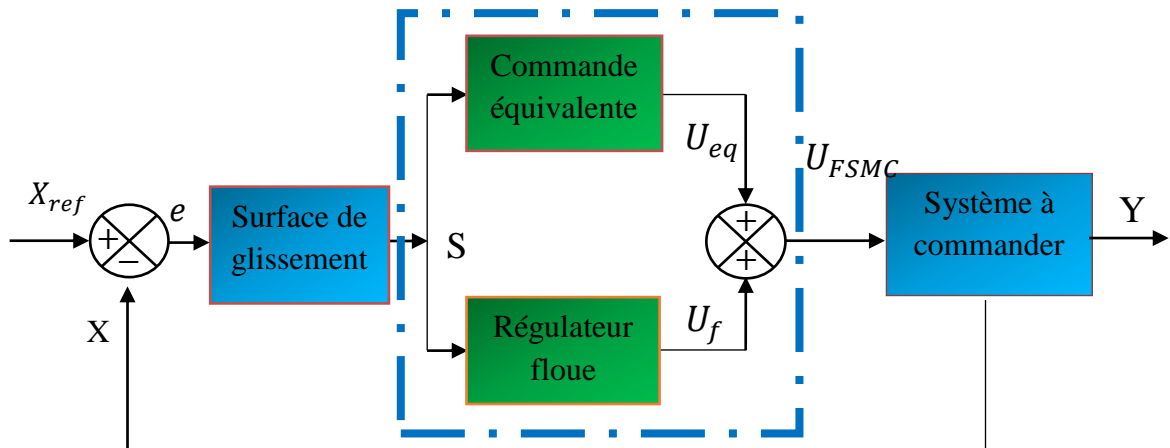


Figure IV.7 : Schéma de la commande hybride glissant-flou.

IV.10.1 Conception de la commande équivalente SMC

Dans la conception de la commande par mode glissant de la vitesse de rotation et le flux statorique du système, la fonction de commutation est choisie comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 e_\Omega \\ S_2 = K_2 e_{\varphi_s} \\ S_3 = K_3 e_{Ird} \\ S_4 = K_4 e_{Irq} \end{cases} \tag{IV.18}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_{\varphi_s} = \varphi_{ref} - \varphi_s \\ e_{Ird} = Ird_{ref} - Ird \\ e_{Irq} = Irq_{ref} - Irq \end{cases}$$

De l'équation (IV.17) la commande par mode glissant est désignée par la commande équivalente U_{eq} [9]

Où U_{eq} est la commande équivalente qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement. K Est une constante qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse le développement mathématique de cette commande est donné dans le chapitre III.

IV.10.2 Conception de la commande par logique floue

Il est bien connu que l'un des désavantages de la SMC est le phénomène de Chattering. Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer la fonction $K_{1,2,3,4} \cdot Sat(S_{1,2,3,4})$ de telles sortes que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long la surface de changement, une bonne dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC [9-24].

Le contrôleur flou utilisé dans ce chapitre est d'un entré et une seule sortie comme il est présenté dans la figure IV.6.

Comme on a dit précédemment qu'un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes : la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification.

IV.10.2.1 Fuzzification

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

- Négatif noté : **N**
- Zéro noté : **Z**
- Positif noté : **P**

La fonction d'appartenance d'entré est définie par une forme gaussienne, figure IV.8 :

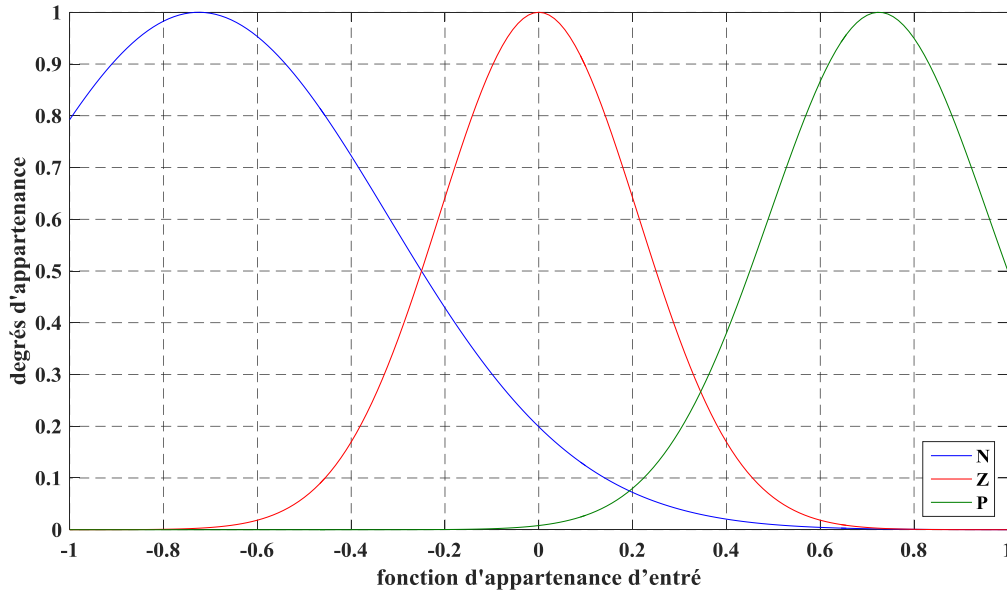


Figure IV.8 : La fonction d'appartenance d'entrée.

IV.10.2.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [9]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec l'entrée. Comme nous l'avons mentionné. Les règles de commande sont :

if(input1 is N)then(output1 is NE)

if(input1 is Z)then(output1 is ZE)

if(input1 is P)then(output1 is PE)

IV.10.2.3 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence flou permet la détermination des variables Flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "ET", "OU" et "ALORS" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur.

Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Somme-produit" (Sugeno).

Dans cette méthode l'opérateur "ET" représenté par la fonction Produit, l'opérateur "OU" par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "ALORS" est représenté par la fonction Produit.

IV.10.2.4 Défuzzification

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

Les avantages de la proposition de la commande par mode glissant floue seront vérifiés par la simulation des résultats.

Le schéma de principe pour la commande par mode de glissant de la machine asynchrone à double alimentation est donné à la Figure IV.9.

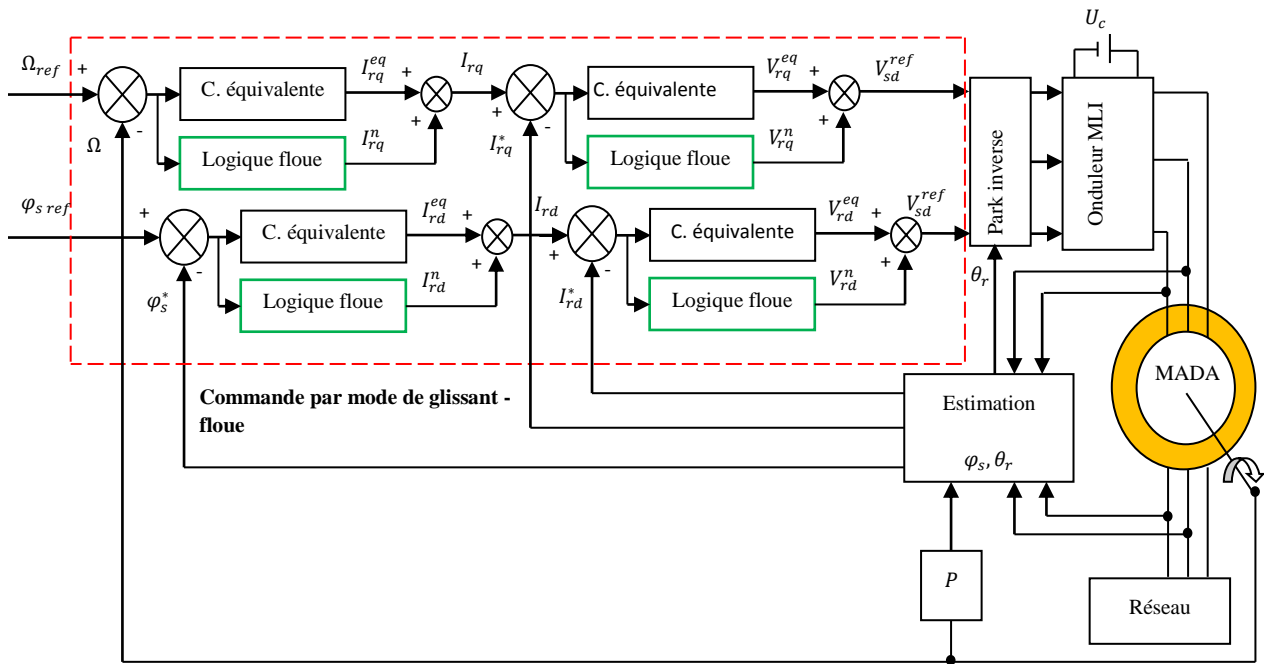


Figure IV.9 : Principe de la commande par mode glissant-Floue du MADA.

IV.11 Résultats de simulation de la commande glissant-floue :

La figure IV.10 représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/s, puis une application de couple de charge (15 Nm) à l'instant $t \in [1.3 - 2.8]$.

D'après les résultats de simulation on constate que la commande par mode glissant-floue point de vue de la réponse de vitesse est meilleure comparativement à la régulation de vitesse par mode glissant, ($t_r = 0.24s$) de la commande par mode glissant et ($t_r = 0.29s$) de la commande glissant floue. Alors on peut dire que les performances du réglage de la vitesse sont satisfaisantes.

Pour l'allure du couple électromagnétique on constat que les oscillations (broutements) sont diminuées comparativement à la figure IV.10 du chapitre trois, qui signifie que l'application de la commande par glissant floue réduit les broutements (chattering).

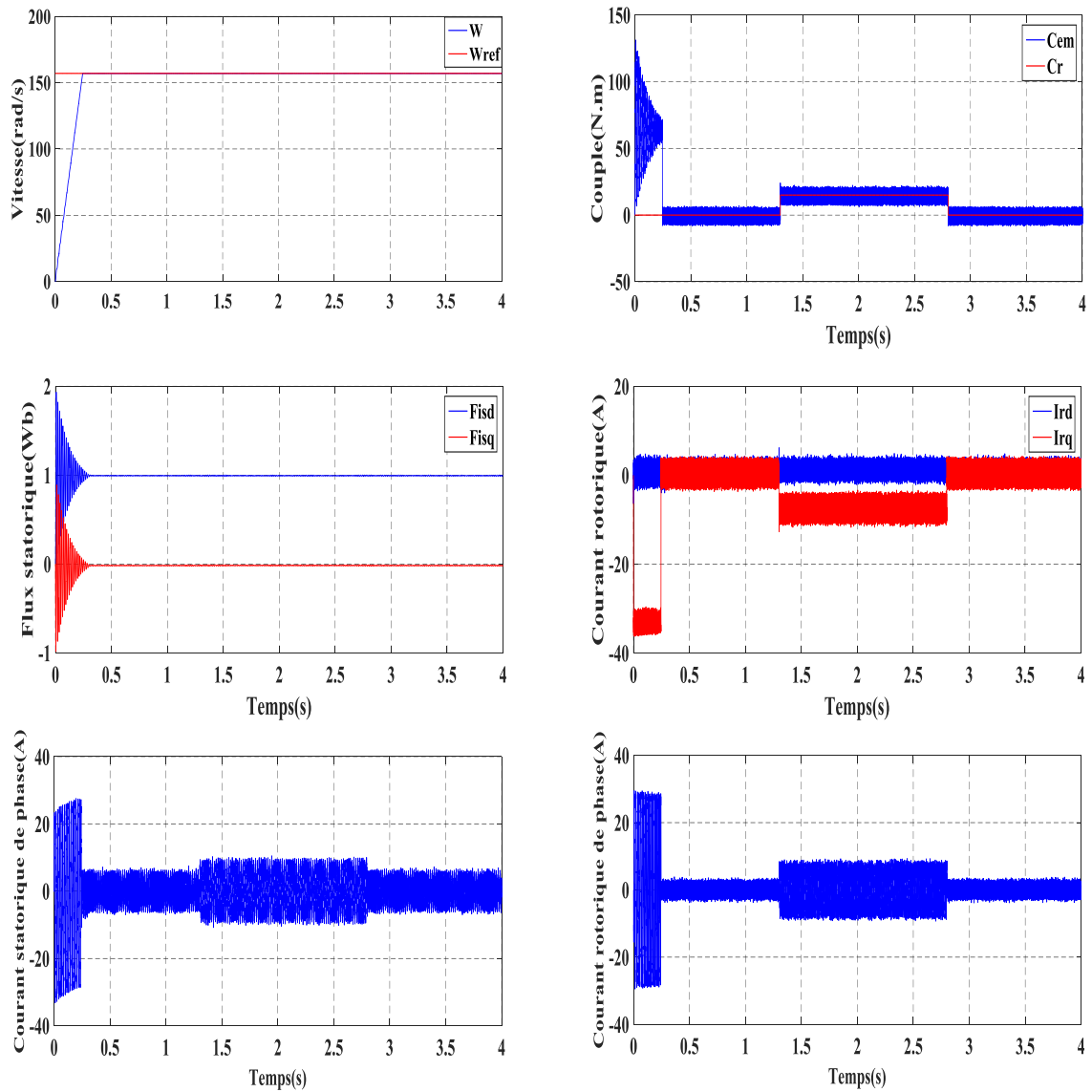


Figure IV.10 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue lors du démarrage à vide suivi d'une application de couple de charge.

IV.11.1 Tests de robustesse

IV.11.1.1 Variation de la consigne du Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant-floue de la vitesse du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse.

La figure IV.11 représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec régulation de vitesse par mode glissant-glissant.

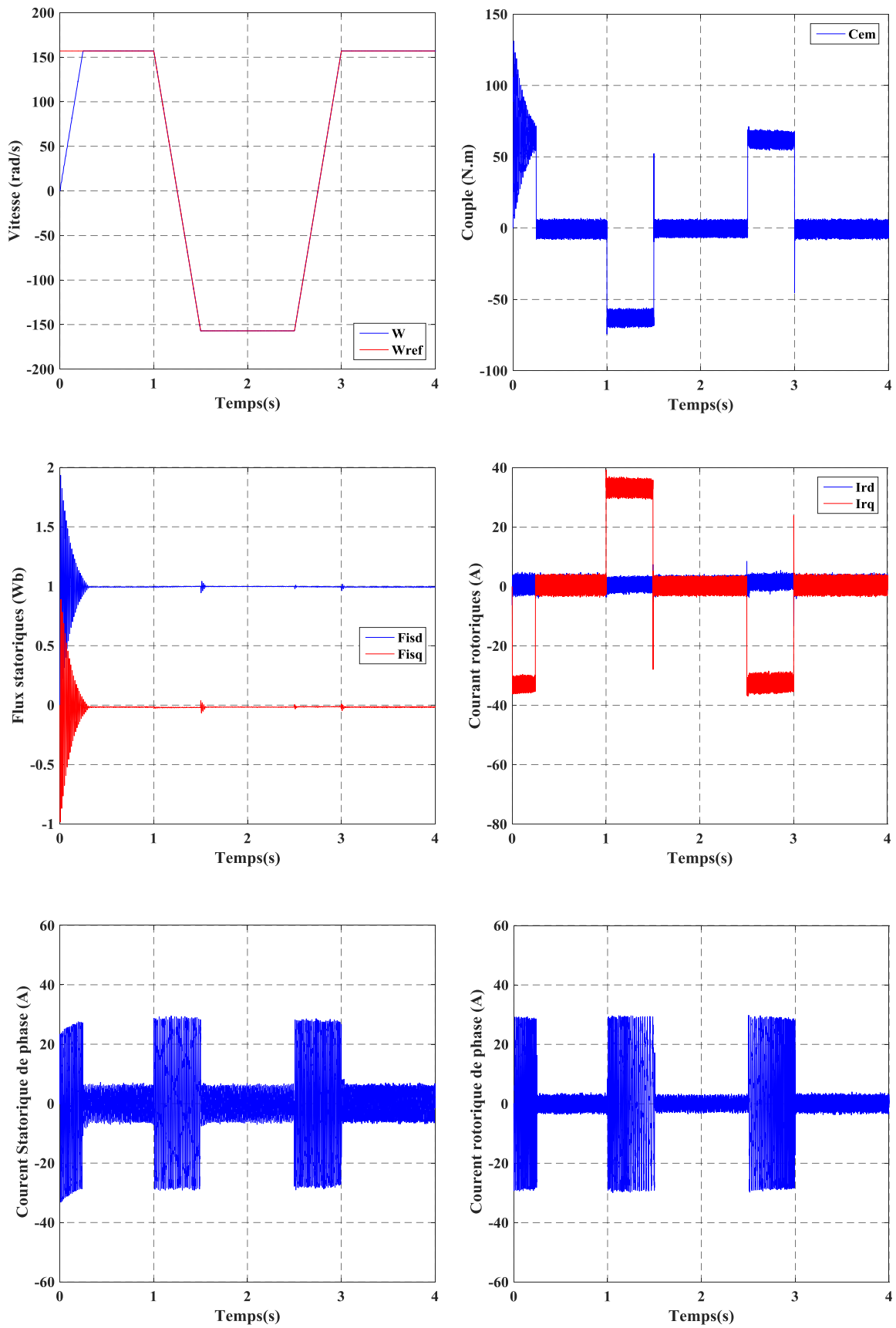
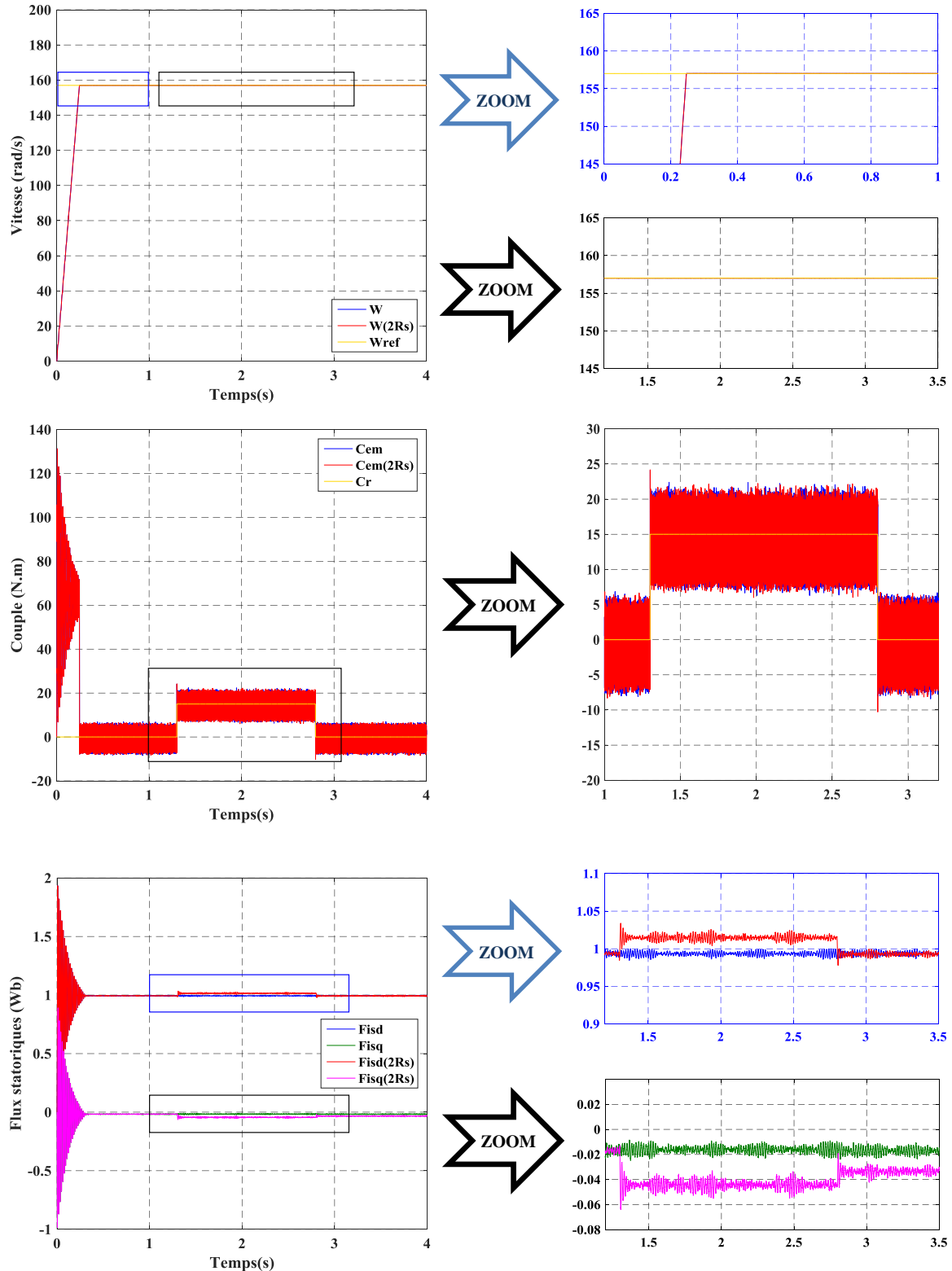


Figure IV.11 : Résultats de simulation de Variation de la consigne du Vitesse

IV.11.1.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique

La figure IV.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statoriques, courant rotorique et courant rotorique de phase pour deux valeurs de résistance statorique (R_s et $2R_s$).



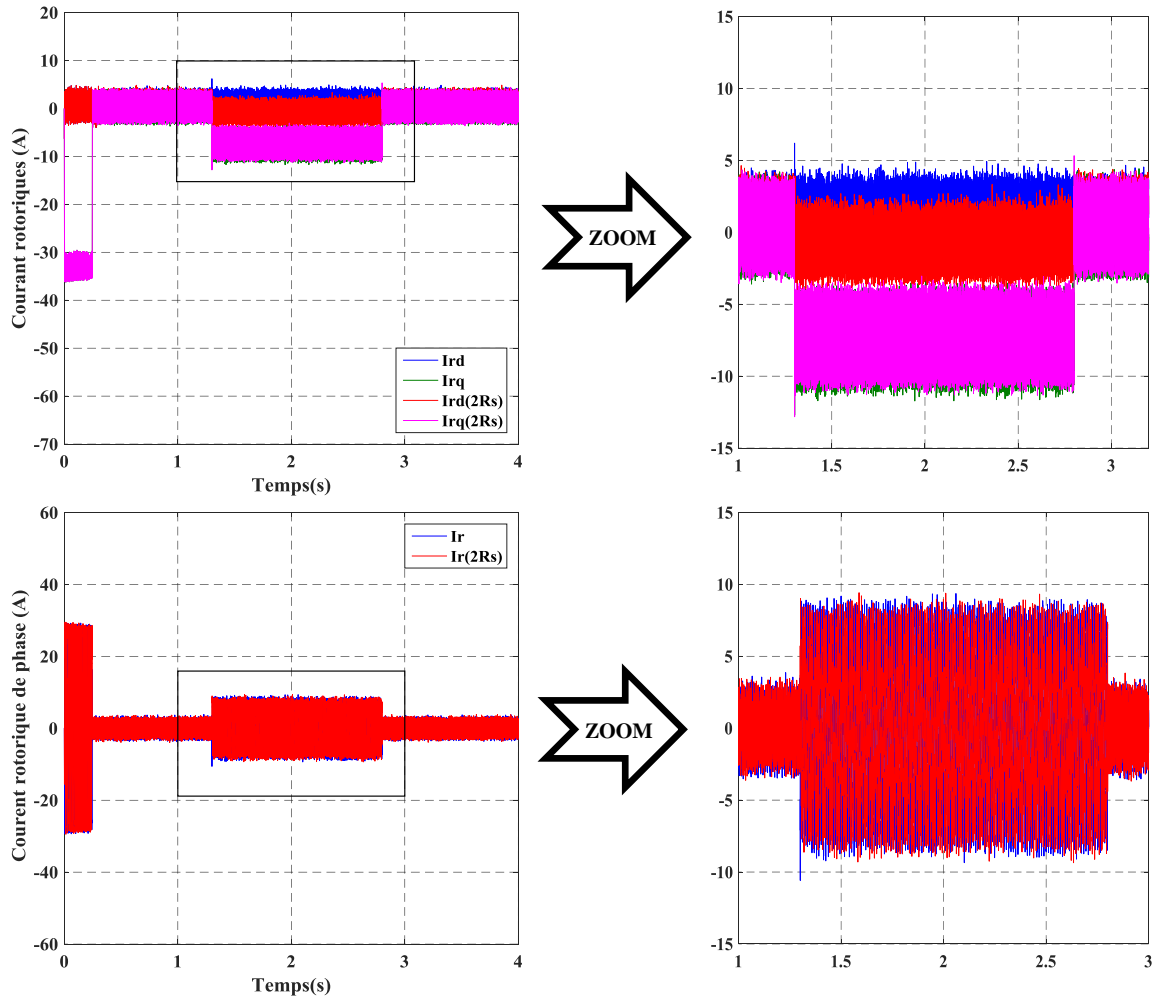
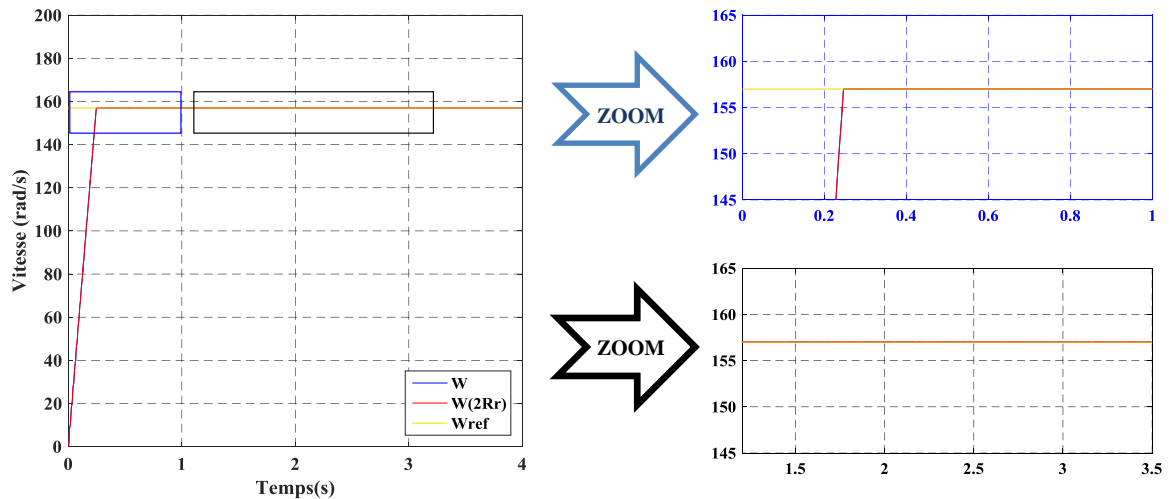
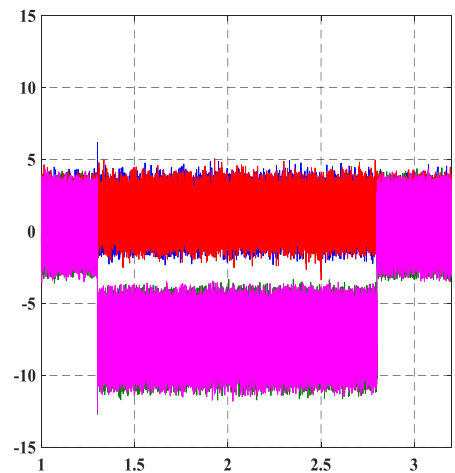
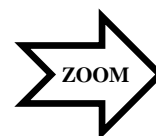
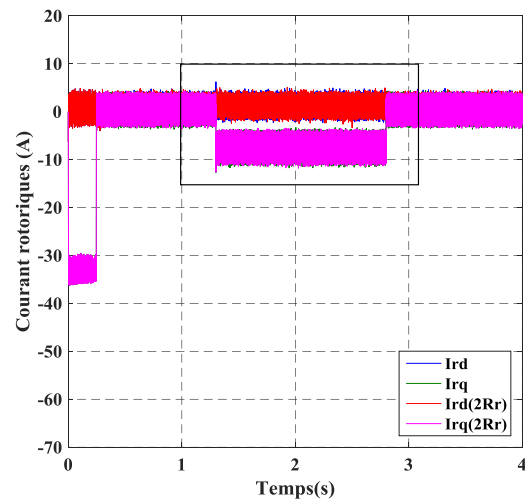
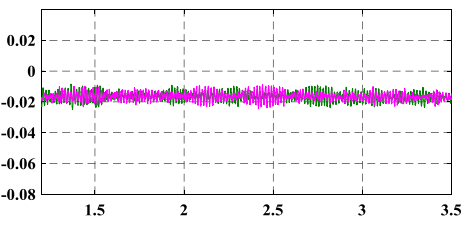
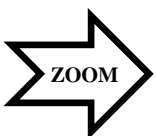
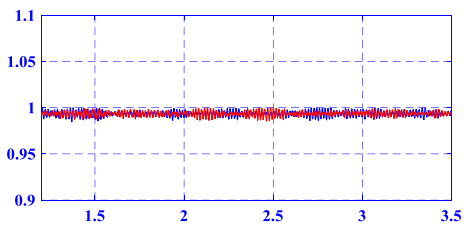
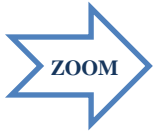
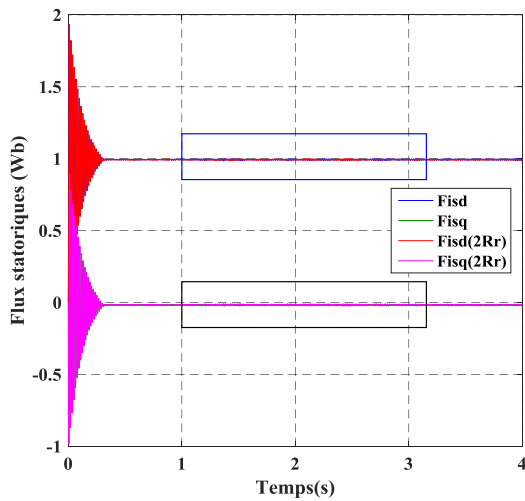
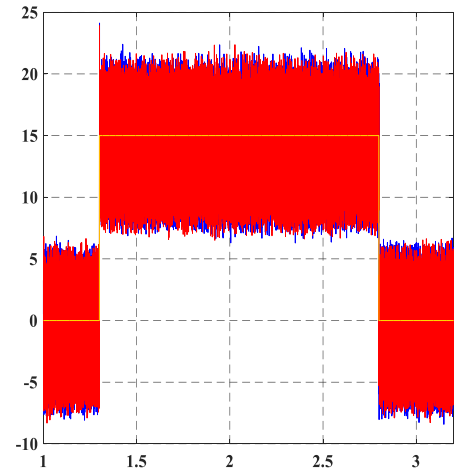
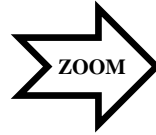
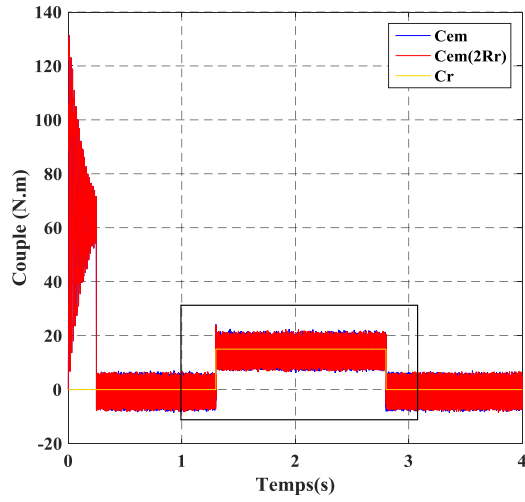


Figure IV.12 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-flou du MADA vis-à-vis la variation de la résistance statorique

IV.11.1.3 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation représentés par la figure IV.13 obtenus pour 100 % de la valeur nominale du moment résistance rotorique





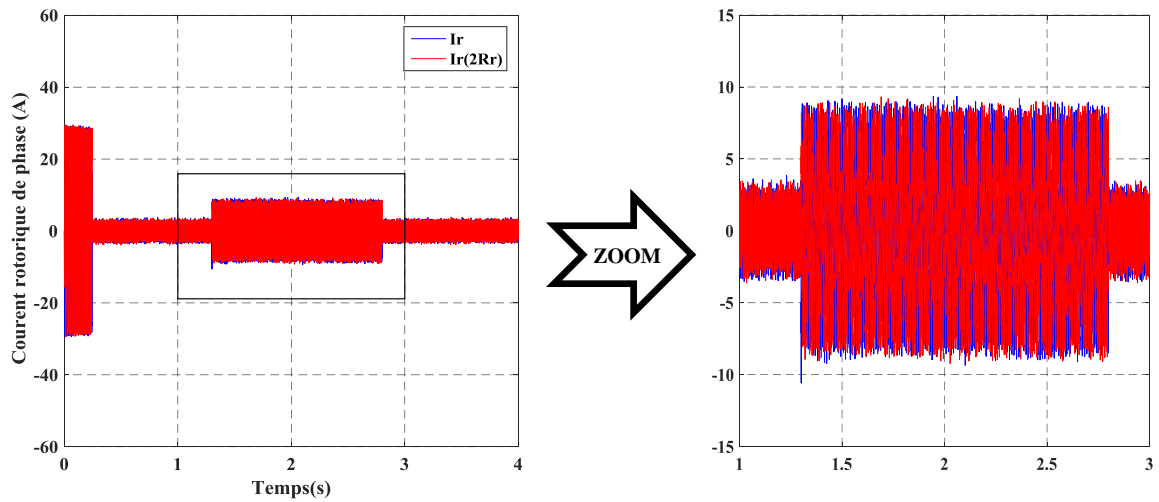
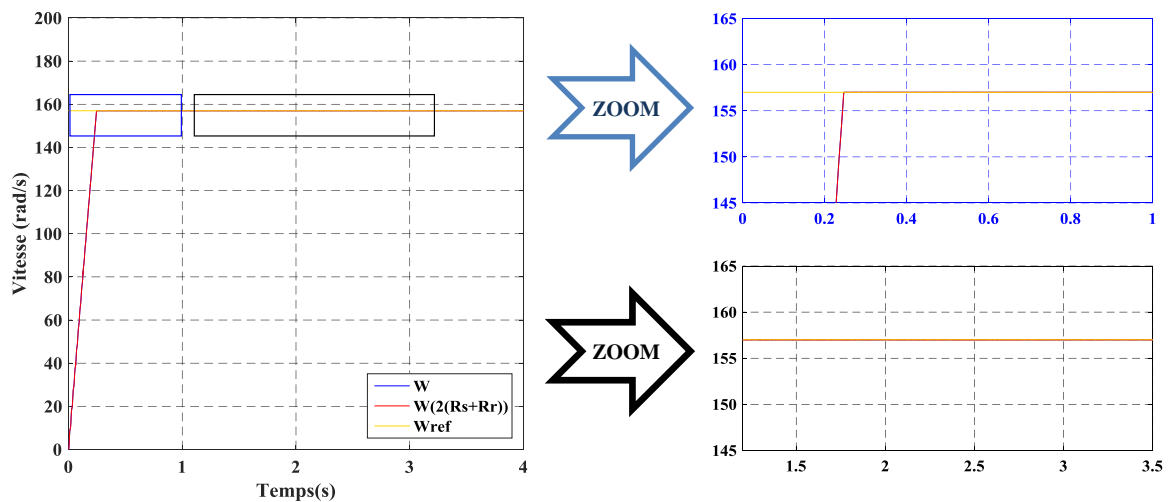


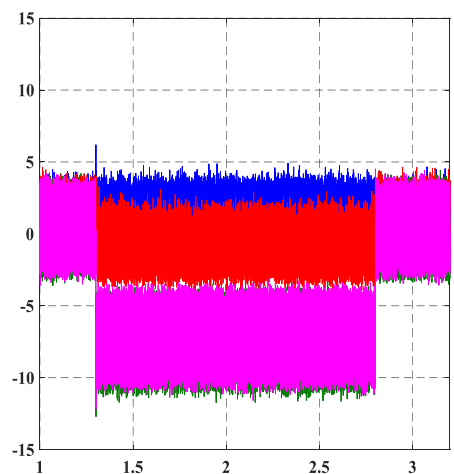
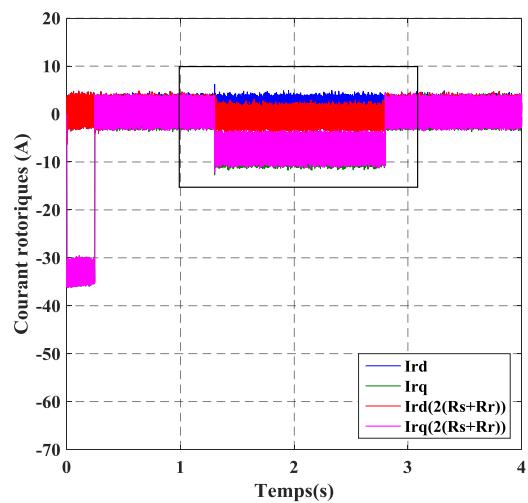
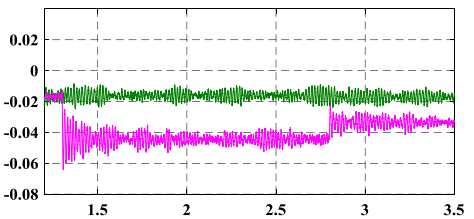
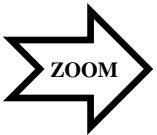
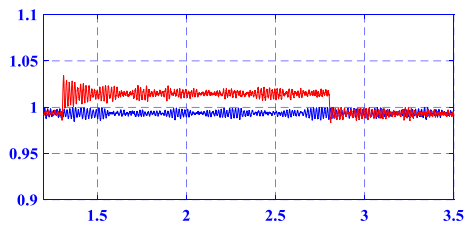
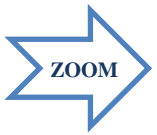
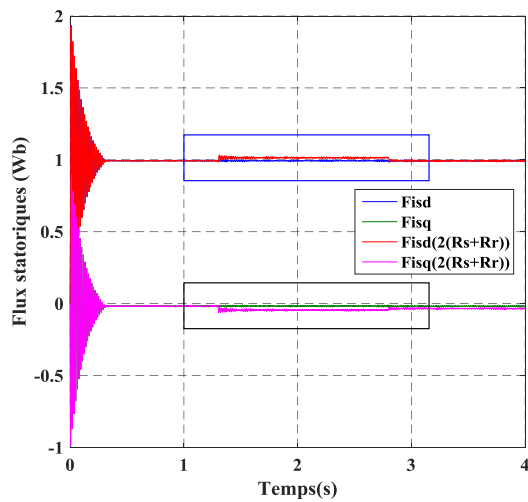
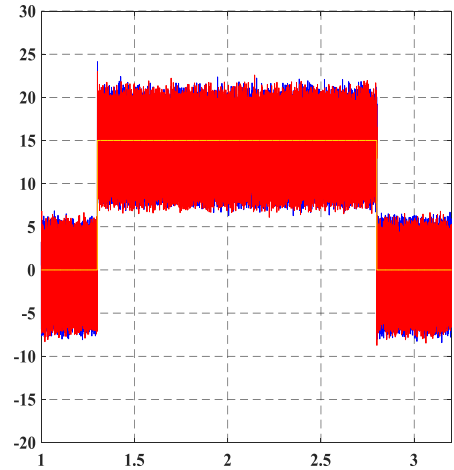
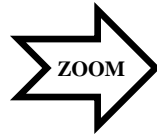
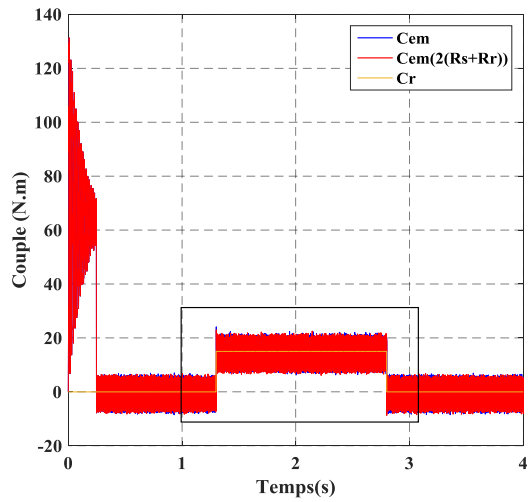
Figure IV.13 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

IV.11.1.4 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique en même temps

Enfin nous avons fait le teste la commande par glissant-floue de la vitesse du MADA vis-à-vis à une variation importante de la résistance statorique et rotorique en même temps ($2R_s, 2R_r$).

La figure IV.14 illustre la réponse dynamique de ce test.





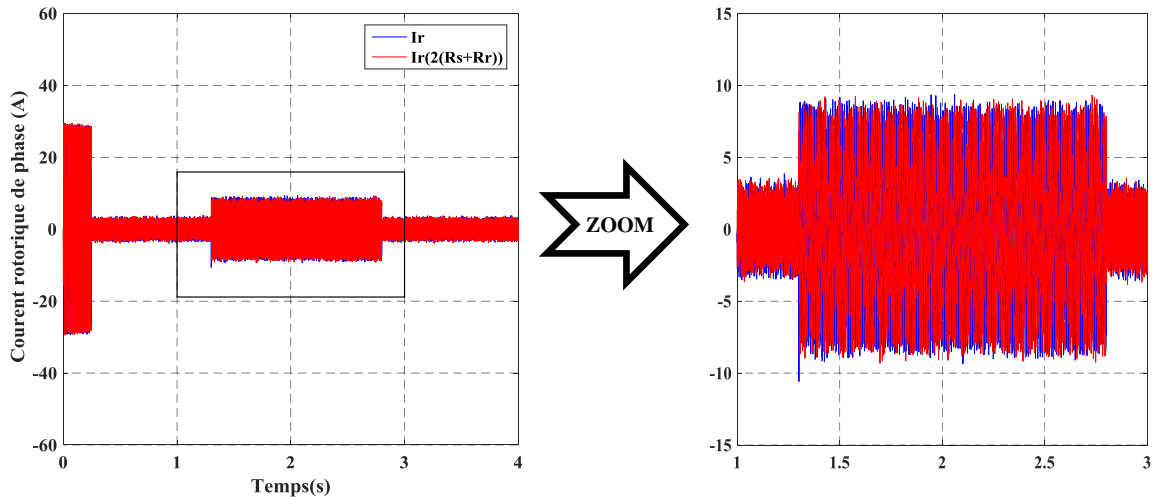


Figure IV.14 : Résultats de simulation de régulation de vitesse par mode glissant-floue du MADA lors de la variation de la résistance statorique et rotorique en même temps.

Interprétation des résultats

Pendant la variation au niveau de consigne de la vitesse ce dernier suivis parfaitement sa consigné. Alors, on peut constater l'amélioration du temps de réponse de la vitesse de la machine et l'efficacité de la commande par mode glissant-floue.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation paramétrique de la machine ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode glissant-floue appliquée face à la variation de la résistance statorique, résistance rotorique et les deux en même temps.

De plus, bien que les composantes du flux statorique soient sensibles à l'instant de l'application de couple de charge. Mais le découplage n'est pas affecté par cette variation. L'effet de la résistance statorique sur le flux statorique montre la relation entre les deux.

L'amélioration major de cette méthode est la diminution des broutements (chattering) comparativement à la commande par mode de glissement.

IV.12 Conclusion

Dans Ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle approche de la commande robuste basée sur la combinaison des principes SMC et FLC. La stratégie de la commande exige moins d'informations sur le modèle du système et elle est simple et facile pour la conception.

Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'amélioration des performances et la robustesse du contrôleur sur la présence de la variation des paramètres et des perturbations externes (Couple de charge). Le contrôle de la vitesse donne une dynamique rapide réponse sans dépassement et zéro erreur en régime permanent. Le découplage entre le

flux et le couple (vitesse) est maintenu en ce qui concerne les variations des paramètres et perturbation externe. Dans l'état d'équilibre, le problème de chattering est diminué par rapport à la première commande. En fin nous avons fait une comparaison entre les résultats obtenus des différentes commandes.

IV.13 Références bibliographique :

- [1] S. Asif, M. F. Leonid, S. Sarah, " Variable Structure Systems from principles to implémentation", IEEE The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- [2] S. Sayah, " Application des ensembles flous à la répartition optimale de la puissance dans les réseaux électriques", Mémoire de magister , Université de Sétif, 2005.
- [3] B. Toual, " Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [4] A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone ", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
- [5] F. Michel, " Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2007.
- [6] H. Bühler, " Réglage par logique floue ", Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [7] R. Riyadh, " Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée ", Thèse de doctorat, Université de, Batna 2, 2016.
- [8] K. Nafissa .K Nessrine, " Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", mémoire de master, Université kasdi merbah ouargla, 2015.
- [9] B. Ismail, "Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2,2016.
- [10] T. Boumediene, " Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur " Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.

- [11] M. Latreche, " Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisé dans un système éolien ", Mémoire de Magister, Université de Setif, 2012.
- [12] B. Toual, " Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [13] H. Ouakka, " Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires ", Université Side Mohamed Ben Abdullah, 2009.
- [14] Z. Zouaoui, "Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue ", Mémoire de Magister , Université de Batna, 2007.
- [15] A. Bouguerra, " Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical ", Thèse de doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2015.
- [16] K. LOUKAL, " Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux ". Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf de m'silla, 2017.
- [17] L. Barazane, P. Sicard et R. Ouiguni, " Cascade Fuzzy Variable Structure Control of Induction Motor Based on the Approach of Fuzzy Modelling of Ben-Ghalia ", International Journal of Systems Science, Vol. 40, No. 3, pp. 309-326, 2009.
- [18] L. Baghli, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Reseaux de Neurones et des Algorithmes Genetiques ". Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I 1999.
- [19] B. K. Bose, " Modern Power Electronics AC and Drivers ", Prentice Hall PTR 2002.
- [20] C. C. Kung and C. C. Liao, " Fuzzy-SlidingMode Controller Design for Tracking Control of Non-Linear System ", Proceeding of IEEE the American Control Conference Baltimore, Maryland, pp. 180-184, June 1994.
- [21] A. Chaiba, " Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des Techniques de L'intelligence Artificielle ", thèse de doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2010.

- [22] L. Baghli, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Reseaux de Neurons et des Algorithmes Genetiques ". Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

- [23] I. Bendaas, F. Naceri, " A New Method to Minimize the Chattering Phenomenon in Sliding Mode Control Based on Intelligent Control for Induction Motor Drives ", Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 10, No. 2, pp. 231-246, June 2013.

- [24] I. Bendaas, F. Naceri, et S. Belkacem, " Improving Asynchronous Motor Speed and Flux Loop Control by Using Hybrid Fuzzy-SMC Controllers ", International Journal of Automation and Computing, Vol. 11, No. 4, pp. 361-367, August 2014.

- [25] O. Guennounou, " Méthodologie de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique Application a un Bioprocédé ", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse-III, 2009.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types à vitesse variable, son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant que aérogénérateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années.

Malgré tous les avantages du MADA, sa commande reste une des plus complexes, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. Alors, le sujet consiste à trouver une commande non linéaire robuste par l'utilisation des techniques intelligentes en vue d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charge à vitesses variables, ...etc.). Il s'agit donc de considérer plusieurs techniques de commande étudiées à savoir : la commande vectorielle et la commande par mode de glissant.

Le travail effectué dans cette mémoire porte essentiellement sur l'étude, modélisation et la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Pour cela de nombreuses techniques de commande ont été présentées et validées par simulation sur la MADA, telle que : la commande vectorielle et la commande par mode de glissement SMC. Plusieurs limitations et inconvénients sont toujours existants dans ces techniques de commande, pour cela nous avons développé dans le cadre de cette mémoire une loi de commande robuste par l'hybridation de la mode glissant et la logique floue.

Afin de réaliser les objectifs de mémoire, nous avons réparti notre manuscrit on quatre chapitre :

Le premier chapitre de ce travail (état de l'art), a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine et les différentes techniques de commande.

Afin de mieux maîtriser la machine, la première partie du deuxième chapitre a été consacrée à la modélisation de la MADA et de son alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA dans la deuxième partie de chapitre peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage

entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique. Pour cela, le MADA est alimenté au rotor par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que, le stator est alimenté directement au réseau.

Dans le troisième chapitre : pour le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux de la commande telle que la faible robustesse de la commande vectorielle et la sensibilité à la variation paramétrique nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur classique PI. Car, le régulateur par mode de glissement offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiate et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite. Une régulation de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé broutement (chattering).

Dans le quatrième chapitre, nous avons développé une commande robuste à base de la logique floue, la commande proposé est combiné la commande par mode de glissant et la logique floue type 1. Les principes de la commande par la logique floue ont été introduits tout en raisonnant notre choix de cette méthode pour réduire le phénomène de chattering. Un contrôleur floue est par la suite conçu étape par étape pour obtenir les meilleurs résultats. Des simulations sont présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

D'après les résultats obtenus et des observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisation pratique intéressante pouvant contribué à mieux exploiter le moteur asynchrone à double alimentation (MADA) sont envisageables :

- L'utilisation des algorithmes génétiques pour optimiser les différents gains des régulateurs PI et gains du mode de glissement.
- L'implantation des commandes proposées sur sites réels.

Annexe

Données de la machine asynchrone à double alimentation

Valeurs nominales :

Puissance nominale	: 4KW
Tension nominale	: 220/380V 50Hz
Courant nominale	: 15/8.6A
Vitesse nominale	: 1440 tr/min

Les Paramètres :

R_s (Résistance du stator)	: 1.2 Ω
R_r (Résistance du rotor)	: 1.8 Ω
L_s (Inductance du stator)	: 0.1554 H
L_r (Inductance du rotor)	: 0.1568 H
M (Inductance mutuelle)	: 0.15 H
P (nombre de paires de pôle)	: 2
J (inertie du rotor)	: 0.2 Kg.m ²
f Coefficient de frottement	: 0.001 N.m.s/rd

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER ACADEMIQUE EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : ELECTROMECHANIQUE

Proposé Et Dirigée par Mr : **HERIZI Abdelghafour et ROUABHI Riyadh**

Présente par : **KRIM Soufiane et HACHI Elkhier**

Thème

Commande Hybride Glissant Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Résumé :

Le travail décrit dans cette étude a l'objectif d'apporter une contribution sur l'étude et la modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), pour cela de nombreuses techniques de commande ont été présentées et validées par simulation.

Ensuite, nous avons présenté un bref tour d'horizon sur la recherche dédiée à cette machine, puis la modélisation et la commande vectorielle avec régulateur PI classiques par orientation de flux statorique et la commande par mode glissant de la MADA. Malgré cette variété des techniques de commande, plusieurs limitations et inconvénients sont toujours existants telle que : la sensibilité à la variation paramétrique et le broutement. Il s'agit de développer une loi de commande robuste hybride par mode glissant-floue pour réduire ces inconvénients.

Mots clés : Moteur asynchrone à double alimentation (MADA), commande vectorielle Régulateur classique (PI), mode glissant, commande hybride glissant floue.

N° : ELM.01