

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° :



DOMAINE : SCEINCES ET TCHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : BRAKHLIA Tariq

LAIZI Abderraouf

**Commandes en Tension d'un Moteur
Asynchrone à Double Alimentation (MADA)**

Intitulé

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BENGUSMIA HANI	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Président
Mr. ZEMMIT Abderrahim	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Rapporteur
Mr. MESSALTI Sabir	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Rapporteur
Mr. BAHIDDINE Miloude	Université Mohamed Boudiaf_M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 / 2019

Dédicaces

الحمد لله الذي وفقنا لهذا ولم نكن لنصل اليه لو لا فضل الله علينا

أما بعد

فإلى من نزلت في حقهم الآيتين الكريمتين

أهدي هذا العمل المتواضع لأبي وأبي العزيزين حفظهما الله لي

اللذان سهرا وتعبا على تعليمي في إتمام هذا العمل من قريب أو من بعيد

وإلى افراد اسرتي سندي في الدنيا ولا أحصي لهم فضل

إلى كل الأقارب

إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء

إلى أساتذتي الكرام وكل رفقاء الدراسة

وفي الأخير ارجو من الله ان يجعل عملي هذا نفعا يستفيد منه جميع

طلبة العلم.

Dédicaces

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ، ولا يطيب النهار إلا بطاعتك
ولا تطيب الدنيا إلا بذكرك، ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك

إلى سندي في الحياة، إلى من غرس في معاني الأخلاق
وعلمي أن الحياة كفاح، وأن وراء كل تعب نجاح
رأسي وقرّة عيني أبي الكريم حفظه الله.

إلى منبع الحب والحنان، إلى من كان دعائها سر نجاحي
أمي أطال الله في عمرها

إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء
إلى أساتذتي الكرام وكل رفقاء الدراسة
ولا أنسى أن أشكر كل من علمني حرفاً ونصحتني نصيحة
إلى كل أساتذتي من الابتدائية إلى الجامعة.

Remerciements

Nous tenons à remercier le dieu de nous avoir donné la patience de terminer ce travail.

*Au terme de cette étude, nous souhaitons remercier chaleureusement notre encadrant de mémoire Dr. **ZEMMIT Abderrahim et Pr. Sabir MESSALTI** pour leur suivi et ses encouragements, ses orientations et ses précieux conseils.*

Nous remercions également tous les professeurs et les enseignants du département génie électrique pour leurs conseils constructifs et encouragements qui ont été à la fois un complément et supplément indispensable dans notre projet de fin d'étude.

Enfin, nous exprimons nos reconnaissances à tous les membres de jury d'avoir acceptés de lire ce manuscrit et d'apporter les critiques nécessaires à la mise en forme finale de ce travail.

DEDICACE	I
REMERCIEMENT	II
TABLE DES MATIERES	III
Liste Des Figures	IV
Liste Des Tableaux	V
NOMENCLATURE	VI
INTRODUCTION GENERALE	1

Chapitre I
Etat de l'Art de La MADA

I.1.Introduction.....	4
I.2. Etat de l’art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA.....	4
I.3. Principe de fonctionnement de la MADA.....	4
I.4 Classification.....	5
I.4.1. Machine à Double Alimentation Simple.....	5
I.4.2. Machine A Double Alimentation En Cascade.....	6
I.4.3. Machine A Double Alimentation Cascade A Un Repère.....	6
I.4.4. Machine A Double Alimentation Sans Collecteur.....	7
I.4.5. Machine A Double Alimentation Sans Balais.....	7
I.5. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA.....	8
I.6. Mode de variation de vitesse.....	10
I.6.1. Action sur le glissement.....	10
I.6.2. Variation de la fréquence.....	10
I.6.3. Action sur le nombre de pôles.....	10
I.7. Domaines d’Application de la MADA.....	10
I.8.Avantages et les inconvénients d'une MADA.....	11
I.8.1. Avantages.....	11
I.8.2. Inconvénients.....	11
I.9. Conclusion.....	12

Chapitre II
Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1. Introduction.....	14
II.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	14
II.2.1. Hypothèse simplifiées.....	15
II.2.2. Model De Mada Dans Le Repère abc.....	15
II.2.2.1. Equation électrique.....	15
II.2.2.2. Equation magnétique	17
II.2.2.3. Equation mécanique.....	19
II.3. Model de mada dans le repère de Park	19
II.3.1. Transformation de PARK	19

B Table Des Matières

II.3.2. Equation Électrique	22
II.3.3. Equation magnétique	24
II.3.4. Expression du couple électromagnétique.....	26
II.3.5. Equation mécanique.....	26
II.4. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	26
II.5. Simulation de la machine asynchrone a double alimentation	28
II.6. Résultats de simulation de la MADA	28
II.7. Modélisation du Système de l'alimentation de la MADA	32
II.7.1. Modélisation du redresseur triphasé à diode.....	33
II.7.2. Modélisation du filtre	34
II.7.3. Modélisation de L'onduleur de Tension.....	35
II.7.4. Le principe de la commande MLI	38
II.8. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	40
II.8.1. Résultats de simulation.....	40
II.9. Conclusion.....	43

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MADA

III.1. Introduction.....	45
III.2. La Commande Vectorielle.....	45
III.2.1. Principe de la commande vectorielle.....	46
III.2.2. Procède d'orientation du flux.....	46
III.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	47
III.4. Méthodes de la commande vectorielle.....	49
III.4.1. Commande vectorielle directe (CVD).....	49
III.4.2. Commande vectorielle indirecte (CVI).....	49
III.5. Structure de la commande vectorielle directe de la MADA.....	49
III.5.1. Bloc de défluxage.....	51
III.5.2. Principe du découplage par compensation.....	51
III.5.3. Estimation du flux statorique.....	51
III.6. Calcul des régulateurs.....	52
III.6.1. Régulation du courant rotorique directe.....	52
III.6.2. Régulation du courant rotorique quadrature	53
III.6.3. Régulateur du flux statorique	54
III.6.4. Régulation de vitesse par un régulateur IP	55
III.7. Résultats de Simulation avec Application de la Commande	57
III.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge.....	57
III.7.2. Tests de robustesse.....	58
III.7.2. 1. Variation au niveau de la résistance statorique.....	58
III.7.2. 2. Variation au niveau de la résistance rotorique.....	59
III.7.2. 3. Variation au niveau de la vitesse référence.....	60
III.8. Interprétation des résultants.....	60
III.9. Conclusion.....	61

Chapitre IV

Commande par Mode Glissement de la MADA	
IV.1. Introduction.....	63
IV.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement.....	63
IV.2.1. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande.....	63
IV.2.2. Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'État.....	64
IV.2.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente.....	65
IV.3. Principe de la commande par mode de glissement.....	65
IV.4. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant	66
IV.4.1. Choix des Surfaces de Glissement.....	66
IV.4.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	67
IV.4.2.1. La fonction discrète de commutation.....	67
IV.4.2.2. La fonction de Lyapunov.....	67
IV.4.3. Détermination de la loi de commande.....	68
IV.5. Application de la Commande par le Mode Glissant à la MADA.....	71
IV.5.1. Surface de régulation de la vitesse.....	72
IV.5.2. Surface de régulation du flux statorique.....	72
IV.5.3. Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation.....	73
IV.5.4. Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation.....	74
IV.6. Résultats de Simulation.....	75
IV.6.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	75
IV.6.2. Tests de robustesse.....	77
IV.6.2.1. Variation au niveau de la résistance statorique.....	77
IV.6.2.2. Variations au niveau de la résistance rotorique.....	78
IV.6.2.3. Variation au niveau de la vitesse référence.....	79
IV.7. Interprétation des Résultats.....	80
IV.8. Conclusion.....	80

Chapitre V

Etude Comparative entre les deux types de Commande (CVD & CMG) de la MADA

V.1. Introduction.....	82
V.2. Comparaison des deux Types de Commande.....	82
V.2.1. Notation.....	83
V.2.2. Comparaison au niveau de l'application du couple de charge.....	83
V.2.3. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.....	84
V.2.4. Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	85
V.2.5. Comparaison au niveau de la variation du moment d'inertie.....	85
V.2.6. Conclusion de la comparaison des deux types de Commande.....	85
V.3. Conclusion.....	86
Conclusion générale	87

Annexes	A
----------------------	---

References Bibliographies	C
--	---

Liste des figures

Chapitre I

Fig. I.1 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....	6
Fig. I.2: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.....	6
Fig. I.3: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère...	7
Fig. I.4: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.....	7
Fig. I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.....	8
Fig.I.6 : Modes et régimes de fonctionnement de la MADA.....	8
Fig. I.7: Evolution des puissances de la MADA (mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)).....	9

Chapitre II

Fig.II.1 : Représentation schématique de la machine asynchrone double alimentée.....	14
Fig.II.2 : circuit équivalent de la phase <i>a</i> du stator d'une machine asynchrone.....	15
Fig.II.3 : transformation de Park.....	19
Fig.II.4 : Schéma bloc de simulation de machine Asynchrone double alimentation.....	28
Fig II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (25 N.m) à $t = 1$ sec.....	29
Fig II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 10$ et $f_r = 5$ Hz) avec un couple de charge (25 N.m) à $t = 1$ sec.....	31
Fig II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 10$ et $f_r = 10$ Hz) avec un couple de charge (25 N.m) à $t = 1$ sec.....	31
Fig. II.8: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.....	33
Fig.II.9 : Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.....	33
Fig.II.10 : Représentation de la tension redressée.....	34
Fig.II.11 : Représentation du filtre RLC.....	34
Fig.II.12 : Schéma de l'onduleur de tension.....	35
Fig. II.13 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.....	38
Fig.II.14 : Signaux de comparaison (référence et porteuse).....	38
Fig. II.15 : Impulsion de commande du premier transistor.....	39
Fig.II.16 : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).....	39
Fig II.17 : Réponses du système avec $C_r=25N.m$ à $t = 1$ sec (seul onduleur du coté rotorique).....	41
Fig II.18: Réponses du système avec $C_r=25N.m$ à $t = 1$ sec (deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique).....	42

Chapitre III

Fig.III.1 : Principe de la commande vectorielle.....	46
Fig III.2: Illustration de l'orientation du flux statorique.....	47
Fig III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté	50
Fig III.4: Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK.....	50
Fig III.5: Schéma de régulation de courant I_{rd}	52
Fig III.6 : Schéma de régulation du courant I_{rq}	54
Fig III.7: Schéma de régulation du flux statorique.....	55
Fig. III.8: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	56
Fig.III.9 : Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1 ; 1.6]$ sec.....	57
Fig. III.10: Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale...	58
Fig.III.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale...	59
Fig.III.12 : Test de robustesse pour une variation de vitesse référence.....	60

Chapitre IV

Fig.IV.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande...	64
Fig.IV.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état...	64
Fig.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	65
Fig. IV.4: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	66
Fig IV.5 : Interprétation de U_{eq}	68
Fig IV.6: Fonction sign (Commande de type relais).....	70
Fig.IV.7 : Fonction de saturation (Commande adoucie).....	70
Fig. IV.8 : Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA.....	71
Fig.IV.9 : Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1, 1.6]$ sec.....	76
Fig.IV.10 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale..	77
Fig.IV.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale...	78
Fig.IV.12 : Test de robustesse pour une variation de vitesse référence.....	79

Liste des tableaux

Tab. II.1 : les Tensions et le flux dans le repère de Park.....	25
Tab. II.2 : Etablissement des expressions des tensions simples et composées.....	37
Tab.V.1 : Comparaison au niveau de l'application du couple de charge.....	83
Tab. V.2 : Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.....	83
Tab. V.3 : Etude comparative des deux types de commande.....	84

✓ **Sigles**

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

DFIM: Doubly Fed Induction Machine.

MLI : Modulation à Largeur d'Impulsions.

CVD : Commande Vectorielle directe.

FOC : Field Oriented Control.

PI : Action Proportionnelle et Intégrale.

IP: Action Integral Proportionnelle

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

GTO: Gate Turn Off.

FTBO : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

CMG : Contrôleur de Mode de Glissement.

f.m.m : Force magnétomotrice.

f.é.m : Force électromotrice.

✓ **Principaux indices et exposants**

$(\cdot)_{As}, (\cdot)_{Bs}, (\cdot)_{Cs}$: Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au stator.

$(\cdot)_{Ar}, (\cdot)_{Br}, (\cdot)_{Cr}$: Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au rotor.

$(\cdot)\alpha, (\cdot)\beta$: Composantes (α, β) dans un repère diphasé.

$(\cdot)d, (\cdot)q$: Composantes (d, q) dans un repère diphasé tournant.

$(\cdot)_s, (\cdot)_r, (\cdot)_h$: Composantes statorique, rotorique et d'entrefer.

$(\cdot)_{ref}$: Grandeur de référence.

$(\cdot)_0, (\cdot)_n$: Grandeur nominale.

$(\hat{\cdot})$: Grandeur estimée.

$\overline{(\cdot)}, \underline{(\cdot)}$: Grandeur complexe.

[P] : Matrice de Park.

$[P^{-1}]$: Matrice inverse de Park.

$V(x)$: Fonction de Lyapunov.

II Nomenclature

$S(\Omega)$: Surface de glissement de la vitesse.

$S(\phi_{sd})$: Surface de glissement du flux statorique.

$S(I_{rd})$: Surface de glissement de courant rotorique suivant l'axe d .

$S(I_{rq})$: Surface de glissement de courant rotorique suivant l'axe q .

U : Vecteur de commande.

U_{eq} : Vecteur de commande équivalente.

U_n : Vecteur de commande discontinu.

✓ Principaux symboles

<i>Symboles</i>	<i>Significations</i>	<i>Unités</i>
$R_s, (R_r)$	Résistance par phase d'un enroulement au stator (respectivement rotor).	Ω
$l_s, (l_r)$	Inductance propre d'un enroulement stator (respectivement rotor).	H
$M_s, (M_r)$	Mutuelle inductance entre deux enroulements au stator (respectivement rotor).	H
$L_s, (L_r)$	Inductance cyclique du stator (respectivement rotor).	H
$L_{\sigma s}, (L_{\sigma r})$	Inductance de fuite du stator (respectivement rotor).	H
M, M_{sr}	Mutuelle Inductance cyclique.	H
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion magnétique.	
$T_s, (T_r)$	Constante de temps électrique au stator (respectivement rotor).	s
$\tau_s, (\tau_r)$	Constante de temps électrique propre au stator (respectivement rotor).	s
f_t	Coefficient des frottements visqueux.	N.s/rad
J	Inertie du moteur chargé.	kg.m ²
s	Opérateur de Laplace.	
ε_s	Erreur statique.	
t_r	Temps de réponse.	s

✓ Principales grandeurs

<i>Symboles</i>	<i>Significations</i>	<i>Unités</i>
Ψ	Le déphasage entre le courant et la tension d'une même.	rad
θ	Angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique.	rad
$\theta_s, (\theta_r)$	Angle entre la phase A du stator (respectivement rotor) et l'axe d .	rad
$\omega = P.\Omega$	Vitesse angulaire électrique.	Rad/s
$\omega_s, (\omega_r)$	Vitesse angulaire électrique statorique (respectivement de glissement).	Rad/s
n	Vitesse angulaire électrique rotorique.	tr/min

III Nomenclature

$n_s, (n_r)$: Vitesse angulaire électrique statorique (respectivement de glissement).	tr/min
Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor.	tr/min
ω_{dq} : Vitesse de rotation du repère d-q.	Rad/s
g : Glissement.	
V_s : Tension simple (valeur efficace du fondamental).	V
I : Courant de ligne (valeur efficace du fondamental).	A
Φ : Flux magnétique (valeur efficace du fondamental).	Wb
C_{em} : Couple électromagnétique.	N.m
C_r : Couple résistant.	N.m
P : puissance active.	W
Q : puissance réactive	VAR

Introduction Générale

Depuis les années premières de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1].

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages : coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent.

L'inconvénient de cette catégorie des machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [2].

Dans le domaine des entraînements des grandes puissances, il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hypo-synchrone, synchrone, hyper-synchrone) [2].

Pour un fonctionnement à des vitesses variables on doit insérer à la machine un convertisseur à M.L.I (Modulation à Largeur d'Impulsions) entre la machine et le réseau. Car, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté du côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif.

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple.

Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [3].

Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation des variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques

2 Introduction Générale

dégrade les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [4]. Deux approches permettent de pallier à ce problème :

- La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre la connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel [3].
- La deuxième approche retenue pour ce mémoire est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre des variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres [3].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation 'MADA' alimentée en tension, avec orientation du flux par des régulateurs classique PI, par le mode de glissement. Il se décompose en cinq chapitres.

- ✓ **Le premier chapitre**, aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation 'MADA', afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.
- ✓ **Le deuxième chapitre**, intitulé modélisation de la MADA et de son alimentation a pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables. Nous choisissons l'alimentation de la machine, ensuite nous abordons les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble de ce variateur en aboutissant à son modèle de connaissance, où des résultats simulations seront présentés.
- ✓ **Le troisième chapitre**, il présente la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation.
- ✓ **Le quatrième chapitre**, est consacré à présenter une étude sur la commande par le mode de glissement et son application sur la MADA où des résultats de simulations seront présentés.
- ✓ **Le cinquième chapitre**, est consacré à la comparaison entre les deux types de commande : La commande vectorielle par les régulateurs PI et la commande par le mode de glissement.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre I

Etat de l'Art de La MADA

I.1.Introduction

Les machines électriques les plus utilisées dans les entraînements électriques sont les machines asynchrones triphasées. Les machines asynchrones peuvent être divisées en deux catégories :

celles à rotor à cage d'écureuil et celles à rotor bobiné.

Ces dernières sont alimentées par des systèmes alternatifs triphasés aussi bien au stator qu'au rotor et sont souvent désignées par Machine Asynchrone Doublement Alimentée(MADA) [5].

La machine à double alimentation (MADA) ou doubly-fed induction machine (DFIM) est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessible, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements.

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois [6].

I.2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être, et sera, dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles. Pour les applications moteur, la littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [7].

I.3. Principe de fonctionnement de la MADA

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le champ des enroulements statorique tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2.\Pi.f_s$ Le rotor est constitué par des enroulements triphasés relié à un convertisseur

de puissance bidirectionnel par un système balais-bague, qui tourne avec la vitesse ω .

Dans le cas où le nombre de pôles au stator et au rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par :

$$\omega = \omega_s \pm \omega_r = P * \Omega_m \quad (I.1)$$

Avec:

Ω_m : vitesse mécanique du rotor

« s » et « r » désignent respectivement les grandeurs statorique et rotorique .

P: nombre de pair de pôles.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de ($\omega < \omega_s$) synchronisme 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, dans ce cas le signe (-) est attribué dans l'équation (I.1). Dans le cas contraire, la vitesse étant supérieure à ($\omega_s < \omega$) celle du synchronisme 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 et le signe (+) apparait dans l'équation (I.1).

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

$$f_s = f_r + p \cdot f_m \quad (I.2)$$

Avec :

f_m : fréquence de rotation du rotor

Le glissement g est défini comme suit :

$$g = (f_s / f_r) = (\omega_s - \omega) / \omega_s \quad (I.3)$$

$g > 0$: régime hypo-synchrone.

$g < 0$: régime hyper-synchrone.

I.4 Classification

Dans la littérature du domaine des machines asynchrones à double alimentation, on trouvera la classification suivante :

I.4.1. 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.1) 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 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) [8].

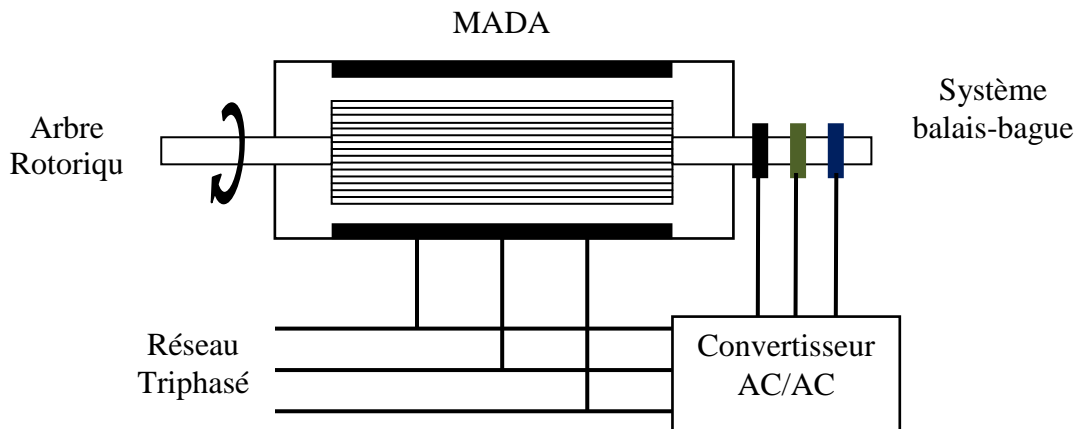


Fig. I.1 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

I.4.2. Machine A Double Alimentation En Cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascade Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.2) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statorique sont reliés à deux sources de tensions triphasées [3].

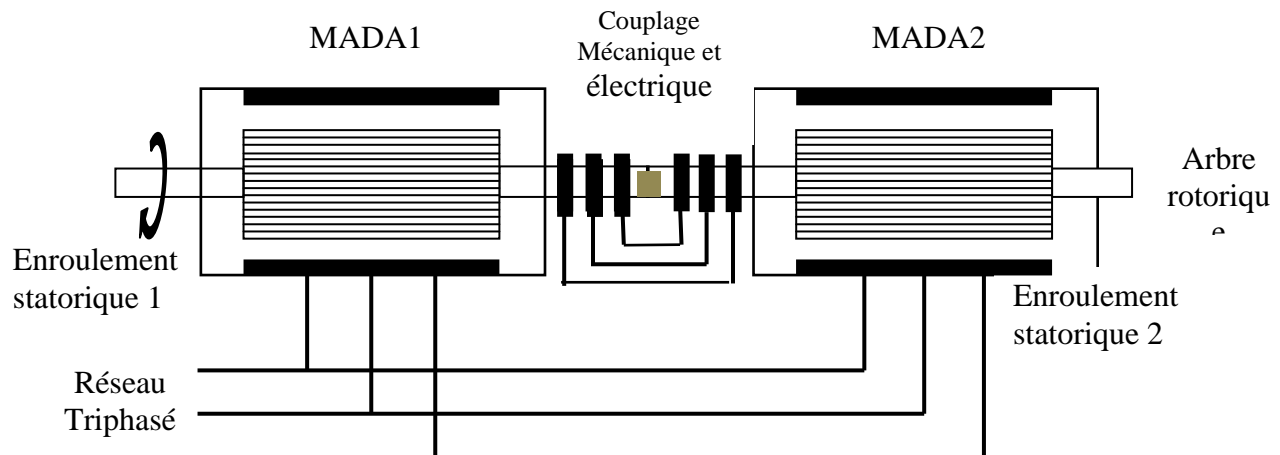


Fig. I.2: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

I.4.3. Machine A Double Alimentation Cascade A Un Repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.3) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [3].

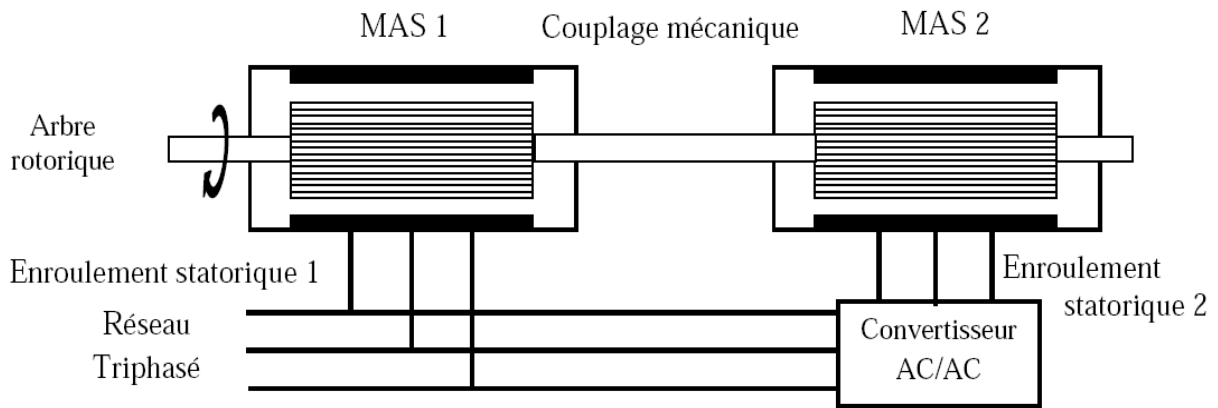


Fig. I.3: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

I.4.4. Machine A Double Alimentation Sans Collecteur

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 statorique 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 [9].

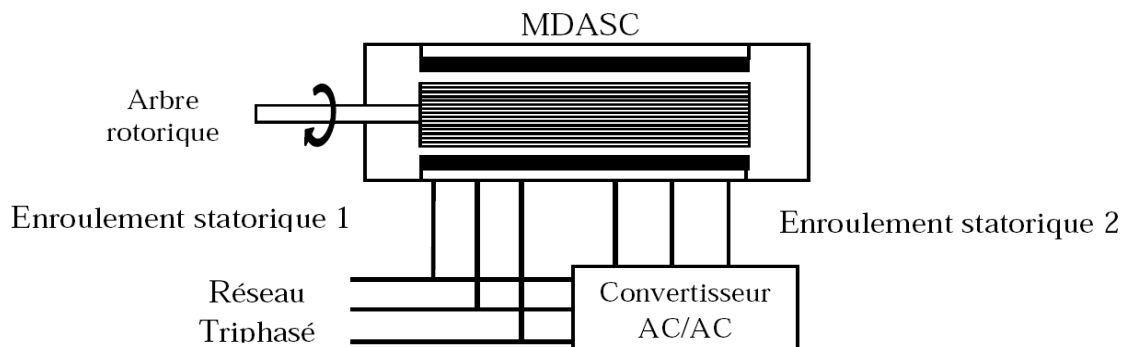


Fig. I.4: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.

Parmi les types les plus connus de la machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatif [9].

I.4.5. Machine A Double Alimentation Sans Balais

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.5) où deux machines à

rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statorique des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotorique sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [3].

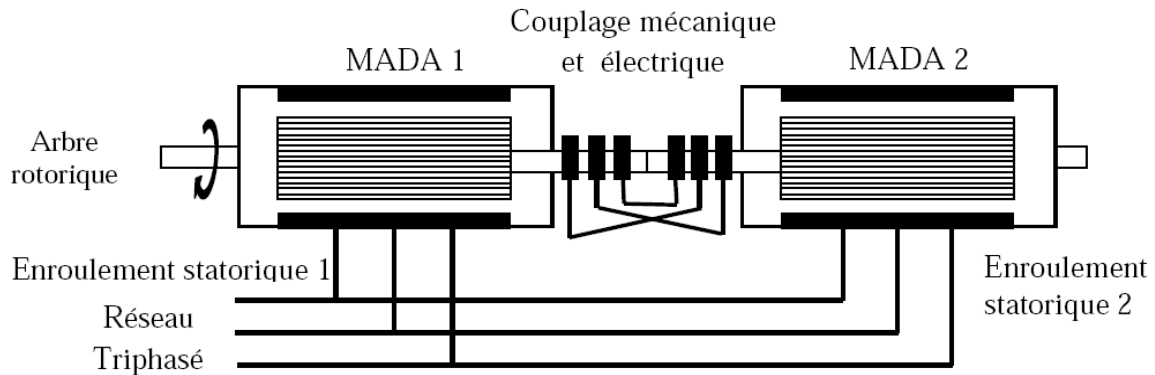


Fig. I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines.

Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [9].

I.5. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

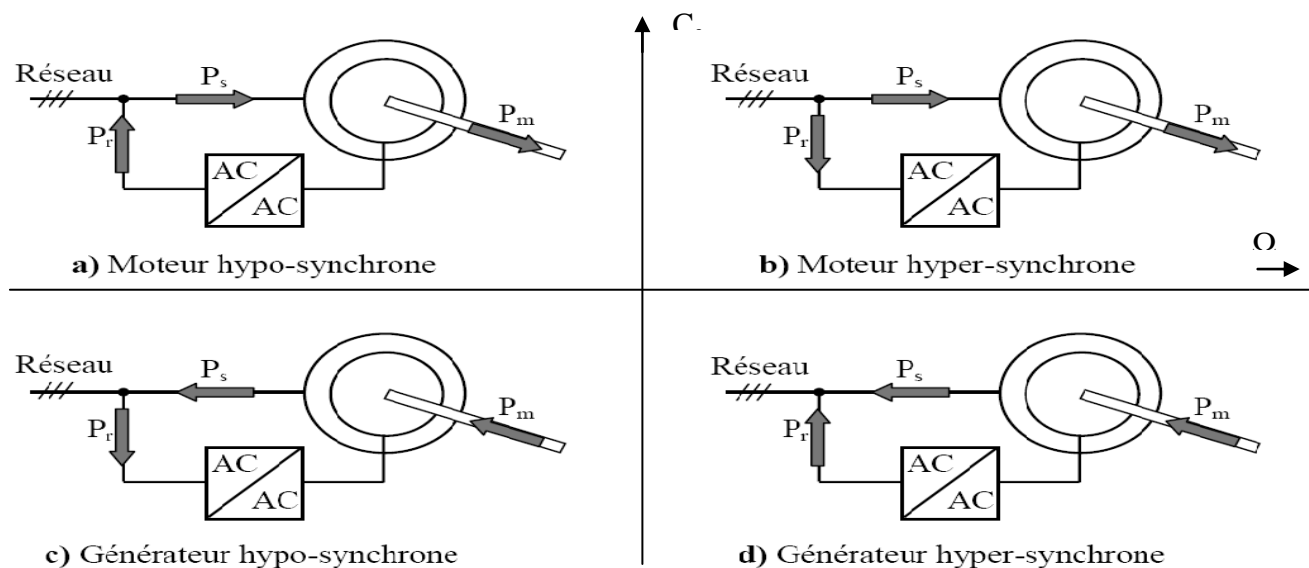


Fig.I.6 : Modes et régimes de fonctionnement de la MADA.

La figure (I.6) montre bien que, lorsque la MADA fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone, la puissance P_r est fournie au réseau par le rotor. Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement (fig. (I.6.a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (I.6.b)), dans ce cas la puissance P_r est absorbée par le rotor. Lorsque la MADA fonctionne en mode générateur, et si elle est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance P_r est absorbée par le rotor de celle-ci (figure I.6.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), la puissance P_r change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure I.6.d).

La figure (I.7), montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (MADA en mode générateur).

A l'arrêt ($g=1$), la machine se comporte comme un transformateur. Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ($g=0$), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire. On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la MADA ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme.

Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme, la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 20% de la puissance du stator [9].

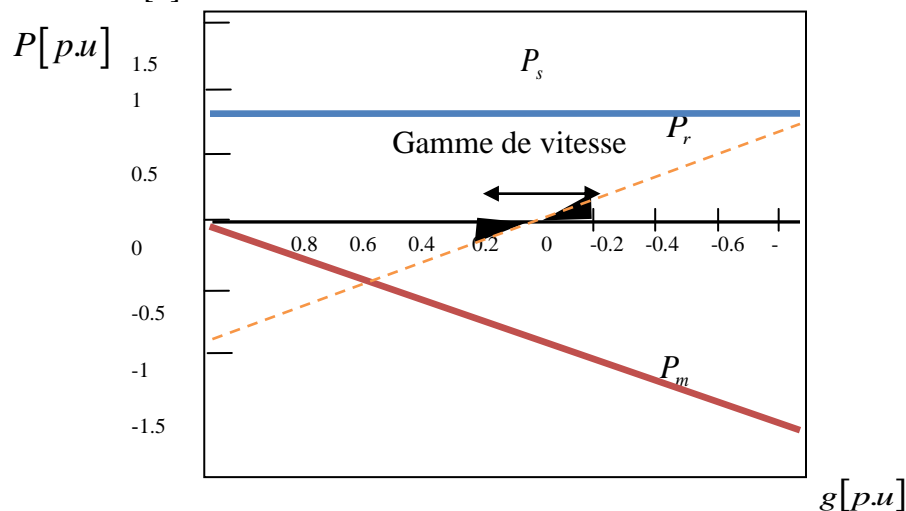


Fig. I.7: Evolution des puissances de la MADA (mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)).

I.6. Mode de variation de vitesse

L'analyse de l'expression de la vitesse [10]. Ci-dessous, nous permet de différencier trois modes de variations :

$$\Omega = \frac{2\pi}{p} f_s (1-g) \quad (I.4)$$

I.6.1. Action sur le glissement

Dans ce cas, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases. Ceci nous permet de varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance. Ce mode diminue le rendement [14].

$$\eta = (1 - g) \quad (I.5)$$

Techniquement, on réalise cette action par le changement de la tension d'alimentation pour un moteur à rotor à cage et, par la variation de la résistance rotorique pour le moteur à rotor bobiné.

I.6.2. Variation de la fréquence

Pour varier la vitesse tout en assurant de bonnes performances, il faut varier la fréquence d'alimentation à l'aide de convertisseurs (onduleur MLI ou plein on de cycloconvertisseur)

I.6.3. Action sur le nombre de pôles

Cette action est réalisable en intervenant sur la technique de bobinage qui permet le changement du sens du courant et par conséquent la polarité de la machine. La vitesse Ω varie d'une manière discontinue du simple au double et vice versa.

I.7. Domaines d'Application de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens, [pfecha18]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que [11] :

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

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [3] :

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

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage [2].

I.8. Avantages et les inconvénients d'une MADA

I.8.1 Avantages

Parmi ses nombreux avantages:

- la mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. Une loi de répartition des fréquences est donnée dans [12].

De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. Le lecteur pourra se référer à [12]. Pour des amples informations. La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [12].

I.8.2 Inconvénients

Difficile de lui en trouver !! Mais tout de même, trois aspects retiendront notre attention:

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi Convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [13].

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [13].
- 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) [12].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator [12].

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la MADA avec les configurations d'alimentation du rotor et du stator par l'utilisation d'un convertisseur au rotor (onduleur ou cycloconvertisseur) et d'un stator relié directement au réseau.

Ces structures fonctionnent en moteur ou en génératrice. Le fonctionnement moteur, correspond à celui des systèmes de grandes puissances pour lesquels la vitesse est relativement faible, et avec les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'applications, pour le fonctionnement à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur). L'application la plus répandue actuellement concerne l'énergie éolienne où l'intérêt de la vitesse variable est de pouvoir fonctionner sur une large plage de variation de la vitesse du vent et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse. Cependant, Pour bien exploiter la machine à double alimentation, la modélisation et la commande sont nécessaires.

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1. Introduction

Après avoir introduit le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, ce chapitre fera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel lié au champ tournant, et cela pour obtenir un modèle mathématique qui nous permettra de valider notre modèle en boucle ouverte. En effet, dans un premier temps on modélisera la machine dans un repère triphasé (a,b,c) tout en donnant les équations électriques et magnétiques puis on introduit la transformation de Park qui nous permettra de passer de système triphasé au système biphasé sur lequel on se basera pour faire la simulation de notre machine. Puis on termine par la modélisation de l'alimentation de la machine.

Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension chargé de la conversion continu-alternatif et leur commande MLI de type sinus triangulaire. Et enfin une série de simulations réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association Convertisseurs-MADA sous différentes conditions et valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Comme nous l'avons précédemment vu, la machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone classique à rotor accessible et identique au stator. Donc, le modèle de la MADA est le même que celui de la MAS avec l'exception des tensions rotorique non nulles.

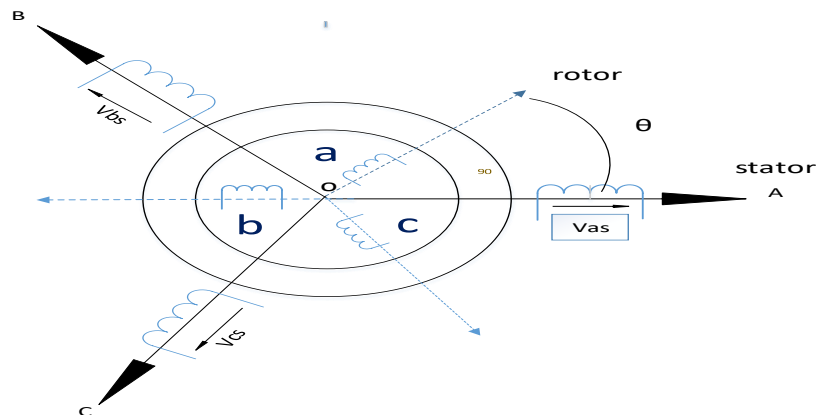


Fig.II.1 : Représentation schématique de la machine asynchrone double alimentée.

Le stator comporte 3 enroulements dont les axes magnétiques OA, OB et OC sont décalés dans l'espace de 120° .

Le rotor (rotor bobiné) comporte 3 enroulements triphasés à même nombre de pôles que celui du stator. Ces 3 bobinages dont les axes magnétiques Oa, Ob et Oc sont décalés dans l'espace de 120° .

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

Avec :

$$\omega = P \cdot \Omega$$

ω est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et P c'est le nombre de paires de pôles.

II.2.1. Hypothèse Simplifiées

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

II.2.2. MODEL DE MADA DANS LE REPERE abc

II.2.2.1. Equation électrique

Chaque enroulement peut être représenté par un circuit électrique équivalent suivant la Figure (II.2), au stator, le circuit électrique se compose simplement d'une inductance en série avec une résistance.

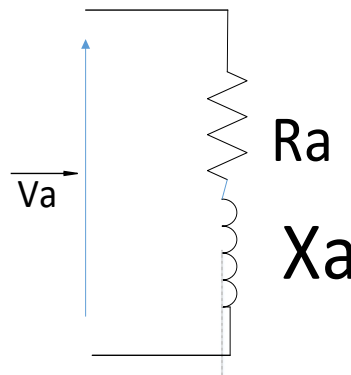


Fig.II.2 : circuit équivalent de la phase *_a_* du stator d'une machine asynchrone.

La relation entre le flux et la force électromotrice développée au niveau de l'inductance est donnée par la loi de Faraday :

$$-e = \frac{d\phi}{dt} \quad (II.1)$$

L'application de la loi de maille à ce circuit donne :

$$-e = \frac{d\phi}{dt} = V_a - R_a I_a \quad (II.2)$$

De même manière en appliquant la loi des mailles aux trois enroulements du stator on obtient :
Pour le Stator :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (II.3)$$

Sous format compact :

$$\begin{bmatrix} V_{abc_s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{abc_s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abc_s} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Pour le Rotor :

$$\begin{cases} V_{Ar} = R_r I_{Ar} + \frac{d\phi_{Ar}}{dt} \\ V_{Br} = R_r I_{Br} + \frac{d\phi_{Br}}{dt} \\ V_{Cr} = R_r I_{Cr} + \frac{d\phi_{Cr}}{dt} \end{cases} \quad (II.6)$$

Sous forme compacté :

$$\begin{bmatrix} V_{ABC_r} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{ABC_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ABC_r} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ar} \\ V_{Br} \\ V_{Cr} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Ar} \\ I_{Br} \\ I_{Cr} \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{Ar} \\ \phi_{Br} \\ \phi_{Cr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

II.2.2.2 Equation magnétique

Pour le Stator

$$\begin{cases} \phi_{as} = l_s I_{as} + m_s I_{bs} + m_s I_{cs} + m_1 I_{Ar} + m_3 I_{Br} + m_2 I_{Cr} \\ \phi_{bs} = m_s I_{as} + l_s I_{bs} + m_s I_{cs} + m_2 I_{Ar} + m_1 I_{Br} + m_3 I_{Cr} \\ \phi_{cs} = m_s I_{as} + m_s I_{bs} + l_s I_{cs} + m_3 I_{Ar} + m_2 I_{Br} + m_1 I_{Cr} \end{cases} \quad (II.9)$$

Pour le Rotor

$$\begin{cases} \phi_{Ar} = l_r I_{Ar} + m_r I_{Br} + m_r I_{Cr} + m_1 I_{as} + m_2 I_{bs} + m_3 I_{cs} \\ \phi_{Br} = m_r I_{Ar} + l_r I_{Br} + m_r I_{Cr} + m_3 I_{as} + m_1 I_{bs} + m_2 I_{cs} \\ \phi_{Cr} = m_r I_{Ar} + m_r I_{Br} + l_r I_{Cr} + m_2 I_{as} + m_3 I_{bs} + m_1 I_{cs} \end{cases} \quad (II.10)$$

Notation

$$\begin{cases} m_1 = M_{rs} \cos(\theta) \\ m_2 = M_{rs} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ m_3 = M_{rs} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.11)$$

Et

$$\begin{bmatrix} M_{sr}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs}(\theta) \end{bmatrix}^T$$

Ou sous forme matriciel :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{Ar} \\ \phi_{Br} \\ \phi_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{Ar} \\ I_{Br} \\ I_{Cr} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Sous format compacté pour le stator

$$\begin{bmatrix} \phi_{abc_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ABC_r} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

Sous format compacté pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \phi_{ABC_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ABC_r} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

Finalement, on obtient le système d'équations générales utilisables pour l'étude de tous les régimes, équilibres, permanent ou transitoires [15].

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + l_s \frac{dI_{as}}{dt} + m_s \frac{dI_{bs}}{dt} + m_s \frac{dI_{cs}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_1 I_{Ar} + m_3 I_{Br} + m_2 I_{Cr}) \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + l_s \frac{dI_{bs}}{dt} + m_s \frac{dI_{cs}}{dt} + m_s \frac{dI_{as}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_2 I_{Ar} + m_1 I_{Br} + m_3 I_{Cr}) \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + l_s \frac{dI_{cs}}{dt} + m_s \frac{dI_{as}}{dt} + m_s \frac{dI_{bs}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_3 I_{Ar} + m_2 I_{Br} + m_1 I_{Cr}) \\ V_{Ar} = R_r I_{Ar} + l_r \frac{dI_{Ar}}{dt} + m_r \frac{dI_{Br}}{dt} + m_r \frac{dI_{Cr}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_1 I_{as} + m_2 I_{bs} + m_3 I_{cs}) \\ V_{Br} = R_r I_{Br} + l_r \frac{dI_{Br}}{dt} + m_r \frac{dI_{Cr}}{dt} + m_r \frac{dI_{Ar}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_3 I_{as} + m_1 I_{bs} + m_2 I_{cs}) \\ V_{Cr} = R_r I_{Cr} + l_r \frac{dI_{Cr}}{dt} + m_r \frac{dI_{Ar}}{dt} + m_r \frac{dI_{Br}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_2 I_{as} + m_3 I_{bs} + m_1 I_{cs}) \end{cases} \quad (II.15)$$

II.2.2.3. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (II.16)$$

$$\Omega = \frac{1}{J} (c_e - c_r) \quad (II.17)$$

Avec

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : vitesse rotorique.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

$f \Omega$: Terme de couple de frottement visqueux.

II.3. MODEL DE MADA DANS LE REPERE DE PARK

La transformation de Park proposée par R.H. Park en 1920, largement utilisée pour la modélisation des machines à courant alternatif, correspond à une projection des grandeurs triphasées sur un repère diphasé tournant, le but étant d'éliminer la position dans la matrices de mutuelles inductances.

Il suffit pour cela d'effectuer un passage du système triphasé abc au système diphasé d-q par la transformation de Park [15].

II.3.1. Transformation de PARK

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de passage d'un système en triphasé vers système en biphasé

La transformation de Park permet de ramener les variables du repère triphasé (a,b,c) sur les axes d'un repère biphasé tournant d-q ; les grandeurs statoriques et rotoriques sont exprimées dans un même repère comme le montre (la figure II.3) [16].

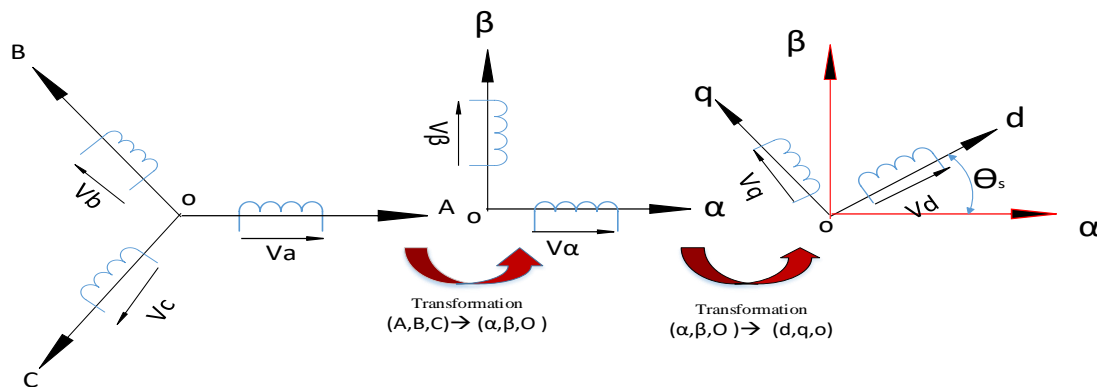


Fig.II.3 : transformation de Park.

Le passage direct :

$$\begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix} = [p(\theta)] \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit [17] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Le passage inverse est :

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (II.20)$$

La matrice de transformation inverse de Park est donnée par [17] :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

La transformation de Park et la transformation inverse de Park aux équations statorique :

$$[V_{s_{dqo}}] = [p(\theta_s)] [V_{s_{abc}}] \equiv [V_{s_{abc}}] = [p(\theta_s)]^{-1} [V_{s_{dqo}}] \quad (II.22)$$

$$[I_{s_{dqo}}] = [p(\theta_s)] [I_{s_{abc}}] \equiv [I_{s_{abc}}] = [p(\theta_s)]^{-1} [I_{s_{dqo}}] \quad (II.23)$$

$$[\phi_{s_{dqo}}] = [p(\theta_s)] [\phi_{s_{abc}}] \equiv [\phi_{s_{abc}}] = [p(\theta_s)]^{-1} [\phi_{s_{dqo}}] \quad (II.24)$$

D'autre :

$$[V_{s_{dqo}}] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique dans le repère de Park.}$$

$$: \text{Vecteur des } [I_{s_{dqo}}] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \text{ courants statorique dans le repère de Park.}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux statorique dans le repère de Park.}$$

La transformation de Park et la transformation inverse de Park aux équations rotorique :

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_{dqo} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)] \begin{bmatrix} V_r \\ V_{ABC} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} V_r \\ V_{ABC} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} V_r \\ V_{dqo} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

$$\begin{bmatrix} I_r \\ I_{dqo} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)] \begin{bmatrix} I_r \\ I_{ABC} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} I_r \\ I_{ABC} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_r \\ I_{dqo} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_{dqo} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)] \begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_{ABC} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_{ABC} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_{dqo} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

D'autre :

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension rotorique dans le repère de Park.}$$

$$\begin{bmatrix} I_r \\ I_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants rotorique dans le repère de Park.}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux rotorique dans le repère de Park.}$$

II.3.2. Equation Electrique

L'expression des équations de tension dans le repère de Park sont obtenu ainsi [17].

a) *Au stator :*

On multiplie l'équation de tension dans le repère abc(II.4) par la matrice de PARK $[P(\theta)]$:

$$\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{abc_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abc_s} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

On obtient facilement :

$$\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{s_{dqo}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (II.29)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} = 1$$

1: Matrice identique

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{s_{dqo}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (II.30)$$

On calcule séparément le terme :

$$\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \right) \begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (II.31)$$

On remplace cette équation dans (II.27) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s_{dqo}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \phi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (II.32)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} p(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \right) = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement on abouti à :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

b) Au rotor

On multiplie l'équation de tension dans le repère abc(II.7) par la matrice de PARK $[P(\theta)]$:

$$[P(\theta_r)] [V_{ABC_r}] = [P(\theta_r)] [R_r] [I_{ABC_r}] + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} [\phi_{ABC_r}] \quad (II.34)$$

On obtient facilement :

$$[p(\theta_r)] [p(\theta_r)]^{-1} [V_{r_{dqo}}] = [p(\theta_r)] [R_r] [p(\theta_r)]^{-1} [I_{r_{dqo}}] + [p(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} [\phi_{r_{dqo}}] \right) \quad (II.35)$$

Avec :

$$[p(\theta_r)] [p(\theta_r)]^{-1} = 1$$

1: Matrice identique

Donc on peut écrire :

$$[V_{r_{dqo}}] = [R_r] [I_{r_{dqo}}] + [p(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} [\phi_{r_{dqo}}] \right) \quad (II.36)$$

On calcule séparément le terme :

$$\frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} [\phi_{r_{dqo}}] \right) = \frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} \right) [\phi_{r_{dqo}}] + [p(\theta_r)]^{-1} \frac{d}{dt} \left([\phi_{r_{dqo}}] \right) \quad (II.37)$$

On remplace les équations (II.35) dans (II.33) on obtient :

$$[V_{r_{dqo}}] = [R_r] [I_{r_{dqo}}] + [p(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} [\phi_{r_{dqo}}] \right) + \frac{d}{dt} \left([\phi_{r_{dqo}}] \right) \quad (II.38)$$

Avec

$$[p(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_r)]^{-1} \right) = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement on abouti à :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} -\phi_{rq} \\ \phi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

II.3.3. Equation magnétique

- On prend l'équation (II.13) de l'expression de flux statorique et on multiplie par la matrice de transformation $p(\theta_s)$:

$$\left[P(\theta_s) \right] \left[\phi_{abc_s} \right] = \left[P(\theta_s) \right] \left[L_{ss} \right] \left[I_{abc_s} \right] + \left[P(\theta_s) \right] \left[M_{sr} \right] \left[P(\theta_r) \right]^{-1} \left[I_{rdqo} \right] \quad (II.40)$$

On retrouve, après un développement le flux statorique dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

Avec

$$l_s = L_{ss} - M_{ss} \quad : \text{Inductance cyclique statorique de la machine.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad : \text{Inductance magnétique de la machine.}$$

- Pour le rotor, on multiplie les expressions de flux rotoriques (II.14) par la matrice de transformation $p(\theta_r)$:

$$\left[P(\theta_r) \right] \left[\phi_{ABC_r} \right] = \left[P(\theta_r) \right] \left[L_{rr} \right] \left[I_{ABC_r} \right] + \left[P(\theta_r) \right] \left[M_{rs} \right] \left[P(\theta_s) \right]^{-1} \left[I_{rdqo} \right] \quad (II.42)$$

On retrouve, après un développement le flux rotorique dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

$$l_r = L_{rr} - M_{rr}$$

L_r : Inductance cyclique rotorique de la machine.

En étant compte des équations (II.31),(II.39),(II.41)et (II.43),on peut écrire les tensions et les flux magnétiques dans le repère de Park comme suit :

	Stator	Rotor
Tension	$\begin{cases} V_{s_d} = R_s I_{s_d} + \frac{d\phi_{s_d}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \phi_{s_q} \\ V_{s_q} = R_s I_{s_q} + \frac{d\phi_{s_q}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \phi_{s_d} \\ V_{s_o} = R_s I_{s_o} + \frac{d\phi_{s_o}}{dt} \end{cases} \quad (II.44)$	$\begin{cases} V_{r_d} = R_r I_{r_d} + \frac{d\phi_{r_d}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \phi_{r_q} \\ V_{r_q} = R_r I_{r_q} + \frac{d\phi_{r_q}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \phi_{r_d} \\ V_{r_o} = R_r I_{r_o} + \frac{d\phi_{r_o}}{dt} \end{cases} \quad (II.45)$
Flux	$\begin{cases} \phi_{s_d} = L_s I_{s_d} + M I_{r_d} \\ \phi_{s_q} = L_s I_{s_q} + M I_{r_q} \end{cases} \quad (II.46)$	$\begin{cases} \phi_{r_d} = L_r I_{r_d} + M I_{s_d} \\ \phi_{r_q} = L_r I_{r_q} + M I_{s_q} \end{cases} \quad (II.47)$

Tableau. II.1 : les Tensions et les flux du MADA dans le repère de Park

II.3.4. Expression du couple électromagnétique

$$C_e = P \frac{M}{L_s} \left(I_{r_d} \phi_{s_q} - I_{r_q} \phi_{s_d} \right) = PM \left(I_{r_d} I_{s_q} - I_{s_d} I_{r_q} \right) \quad (II.48)$$

P : Nombre de pair de pole.

l_s : Inductance propre statorique.

C_e : Couple électromagnétique.

ϕ_{s_q}, ϕ_{s_d} : Flux statorique.

II.3.5. Equation mécanique

Le système d'équation électrique et magnétique est complété par l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_m \quad (II.49)$$

Ω_m : vitesse mécanique du rotor.

Cr : Couple résistant.

J : moment d'inertie de la partie tournante.

F : Coefficient de frottement visqueux.

II.4. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statorique et rotorique. En considérant les courants statorique et rotorique comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} X' = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = C.X \end{cases} \quad (II.50)$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : vecteur de sortie.

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

Où :

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par une représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

Et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

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

Alors l'équation (II.44) dévient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (II.53)$$

Par analogie de l'équation (II.51) avec l'équation (II.48) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \text{ et } B = [L]^{-1}$$

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

$$[Z] = -[Z_1] - \omega_s \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \quad (II.54)$$

Avec :

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

II.5. Simulation de la machine asynchrone a double alimentation

Pour réaliser la simulation de la MADA ; on peut transférer le modèle représenté par les équations (II.48), (II.49) et (II.50) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (II.4).

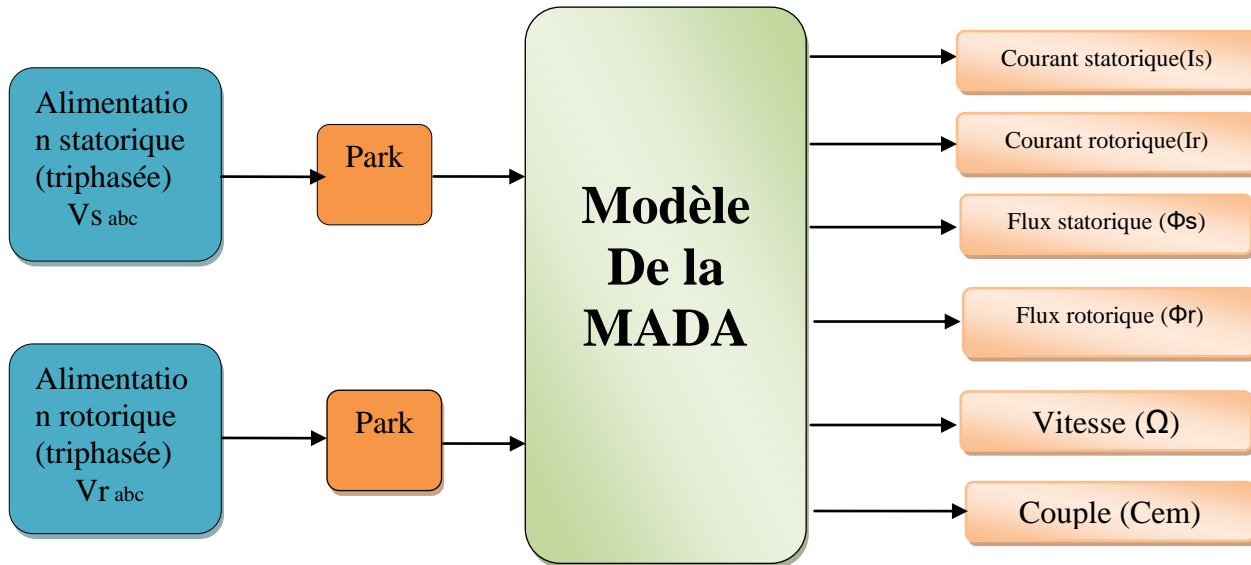
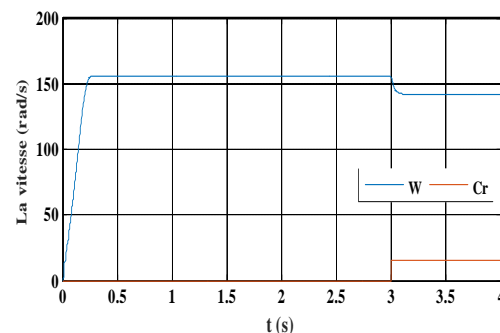
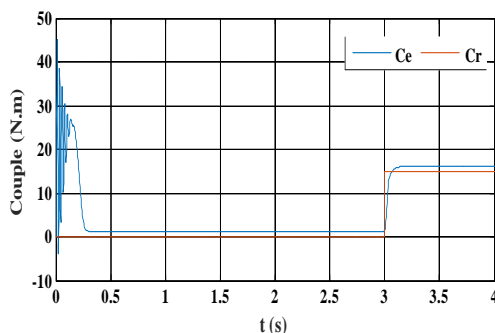


Fig.II.4 : Schéma bloc de simulation de machine Asynchrone double alimentation

II.6. Résultats de simulation de la MADA

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel **MATLAB/Simulink**. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A. Les résultats de simulation de la MADA fonctionnement moteur sont présentés sur Figure. (II.5) suivantes :

- La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants.
 - La tension d'attaque de la MADA à $t=0s$ coté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ($V_s=220V$; $f_s=50Hz$), sous la charge nominale (15 N.m).
- 1- 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 une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit.
- **Rotor en court-circuit, $V_r = 0$ v, $f_r = 0$ Hz, $C_r = 15$ N.m à $t = 3$ sec :**



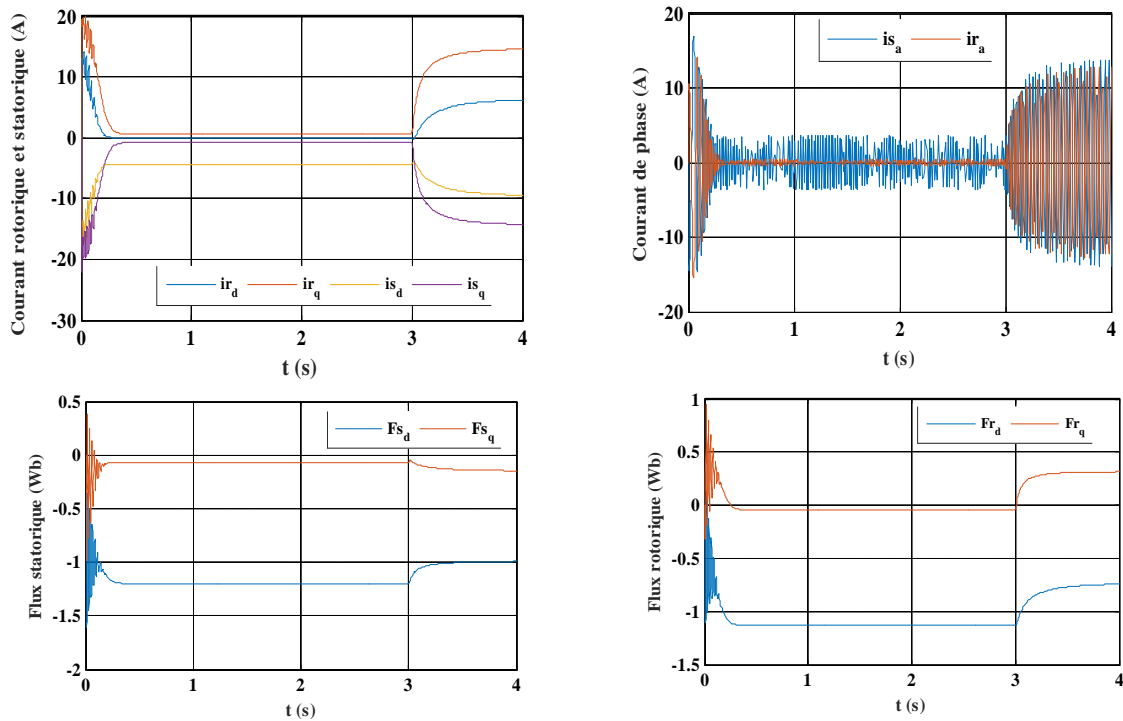
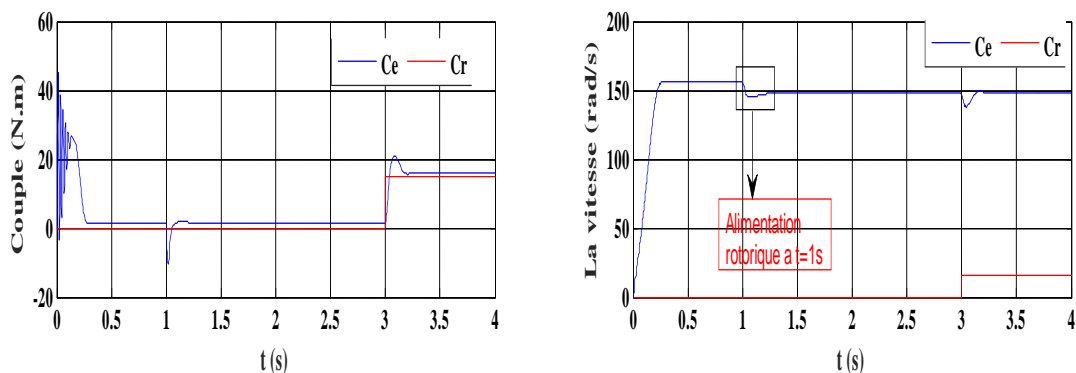


Fig II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (15 N.m) à $t = 3$ sec.

- Après un démarrage à vide on remarque que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone classique. Après l'introduction de la charge à l'instant ($t=3s$), on remarque que la vitesse diminue puis elle se stabilise.

2-Pour le deuxième fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 15$ v, $f_r = 3$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en deux régimes hypo/hyper-synchrone.

➤ **$V_r = 15$ v, $f_r = 3$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 15$ N.m à $t = 3$ sec:**



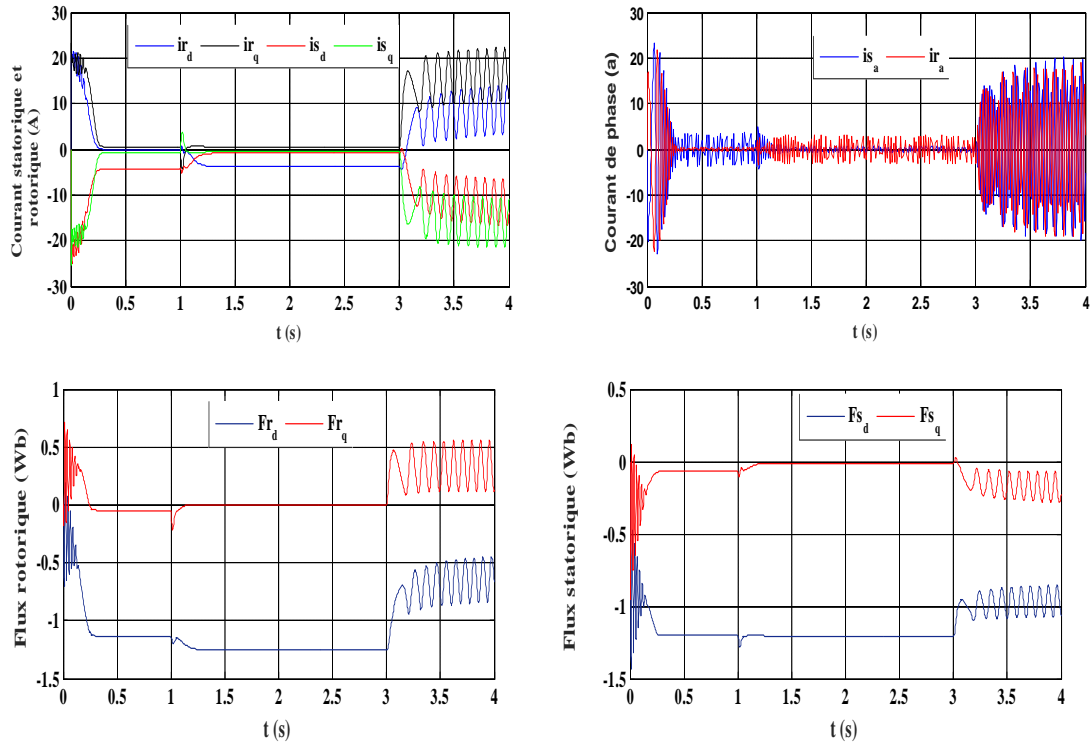
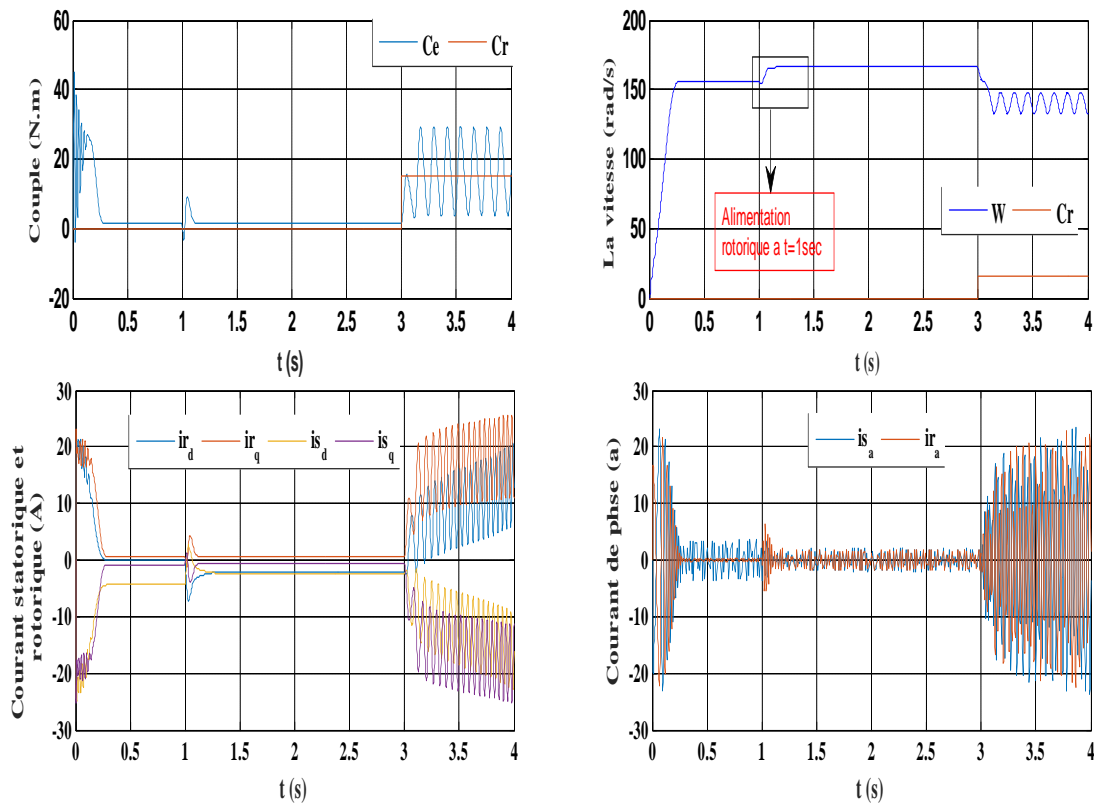


Fig II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 15$ et $f_r = 3$ Hz) avec un couple de charge (15 N.m) à $t = 3$ sec.

➤ $V_r = 15$ v, $f_r = 3$ Hz, (régime hyper-synchrone), $C_r = 15$ N.m à $t = 3$ sec :



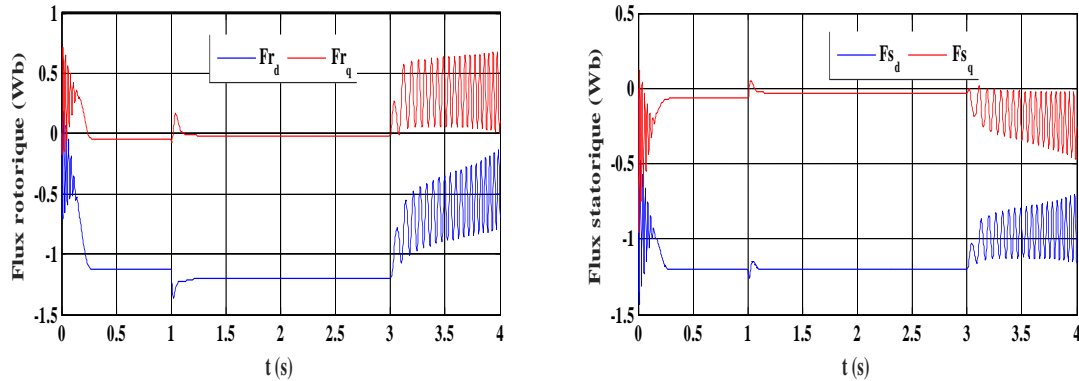


Fig II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 15$ et $f_r = 3$ Hz) avec un couple de charge (15 N.m) à $t = 3$ sec.

➤ Interprétation des résultats

La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit être en rotor court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone.

La figure (II.6) et (II.7) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit on remarque que, avant l'application de la charge obtenue des mêmes caractéristiques que celles dans le premier cas. A l'instant d'un second de simulation on applique un injection d'une tension alternative aux bornes du rotor.

- **Fonctionnement En Mode Hypo-Synchrone** On remarque un pic sur le relevé de la vitesse, par conséquent le courant du rotor est augmenté. On conclure que, toute augmentation au niveau de la tension rotorique influe sur les courants rotorique et statorique ; d'autre part, on remarque que le couple reste stable dans le régime établi mais avec oscillation durant un faible instant en régime transitoire. A l'instant $t = 3$ sec, on applique un couple de charge (15 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, on remarque que la vitesse diminue puis elle se stabilise. Cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.
- **Fonctionnement En Mode Hyper-Synchrone** on remarque une augmentation sur la vitesse et un pic sur le courant rotorique et statorique. A l'instant $t = 3$ sec, on applique aussi un couple de charge (15 N.m), on constate que la Vitesse diminue puis elle se stabilise.

Cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

II.7. Modélisation du Système de l'alimentation de la MADA

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, débranchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [12] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement :

Tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge, etc.

- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements.
- Minimiser la consommation d'énergie.

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

Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor. Les deux alimentations sont identiques sauf que l'alimentation rotorique comprend un transformateur abaisseur. Chaque alimentation comporte les trois parties suivantes :

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

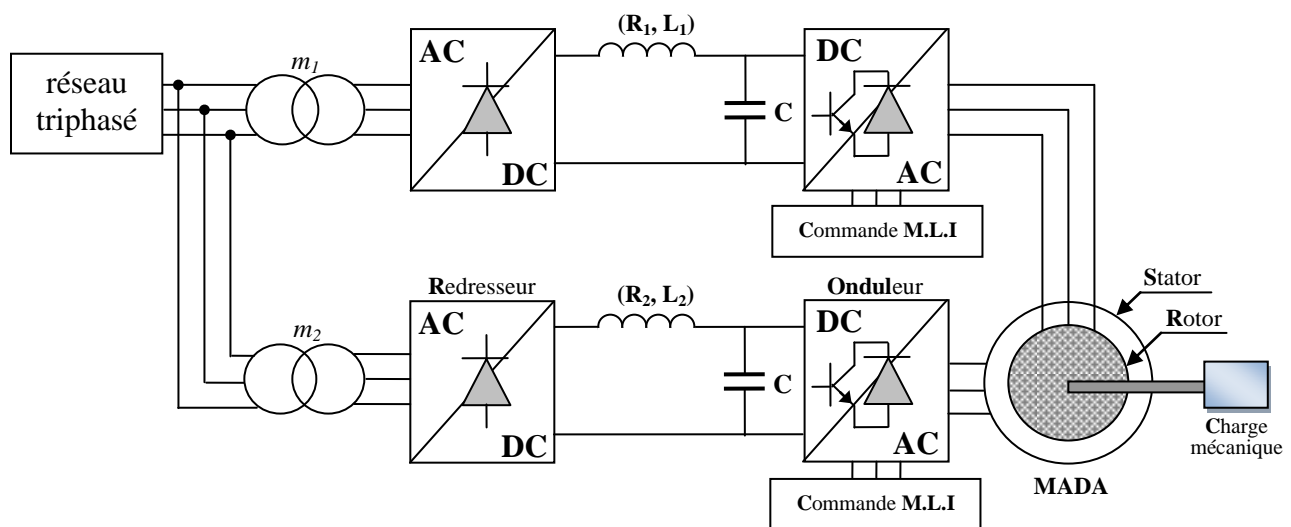


Fig. II.8: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.

III.7.1. Modélisation du redresseur triphasé à diode

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative et il est représenté par la figure (II.9).

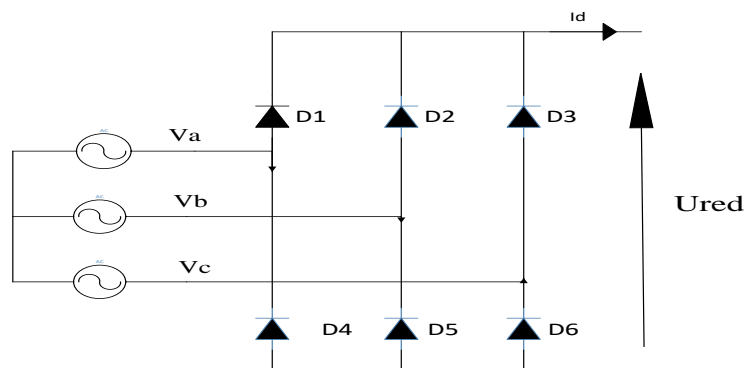


Fig.II.9 : Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.55)$$

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

$$V_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (II.56)$$

Sa valeur moyenne et donne par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (II.57)$$

La tension redressée est représentée par la figure (II.10):

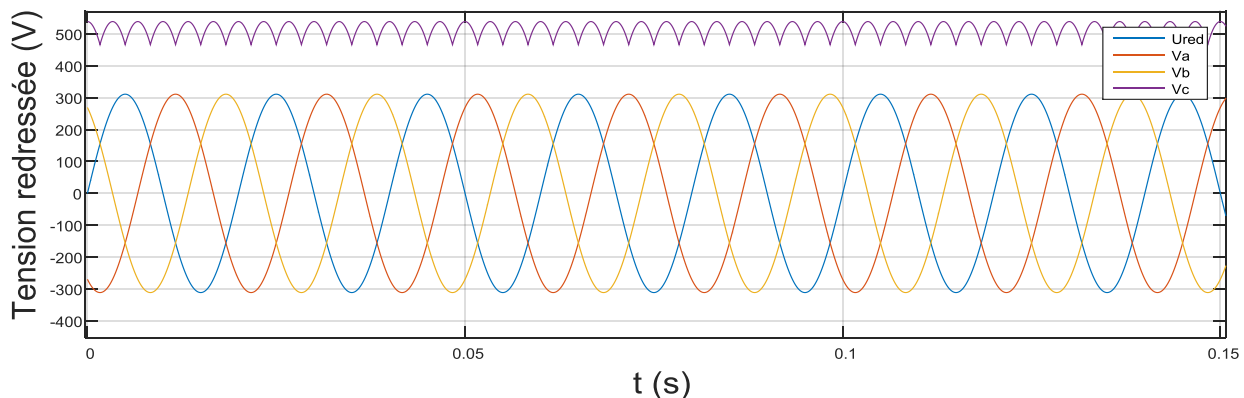


Fig.II.10 : Représentation de la tension redressée.

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

II.7.2. Modélisation du filtre :

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur

contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble (C,L) constitue un filtre pas bas .Figure (II.11)[6] :

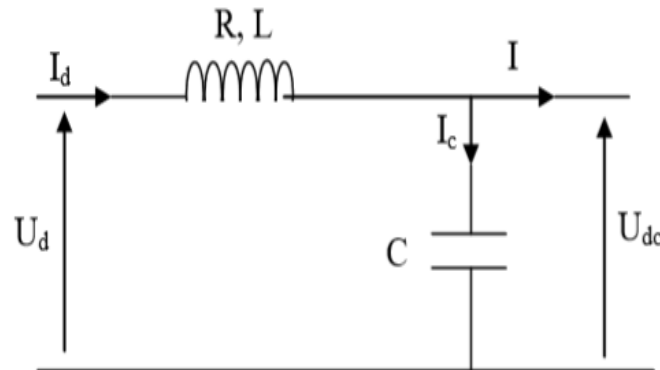


Fig.II.11 : Représentation du filtre RLC.

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \end{cases} \quad (II.58)$$

U_d : est la tension redressée.

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

- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redressée}} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad (II.59)$$

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

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_c \quad (II.60)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

II.7.3. Modélisation de L'onduleur de Tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou à thyristors pour les grandes puissances. Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure (II.12). Pour un onduleur triphasé, les

commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [18].

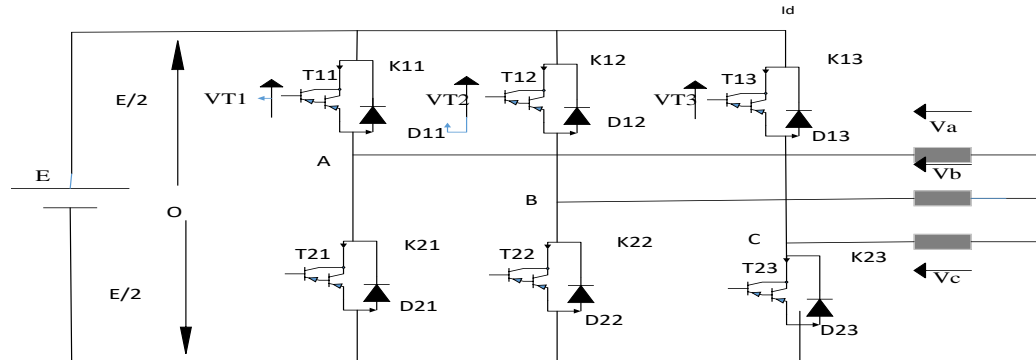


Fig.II.12 : Schéma de l'onduleur de tension.

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_{AC} = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \quad (II.61)$$

Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0 \quad (II.62)$$

D'où :

$$V_{On} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (II.63)$$

On remplace (II.61) dans (II.64), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (II.64)$$

On peut écrire le système (II.65) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (II.65)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (II.66)$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_{11} \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 & \text{donc } K_{11} \text{ ouvert .} \\ S_2 = 1 & \text{si } K_{12} \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 & \text{donc } K_{12} \text{ ouvert .} \\ S_3 = 1 & \text{si } K_{13} \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 & \text{donc } K_{13} \text{ ouvert .} \end{cases}$$

On remplace (II.67) dans (II.66), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.67)$$

Le système (II.68) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3$ (les états de $\mathbf{K}_4, \mathbf{K}_5, \mathbf{K}_6$ sont respectivement complémentaires de ceux de $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3$).

\mathbf{K}_{11}	\mathbf{K}_{12}	\mathbf{K}_{13}	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	0	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	$-E$	0
F	F	0	$E/2$	$E/2$	$E/2$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	0	E	$-E$
F	0	0	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	$-E$
0	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E$	0	E
0	0	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	$-E$	E
0	F	0	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E$	E	0
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0

Tableau II.2 : Etablissement des expressions des tensions simples et composées

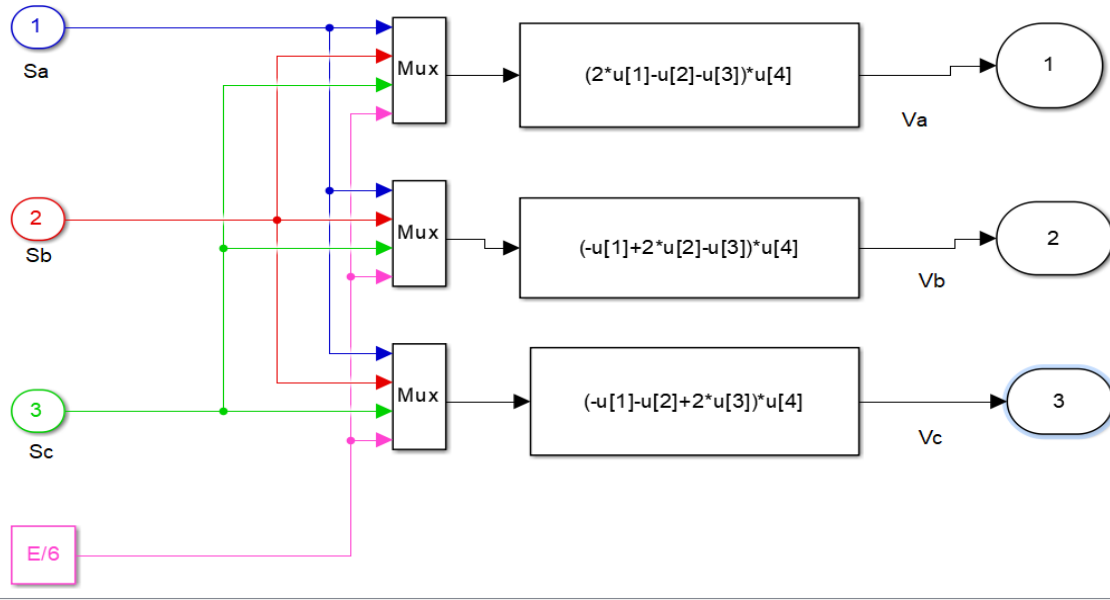


Fig. II.13 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

II.7.4. Le principe de la commande MLI

Elle consiste à convertir une modulante tension de référence (au niveau de commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs. Le signal modulé est généré à la sortie de l'onduleur (au niveau de puissance). Le principe de modulation MLI repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation généralement de forme triangulaire). Dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux pour commander chaque bras de convertisseur.

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

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et

$$\text{la fréquence } f_r \text{ de la référence : } m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête

$$V_r \text{ de la porteuse: } r = \frac{V_r}{V_p}$$

Le schéma de principe est donné par :

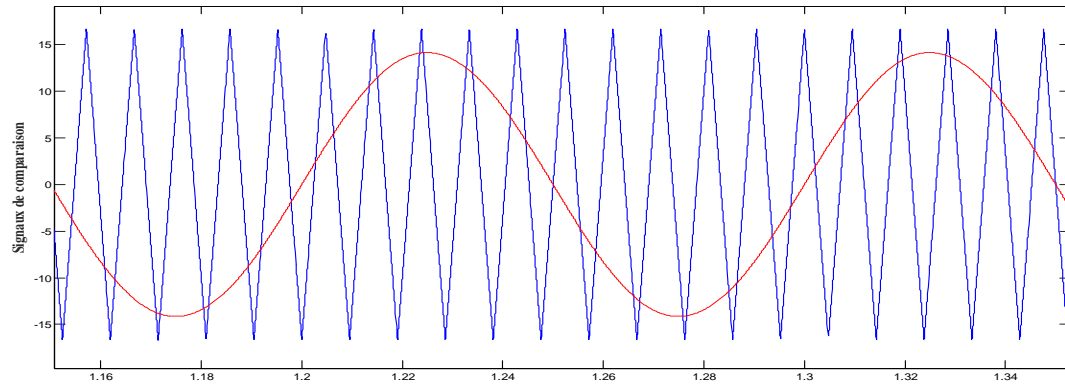


Fig.II.14 : Signaux de comparaison (référence et porteuse).

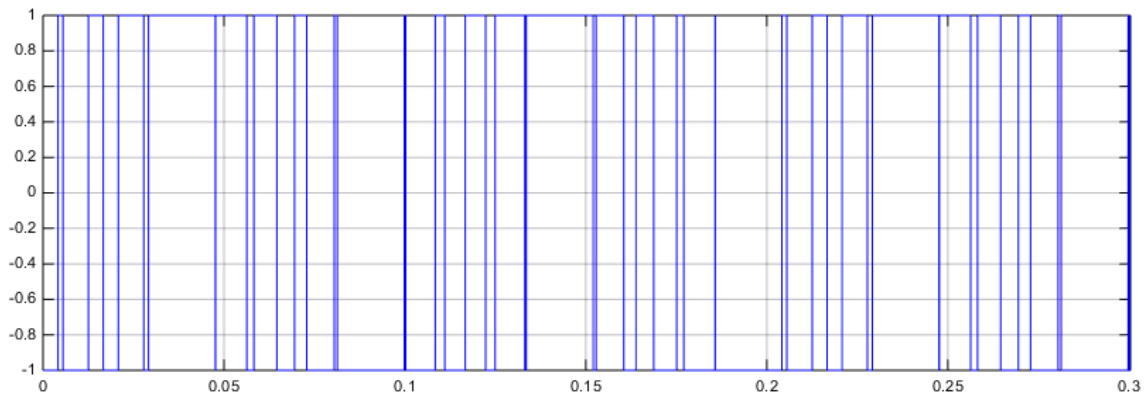


Fig. II.15 : Impulsion de commande du premier transistor.

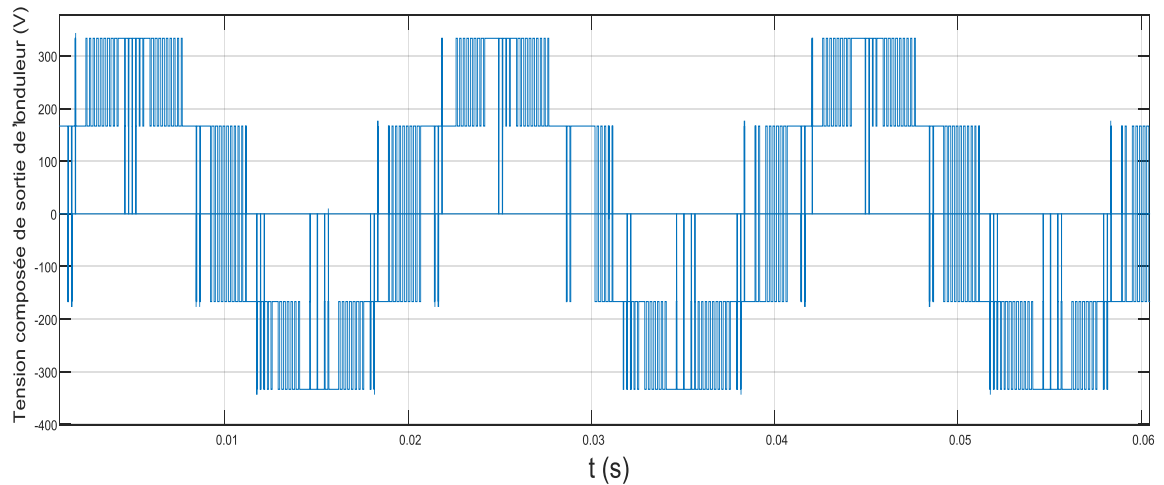


Fig.II.16 : Tension composée de sortie de l'onduleur (V)

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (II.68)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases} \quad (II.69)$$

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$

Où :

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S1, S2, S3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation suivante [18] :

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } \left(V_{rABC} - x(t) \right) \geq 0 \\ -1 & \text{si } \left(V_{rABC} - x(t) \right) < 0 \end{cases} \quad (II.70)$$

f : Fréquence de la tension de référence (en Hz).

T_p : Période de la porteuse (en seconde).

V_p : Amplitude de la tension de référence (en V).

V_{ref} : Tension de référence (en V).

P_m : Valeur crête de l'onde de modulation (en V).

II.8. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

II.8.1. Résultats de simulation

Dans ce cas, les deux armatures sont alimentées par deux onduleurs de tension commandés en tension.

Les réponses de simulation sont représentées sur les figures ci-dessous :

La figure (II.17), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation coté statorique (220V,50Hz) et seul onduleur du coté rotorique, ($V_r=10$ v, $f_r=10$ Hz, $t=1$ sec), avec une application d'un couple de charge de 25N.m à $t=3$ sec:

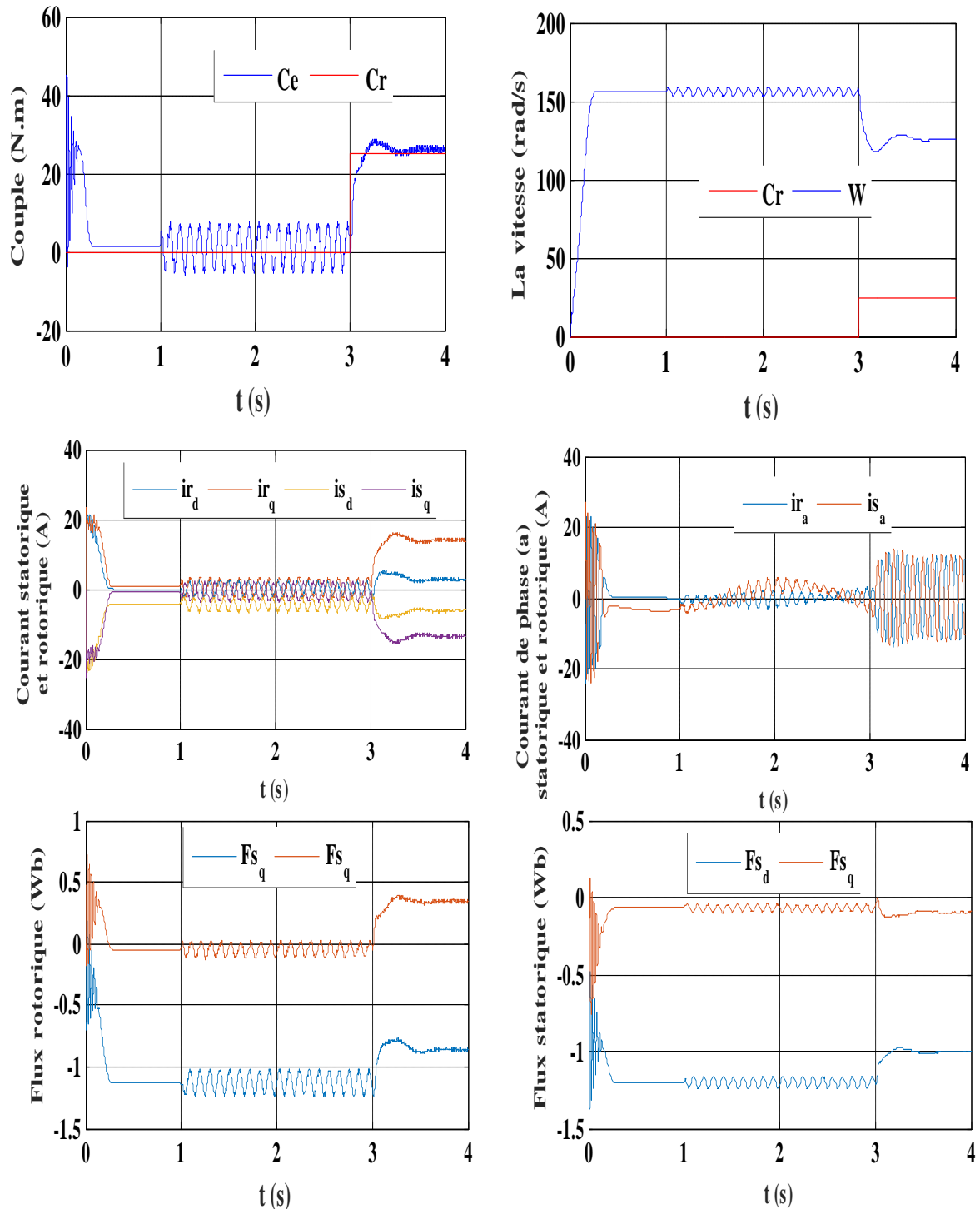


Fig II.17 : Réponses du système avec $C_r=25$ N.m à $t=3$ sec (seul onduleur du coté rotorique).

La figure (II.18), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs, statorique (220V,50Hz) et coté rotorique ($V_r= 10V$, $f_r= 10$ Hz, a $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 25N.m à $t= 3sec$.

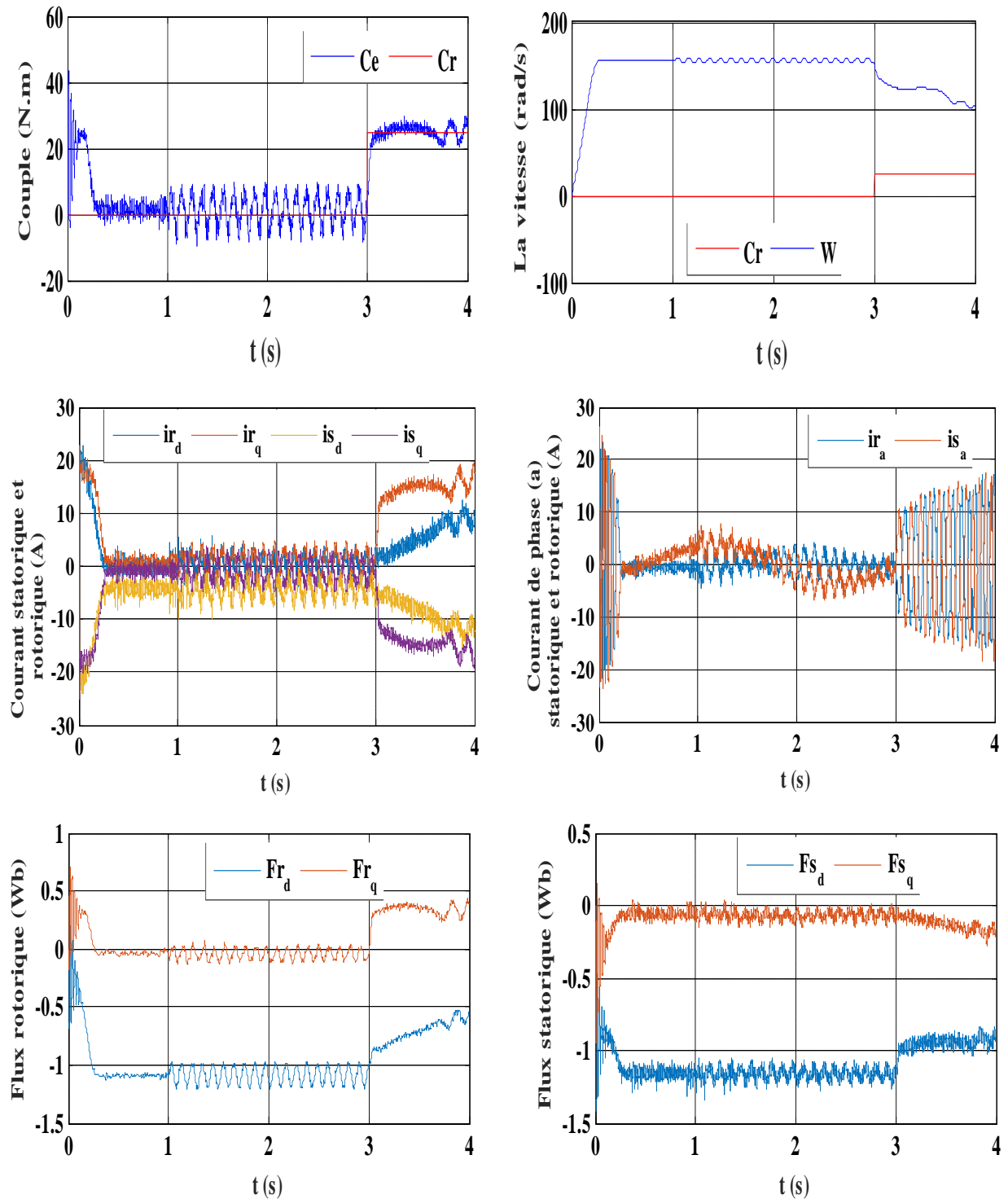


Fig II.18: Réponses du système avec $C_r=25N.m$ à $t = 3sec$ (deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique).

Les résultats représentés par la Figure (II.18) 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 les deux onduleurs. 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. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée MADA dans le repère de Park. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit les respecter. Lors de cette modélisation, nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statorique et rotorique. De ce fait, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent s'avérer difficiles.

Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour la commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du 3^{ème} chapitre.

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MADA

III.1. Introduction

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

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

Cependant, le développement des nouvelles technologies de semi-conducteurs et de convertisseurs électroniques ont facilité l'application de nouveaux algorithmes de commande sur le modèle de la machine à courant alternatif dans le repère de Park, avec l'orientation du flux. Ceux ci permettent de découpler des grandeurs internes de la machine en régime transitoire et permanent. Et, donner.

Une meilleure place dans le domaine de la conversion d'énergie en régime moteur avec le contrôle indépendant du flux et du couple et générateur avec le contrôle indépendant des puissances active et réactive [22]. Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA.

III.2. La Commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Est présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [23].

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

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales [23] :

- A) Méthode directe développée par Blaschke.
- B) 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.

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

III.2.1. Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimilé le comportement de la machine asynchrone à double alimentation à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects Figure(III.1).

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

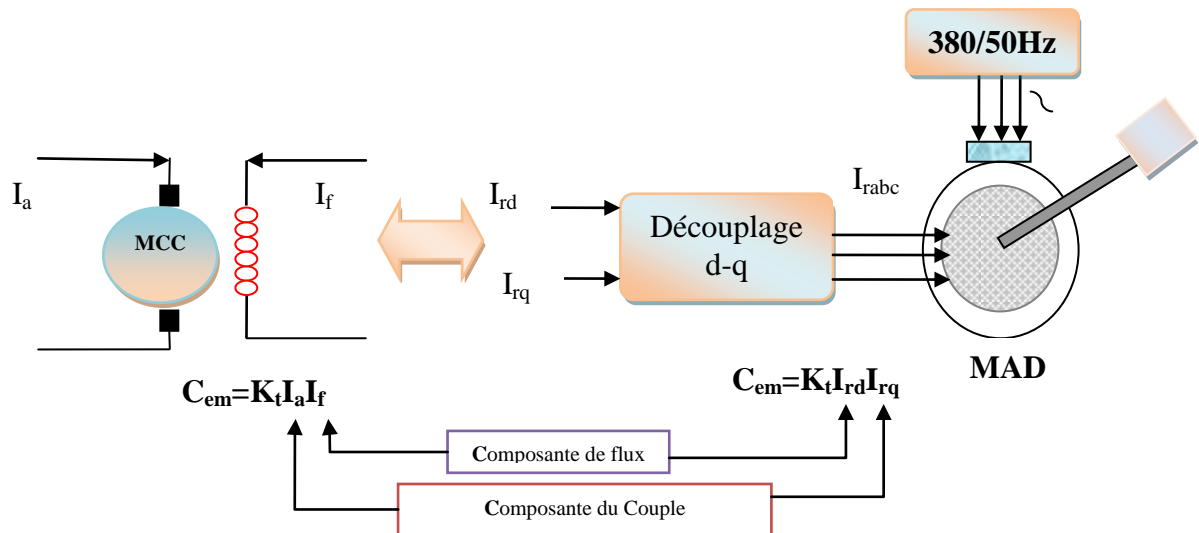


Fig.III.1 : Principe de la commande vectorielle.

III.2.2. Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

a) Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = \phi_r$$

b) Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s$$

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

$$\phi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{gd} = \phi_g$$

III.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

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

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{rd}, i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [25].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [26].

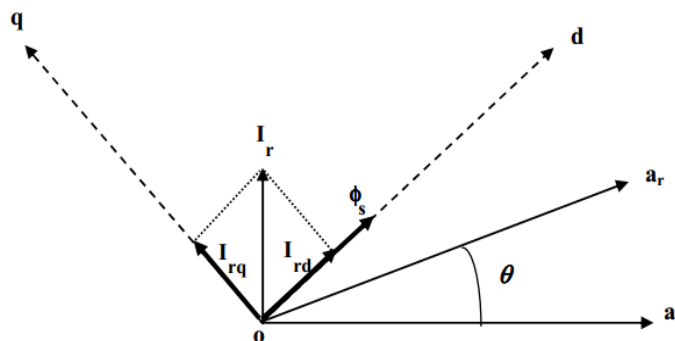


Fig III.2: Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (**d-q**) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe **d** aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure (III.2).

On obtient :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (III.1)$$

On remplace l'équation (III.1) dans l'équation (II.44) et (II.45), on trouve :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s I_{sd} \\ v_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (III.2)$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{p.M}{L_s} \left(\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq} \right) \quad (III.3)$$

En remplaçant l'équation (III.1) dans (III.3) on trouve :

$$C_{em} = \frac{p.M}{L_s} \left(-\phi_s i_{rq} \right) = -\frac{p.M}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad (III.4)$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s}{pM} \cdot \frac{C_{em}^*}{\phi_s^*} \quad (III.5)$$

De l'équation (II.42) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + v_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (III.6)$$

D'après les équations des flux statoriques, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M i_{rd}) \end{cases} \quad (III.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M i_{rq}) \end{cases} \quad (III.8)$$

On remplace l'équation (III.7) et l'équation (III.8) dans (II.44) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd}^* = v_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \\ \phi_{sq}^* = 0 = v_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :
En remplaçant l'équation (III.7) et l'équation (III.8) dans l'équation (II.47), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \\ \phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \end{array} \right. \quad (III.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \\ \phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \end{array} \right. \quad (III.12)$$

En insérant les équations (III.9), (III.11) et (II.46), (II.47) dans l'équation (II.45) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \end{array} \right. \quad (III.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \end{array} \right. \quad (III.14)$$

III.4. Méthodes de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone [27].

Pour ce faire, nous avons deux approches possibles

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

III.4.1. Commande vectorielle directe (CVD)

Cette méthode est suggérée par **Blaschke** et présentée au public à 1970 elle est basée sur la position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux installé dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux, ou un modèle dynamique de flux, est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique [27].

III.4.2. Commande vectorielle indirecte (CVI)

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

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des

microprocesseurs, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [22].

III.5. Structure de la commande vectorielle directe de la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous. (III.3).

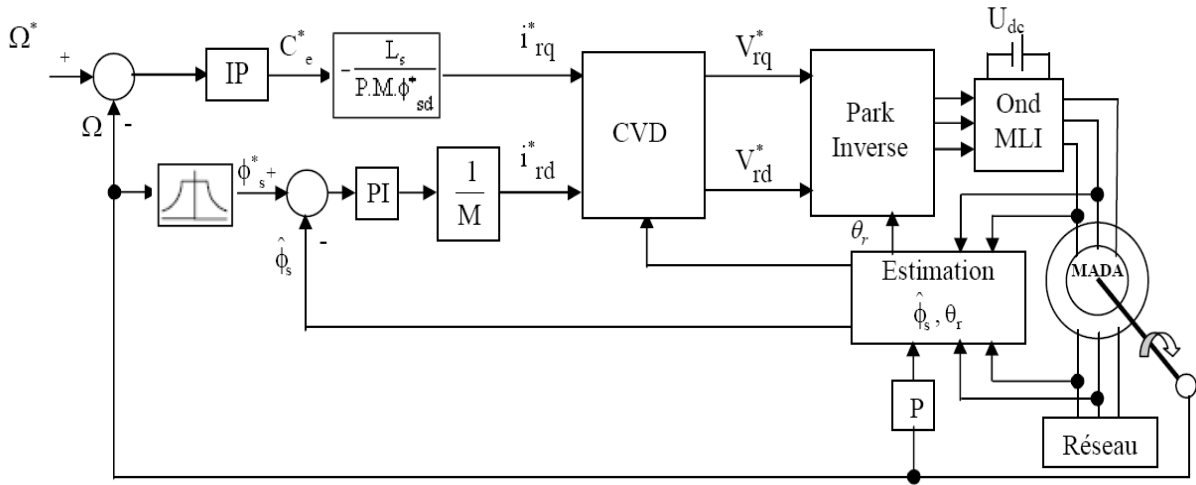


Fig III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté

La figure (III.3) représente le schéma bloc développé de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

Commande Vectorielle de la MADA

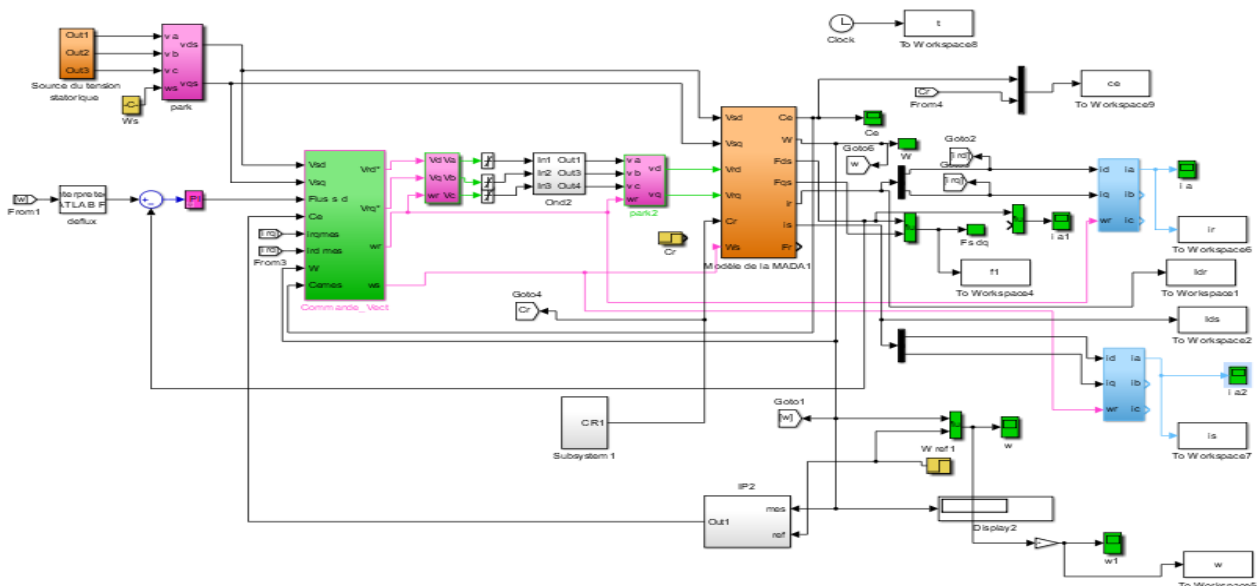


Fig III.4: Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK

III.5.1. Bloc De Défluxage

Ce bloc permet une exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine ; Et permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. En plus, il permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante [5] :

$$\phi_s^* = \begin{cases} \phi_{sn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_{sn} \cdot \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases}$$

Où :

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

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

Φ_{sn} : est la flux statorique nominale.

III.5.2. Principe Du Découplage Par Compensation

D'après les équations (III.13) et (III.14), 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 :

$$\begin{cases} e_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} e_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} \end{cases} \quad (III.16)$$

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

$$\begin{cases} v_{rd1} = v_{rd} + e_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} v_{rq1} = v_{rq} + e_q - \frac{M}{L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (III.18)$$

III.5.3. 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.3,20, 23 et 24), (III.13 et 14) :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + MI_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + MI_{rq} \end{cases} \quad (III.19)$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + MI_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + MI_{rq} \end{cases} \quad (III.20)$$

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

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (III.21)$$

Tel que :

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad \theta = \int \omega dt, \quad \omega = p \cdot \Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

III.6. Calcul des régulateurs

III.6.1. Régulation Du Courant Rotorique Directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.13) et par l'annulation du terme de compensation e_d .

$$v_{rd1} = v_{rd} + e_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} = R_r + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) I_{rd} \quad (III.22)$$

$$\frac{I_{rd}}{v_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (III.23)$$

La boucle de régulation de courant I_{rd} présenter par le schéma bloc de la figure (III.5) :

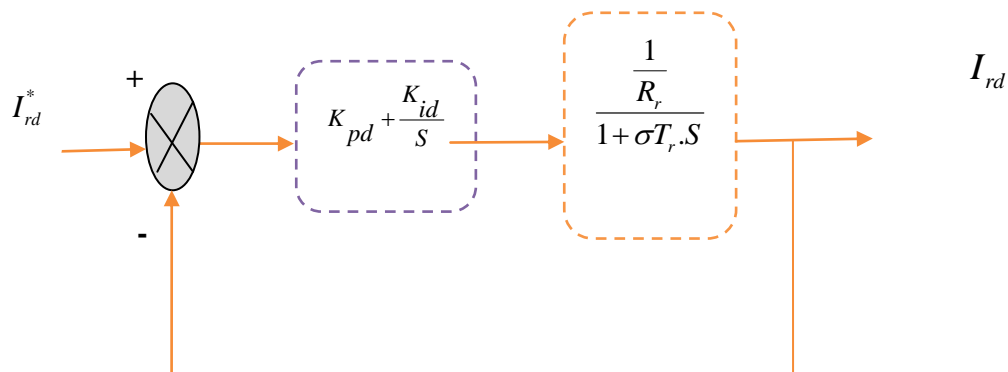


Fig III.5: Schéma de régulation de courant I_{rd} .

Soit un régulateur **PI** de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (III.24)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.5) sera :

$$FTBO(s)_{Ird} = \frac{S.K_{pd} + K_{id}}{S} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (III.25)$$

$$FTBO(s)_{Ird} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (III.26)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (III.27)$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte écrire à partir du format :

$$FTBO(s)_{Ird} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (III.28)$$

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

$$FTBF(s)_{Ird} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (III.29)$$

Alors la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (III.5) sera :

$$FTBF(s)_{Ird} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} S} \quad (III.30)$$

Après la comparaison de l'équation (III.29) par l'équation (III.30) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (III.31)$$

Par l'équation (II.27) et (II.31) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (III.32)$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191s$, nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

III.6.2. Régulation du courant rotorique quadrature

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.14) et par l'annulation de eq.

$$v_{rq1} = v_{rq} + e_q - \frac{M}{L_s} v_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S \right) I_{rq} \quad (III.33)$$

Où :

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

Donc :

$$\frac{I_{rq}}{v_{rq}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S} \quad (III.34)$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} présenter par le schéma bloc de la figure (III.6) :

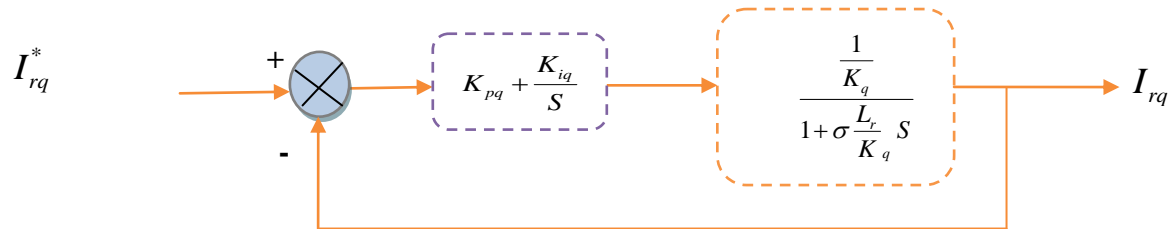


Fig III.6 : Schéma de régulation du courant I_{rq} .

Pour calculer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , nous suivons les mêmes étapes pour le courant I_{rd} .

Si on trouve

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (III.35)$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$.

pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour le courant I_{rd} ($\tau=0.001s$).

III.6.3. Régulateur du flux statorique

Après l'équation (III.9), nous avons $V_{sd} = 0$:

$$\frac{\phi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1+T_s \cdot S}$$

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure (III.7).

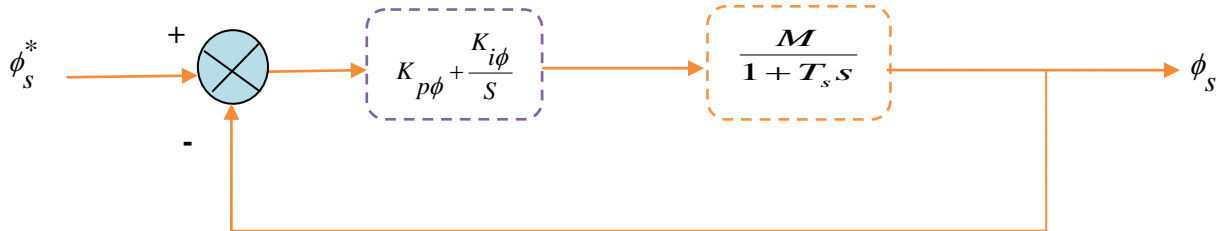


Fig III.7: Schéma de régulation du flux statorique.

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.7) sera :

$$FTBO(s)_{\phi_s} = \frac{K_{p\phi} S + K_{i\phi}}{S} \cdot \frac{M}{1+T_s S} \quad (III.36)$$

$$FTBO(s)_{\phi_s} = \frac{K_{i\phi}}{S} \left(\frac{K_{p\phi} S}{K_{i\phi}} + 1 \right) \frac{M}{1+T_s S} \quad (III.37)$$

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \quad (III.38)$$

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

$$FTBF(s)_{\phi_s} = \frac{1}{1 + \frac{S}{MK_{i\phi}}} \quad (III.39)$$

Après la comparaison de l'équation (III.39) par l'équation (III.29) on trouve :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (III.40)$$

III.6.4. Régulation de vitesse par un régulateur IP

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

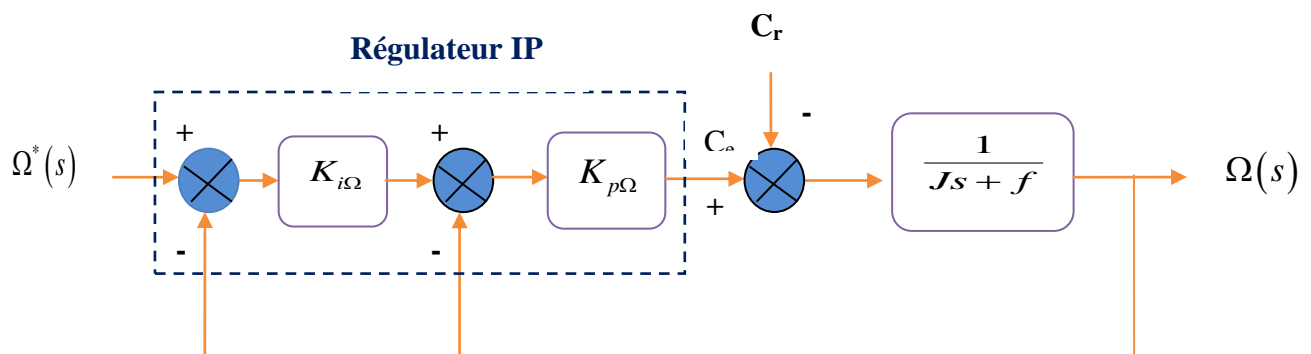


Fig. III.8: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI)[28], mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} S + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} S^2} \quad (III.41)$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont respectivement les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP. On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre, La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + \frac{1}{\omega_n^2} S^2} \quad (III.42)$$

Par identification avec l'équation caractéristique du second ordre fondamental (III.42) avec l'équation (III.41), on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases}$$

On prend $\xi = 0.9682$ et $\omega_n = 23.493 \text{ rad/s}$, ce qui donne:

$$\begin{cases} k_{p\Omega} = 1 \\ k_{i\Omega} = 150 \end{cases}$$

III.7. Résultats de Simulation avec Application de la Commande

III.7.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge

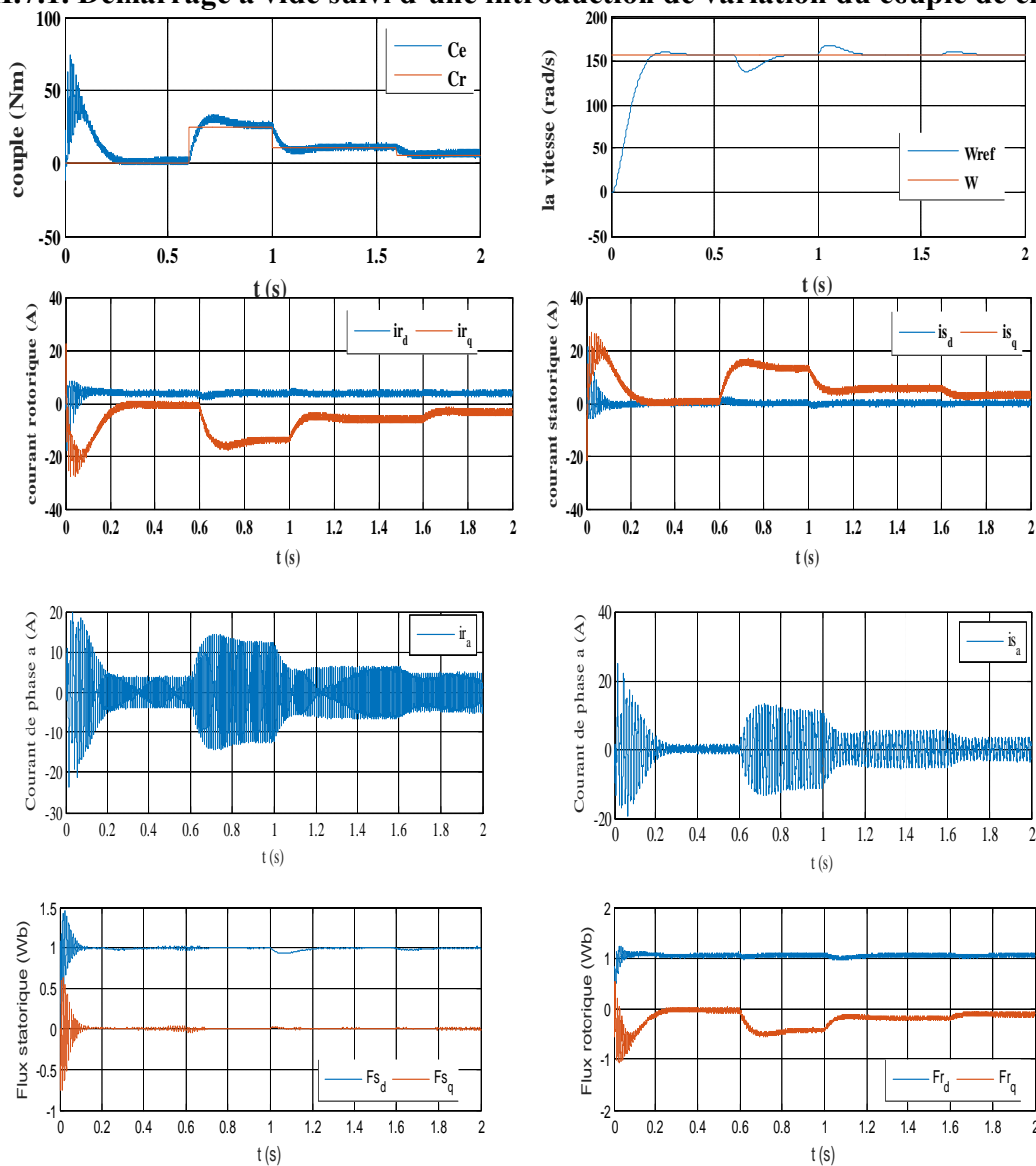


Fig.III.9 : Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1; 1.6] \text{ sec}$.

III.7.2. 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.

III.7.2. 1. Variation au niveau de la résistance statorique

La Figure (III.10) représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique à partir de l'instant $t=0.6s$, où elle devient égale à $2R_s$. L'application de la charge est à $t=0.6s$.

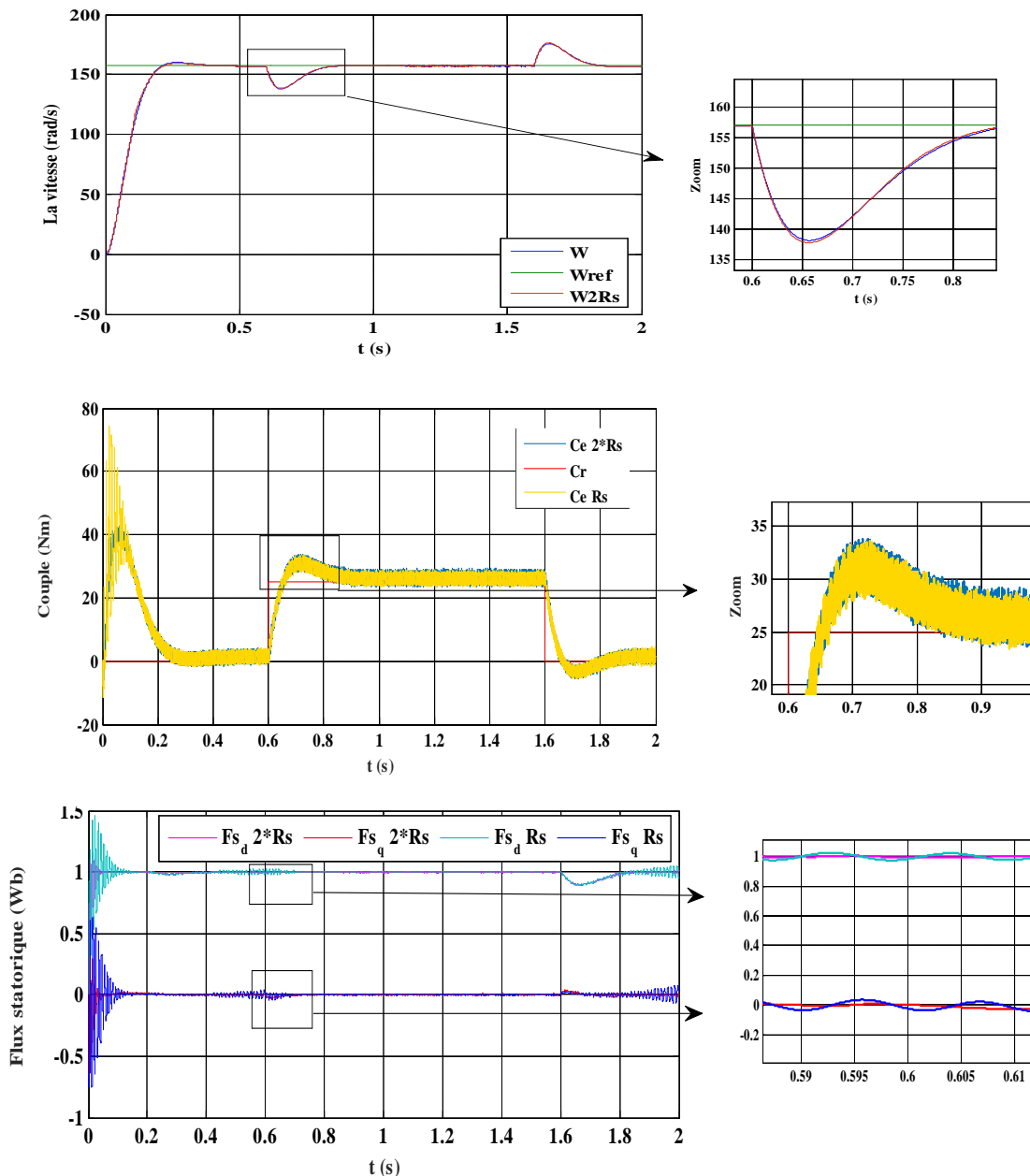


Fig. III.10: Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.

III.7.2. 2. 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. Les résultats de simulation sont exposés sur la Figure (III.11) :

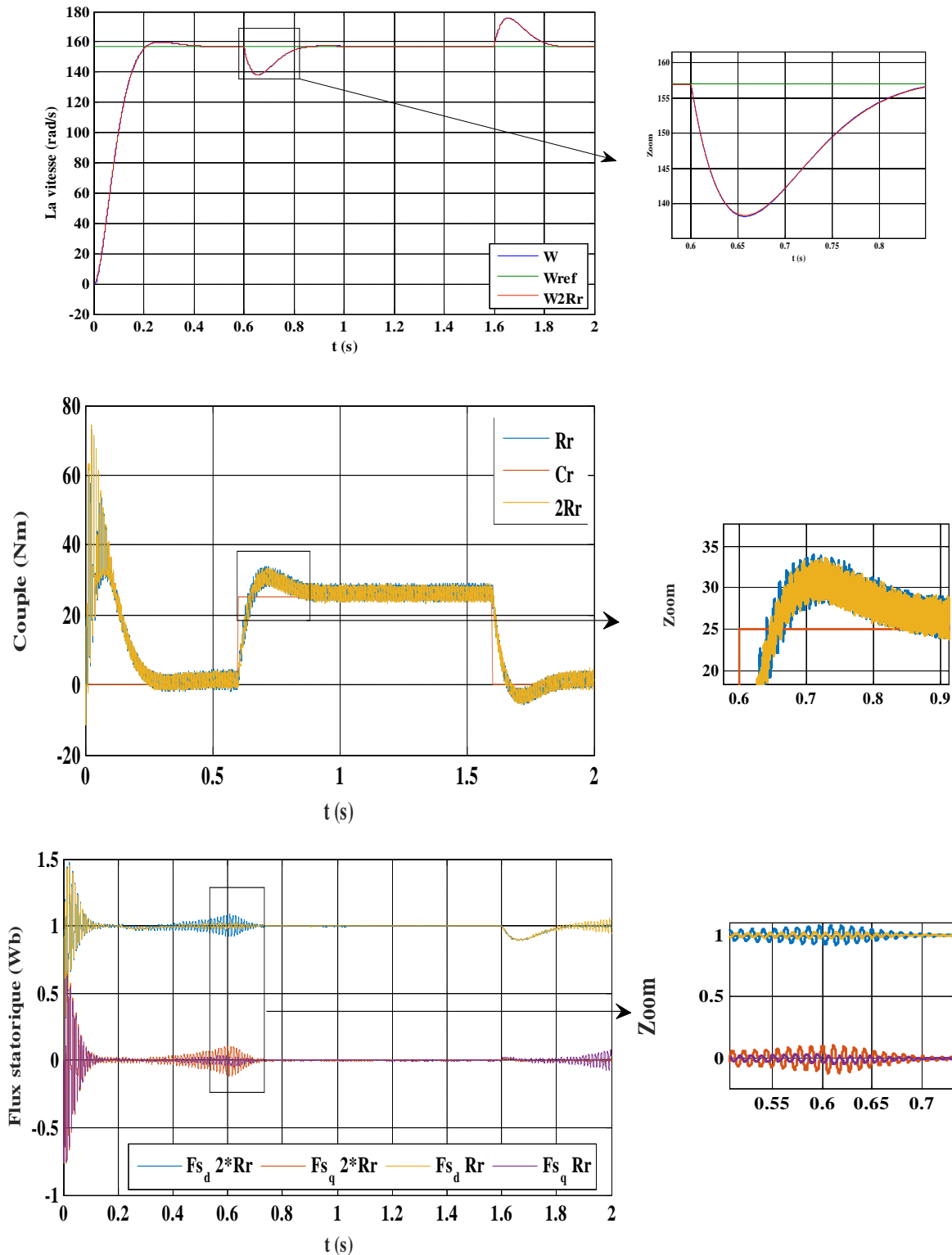


Fig.III.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale.

III.7.2. 3. Variation au niveau de la vitesse référence

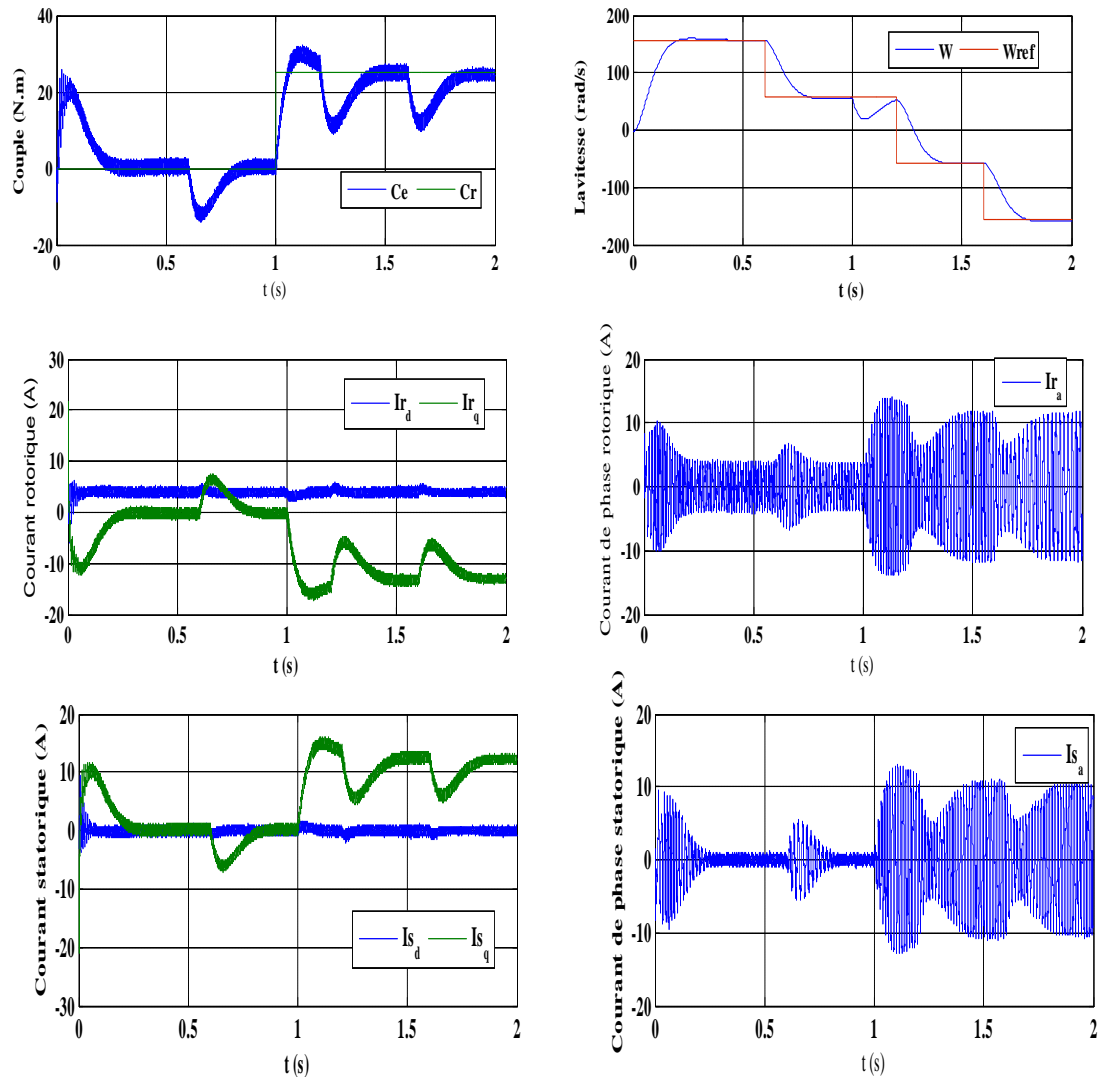


Fig.III.12 : Test de robustesse pour une variation de vitesse référence.

III.8. Interprétation des résultants

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation de vitesse de type IP, 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.

On observe une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur et avec une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible

Après la variation de la vitesse référence on conclue la commande vectorielle robuste mais il Ya un problème dans le retard à la vitesse lors de la modification de la vitesse référence.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre on a abordé la commande vectorielle, les différents repères d'orientation du flux et le principe de cette méthode. La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus ré pondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On a utilisé la commande vectorielle directe par orientation du flux satirique et la régulation des courants rétorque ainsi que la vitesse de rotation de la machine.

La commande vectorielle de la MADA que nous avons présentée donne des performances satisfaisantes. Toutefois le régulateur PI ne permet pas d'assurer, dans tous les cas, de bonnes performances et surtout, si les paramétriques de la machine sont variables.

Pour cela nous avons présenté la commande par mode glissent dans le quatrième chapitre.

Chapitre IV

Commande par Mode Glissement de la MADA

IV.1. Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires où ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'étude de modes de glissement a commencé en l'URSS et la Yougoslavie dans les années 60. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [29].

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 [7].

IV.2. 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 configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où 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. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [7].

IV.2.1. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la Figure (IV.1) :

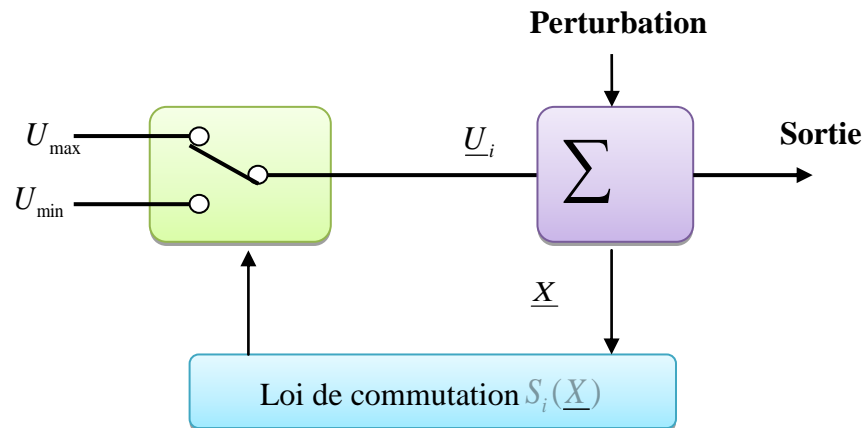


Fig.IV.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande de moteurs pas à pas [6].

IV.2.2. Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'État

Cette structure Figure. (IV.2) 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 [6].

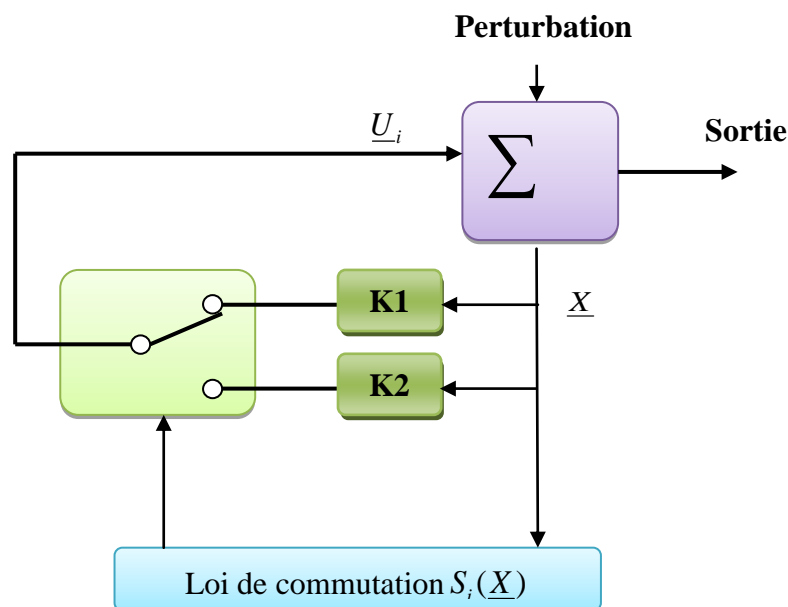


Fig.IV.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

IV.2.3. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la Figure (IV.3), 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 [6].

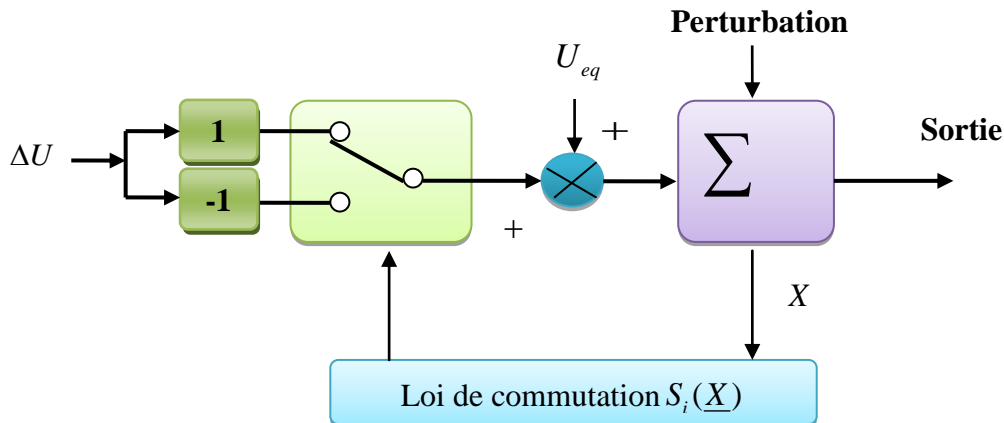


Fig.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

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.

IV.3. Principe de la commande par mode de glissement :

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants [30] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- 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 (IV.4) [31].

- **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.
- **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 $s(x,y) = 0$.
- **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.

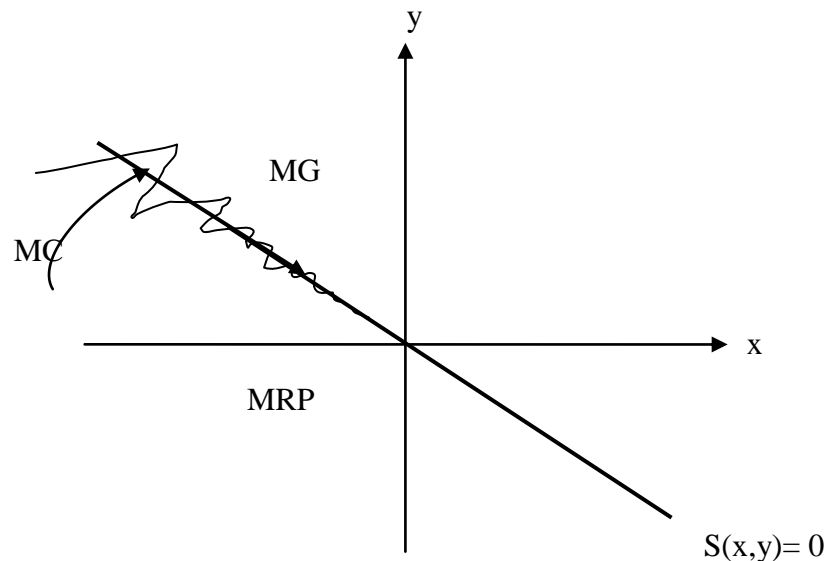


Fig. IV.4: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.4. Conception de l'Algorithme de Commande par Mode Glissant :

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant 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 [32] :

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

IV.4.1. Choix des Surfaces de Glissement

En général, concernant la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état :

- Espace d'état :

$$S(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \quad (\text{IV.1})$$

• Dans l'espace de phase :

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [28] :

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

λ : coefficient positif,

$e = x_d - x$: la variable à régler,

x_d : valeur désirée.

r : Degré relatif (égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande).

IV.4.2. 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 [22], On présente deux types de conditions qui sont :

IV.4.2.1. 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 [31] :

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

IV.4.2.2. 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 [7].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

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

Et sa dérivée par :

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

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 $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ [31].

IV.4.3. Détermination de la loi de commande

La structure d’un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n). Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d’éliminer les effets d’imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [28].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.6)$$

U_{eq} Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d’état particulier jouant le rôle d’un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} figure (IV.5).

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l’imprécision sur les paramètres du modèle du système [28].

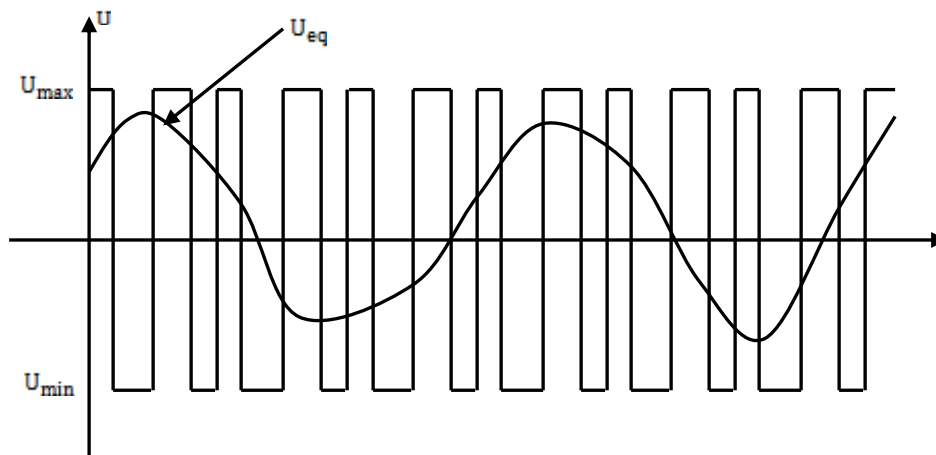


Fig IV.5 : Interprétation de Ueq.

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

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{IV.7})$$

En remplaçant les expressions (IV.1) et (IV.6) dans l'expression (IV.7), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + B(x,t) \cdot U_{eq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (\text{IV.8})$$

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 [31]:

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (\text{IV.9})$$

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

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (\text{IV.10})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (IV.9) dans l'expression (IV.8), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface [31]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) U_n \quad (\text{IV.11})$$

et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [7] :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) U_n < 0 \quad (\text{IV.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ [7].

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

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{IV.13})$$

Où : k : est un gain.

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

Pour une fonction définie φ [28].

$$\text{sign}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \varphi > 0 \\ 0, & \text{si } \varphi = 0 \\ -1, & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

La figure (IV.6) représente la fonction de la commande discrète de type relais :

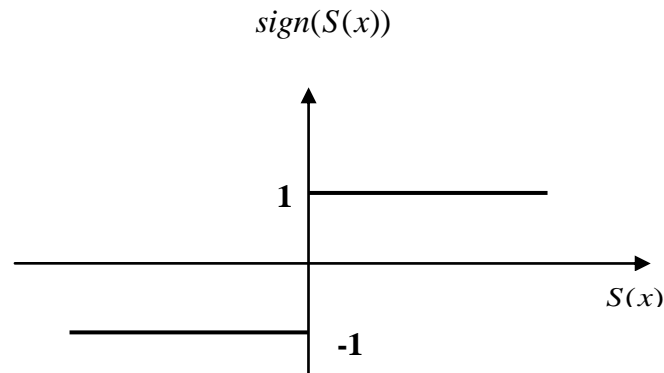


Fig IV.6: Fonction *sign* (Commande de type relais)

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chatte ring". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction *signe* (*sign*). Ce phénomène de chatte ringou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de *saturation* (*sat*)(voir figure IV.7) à la fonction *signe* (*sign*) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par [22] :

$$Sat(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ -1, & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon}, & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

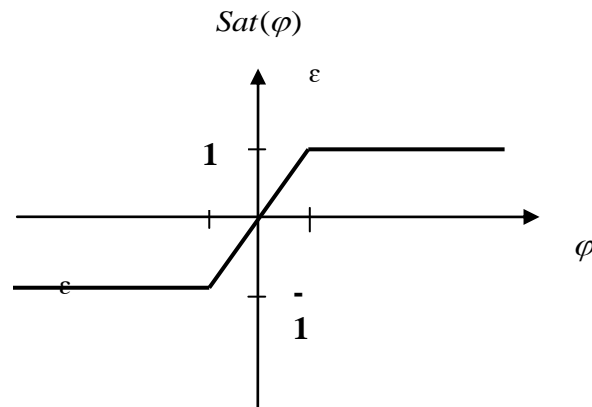


Fig.IV.7 : Fonction de saturation (Commande adoucie).

IV.5. Application de la Commande par le Mode Glissant à la 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 [8]. 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 [6]. En utilisant la structure de commande en cascade, le schéma de principe pour la commande du MADA est donné à la Figure (IV.8).

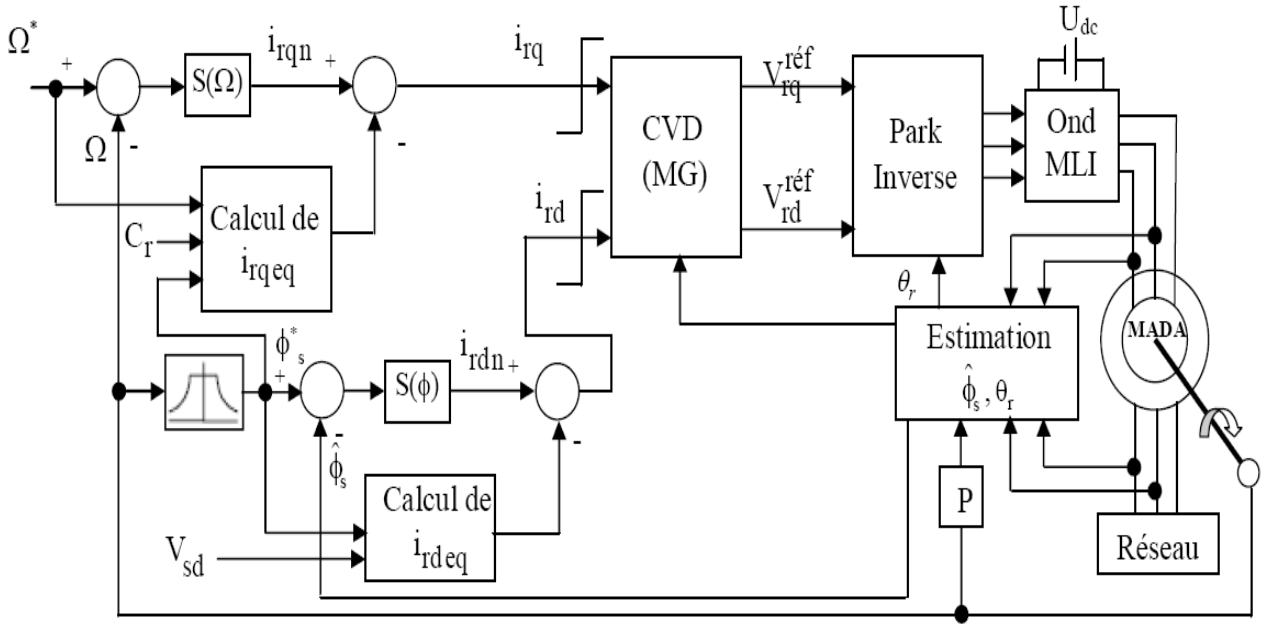


Fig. IV.8 : Schéma de principe pour la commande par mode glissant du MADA.

À partir des équations (III.2), (III.5), (III.6), (III.9) et (III.22),(III.33) on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

$$I_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (IV.16)$$

$$\dot{I}_{rd} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \quad (IV.17)$$

$$\dot{I}_{rq} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \quad (IV.18)$$

$$\dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad (IV.19)$$

$$\dot{\Omega} = -\frac{P.M}{J.L_s}(I_{rq}.\phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J}\Omega \quad (IV.20)$$

IV5.1. Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.21)$$

Pour $n = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (IV.2) comme suivant :

$$S(\Omega) = e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.22)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.23)$$

En substituant l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (IV.20) dans l'équation (IV.23), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left(-\frac{P.M}{J.L_s}(I_{rq}.\phi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J}\Omega \right) \quad (IV.24)$$

On prend :

$$I_{rq} = I_{rq_{eq}} + I_{rq_n} \quad (IV.25)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad I_{rq_n} = 0$$

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rq_{eq}} = -\frac{J.L_s}{P.M.\phi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \right) \quad (IV.26)$$

Et

$$I_{rq_n} = K_{I_{rq}} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (IV.27)$$

Avec: $K_{I_{rq}}$ constante négative.

IV.5.2. Surface de régulation du flux statorique

On a :

$$S(\phi_{sd}) = \phi_s^{ref} - \phi_{sd} \quad (IV.28)$$

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^{ref} - \dot{\phi}_{sd} \quad (IV.29)$$

En substituant l'expression de $\dot{\phi}_{sd}$ de l'équation (IV.19) dans l'équation (IV.29), on obtient :

$$\dot{S}(\phi_{sd}) = \dot{\phi}_s^{ref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \quad (IV.30)$$

Le courant de commande I_{rd} est défini par :

$$I_{rd} = I_{rd_{eq}} + I_{rd_n} \quad (IV.31)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\phi_{sd}) = 0, \quad \dot{S}(\phi_{sd}) = 0, \quad I_{rdn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rd_{eq}} = \left(\dot{\phi}_s^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \right) \frac{T_s}{M} \quad (IV.32)$$

Et :

$$I_{rd_n} = K_{I_{rd}} \text{sat}(S(\phi_{sd})) \quad (IV.33)$$

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

IV.5.3. 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 :

$$I_{rd}^{\lim} = I_{rd}^{\max} \text{sat}(I_{rd}) \quad (\text{IV.34})$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{\lim} - I_{rd} \quad (\text{IV.35})$$

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

$$S(I_{rd}) = I_{rd}^{\lim} - I_{rd} \quad (\text{IV.36})$$

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{\lim} - \dot{I}_{rd} \quad (\text{IV.37})$$

En substituant l'expression \dot{I}_{rd} de l'équation (IV.17) dans l'équation (IV.37), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{\lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (\text{IV.38})$$

La tension de référence de commande $V_{rd}^{\text{réf}}$ est définie par :

$$V_{rd}^{\text{réf}} = V_{rd}^{\text{eq}} + V_{rd}^n \quad (\text{IV.39})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{rd}) = 0, \quad \dot{S}(I_{rd}) = 0, \quad V_{rd}^n = 0$$

Donc la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rd}^{\text{eq}} = \left(\dot{I}_{rd}^{\lim} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.40})$$

L'expression (IV.16) dans (IV.40) donne :

$$V_{rd}^{\text{eq}} = \left(\dot{I}_{rd}^{\lim} + \frac{1}{\sigma T_r} I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.41})$$

Et

$$V_{rd}^n = k_{V_{rd}} \text{sat}(S(I_{rd})) \quad (\text{IV.42})$$

$k_{V_{rd}}$: constante positive.

IV.5.4. Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

Afin de limiter tous les dépassements possibles du courant i_{rq} , nous ajoutons aussi un limiteur du courant défini par :

$$I_{rq}^{\text{lim}} = I_{rq}^{\text{max}} \text{sat}(I_{rq}) \quad (\text{IV.43})$$

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

$$S(I_{rq}) = I_{rq}^{\text{lim}} - I_{rq} \quad (\text{IV.44})$$

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{\text{lim}} - \dot{I}_{rq} \quad (\text{IV.45})$$

En substituant l'expression \dot{I}_{rq} de l'équation (IV.18) dans l'équation (IV.45), on obtient :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{\text{lim}} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_s \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (\text{IV.46})$$

La tension de référence de commande $V_{rq}^{\text{réf}}$ est définie par :

$$V_{rq}^{\text{réf}} = V_{rq}^{\text{eq}} + V_{rq}^n \quad (\text{IV.47})$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{rq}) = 0, \quad \dot{S}(I_{rq}) = 0, \quad V_{rq}^n = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rq}^{\text{eq}} = \left(\dot{I}_{rq}^{\text{lim}} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) I_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \omega_s \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.48})$$

Et

$$V_{rq}^n = k_{V_{rq}} \text{sat}(S(I_{rq}))$$

$k_{V_{rq}}$: constante positive.

IV.6. Résultats de Simulation

IV.6.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

La figure (IV.9) représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec) = [0;0.6;1;1.6]

Cr (N.m) = [0 ;25 ; -15 ; -5]

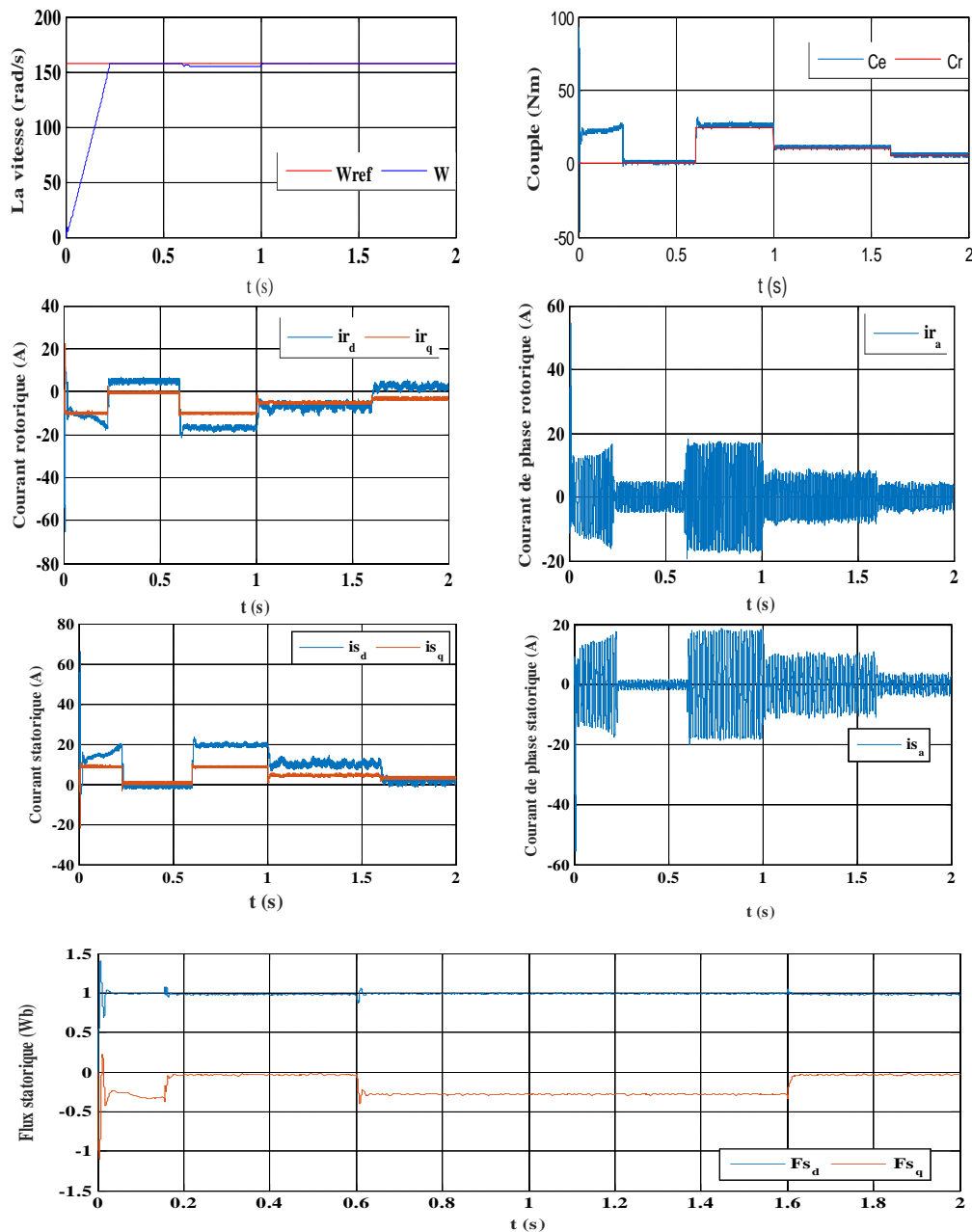


Fig.IV.9 : Résultats de simulation de la Commande par mode glissant suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [0.6, 1, 1.6]$ sec.

IV.6.2. Tests de robustesse

IV.6.2.1. 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 (IV.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique.

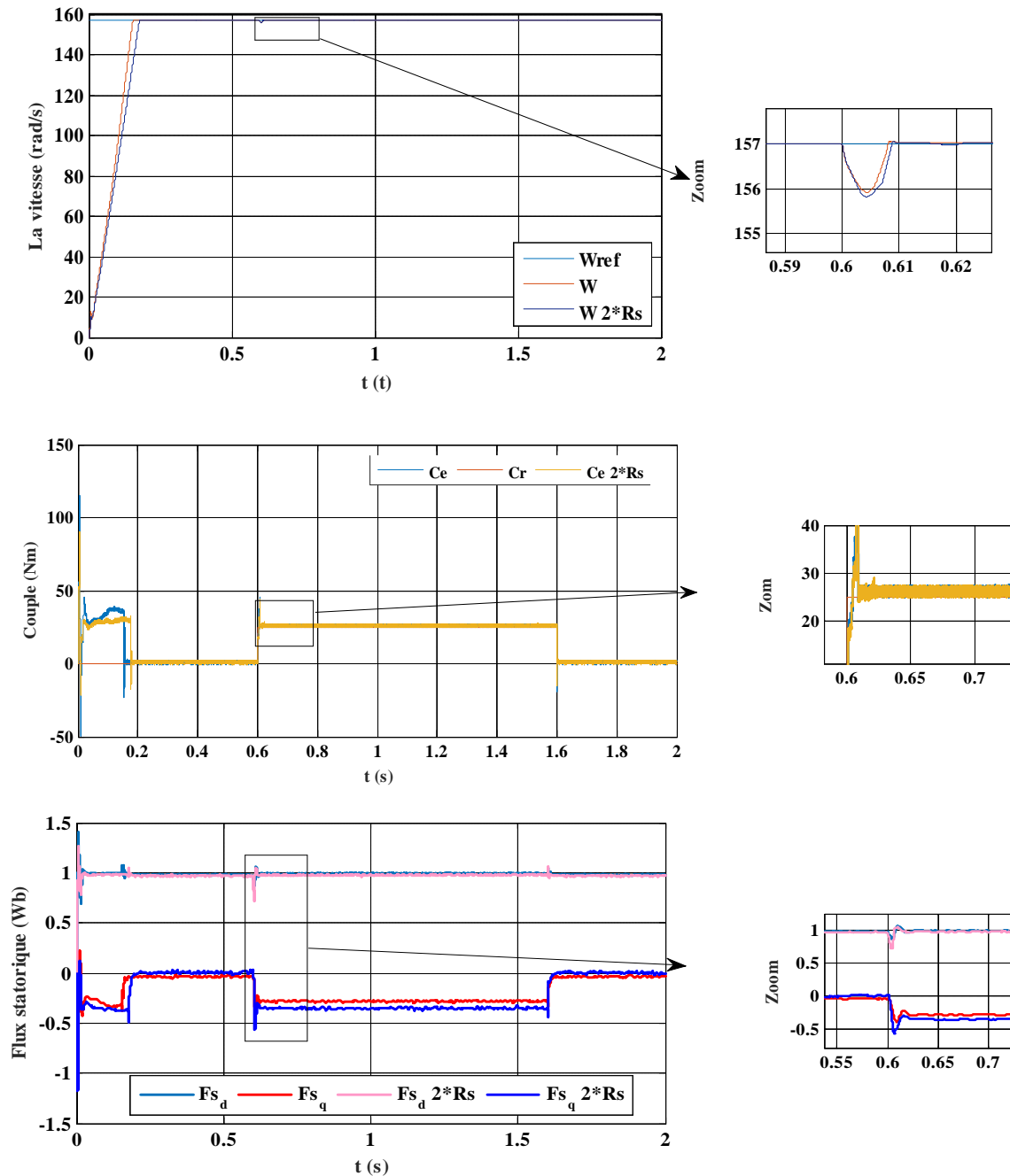


Fig.IV.10 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale

IV.6.2.2. Variations au niveau de la résistance rotorique

La figure (IV.11) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour une augmentation de la valeur de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale.

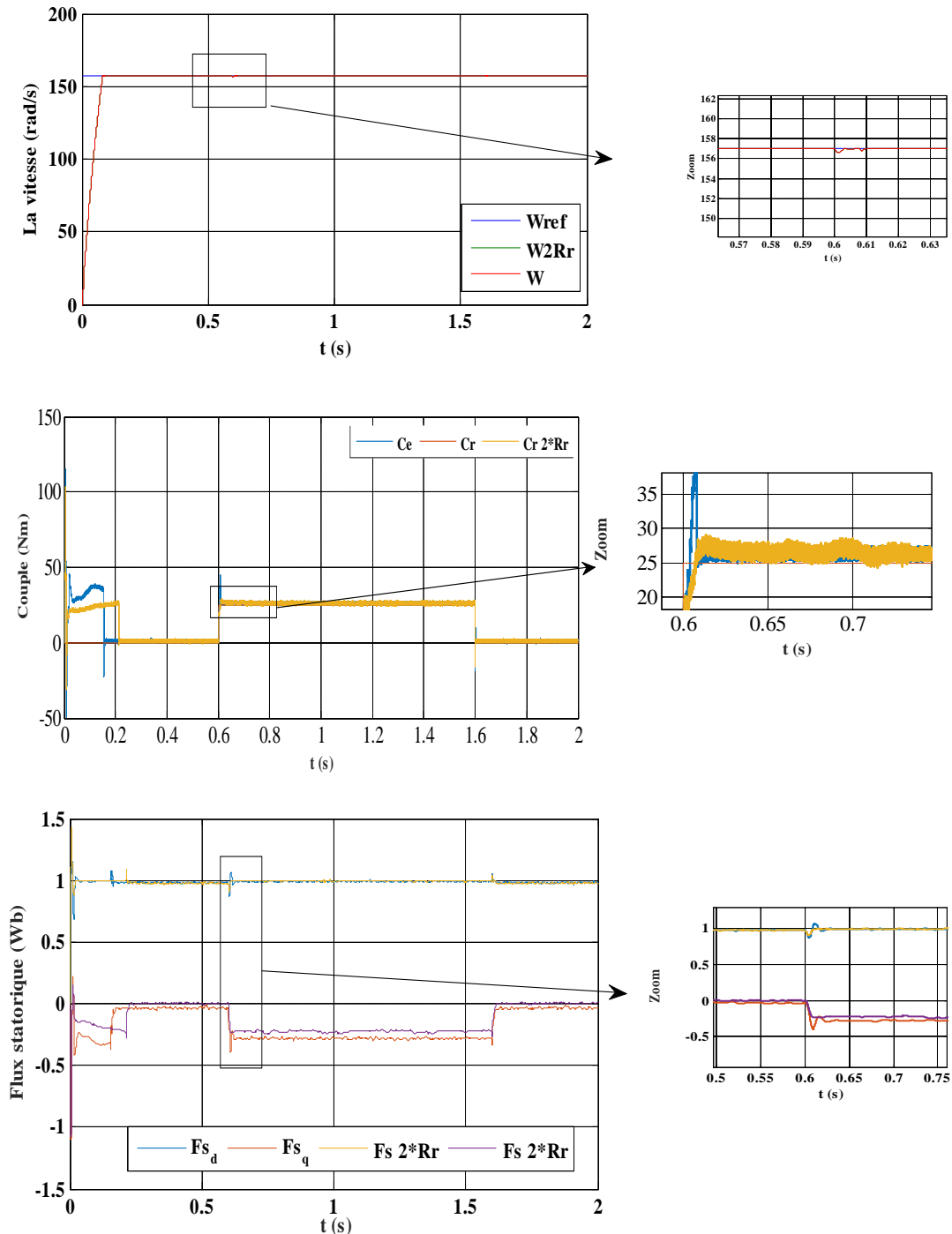


Fig.IV.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale

IV.6.2.3. Variation au niveau de la vitesse référence

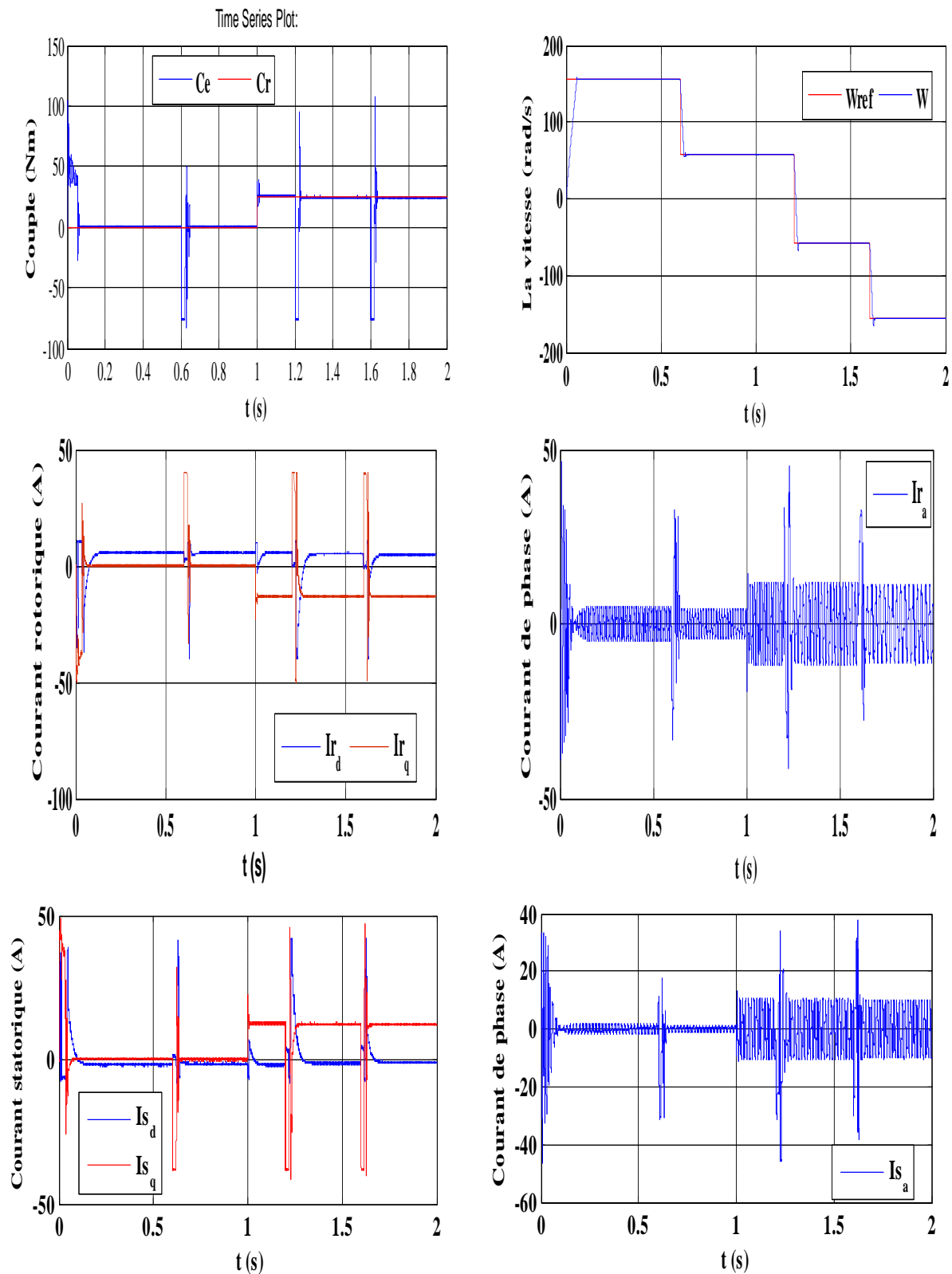


Fig.IV.12 : Test de robustesse pour une variation de vitesse référence

IV.7. Interprétation des résultats

Les Figures (IV.10) et (IV.11), illustrent les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation des valeurs des résistances statorique et rotorique de +100% de ses valeurs nominales.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que ces variations au niveau des résistances statorique et rotorique ne provoquent aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée (MG) face à la variation paramétrique de la machine ainsi que le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants. Pour différentes raisons, l'exposé sur les modes glissants a été restreint à des systèmes mono-entrée et affine en la commande mais l'ensemble des résultats peut s'appliquer, sous certaines conditions, à des systèmes d'ordre plus général.

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. Nous avons basé dans notre étude sur la structure de régulation en cascade. 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.

Chapitre V

Etude Comparative entre les deux types de Commande
(CVD&CMG) de la MADA

V.1.Introduction

Les résultats obtenus dans le chapitre 3 et 4, par simulation numérique du moteur asynchrone à double alimentation (MADA), nous permettons d'effectuer une comparaison entre deux types de commande : classique (PI dans les boucles des courants rotoriques et du flux statorique, IP dans la boucle de vitesse), et par mode de glissement utilisé dans la commande vectorielle directe à flux orienté pour la commande de vitesse.

Dans cette présente partie, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques par les deux types de commande. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle méthode de commande.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- ✓ Meilleures performances statiques et dynamiques.
- ✓ Meilleures poursuites des consignes de contrôle (vitesse).
- ✓ Meilleures rejets de perturbations (couple de charge).
- ✓ Insensibilité aux variations paramétriques.

Pour les tâches qui vont suivre, on signale que cette comparaison est réalisée pour une même vitesse de consigne (157 rad/sec), un même couple de charge statique (25 N.m) et un même flux statorique (1 Wb).

V.2.Comparaison des deux Types de Commande

Les différents résultats des tests déjà réalisés aux chapitres 3 et 4, sur chaque type de commande, leurs performances seront consignées dans des tableaux récapitulatifs indiqués par la suite, il s'agit donc :

- Du temps de réponse correspondant à la durée pendant laquelle la réponse arrive dans un intervalle de $\pm 5\%$ autour du signal de référence.
- Du dépassement correspondant à : $D\% = \frac{S_{\max} - S_f}{S_{ref}} \cdot 100$.

Avec :

S_{\max} : La valeur maximale de la réponse.

S_{ref} : La valeur de signal de référence.

S_f : La valeur finale de la réponse après l'établissement du régime permanent.

V.2 .1. Notation

Les tableaux (V.1), (V.2) contiennent les notations suivantes :

t_{rv} : Temps de réponse de la vitesse.

$I_{r_max_d}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{r_max_var}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à la variation de la vitesse.

$I_{s_max_d}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

$I_{s_max_var}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à la variation de la vitesse.

$\phi_{s_max_d}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum au démarrage.

$\phi_{s_max_var}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum à la variation de la vitesse.

Ce_{max_d} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum au démarrage.

Ce_{max_var} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic minimum à la variation de la vitesse.

D_{Ω} : Le dépassement de la vitesse lors de l'application du couple de 15 N.m.

D_{Ce} : Le dépassement du couple lors de l'application du couple de 15 N.m.

ε_v : Erreur statique de la vitesse.

V.2.2. Comparaison au niveau de l'application du couple de charge

Les résultats de simulation de la régulation sont donnés aux chapitres 3et4, les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau V.1, la machine est faite démarrée à vide, suivi d'une application de différents niveaux de couple de charge qui est appliqué au MADA par les temps comme suit :

Temps (Sec) = [0 0.4 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8];

C_r (N.m) = [0 5 15 25 15 5 0 0];

Type de commande Performance	Commande Vectorielle	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant le démarrage		
$t_{rv} (s)$	0.27	0.15
$I_{r_max_d} (A)$	8.5	7.92
$I_{s_max_d} (A)$	21.38	71.35
$\phi_{s_max_d} (Wb)$	1.45	1.40
$Ce_{max_d} (N.m)$	74.43	115.06
Performance du régime statique (permanent)		
$\varepsilon_v (\%)$	0.018	0.007
Robustesse (rejet du couple de charge)		
$D_{\Omega} (\%)$	1.9	0.12
$D_{Ce} (\%)$	3.14	41

Tableau V.1 : Comparaison au niveau de l'application du couple de charge.

V.2.3. Comparaison de Variation au niveau de la vitesse référence

Pour le test de variation de la vitesse sur la MADA, on introduit un changement déconsigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 25N.m appliqué à l'instant $t = 1$ sec. Les résultats des simulations sont représentés par les chapitres 3 et 4.

Le tableau V.2 donne les performances correspondantes à chaque type de commande.

Type de commande Performance	Commande Vectorielle	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant l'inversion de la vitesse		
$t_{rv} (s)$	1.808	1.629
$I_{r_max_var} (A)$	14.5	12.2
$I_{s_max_var} (A)$	10.98	10.5
$\phi_{s_max_var} (Wb)$	1.08	1.005
$Ce_{max_var} (N.m)$	30.38	26.488

Tableau V.2 : Comparaison au niveau de variation de la vitesse.

V. 2.4. Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

L'insensibilité des deux techniques de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique, pour un fonctionnement en charge (on applique un couple de charge de 25 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé ce dernier à $t = 1.6$ sec) après un démarrage à vide.

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de deux fois de la résistance nominale et pour la valeur nominale sont présentés dans les deux chapitres 3et 4.

Les réponses de la vitesse et le couple obtenues par les deux types de commandes suivent parfaitement leurs références. Le flux dans le premier type de commande dite vectorielle, présente quelque perturbation à l'instant de l'application de la charge ce qui montre que cette commande n'est pas robuste aux variations paramétriques, par contre dans la commande par le mode de glissement, on constate bien l'importance de cette commande sur le maintien de la constante du flux ce qui confirme la robustesse de cette dernière.

V.2.5. Variation au niveau de la vitesse référence

D'après les résultats de simulation de la variation de vitesse référence obtenus qui sont présentés dans les deux chapitres 3et 4, ont conclue le temps de réponse de la vitesse et du couple de la commande par le mode de glissement inferieur le temps de réponse de la vitesse et du couple de la commande vectorielle, et la commande par mode glissement plus rapide et plus robuste par apport la commande vectorielle.

V.2.6. Conclusion de la comparaison des deux types de Commande

Le tableau suivant (Tableau V.3), résume l'étude comparative des performances entre les deux types de commandes :

Type de commande Performance	Commande Vectorielle (IP)	Commande par mode de glissement
<i>Rapidité</i>	Rapide	Plus rapide
<i>Rapidité de rejet du couple de charge</i>	Lente	Rapide
<i>Pour suite de vitesse</i>	Erreur Négligeable	Erreur nulle
<i>Régulation</i>	Satisfaisante	Très satisfaisante
<i>Découplage</i>	Affecté	Réalisé
<i>Phénomène de chattering</i>	////	Petit
<i>Variation de vis-à-vis de Résistance rotorique (Rr)</i>	Affectée	Robuste

Tableau V.3 : Etude comparative des deux types de commande.

V.3.Conclusion

Ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative des deux commandes du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) réalisées dans les chapitres 3 et 4, ces commandes sont :

- La commande vectorielle par régulateur classique (PI).
- La commande par mode de glissement.

Les performances statiques offertes par les deux types de commande, ont été données sous forme de tableaux, en effet, le contrôle vectoriel offre comme avance, la solution du problème de découplage entre le couple et le flux, mais l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité aux variations paramétriques qui influe sur le découplage.

On peut noter que la commande par mode de glissement a montré son succès en apportant une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse, une insensibilité aux variations paramétriques, donc elle est plus robuste que la commande vectorielle (PI), mais l'inconvénient majeur de cette commande est le problème de chattering causé par sa nature commutant non linéaire.

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.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) alimenté en tension, commandé par la commande vectorielle directe, en utilisant des régulateurs classiques (PI, IP), et la commande par mode de glissement, pour la régulation de la vitesse, découplée une fois par orientation du flux statorique.

Le premier chapitre de ce travail 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.

Afin de mieux maîtriser la machine, le second chapitre a été consacré 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.

Dans le but de réglage de la vitesse, la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique qui permet de rendre le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu a été appliquée à la MADA dans le troisième chapitre en utilisant d'un régulateur de vitesse classique (IP), mais devant l'insuffisance des performances de ce régulateur, où le test de robustesse montre bien la sensibilité de ces régulateurs aux variations paramétriques de la machine comme la résistance rotorique, où le découplage a été affecté, nous avons fait appel à un régulateur par mode de glissement, où les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de ce dernier ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur classique IP. 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, ainsi qu'une robustesse contre les variations paramétrique de la machine, comme nous avons vu dans le quatrième chapitre, mais il provoque un phénomène appelé broutement (chattering).

En fin le cinquième chapitre, L'étude comparative des deux types de commande (CVD, CMG) a montré l'efficacité de la commande par le mode de glissement. Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

- Substituer la commande rapprochée (MLI Sinus-triangle, MLI calculée, MLI vectorielle) de l'onduleur par les outils de l'intelligence artificielle (Algorithme génétique, essaim de particules, réseau de neurones).
- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande vectorielle, et la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : PI flou, le mode de glissement flou et le flou adaptatif glissant.
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarisation.
- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande DTC (PI flou, par glissement flou, SVM-DTC, réseau de neurones).

Annexe A

Données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) [3], [4].

Valeurs nominales : 4.5 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min Paramètres :

R_s (Résistance du stator) = 4.85Ω

R_r (Résistance du rotor) = 3.805Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.274 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.274 H

M (Inductance mutuelle) = 0.258 H

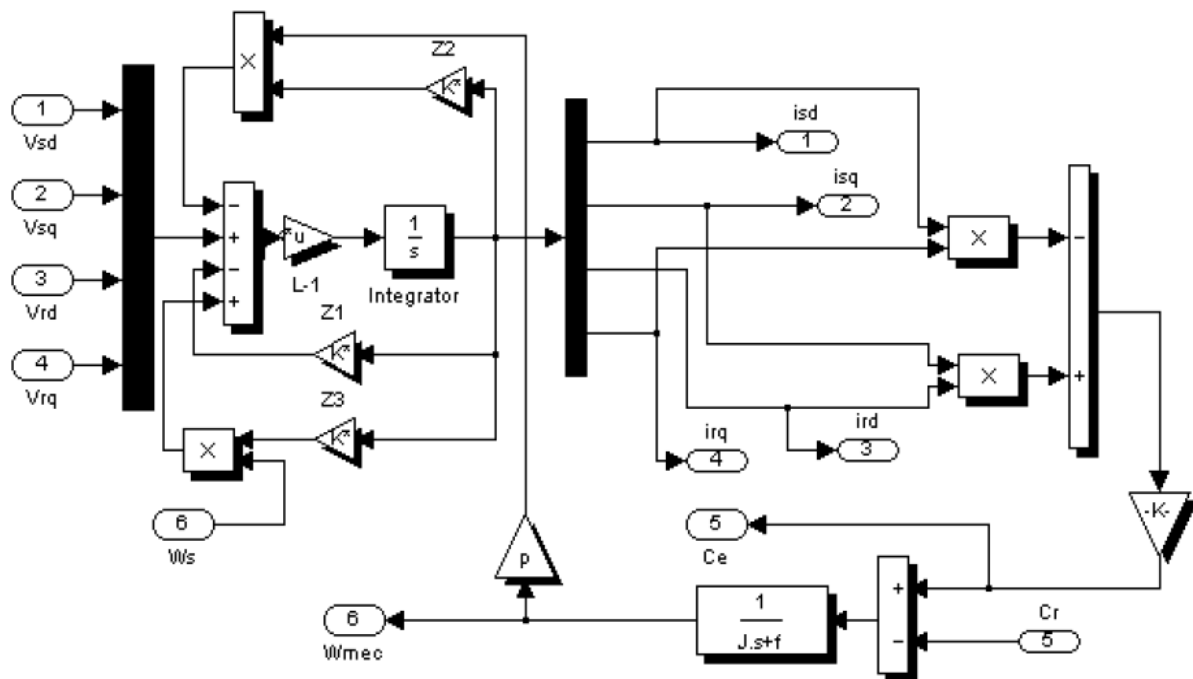
$P = 2$

Constantes mécaniques :

J (Inertie de rotor) = 0.031 kg.m²

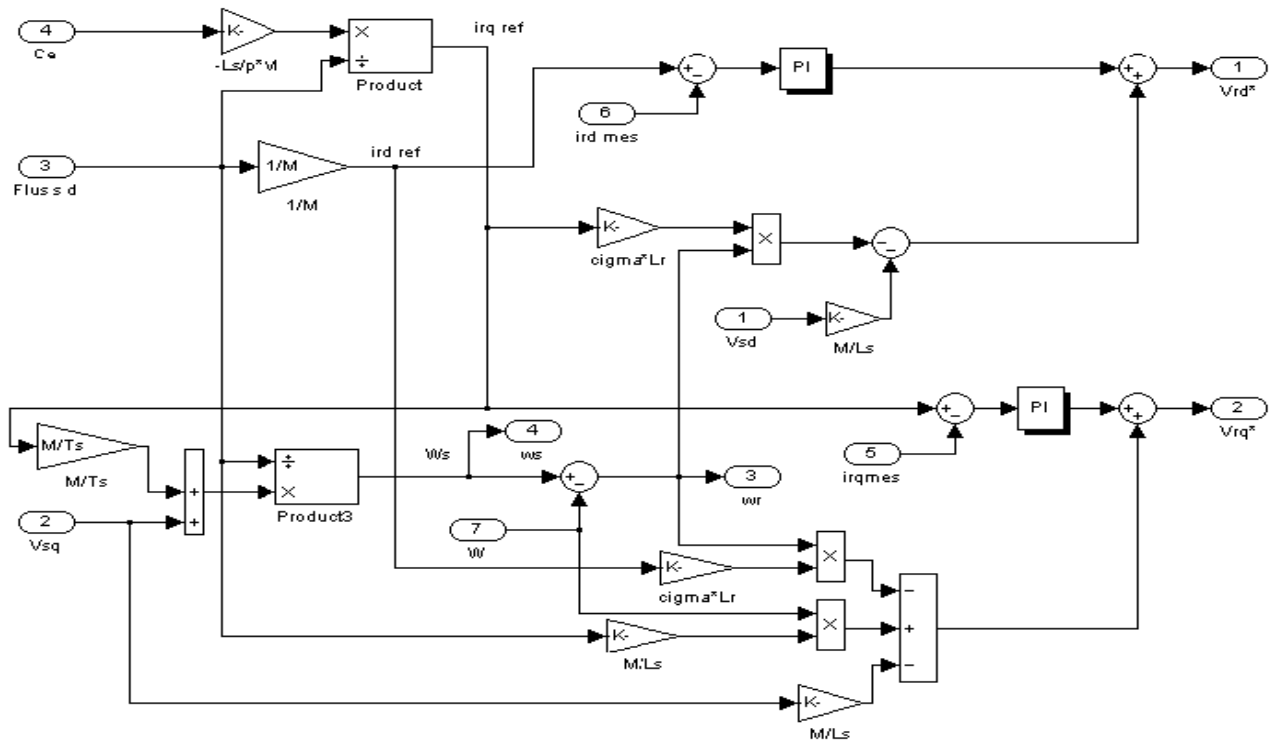
f (Coefficient de frottement) = 0.008 S.I

📍 Le modèle de la MADA sous *Simulink/MATLAB*.

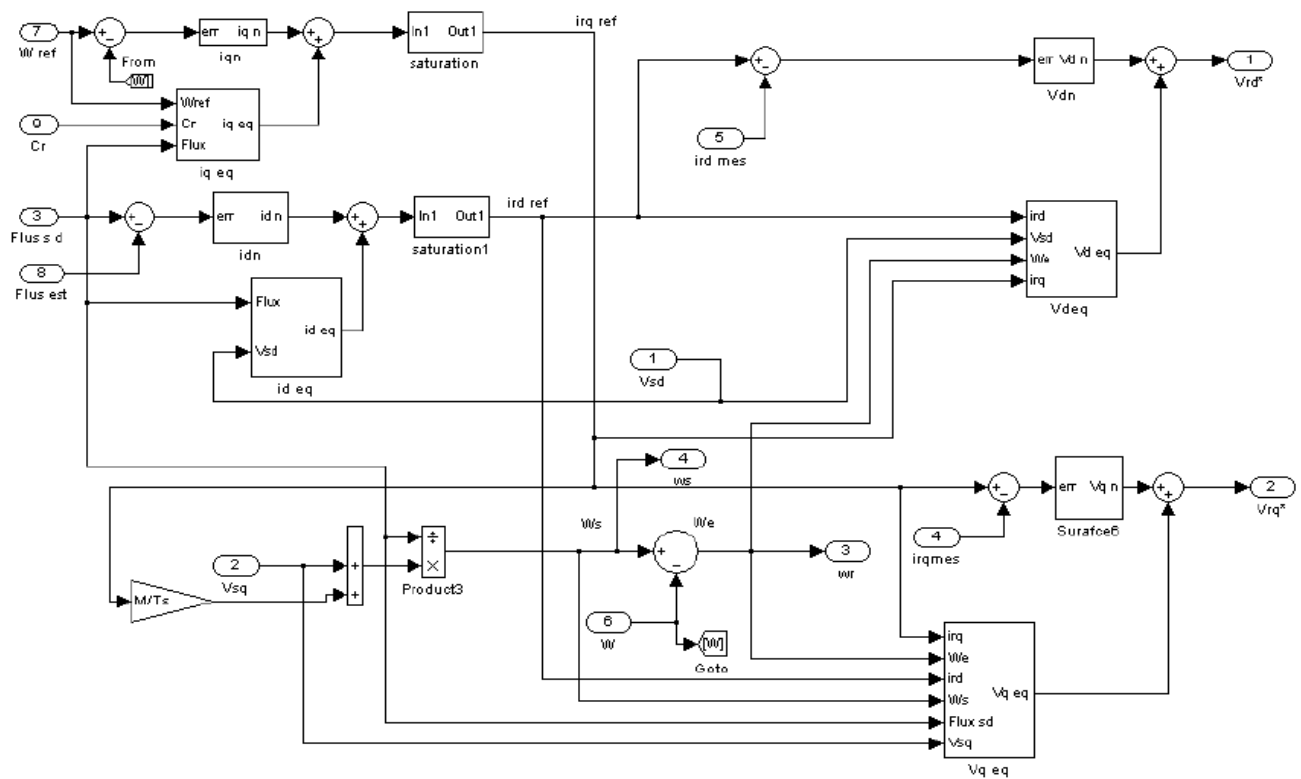


Annexe B

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



Ⓢ Le modèle de la commande par mode de glissement du MADA sous SIMULINK/MATLAB.



- [1] **D. Youcef**, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle. », Thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali liables de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [2] **Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna,2009.
- [3] **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.
- [4] **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.
- [5] **L Bilal**, « Commande vectorielle et transfert des puissances de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SKIKDA,2011.
- [6] **A Sid Ahmed El Mahdi**, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SIDI-BEL-ABBES,2010.
- [7] **B Youcef**, « Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées », Mémoire De Magister en Electrotechnique, Universitaire d'El-oued,2010.
- [8] **B.Hopfenspeger Et D.J.Atkinson**, « Doubly-fed a.c.machines : classification and comparison », European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Gras,2001.
- [9] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des Machines Electriques »,Livre, Edition TECHNOSUP, Batna,2012.
- [10] **S Khojet El Khil**, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de doctorat de l'institut national Polytechnique de Toulouse,2006.
- [11] **F. Poitiers**, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France,2003.
- [12] **R Sadaoui**, « Analyse Et Commande De La Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire De Maîtrise En Génie Électrique L'université Du Québec À Trois-Rivières,2017.
- [13] **A. Chaïba**, « Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie,2004.
- [14] **Akkari.N**, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna,2010.

D Références Bibliographies

- [15] **B. Kamal**, « conception de la commande d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Mouhamed Boudiaf d'Oran,2015.
- [16] **A. Abd Elkarim**, « Alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée », Université Kasdi Merbah Ouargla,2017.
- [17] **T Zineb Et T Amel**, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire de fin d'études de Master en Génie Electrique Option, Commande des Système Electrique, Université A/Mira de Bejaia,2016.
- [18] **B. Rafik Et M, Abdelhalim**, « Commandes non linéaires d'une machine asynchrone double alimentation » Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen,2016.
- [19] **E Youcef**, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Mémoire de Magister en électrotechnique de l'université de Batna,2009.
- [20] **M.Charane**, «Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation avec régulateur flou», Thèse d'ingénieur d'état en Automatique, Université Mouhamed Boudiaf d'Oran,2010.
- [21] **T Belkacem**, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de magister en électrotechnique de l'université de Batna,2010.
- [22] **Z Abderrahim**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse de doctorat, Université De M'sila,2017.
- [23] **S. Drid**, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [24] **Y. Bekakra**, « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Université de Biskra.
- [25] **H. Tamrabet**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister de l'université de Batna,2006.
- [26] **A Nabil et B Amine**, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme De Master, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes,2016.
- [27] **L. Benalia**. « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [28] **H. Bühler**, « Réglage par Mode de Glissement », Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse,1986.
- [29] **Ph. Cristian Lascu**, « Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding Mode Approach », IEEE Transactions on industry applications, vol.40,2004.
- [30] **A. L. Nemmour**, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de magister de l'université de Batna,2002.
- [31] **H. Amimeur**, «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Thèse de magister de l'université de Batna,2008.
- [32] **D. Benattous, A.Golea, R. Abdelssemed**, « Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone »,ICEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : **Dr. Abderrahim ZEMMIT - Pr. Sabir MESSALTI**

Présenté par : **-Tarek BERAKHALIA**
-Laizi Abderraouf

Thème :

Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

Résumé :

Ce mémoire concerne la modélisation et la commande en tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA). En premier lieu, nous avons présenté des notions fondamentales et le principe de fonctionnement de ce moteur. Puis, nous avons développé la modélisation de cette et de son alimentation. La commande vectorielle de MADA alimentée par onduleur de tension aux niveaux rotorique en utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, nous avons appliqué une autre technique de réglage robuste dite la commande par mode de glissement. Cette dernière offre une bonne robustesse contre les variations paramétriques. Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande.

Mots clés :

Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA), modélisation, commande vectorielle, régulateurs IP, commande par mode de glissement.

N° d'ordre :