

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

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

Proposé et dirigé par :

-Dr. Leila BENALIA

Présenté par :

- Mr. Abderrahim ZEMMIT

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 062

Dédicace

Je dédie ce travail de mémoire de fin d'étude :

*A ma chère mère : **FATIMA**, pour ses sacrifices depuis qu'elle m'a mit au monde;*

*A mon chère père : **NADIR**, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les difficultés. Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;*

*A mes chers frères **RADOUAN , KHALIL , ADEL , DJALAL , ABDELKARIM et ABDERRAOUF***

*A ma sœur **SABRINA**.*

*A ma nièce **HADJER** .*

*A mes neveux **MOHAMED et ZAKARIA**.*

A mes tantes et oncles;

*A toute ma famille **ZEMMIT**;*

*A tous mes amis surtout : **NOUREDDINE, ABDENOUR, ABDELLAH, ABDELDJALIL, SAIF, YUCEF, LAID, ISMAIL, FAWZI, AHMED, BILAL, MOHAMED, IMAD, ... ,..... ;***

*A tous les employés des moulins du **HODNA** surtout **Mr. GHALAB MOHAMED**;*

A tous les enseignants au département de Génie Electrique;

A ma promotion de Master Electromécanique (juin 2013)

A tous les étudiants.

ZEMMIT Abderrahim

Remerciement



*LOUANGE A DIEU ﷻ QUI M' A DONNE LA FOI, LE COURAGE,
LA PATIENCE ET LA VOLONTE POUR REALISER CE MODESTE
TRAVAIL DANS DES MEILLEURES CIRCONSTANCES
ET EN BON ETAT.*

*Au terme de ce modeste travail, je tiens à remercier vivement mon promoteur **Mme. BENALIA Leila** maître de conférences au département de Génie Electrique à L'université de M'SILA pour les conseils, les encouragements et les efforts qu'elle m'a prodigué durant la réalisation de ce travail.*

*Mes vifs remerciements vont également à **Mr. BENDJAIMA Bachir**, chef de département de Génie Electrique pour ses qualités humaines.*

Je remercie très vivement tous mes Enseignants au département de Génie Electrique.

Mes remerciements vont également à les personnes qui m'ont aidé à élaborer et à réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui m'ont aider de près ou de loin à accomplir ce travail surtout messieurs : S. Radhrwane , B. Youcef, B. Zine laabidine.

En fin je remercie tout particulièrement mes parents, pour leurs soutiens inconditionnels tout au long de ces longues années d'études.

ZEMMIT Abderrahim

Table des Matières

DEDICACE.....	I
REMERCIEMENT	II
TABLE DES MATIERES	III
LISTE DES FIGURES.....	VI
LISTE DES TABLEAUX.....	VII
NOMENCLATURE	IX
INTRODUCTION GENERALE.....	1

Chapitre I

Etat de l'Art de La Machine Asynchrone à Double Alimentation « MADA »

I.1 INTRODUCTION	3
I.2 DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	3
I.3 CLASSIFICATION.....	4
I.3.1. Machine à Double Alimentation Simple.....	4
I.3.2. Machine A Double Alimentation En Cascade	5
I.3.3. Machine A Double Alimentation Cascade A Un Repère	5
I.3.4. Machine A Double Alimentation Sans Collecteur	5
I.3.5. Machine A Double Alimentation Sans Balais.....	6
I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	7
I.5 NOTIONS HYPO ET HYPER-SYNCHRONE DE LA MADA.....	8
I.6 FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS DE LA MADA	9
I.7 VARIATION DE VITESSE DE LA MADA	10
I.8 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA	11
I.9 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA	12
I.9.1 Avantages de la MADA	12
I.9.2 Inconvénients de la MADA	13
I.10 CONCLUSION	13

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1 INTRODUCTION :	14
II.2 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MADA	14
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	14
II.2.2. Equations électriques.....	15
II.2.3. Equations magnétiques.....	16
II.3. LA TRANSFORMATION DE PARK	16
II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA.....	18
II.4 EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES SUIVANT L'AXE (U,V).....	18
II.4.1 Choix du référentiel	19
II.4.1.a Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	19
II.4.1.b Référentiel fixé par rapport au rotor (x , y)	19
II.4.1.C Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d , q)	20
II.5 MODELE DE LA MADA SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT	21
II.6 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	22
II.7 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MADA	23
II.8 MODELISATION DU SYSTEME D'ALIMENTATION.....	26
II.8.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie.....	26

II.8.2 Modélisation du Redresseur	26
II.8.3. Modélisation du Filtre	28
II.8.4. Modélisation de L'onduleur de Tension	29
II.8.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	31
II.9 SIMULATION DE L'ASSOCIATION MADA AVEC ONDULEURS A MLI	33
II.10 CONCLUSION.....	34

Chapitre III

Commande Vectorielle de La MADA

III.1 INTRODUCTION.....	35
III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA	35
III.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	36
III.2.2 Procède d'orientation du flux	37
III.2.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	37
III.3 METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	39
III.3.1 Commande vectorielle directe.....	39
III.3.2 Commande vectorielle indirecte.....	39
III.4 .STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE (CVD).....	39
III.4.1 Défluxage.....	41
III.4.2 Principe du découplage par compensation	41
III.4.3 Estimation du flux statorique	42
III.4.4 Dimensionnement des régulateurs	42
III.4.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse.....	42
III.4.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques	42
III.4.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe.....	42
III.4.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature	44
III.4.4.1.2 Régulateur du flux statorique.....	45
III.4.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP	46
III.5 RESULTATS DE SIMULATION AVEC APPLIACATION DE LA COMAMNDE.....	47
III.5.1 Démarrage à Vide suivi d'une Introduction de Variation du Couple de Charge	47
III.5.2 Tests de robustesse.....	49
III.5.2.1 Inversion du sens de rotation	49
III.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique	50
III.5.2.2.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	51
III.5.2.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie	52
III.6. CONCLUSION	53

Chapitre IV

Commande par Mode de Glissement de la MADA

IV.1 INTRODUCTION.....	54
IV.2 GENERALITE SUR LA THEORIE DE CONTROLE PAR LE MODE DE GLISSEMENT	54
IV.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	55
IV.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	55
IV.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	56
IV.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	56
IV.4 CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT	57
IV.4.1 Choix de la surface de glissement.....	57
IV.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	58
IV.4.2.1 La fonction discrète de commutation.....	58
IV.4.2.2 La fonction de Lyapunov.....	58
IV.4.3 Détermination de la loi de commande	58
IV.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT A LA MADA.....	61
IV.5.1 Surface de régulation de la vitesse	62
IV.5.2 Surface de régulation du flux statorique	62

IV.5.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation	63
IV.5.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation	64
IV.6 SCHEMA BLOC DE REGLAGE EN CASCADE DE LA VITESSE,DU FLUX STATORIQUE ET DES COURANTS ROTORIQUES PAR MODE DE GLISSEMENT :	65
IV.7 RESULTATS DE SIMULATION	66
IV.7.1 Régulateurs par mode de glissement appliqués dans toutes les boucles de régulation de la MADA	66
IV.7.1.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	66
IV.7.1.2 Tests de robustesse	68
IV.7.1.2.1 Inversion du sens de rotation	68
IV.7.1.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique.....	69
IV.7.1.2.2.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.....	69
IV.7.1.2.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie	70
IV.8 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DEUX TYPES DE COMMANDE (CVD&CMG).....	71
IV.8.1 Introduction	71
IV.8.2 Comparaison des deux Types de Commande.....	71
IV.8.2 .1 Notation.....	72
IV.8.2.2 Comparaison au niveau de l'application du couple de charge	72
IV.8.2.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.....	73
IV.8. 2.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	73
IV.8.2.5 Comparaison au niveau de la variation du moment d'inertie.....	74
IV.8.2.7 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande	74
IV.8 CONCLUSION	75

Chapitre V

Commande Directe du Couple(DTC) de la MADA

V.1 INTRODUCTION	76
V.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	76
V.3 STRUCTURE DE REGLAGE EN DTC.....	77
V.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur	77
V.3.2 Réglage du flux statorique	78
V.3.3 Réglage du couple électromagnétique.....	79
V.3.4 Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul	81
V.3.5 Choix du vecteur tension.....	81
V.3.6 Estimation du flux statorique	83
V.3.7 Estimation du couple électromagnétique.....	84
V.4 ELABORATION DES CONTROLEURS DE FLUX ET DU COUPLE	84
V.4.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	84
V.4.2 Elaboration du contrôleur du couple	85
V.5 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION	85
V.5. 1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	87
V.5. 2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls.....	87
V.6 APPLICATION DE LA DTC SUR LA MADA	88
V.6 .1 Modèle de MADA en vue a la DTC	88
V.7 SIMULATION NUMERIQUE	88
V.8. RESULTATS DE SIMULATION	89
V.8.1 Test de robustesse	92
V.9 LES AVANTAGES DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	95
V.10 LES INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	95
V.11 COMPARAISON ENTRE LA DTC ET LA COMMANDE VECTORIELLE	96
V.12 CONCLUSION	96
CONCLUSION GENERALE	97
ANNEXES	A
BIBLIOGRAPHIE.....	C

Liste des figures

Chapitre I

Fig. I.1: Stator.	Fig. I.2: Rotor Bobiné.	3
Fig. I.3 : Schéma d'alimentation typique de la MADA.		4
Fig. I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....		4
Fig. I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repere.....		5
Fig. I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.		5
Fig. I.7: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.....		6
Fig. I.8 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.		6
Fig. I.9 : Moteur à rotor bobine à double alimentation connecté à deux sources triphasées.		8
Fig. I.10 :Modes et régimes de fonctionnement de la MADA.		9
Fig. I.11 : Evolution des puissances de la mada (mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant).		10

Chapitre II

Fig. II.1 : Représentation de la MADA dans le système triphasé.	15
Fig. II.2 : Décomposition de la transformation de PARK.....	17
Fig. II.3 : Position spatiale des différents référentiels.....	18
Fig. II.4 Schéma bloc de simulation de la MADA.....	22
Fig II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique	23
Fig II.6 :Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ (hypo-synchrone).....	24
Fig II.7 :Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ (hyper-synchrone).....	25
Fig. II.8: Schéma synoptique propose pour l'alimentation de la machine.	26
Fig.II.9 : Représentation du redresseur triphasé à diodes.	26
Fig.II.10 :Représentation de la tension redressée.	27
Fig.II.11: Représentation du filtre RLC.....	28
Fig.II.12 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	29
Fig.II.13 : Représentation d'un GTO.....	29
Fig. II.14 : Modèle sous simulink de l'onduleur triphasé.	31
Fig. II.15.Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	32
Fig II.16 : Réponses du système avec $c_r=5N.m$ a $t = 2sec$ (un seul onduleur du coté statorique).	33
Fig II.17 : Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique avec $c_r=5 N.m$ à $t=2sec$..	34

Chapitre III

FigIII.1:Schéma de principe du découplage pour la mada par analogie avec la machine a courant continu.	36
Fig III.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.	37
Fig III.3 :Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.	40
Fig III.4 :Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA par MATLAB/SIMULINK.	40
Fig III.5 : Schéma de régulation du courant I_{rd} .	43
Fig III.6 :Schéma de régulation du courant I_{rq} .	44
Fig III.7 :Schéma de régulation du flux statorique .	45
Fig III.8 :Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.	46
Fig III.9 :Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide.	48
Fig .III.10 : Réponse du systeme lors de l'inversion du sens de rotation à $t=1s$.	50
Fig III.11 :Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-a-vis la variation de la résistance rotorique (+100%).	51
Fig III.12:Résultats de la CVD du MADA vis-a-vis la variation du moment d'inertie (+50%).	52

Chapitre IV

Fig.IV.1 :Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	55
Fig.IV.2 :Structure de régulation par commutation au niveau de la contre reaction d'etat.	55
Fig.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	56
Fig. IV.4 :Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	57
Fig IV.5 : Interpretation de u_{eq} .	59
Fig IV.6 :Fonction sign (commande de type relais).	60
Fig.IV.7 :Fonction de saturation (commande adoucie).	61
Fig IV.8 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement du MADA.	65
Fig IV.9 :Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement de la mada sous MATLAB/simulink.	66
Fig IV.10 :Réponses de la commande par mode de glissement lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.	67
Fig.IV.11 :Réponse du systeme lors de l'inversion du sens de rotation.	69
Fig. IV.12 :Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du mada vis-a-vis la variation de la résistance rotorique .	70
Fig. IV.13 :Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du MADA vis-a vis la variation du moment d'inertie .	70

Chapitre V

Fig.V.1 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.	78
Fig.V.2:Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	78
Fig.V.3:Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	78

Fig.V.4 : Trajectoire du flux statorique.	79
Fig.V.5 : Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s	79
Fig.V.6 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.	81
Fig.V.7 : Application d'un vecteur nul avec négligence du terme résistif.	81
Fig.V.8 : Choix du vecteur tension.	82
Fig.V.9 : Contrôle à hysteresis à deux niveaux.	85
FIG.V.10 : Correcteur du couple à trois niveaux.	85
Fig.IV.11 : Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MADA.	89
Fig.V.12 : DTC de la MADA avec alimentation rotoriques ($V_r=12v, f_r=5Hz$) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs).....	90
Fig.V.13 : DTC de la MADA avec alimentation rotoriques ($V_r=12v, f_r=5Hz$) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs) et nuls	91
Fig.V.14 : Réponse de couple dans les deux cas avec les vecteurs de tension nuls et non nuls (actifs).....	91
Fig.V.15 : Comportement de la MADA avec alimentation rotoriques ($V_r=12v, f_r=5Hz$) vis-a-vis variation de la vitesse de rotation de 157 a 130 rad/s a l'instant $t=2.5s$, (sous couple de 5Nm a $t=2s$)	92
Fig.V.16 : Comportement de la MADA vis-a-vis une variation de la charge $C_r = 5$ et 3 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 4.5]$ s.	93
Fig.V.17: Comportement de la mada vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique(+50%)	94

Liste des tableaux

Tab.II.1 : Etablissement des expressions des tensions simples et composées.	31
Tab IV.1 : Comparaison au niveau de l'application du couple de charge.	73
Tab IV.2. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.	73
Tab IV.3 : Etude comparative des deux types de commande.....	74
TAB.V.1 : Table de commutation généralisée.....	86
TAB.V.2 : Table de commande du flux.....	86
TAB.V.3 : Table de commande du couple.	86
TAB.V.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hysteresis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.	87
TABV.5: Stratégie de contrôle avec comparateur a hysteresis a trois niveaux avec les vecteurs tension nuls	87

✓ **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 Intégrale 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 .

DTC : Direct Torque Control.

✓ **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.

$(\cdot)_{réf}$: 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.

$S(\Omega)$: 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
$n_s, (n_r)$	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 premiers 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 dégradent 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'une machine asynchrone à double alimentation 'MADA' alimentée en tension, avec orientation du flux par des régulateurs classique PI, par le mode de glissement et par la commande directe du couple 'DTC'. 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, ainsi qu'une étude comparative entre les deux types de commande : La commande vectorielle par les régulateurs PI et la commande par le mode de glissement.
- Ⓢ **Le cinquième chapitre**, est l'objet de la commande directe du couple de la MADA. Nous présentons à la fin de ce chapitre une étude comparative qui résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC).

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 Machine Asynchrone à Double Alimentation « MADA »

I.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation 'MADA' a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

Ce chapitre dresse un état de l'art sur la MADA. Il permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que : les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance.

I.2 Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "*doubly-fed induction machine* (DFIM) ", date de l'année 1899 [5], [6] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [2].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure. I.1) [7].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [8], [9]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. I.2) [10].

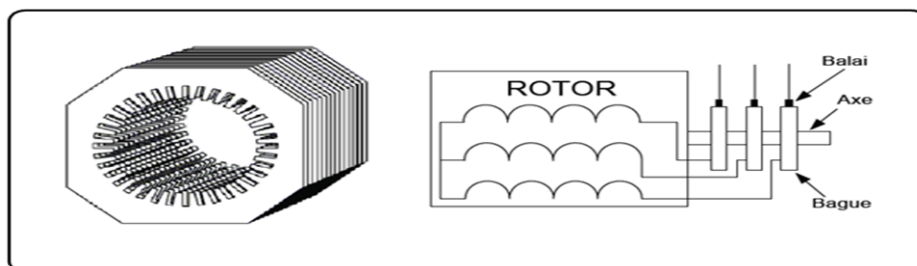


Fig. I.1: Stator[1].



Fig. I.2: Rotor bobiné[1].

Pour être classé comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. I.3) [11].

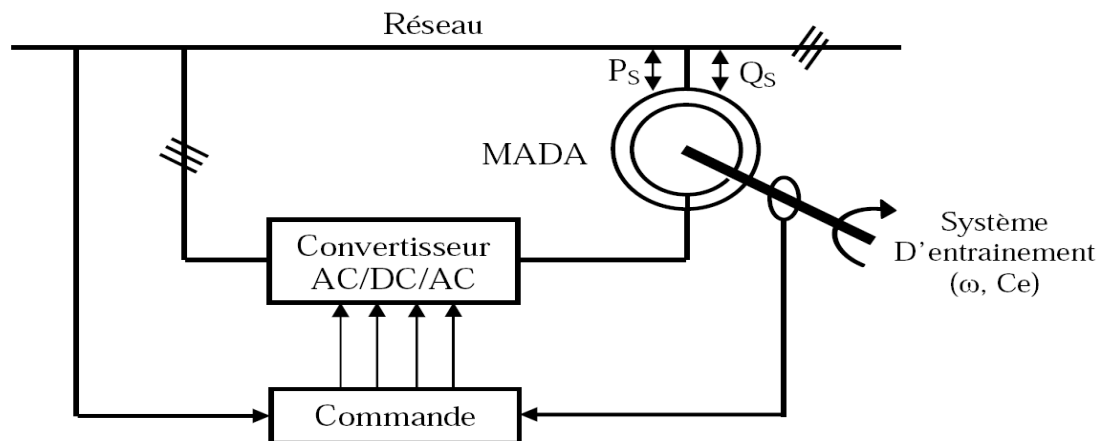


Fig. I.3 : Schéma d'alimentation typique de la MADA[11].

I.3 Classification

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [3], [6], [12], [13]:

I.3.1. Machine à Double Alimentation Simple

La machine à double alimentation simple (MADA.s), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) 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) [12], [13], [14].

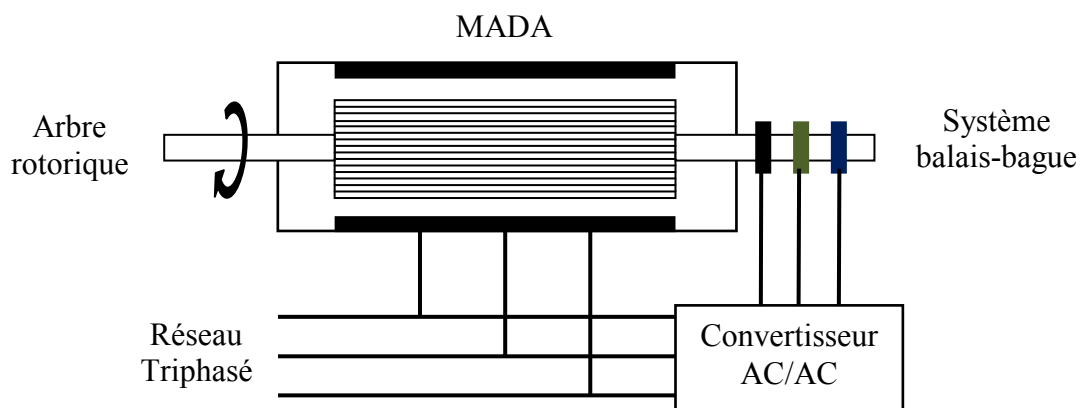


Fig. I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

I.3.2. Machine A Double Alimentation En Cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [3].

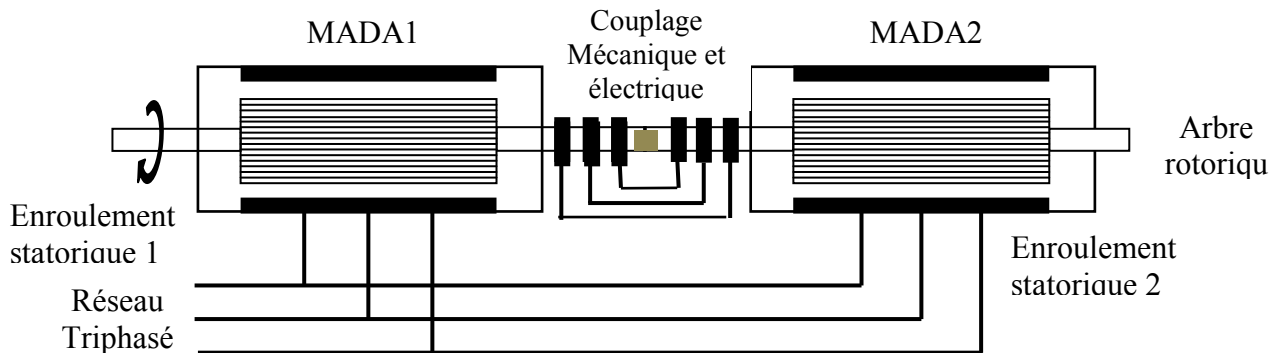


Fig. I.5: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

I.3.3. 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.6) 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].

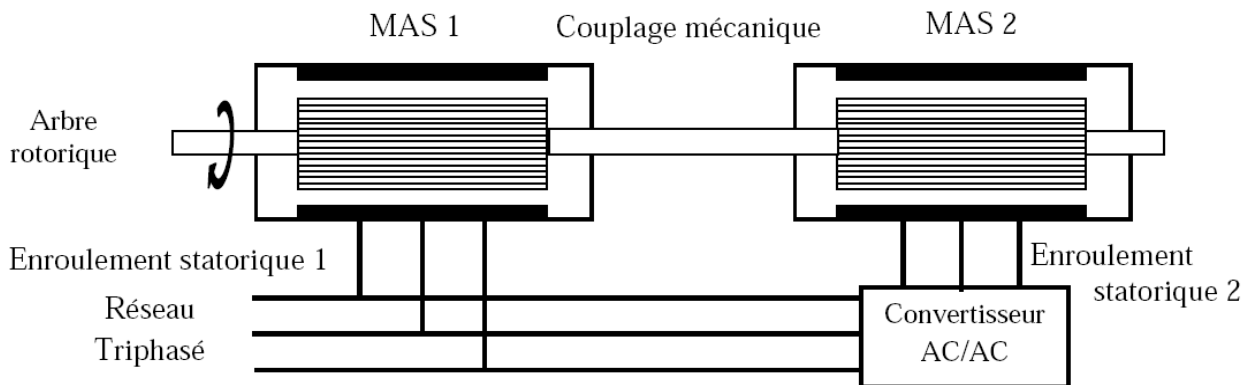


Fig. I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère[3].

I.3.4. 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.7). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [13].

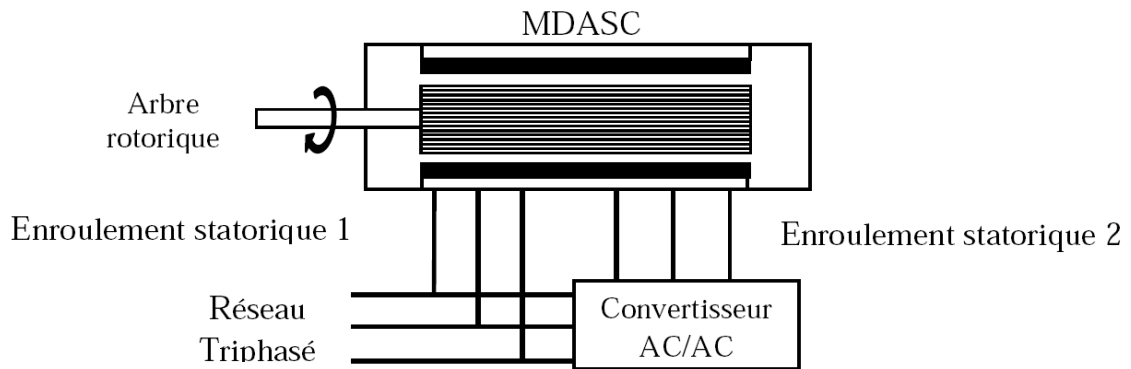


Fig. I.7: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur[13].

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 [3].

I.3.5. 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.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statotiques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques 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].

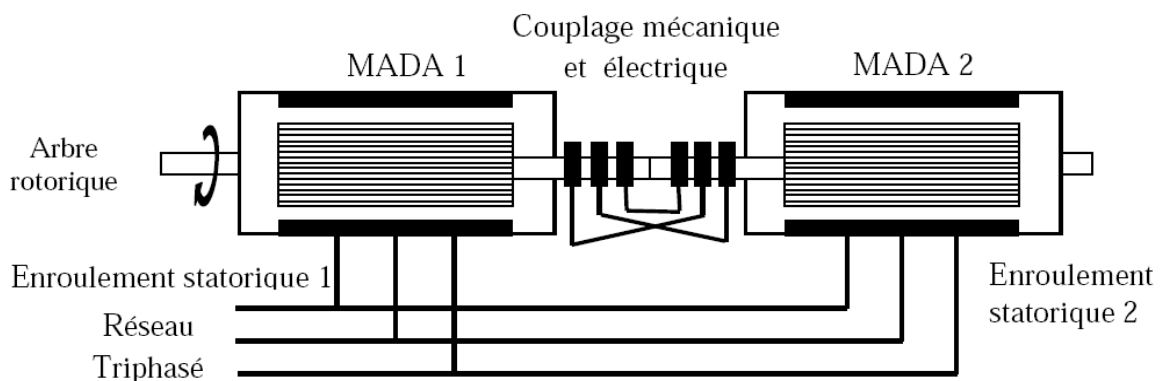


Fig. I.8 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais[3].

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [13].

I.4 Principe De Fonctionnement De La MADA

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone à bobinage m_1 phase stator, à rotor bobiné m_2 phase muni de bagues. La seule différence avec la machine asynchrone d'induction est que le secondaire (rotor) n'est pas mis en court-circuit [13].

☉ A l'arrêt :

Si le stator est le seul alimenté par induction, les f.é.m. agissantes au secondaire existent, mais les circuits secondaires étant ouverts, il n'y a pas de courant de circulation au secondaire. Aucun couple n'existe dans cette machine. Le rotor reste à l'arrêt. La pulsation des f.é.m. agissantes au secondaire est alors ω_s . Donc la machine se comporte comme un transformateur. [13].

☉ En rotation :

Le stator alimenté à fréquence constante f_s donne un champ tournant à la vitesse angulaire électrique ω_s .

Donc la machine se comporte comme un transformateur, avec le rotor bloqué, mais de plus comme déphaseur par réglage de θ_0 (retard de l'amorçage d'un thyristor) en décalant le rotor et comme changeur du nombre de phases si m_1 stator $\neq m_2$ rotor [13]. Deux fonctionnements sont possibles :

- Si l'on fait maintenant tourner le rotor à ω , alors les f.é.m agissantes au secondaire sont de pulsation $(\omega_s - \omega_r)$ ou $(\omega_s + \omega_r)$ selon le sens de rotation. La machine fonctionne comme un générateur fournissant au secondaire une pulsation ω_s déterminée pour chaque vitesse de rotation. C'est un générateur à fréquence variable en fonction de la vitesse de rotation du rotor.

À partir des bagues, on dispose d'un générateur polyphasé de pulsation $\omega = (\omega_s \pm \omega_r)$.

- Si au contraire, sans entraîner le rotor en rotation, on injecte par les bagues des courants polyphasés de pulsation ω_r , la machine fonctionne comme un moteur.

Pour $\omega_s = \omega_r$ le rotor est à l'arrêt. Dès que ω_r est légèrement différent de ω_s , la machine se met en rotation dans un sens ou dans l'autre selon que ω_r soit $<$ ou $>$ à ω_s . Par contre, si ω_r est très différent de ω_s la machine ne peut pas démarrer. Comme pour la machine synchrone, il doit y avoir « accrochage » et il peut y avoir « décrochage ». Excitée en continu avec $\omega_r = 0$ c'est d'ailleurs une machine synchrone [13].

Remarque : Les deux champs stator et rotor créent un couple instantané.

Ce couple est moteur si ω_r et ω_s sont voisins. Ce couple est pulsatoire si ω_r et ω_s sont très différents, d'où la nécessité d'un autopilotage de $\omega_r = \omega_s - \omega$ si ω_r et ω_s sont imposées. Un fonctionnement en double alimentation avec autopilotage est différent. Imposant ω_r , la pulsation statorique ω_s est déterminée et imposée en tenant compte de la rotation mesurée du rotor en réalisant $\omega_r = \omega_s + \omega$. Il n'y a plus de décrochage. On retrouvera ce type de fonctionnement dans la cascade hyposynchrone [6].

I.5 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA

Avant d'introduire la machine asynchrone à double alimentation, revenons au moteur à rotor bobiné classique. Comme d'habitude, son stator est branché à une source de fréquence de 50 Hz. Cependant, au lieu de brancher au rotor une charge résistive triphasée à travers un ensemble de bagues et balais, on relie plutôt le rotor à une deuxième source ayant une fréquence de 14 Hz (Figure I.9) [15].

🕒 **Question** : Comment se comporte cette machine à double alimentation?

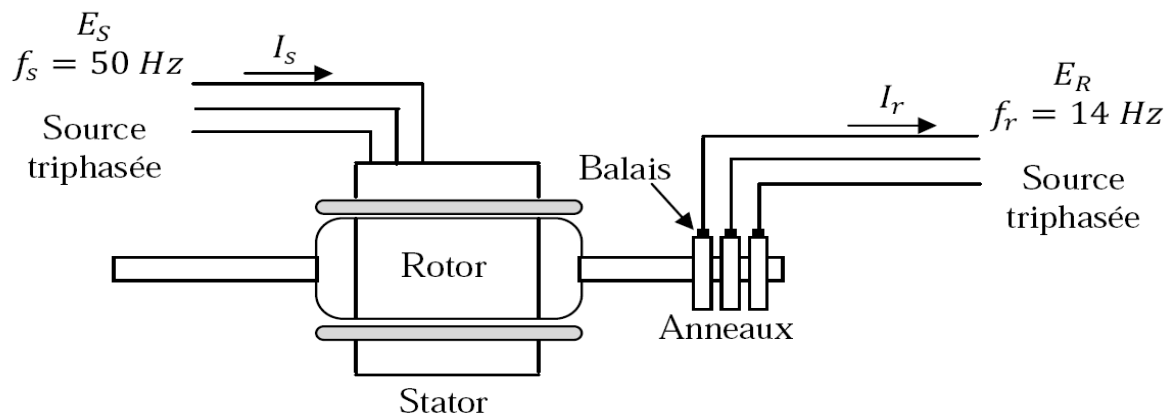


Fig. I.9 : Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées[15].

Supposons que les enroulements triphasés du stator et du rotor de notre machine aient chacun 4 pôles et que le stator soit branché à une source à 50 Hz. Le flux créé par le stator tourne à la vitesse synchrone $n_s = 60f_s / N_p = 60 \cdot 50 / 2 = 1500 \text{ tr/min}$. Supposons que ce flux tourne dans le sens horaire, un observateur externe « voit » donc ce flux statorique tourner dans le sens horaire à 1500 tr/min.

Puisque le rotor est branché à une source à 14 Hz, celui-ci produit un flux tournant à une vitesse $n_r = 60f_r / N_p = 60 \cdot 14 / 2 = 420 \text{ tr/min}$ par rapport au rotor. Ce flux tourne également dans le sens horaire par rapport au rotor.

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

On constate donc que cette machine peut fonctionner en moteur si, et seulement si, sa vitesse est exactement de 1080 tr/min. On dit alors qu'elle fonctionne à une vitesse *sous-synchrone* ou *hypo-synchrone*. [6]

En permutant deux des trois fils de la source à 14 Hz reliées aux balais, on force le flux tournant produit par le rotor à changer de sens par rapport au rotor (sens anti-horaire). Dans ces conditions, pour que les pôles du stator restent alignés avec les pôles du rotor, il faut que le rotor tourne maintenant à une vitesse de $1500 + 420 = 1920 \text{ tr/min}$. On dit alors que le moteur fonctionne à une vitesse *hyper-synchrone*. [6]

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

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s - f_r) \quad \text{hypo-synchrone} \quad (I.1)$$

Ou:

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s + f_r) \quad \text{hyper-synchrone} \quad (I.2)$$

Où :

n : vitesse du rotor [tr/min].

f_s : fréquence appliquée au stator [Hz].

f_r : fréquence appliquée au rotor [Hz].

N_p : nombre de paire de pôles de la machine.

Pour une fréquence f_r donnée, la vitesse n dépend de la séquence des phases de la tension triphasée appliquée au rotor. Une séquence directe produit une vitesse sous-synchrone (équation. I.1), alors qu'une séquence inverse produit une vitesse hyper-synchrone (équation. I.2).

I.6 Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

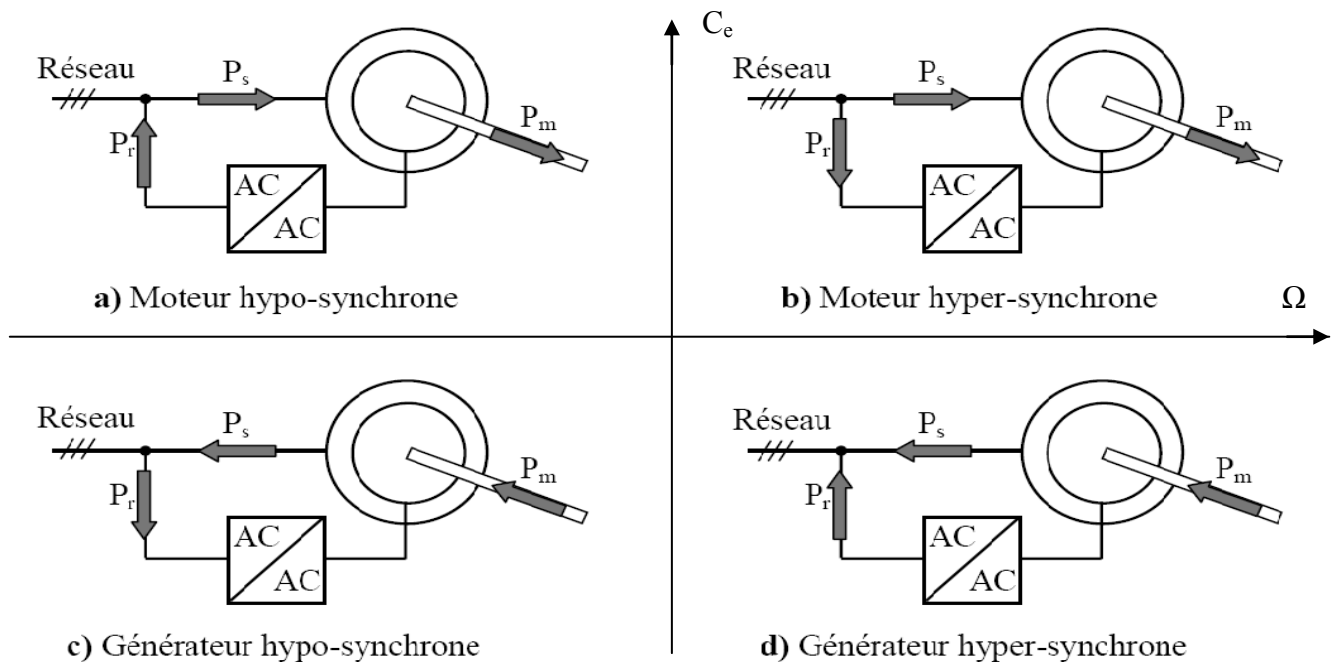


Figure. I.10. Modes et régimes de fonctionnement de la MADA[13].

La figure (I.10) 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.10a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (I.10.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.10.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hypersynchrone), la puissance P_r change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure I.10.d).

La figure (I.11), 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. [13].

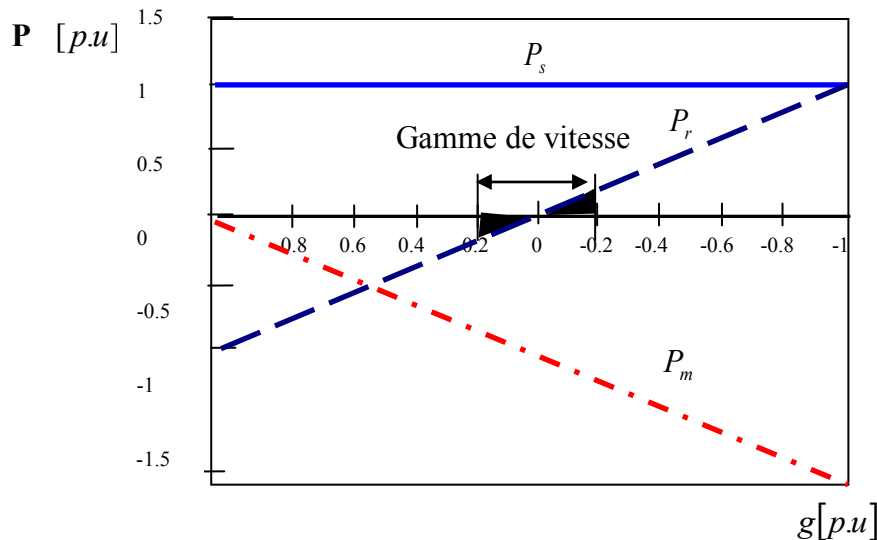


Figure. I.11. Evolution des puissances de la MADA (mode générateur en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)).

I.7 Variation de vitesse de la MADA

Le domaine de variation de la vitesse est très étendu :

- * Dans la gamme du kW : les applications domestiques avec l'électroménager, la domotique et les outils portatifs [16].
- * Dans la gamme de 1 à 300 kW : les entraînements industriels pour la manutention, les pompes et ventilateurs pour le transfert des fluides, les machines-outils et la robotique pour l'usinage [16].
- * Dans la gamme de plusieurs MW : les grands équipements et la traction ferroviaire [16].

Le marché global de la vitesse variable représente le quart des ventes de machines et il est en expansion. Le tout électrique gagne du terrain (chars d'assaut, avions de lignes commerciales...). Les solutions électriques représentent 80 % du marché des variateurs et l'évolution montre que les machines alternatives, principalement les asynchrones à commande vectorielle, occupent déjà la moitié de ce marché. L'émergence des nouveaux marchés, par exemple pour la protection de l'environnement, avec le traitement de l'air et de l'eau, ne peut que confirmer cette tendance [16].

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse.

Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor [1].

Ⓢ Coté stator

✓ **Modification du nombre de paires de pôles N_p** : Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [17].

✓ **Changement de la tension appliquée au moteur** : Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage des charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = K\Omega^2$) [17].

✓ **Changement de la fréquence du réseau** : La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable : ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine : ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence, en courant ou vectoriellement [17].

Ⓢ Coté rotor

✓ **Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement)** : L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. on essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [17].

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

I.8 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, [18]. 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, [7] :

- 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.9 Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.9.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [6].
- 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 [4].
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [7], [4].
- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [6].
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [7].
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [2].

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [4].
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [4].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [4].
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [4].

I.9.2 Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Elle est plus longue à causes des balais [4].
- 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 [3].
- 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) [4].

I.10 Conclusion :

Après avoir passé en revue l'état de l'art sur la MADA, on constate l'intérêt grandissant accordé par les divers auteurs à cette machine. Les différents articles sur la MADA montrent que les machines à courant alternatif sont en passe d'inaugurer une 1ère nouvelle dans le domaine des grandes puissances.

Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle. La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui ont associée le surnom d'une « Machine Généralisée ».

Nous concentrons le long de ce travail sur le fonctionnement de la MADA en mode moteur alimenté par deux onduleurs de tension, au stator et au rotor.

Le chapitre suivant (II) sera dédié à présenter la modélisation de cette machine et son Alimentation .

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1 Introduction :

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

Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [3].

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [2].

Dans le présent chapitre, nous présenterons la modélisation de la MADA et de son alimentation. Nous débiterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C) . Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park.

Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q) . Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type *sinus triangle*. Une série de simulations réalisées 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 Modèle Mathématique de la MADA

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état.

Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes[1]:

- La machine a une parfaite symétrie de construction;
- un entrefer constant;
- l'effet d'encoche ainsi que l'effet de peau sont négligeable;
- un même nombre des phases entre le stator et rotor;
- une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobinage;
- l'absence de saturation dans le circuit magnétique;
- les pertes ferromagnétiques sont négligeables.

La représentation schématique d'une machine à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure (II.1).

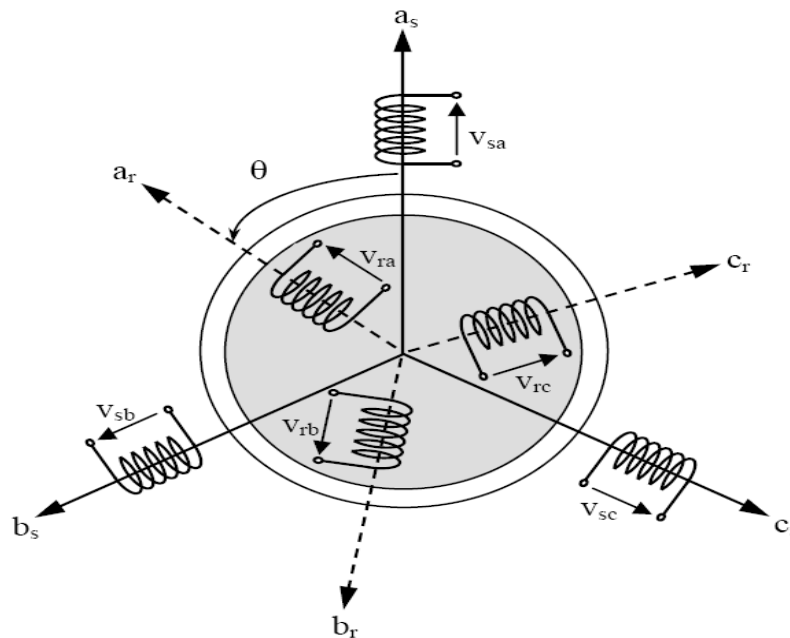


Fig. II.1 : Représentation de la MADA dans le système triphasé[1].

II.2.2. Equations électriques

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

⊙ *Pour le stator :*

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

⊙ *Pour le rotor :*

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (II-2)$$

II.2.3. Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

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

II.3 La transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α, β, o) , puis (d, q, o) . Le référentiel (α, β, o) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C) , par contre le référentiel (d, q, o) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, o) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [1].

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière. La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Donc :

$$[x_{d,q,o}] = [R(\theta)] \cdot [x_{\alpha,\beta,o}] \quad (\text{II.5})$$

La figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park.

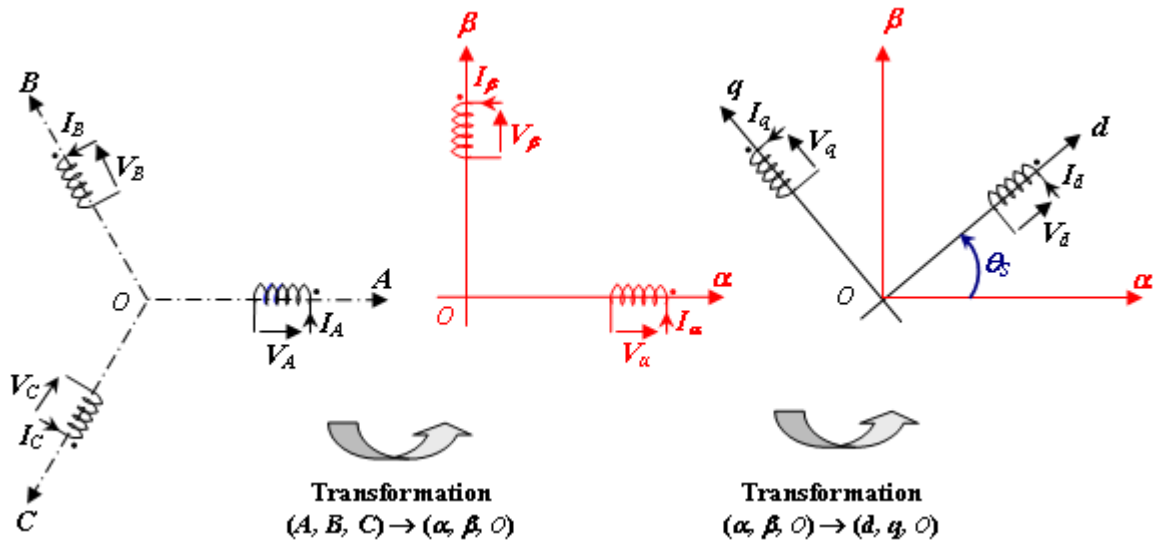


Fig. II.2 : Décomposition de la transformation de Park[1].

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$[x_{d,q,O}] = [P(\theta)] \cdot [x_{A,B,C}] \tag{II.6}$$

où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

Les nouvelles variables x_d et x_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

$$[x_{A,B,C}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{d,q,O}] \tag{II.8}$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

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

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

$$[P(\theta)].[P(\theta)]^T = [1] \tag{II.10}$$

La composante homopolaire (*o*) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (*d, q*) [1].

II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA

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

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park[3].

La figure (II.3) illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.

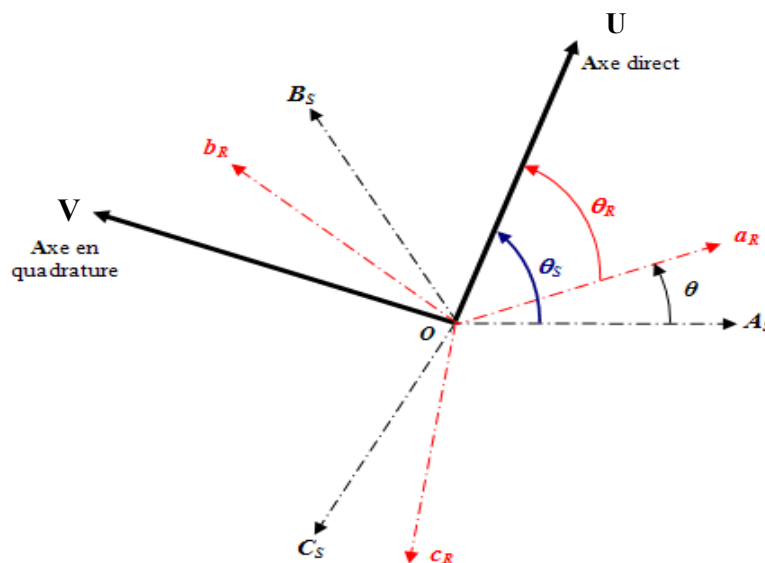


Fig. II.3 : Position spatiale des différents référentiels[1].

II.4 Equations Electriques et Magnetiques Suivant L'axe (U,V)

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

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} + \omega_{coor} \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{ur} \end{cases} \tag{II-11}$$

Avec : ω : Vitesse rotorique.

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

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

$$\begin{cases} \Phi_{us} = l_s I_{us} + MI_{ur} \\ \Phi_{vs} = l_s I_{vs} + MI_{vr} \\ \Phi_{ur} = l_r I_{ur} + MI_{us} \\ \Phi_{vr} = l_r I_{vr} + MI_{vs} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

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

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

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

II.4.1 Choix du référentiel

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

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

II.4.1.a Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

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

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

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

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

II.4.1.b Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :

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

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

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

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

II.4.1.c Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q) :

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

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} & (a) \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} & (b) \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} & (c) \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

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

En remplace (II-19) dans (II-17) et (II-18) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} & (a) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} & (b) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega l_r I_{qr} - \omega M I_{qs} & (c) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega l_r I_{dr} + \omega M I_{ds} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

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

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

$$\begin{cases} C_{em} = P.M. (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) & (\text{II-21}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega & (\text{II-22}) \end{cases}$$

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

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

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = C.X \end{cases} \quad (II-23)$$

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 :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par une représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

On pose :

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

Alors l'équation (II.23) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \tag{II.26}$$

Par analogie de l'équation (II.26) avec l'équation (II.23) on trouve :

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

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

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

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

II.6 Simulation de La Machine Asynchrone à Double Alimentation

Pour réaliser la simulation de la MADA ; on peut transférer le modèle représenté par les équations (II-21), (II-22) et (II-23) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (II-4).

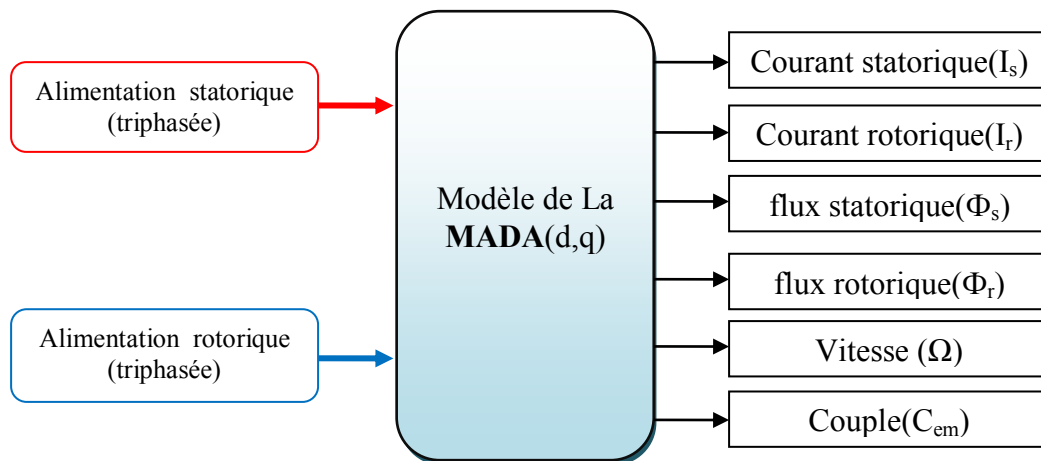


Fig. II.4 Schéma bloc de simulation de la MADA.

II.7 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.

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

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.

Ⓢ $V_r = 0 \text{ v}, f_r = 0 \text{ Hz}$, (rotor en court circuit), $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ sec}$:

La figure (II.5), représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (5 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.56 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible.

Après l'introduction de la charge à l'instant $t = 1 \text{ sec}$, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 145.42 rad/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.

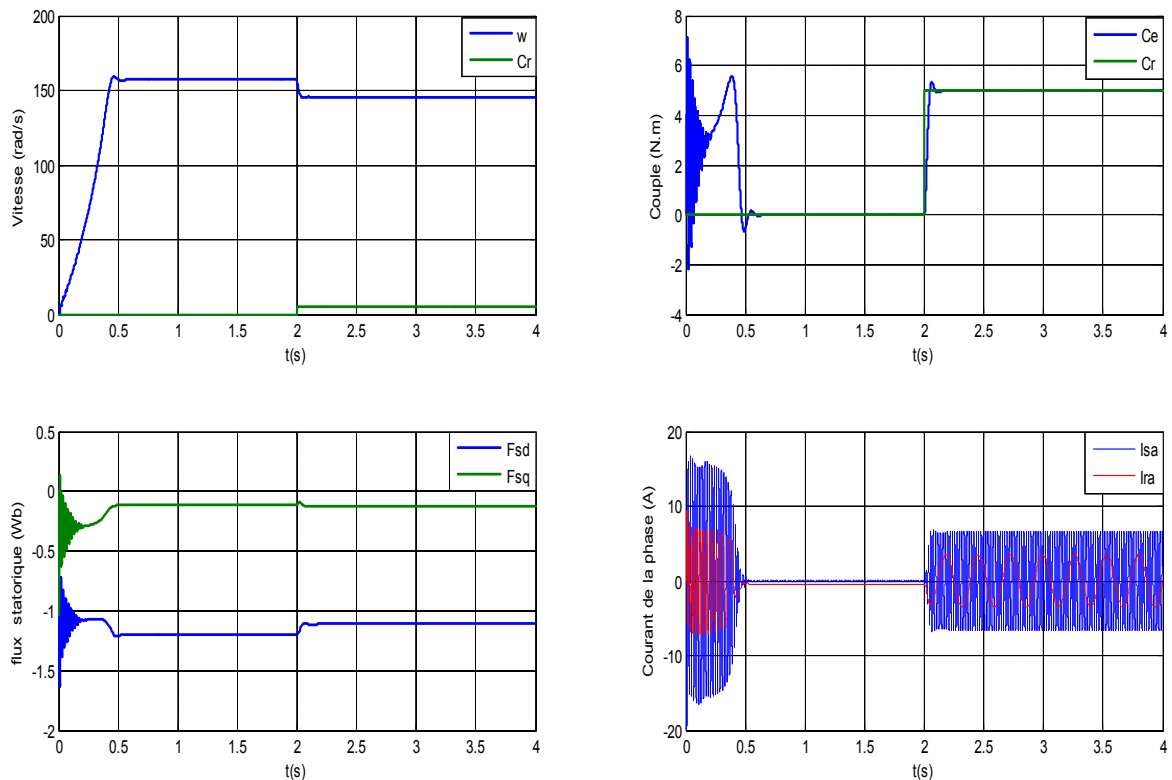


Fig II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0 \text{ Hz}$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2 \text{ sec}$.

2- Pour le deuxième fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en deux régimes hypo/hyper-synchrone.

Tout d'abord, on fait tourner la MADA en mode asynchrone dans quelques secondes puis on injecte une tension alternative aux bornes du rotor, et Pour une meilleure observation des caractéristiques, nous supposons que l'instant de l'injection d'une tension est $t = 1$ sec et le temps de l'application du couple de charge (5 N.m) est à $t = 2$ sec.

ⓐ $V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :

La figure (II.6) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court circuit, avant l'application de la charge on remarque les mêmes caractéristiques que celles obtenues dans le premier cas. Après l'instant 1 sec de simulation on remarque un pic sur le relevé de la vitesse (fonctionnement en mode hypo-synchrone), cela est dû à l'injection d'une tension alternative aux bornes du rotor, par conséquent le courant du rotor est augmenté.

Donc, 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 $t = 2$ sec, on applique un couple de charge (5 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

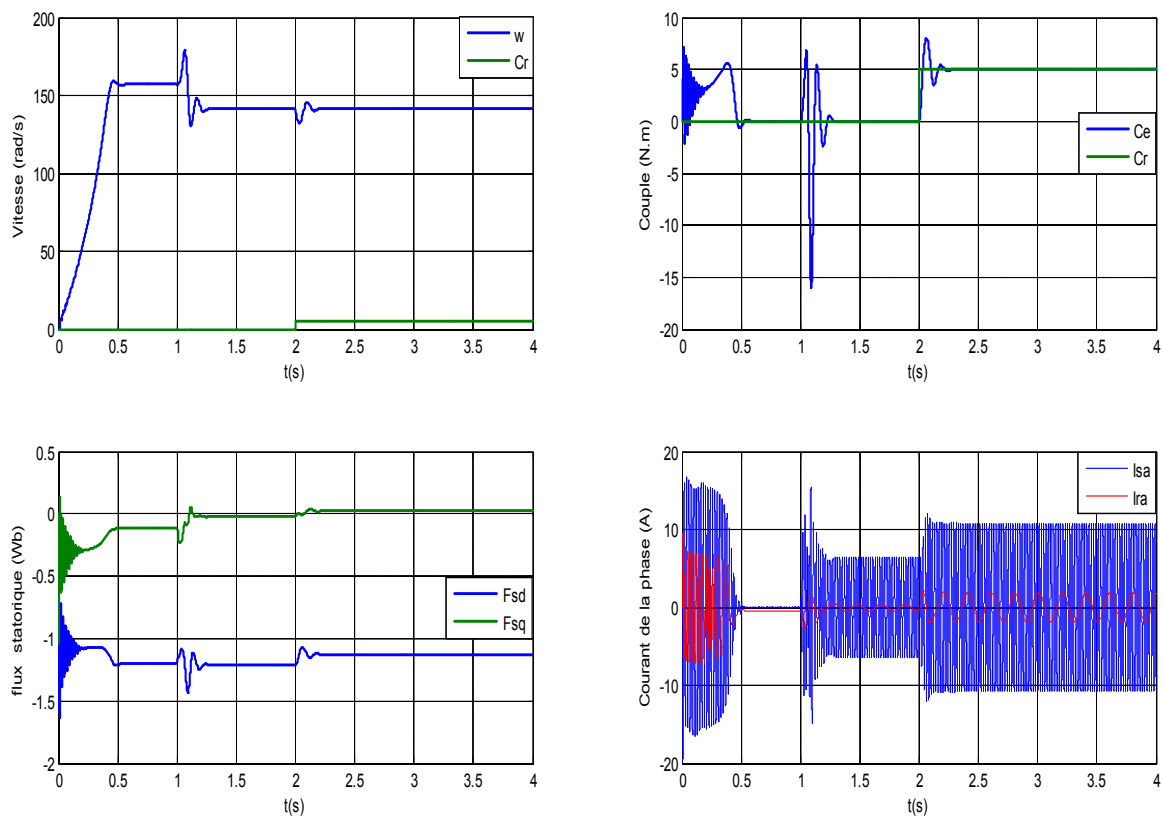


Fig II.6 :Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1$ s ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec.

Ⓢ $V_r = 10 \text{ v}$, $f_r = 10 \text{ Hz}$, (régime hyper-synchrone), $Cr = 5 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ sec}$:

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la MADA en fonctionnement en mode hyper-synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50 Hz.

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

A l'instant $t = 2 \text{ sec}$, on applique aussi un couple de charge (5 N.m), on constate que la vitesse reste constante avec une légère variation durant l'application de la charge (figure II.7).

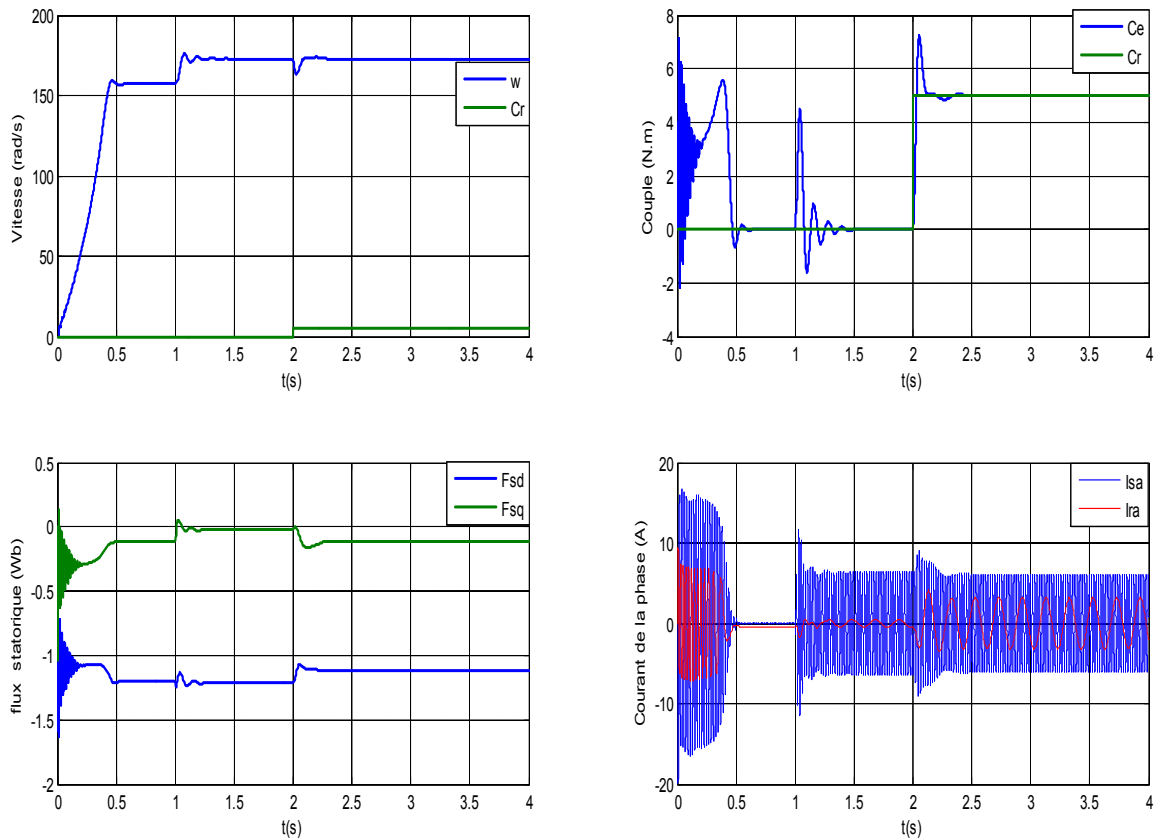


Fig II.7 : Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1\text{s}$ ($V_r = 10 \text{ v}$ et $f_r = 5 \text{ Hz}$), (hyper-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2 \text{ sec}$

Les résultats obtenus par les figures (II.5) , (II.6) et(II.7), montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II.8. Modélisation du Système d'alimentation

II.8.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie

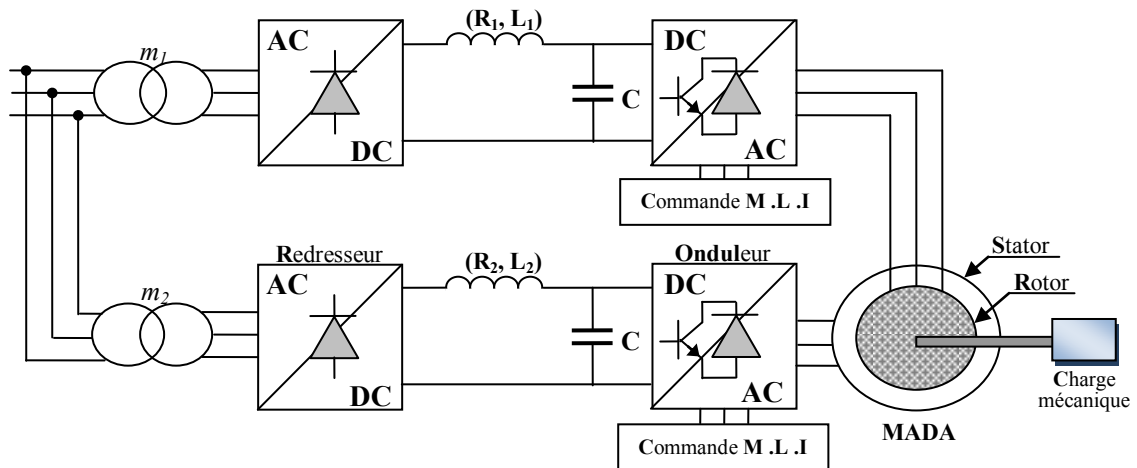


Fig. II.8: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.

Comme il est illustré sur la figure (II.8), la machine est alimentée par deux onduleurs de tension, connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs seront choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est interfacé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant, d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé.

II.8.2 Modélisation du Redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [19].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure II.9). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

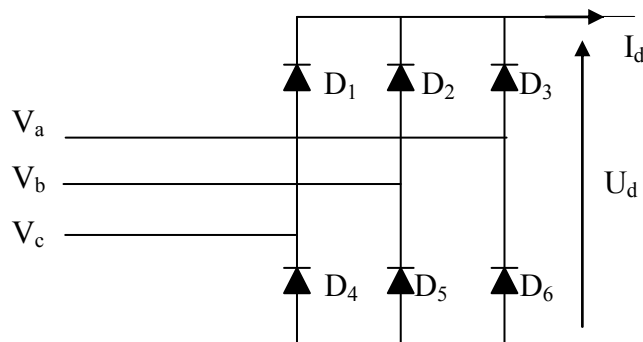


Fig.II.9 : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D_1, D_2 et D_3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d . Les diodes : D_4, D_5 et D_6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d . On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement et aux pertes dans les diodes [19]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.27)$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j); j = 1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

$$D_i' \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1, 2, 3. \text{ donc la tension } U_{red}$$

$$U_{red} = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (II.28)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (II.29)$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_d \max - U_d \min}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (II.30)$$

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

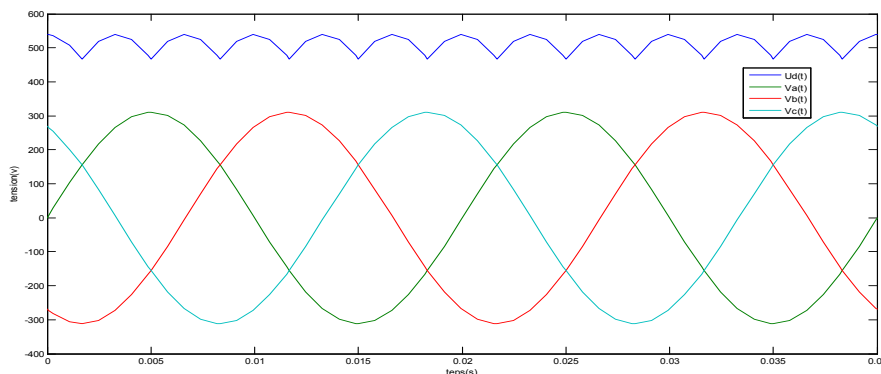


Fig.II.10 :Représentation de la tension redressée.

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

II.8.3. Modélisation du Filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [19]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous. (II.11).

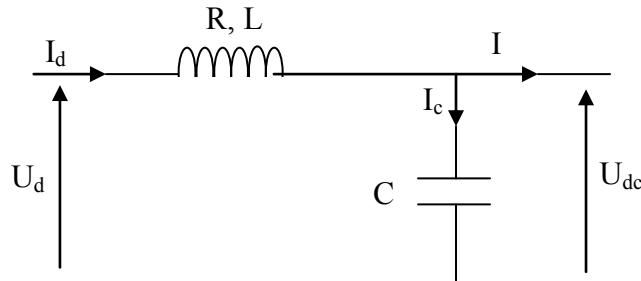


Fig.II.11: Représentation du filtre RLC.

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [20].

- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [20].

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) & \text{(II.31)} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) & \text{(II.32)} \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressé}} = \frac{1}{LC S^2 + RC S + 1} \quad \text{(II.33)}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [20] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_c \quad \text{(II.34)}$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [20] :

$$L_f = 100 \text{ mH}; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$$

II.8.4. Modélisation de L'onduleur de Tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative [20].

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380 V-50 Hz [20].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure II.12). Les couples d'interrupteurs (K₁₁, K₂₁), (K₁₂, K₂₂), (K₁₃, K₂₃) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [20]. Les diodes D_{ij} (ij=1, 2, 3) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors [20].

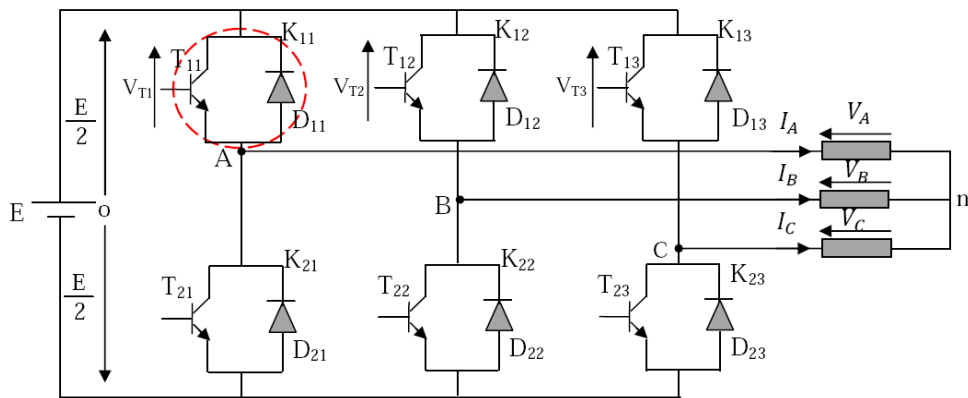


Fig.II.12 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux[20].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [20]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.13).

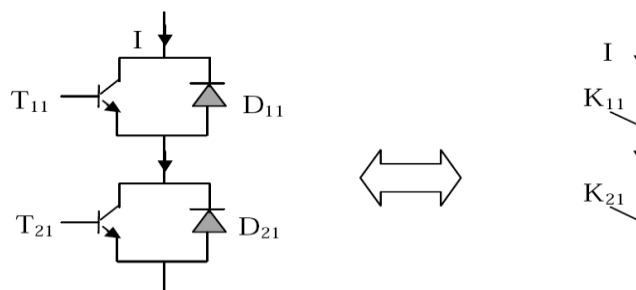


Fig.II.13 : Représentation d'un GTO[20].

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [19].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_A = \mathbf{V}_{AO} + \mathbf{V}_{On} \\ \mathbf{V}_B = \mathbf{V}_{BO} + \mathbf{V}_{On} \\ \mathbf{V}_C = \mathbf{V}_{CO} + \mathbf{V}_{On} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0$$

$$\text{D'où : } V_{On} = -\frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.36})$$

On remplace (II.36) dans (II.35), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

On peut écrire le système (II.37) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Avec ;

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1=1 & \text{si } \mathbf{K}_{11} \text{ fermé} & \text{si non } S_1=-1 & \text{donc } \mathbf{K}_{11} \text{ ouvert .} \\ S_2=1 & \text{si } \mathbf{K}_{12} \text{ fermé} & \text{si non } S_2=-1 & \text{donc } \mathbf{K}_{12} \text{ ouvert .} \\ S_3=1 & \text{si } \mathbf{K}_{13} \text{ fermé} & \text{si non } S_3=-1 & \text{donc } \mathbf{K}_{13} \text{ ouvert .} \end{cases}$$

On remplace (II.39) dans (II.38), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

Le système (II.40) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs K_1, K_2, K_3 (les états de K_4, K_5, K_6 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

K_{11}	K_{12}	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.1 : Etablissement des expressions des tensions simples et composées.

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (II.14), sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous *Simulink*.

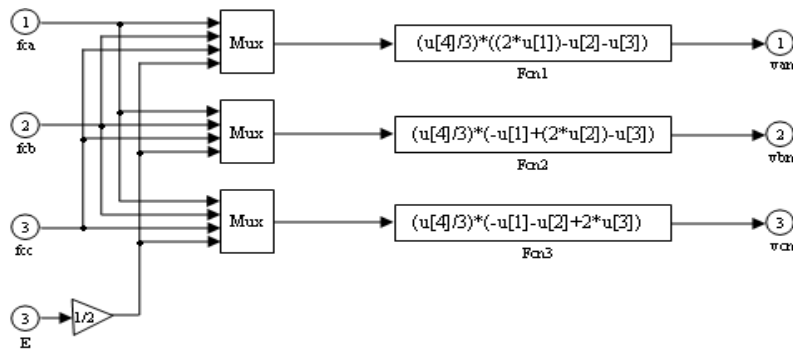


Fig. II.14 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

II.8.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

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

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [14].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [14]:

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

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

- 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_p à la valeur crête V_r de la porteuse:
$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

Le schéma de principe est donné par la figure (II.15).

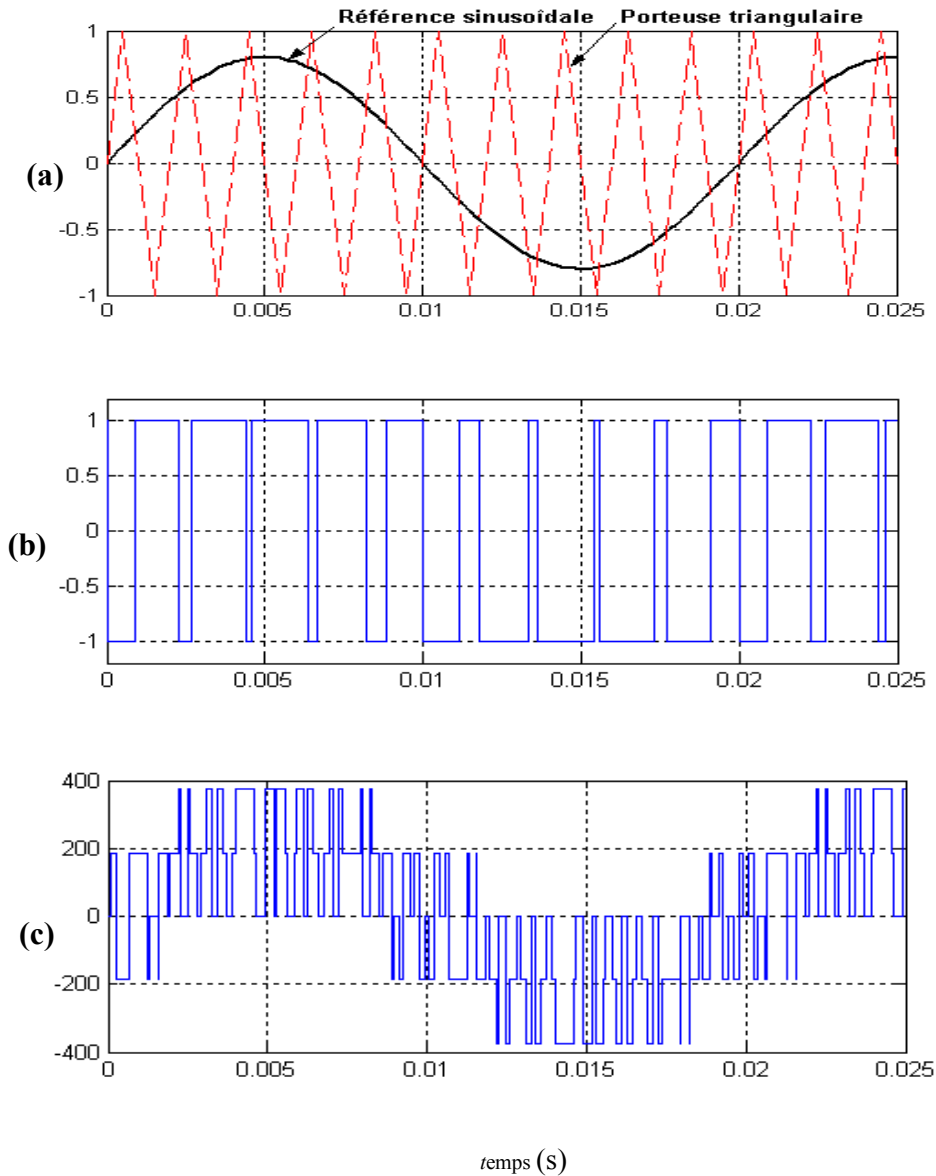


Fig. II.15. Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

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

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [14] :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p(-1 + 4\frac{t}{T_p}) & t \in \left[0; \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = v_p(3 - 4\frac{t}{T_p}) & t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p\right] \end{cases} \quad \text{si} \quad \text{(II.41)}$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.42)}$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_1, S_2 et S_3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation (II.41) suivante [14]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{r,ABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{r,ABC} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad \text{(II.43)}$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [1].

II.9 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI

La figure (II.16), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique à travers un onduleur(220v ,50Hz) et du coté rotorique par le réseau(12v ,10Hz à t=1s), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à t= 2sec.

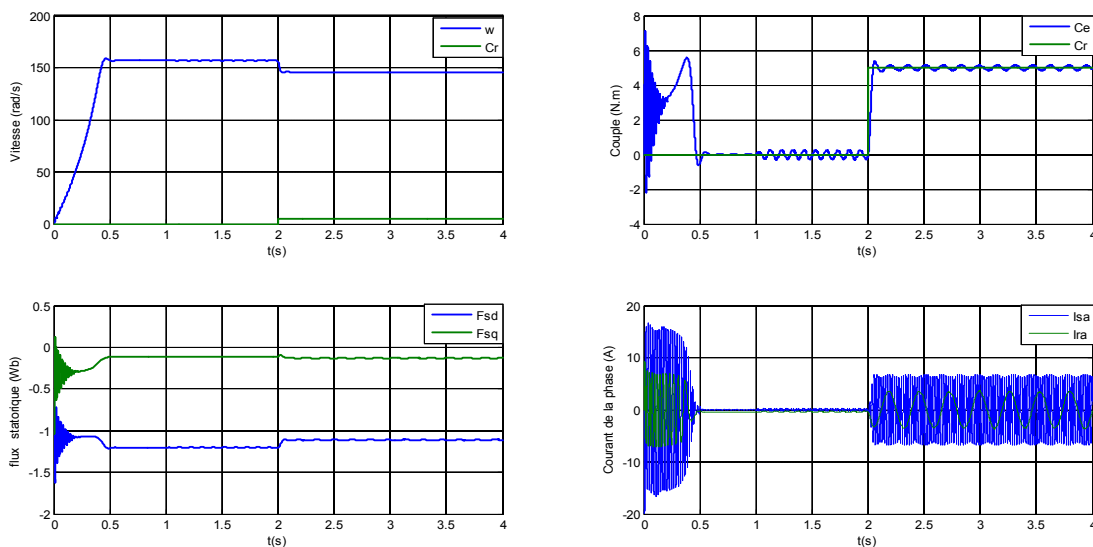


Fig II.16 : Réponses du système avec $C_r=5N.m$ à $t = 2sec$ (seul onduleur du coté statorique).

La figure (II.17), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs ,statorique (220V,50Hz) et du coté rotorique ($V_r= 12 \text{ V}$, $f_r= 10 \text{ Hz}$, $a_t=1\text{s}$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2\text{sec}$.

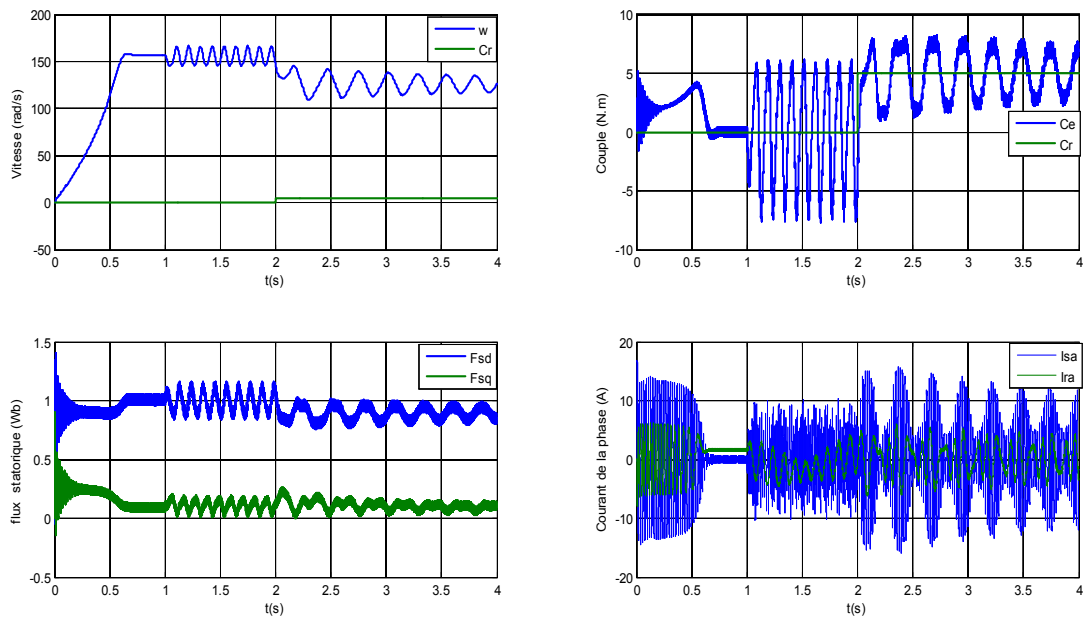


Fig II.17 : Réponses du système avec double onduleurs statorique et rotorique avec $C_r=5 \text{ N.m}$ à $t=2\text{sec}$

Vu ces résultats, on constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide que le système sans convertisseur, mais reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs.

Donc, ils font clairement apparaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par une sensibilité au couple de charge en boucle ouverte.

Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle, en régime quelconque, de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à utiliser un modèle en vue de la commande de la machine. 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 le commander.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, la machine asynchrone à double alimentation pose de sérieux problèmes de sensibilité à la charge en boucle ouverte, autrement dit elle présente un fort couplage entre le flux et le couple, dans ce cas, le recours aux commandes bouclées, et spécialement les commandes de type vectoriel deviennent indispensables pour assurer le découplage entre ces deux paramètres. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre III

Commande Vectorielle de La MADA

III.1 Introduction

Actuellement, la machine asynchrone par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [2].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (*field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [2].

Dans ce chapitre, on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, dont le fonctionnement est en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) et où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

III.2 Commande vectorielle de la MADA

La commande vectorielle par orientation du flux 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 [6].

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[6] :

- ④ Méthode directe développée par Blaschke.
- ④ Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [2], [21] :
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 notre travail, nous nous intéressons 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 la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [22]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [4].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide des variables de commande similaire comme le montre la figure III.1.

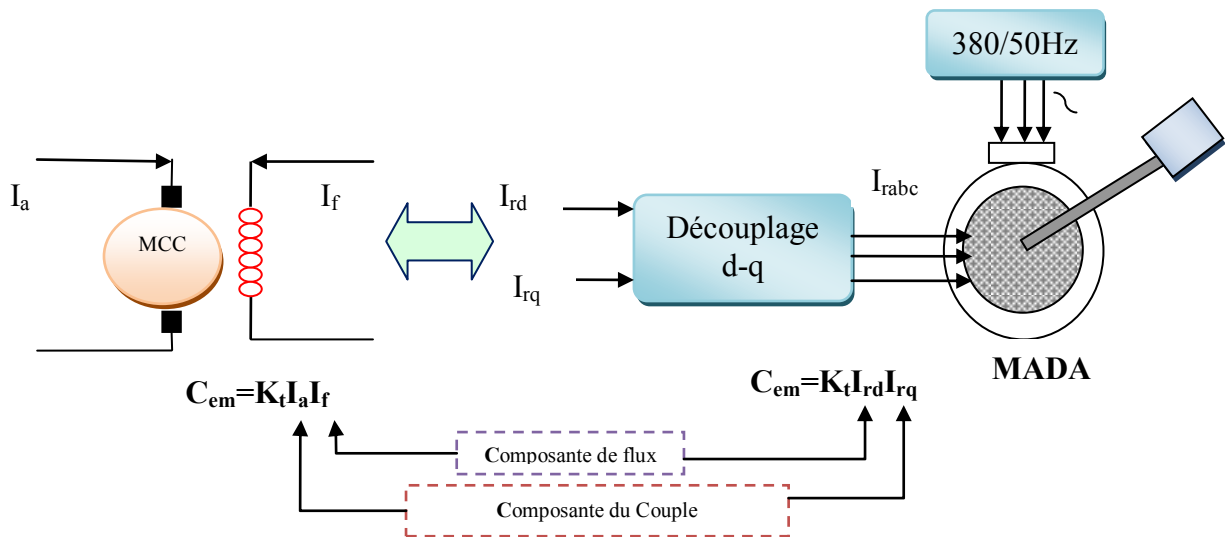


Fig III.1 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

III.2.2 Procède d'orientation du flux [23]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- ⊙ Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = \phi_r$
- ⊙ Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s$
- ⊙ Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{gd} = \phi_g$

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

III.2.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique :

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

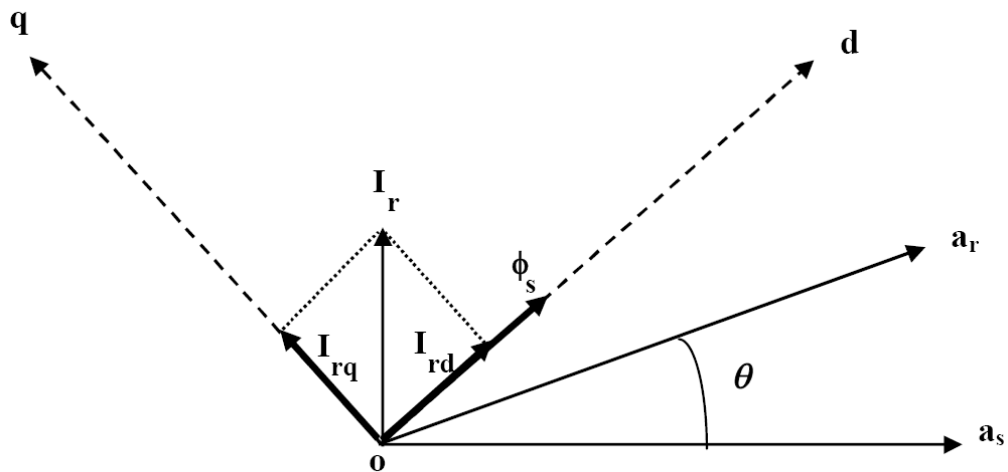


Fig III.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique[24].

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 :

$$\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s \tag{III.1}$$

On remplace l'équation (III.1) dans l'équation (II.19), on trouve :

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

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$. Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $I_s = I_{sq}$.

Dans ce cas, nous obtenons un facteur de puissance unitaire au stator, donc la puissance réactive statorique est nulle $Q_s = 0$ [14].

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \cdot \phi_{sn} \cdot I_{sq} = K \cdot I_{sq} \quad \text{tel que} \quad K = P \cdot \phi_{sn}$$

Cette expression est semblable à celle d'une machine à courant continu où un découplage entre le flux $\bar{\Phi}_s$ et le couple électromagnétique C_{em} est naturel.

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (III.3)$$

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

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (-\phi_{sd} I_{rq}) = -\frac{pM}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (III.4)$$

Alors :

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

De l'équation (II.20) 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 statorique 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) dans (II.20.a) et l'équation (III.8) dans (II.20.b) on trouve :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (III.10)$$

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

En remplaçant l'équation (III.7) dans l'équation (II.19.c) et l'équation (III.8) dans l'équation (II.19.d), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \dot{\phi}_{sd} \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \dot{\phi}_{sq} \end{cases} \quad (III.12)$$

En introduisant les équations (III.9), (III.11) et (III.12) dans l'équation (II.20.c) et dans l'équation (II.20.d) on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} & \text{(III.13)} \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} & \text{(III.14)} \end{cases}$$

III.3 Méthodes de la Commande Vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [25].

III.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode a été proposée par **Blaschke** et rendue publique vers 1970 [25], [26] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé des capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité des cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [25].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations des paramètres de la machine [29].

III.3.2 Commande vectorielle indirecte

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 [2].

III.4 Structure de la Commande Vectorielle Directe (CVD)

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).

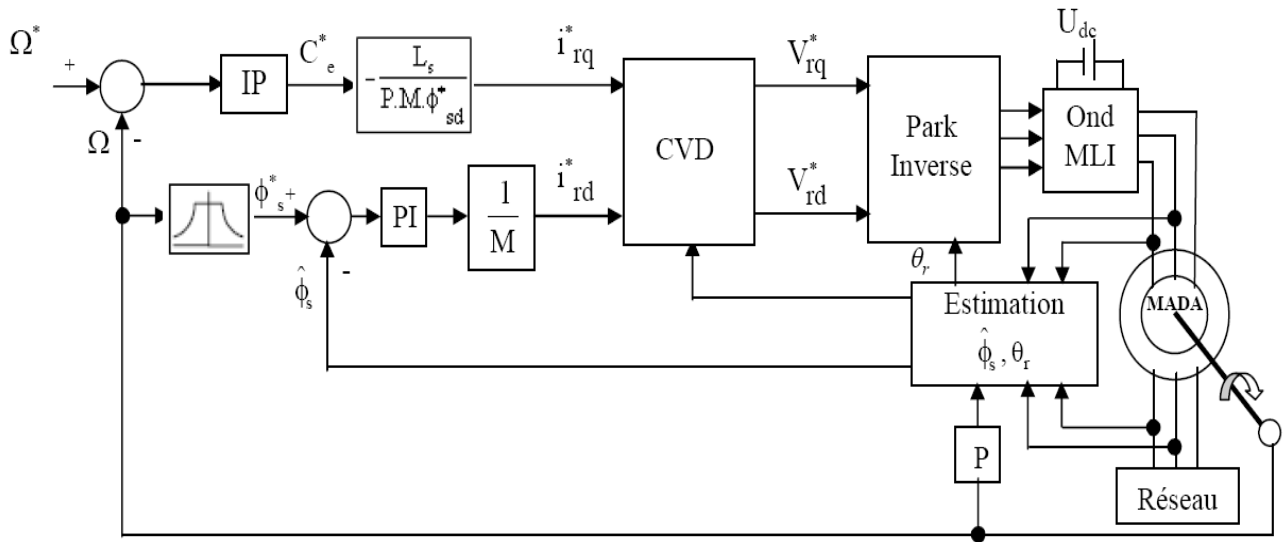


Fig III.3 :Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

La figure (III.4) représente le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

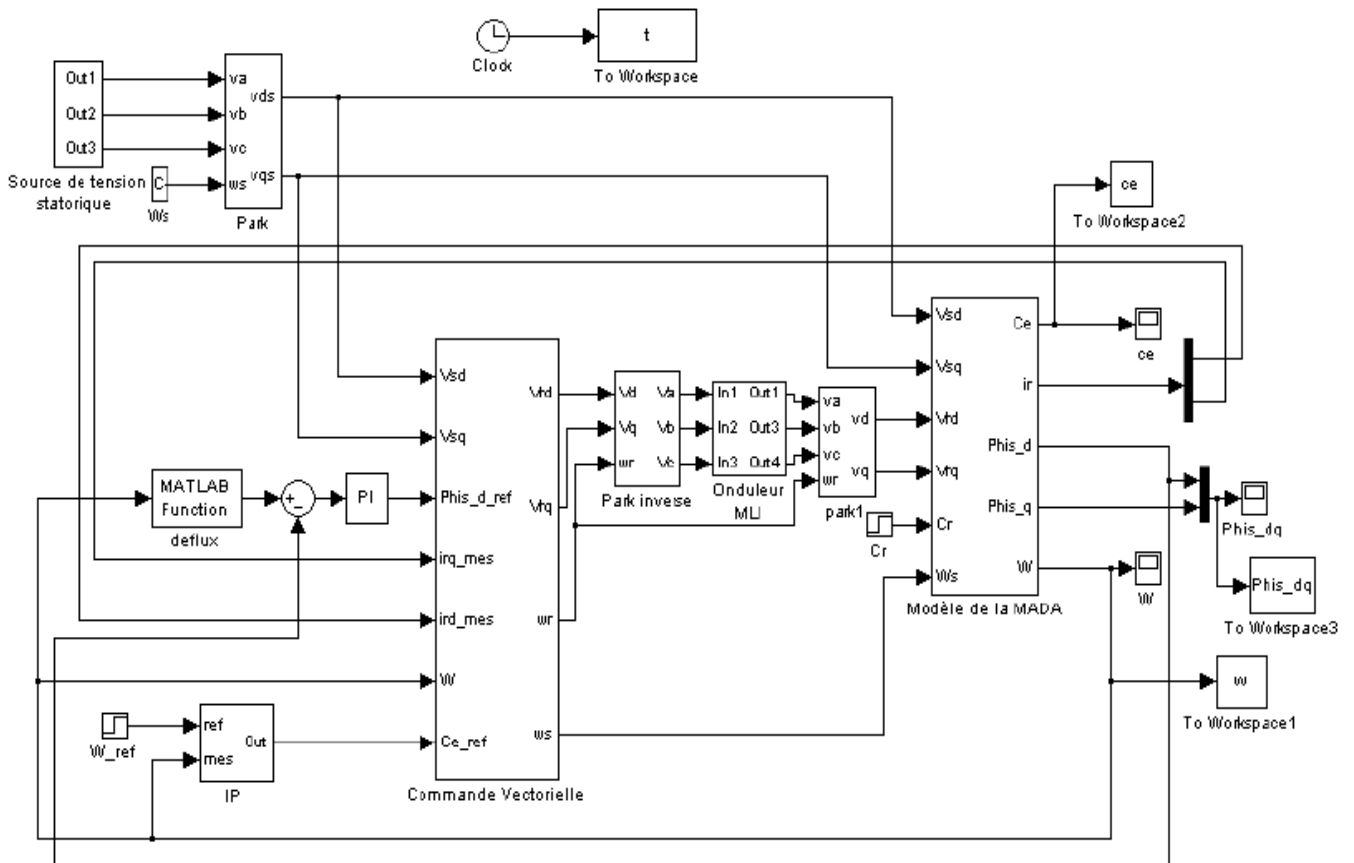


Fig III.4 :Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA par MATLAB/Simulink.

III.4.1 Défluxage

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

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{III .15})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$), cette expression du couple deviennent :

$$C_{em} = -\frac{pM}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (\text{III .16})$$

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

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{III .17})$$

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

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le surchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [2] :

$$\phi_s^* = \begin{cases} \phi_{sn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_{sn} \cdot \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{III .18})$$

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 le flux statorique nominal.

III.4.2 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 :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III .19})$$

$$\begin{cases} E_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III .20})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{III .21})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III .22})$$

III.4.3 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):

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III .23})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{III .24})$$

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

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (\text{III .25})$$

Tel que :

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad \theta = \int \omega dt, \quad \omega = P.\Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

III.4.4 Dimensionnement des régulateurs

III.4.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse

III.4.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

III.4.4.1.1.1 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 .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) I_{rd} \quad (\text{III.26})$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_r \cdot S)} \quad (\text{III.27})$$

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

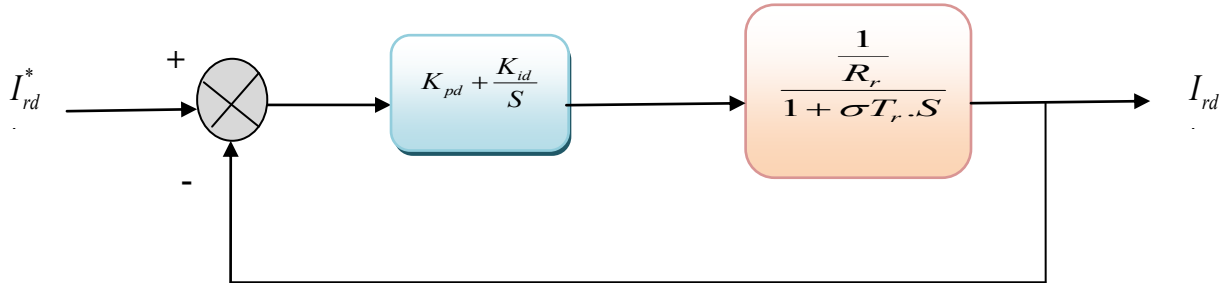


Fig III.5 : Schéma de régulation de courant I_{rd} .

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

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{III.28})$$

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

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{III.29})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{III.30})$$

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

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (\text{III.31})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III.32})$$

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

$$FTBF(s)_{I_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{III.33})$$

Par analogie de l'expression (III.33) par l'expression (III.32) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \tag{III.34}$$

De l'expression (III.30) et (III.34) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \tag{III.35}$$

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.4.4.1.1.2 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 E_q .

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S \right) I_{rq} \tag{III.36}$$

Où :

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

Donc ;

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} S} \tag{III.37}$$

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

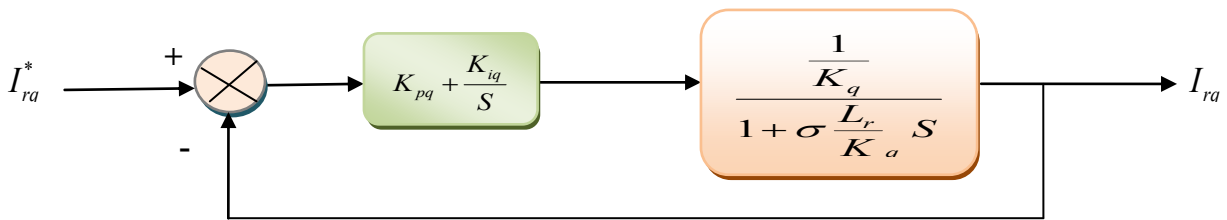


Fig III.6 :Schéma de régulation du courant I_{rq} .

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

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \tag{III.38}$$

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.4.4.1.2 Régulateur du flux statorique :

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

$$\frac{\phi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s \cdot s} \tag{III.39}$$

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

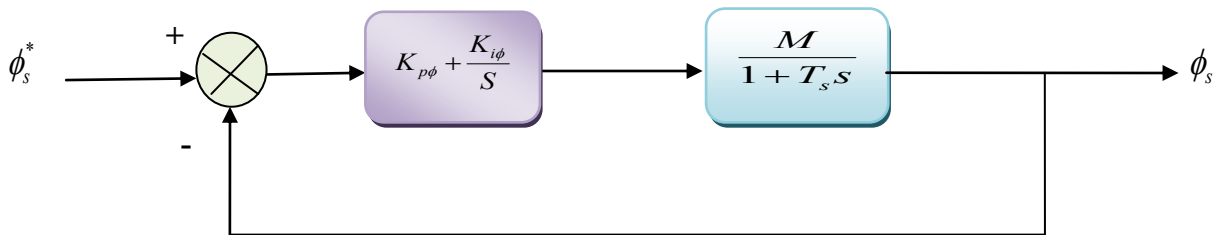


Fig III.7 :Schéma de régulation du flux statorique .

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \tag{III.40}$$

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

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\phi}}} \tag{III.41}$$

En comparant cette expression avec l'expression (III.32) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \tag{III.42}$$

III.4.4.1.3 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 :

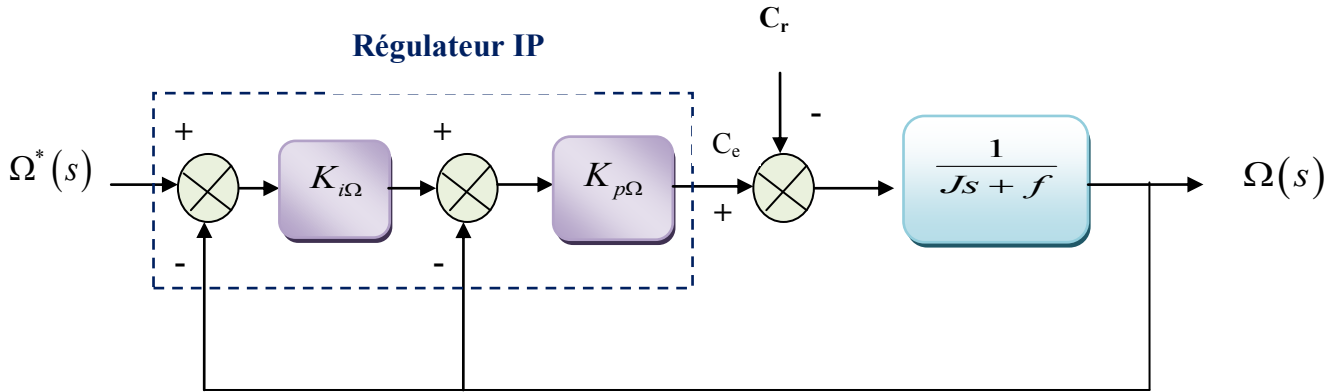


Fig III.8 :Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \tag{III.43}$$

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 :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \tag{III.44}$$

Par l’identification de l’expression (III.43) par l’expression (III.44), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \tag{III.45}$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d’amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \tag{III.46}$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

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

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.4502 \\ K_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$

III.5 Résultats de Simulation avec Application de la Commande

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

III.5.1 Démarrage à Vide suivi d'une Introduction de Variation du Couple de Charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique des différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

$$\begin{aligned} \text{Temps (Sec)} &= [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.7 \ 1.7]; \\ C_r \text{ (N.m)} &= [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 3 \ 3 \ -3 \ -3 \ 0]; \end{aligned}$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure III.9.

Avec une consigne du flux statorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} .

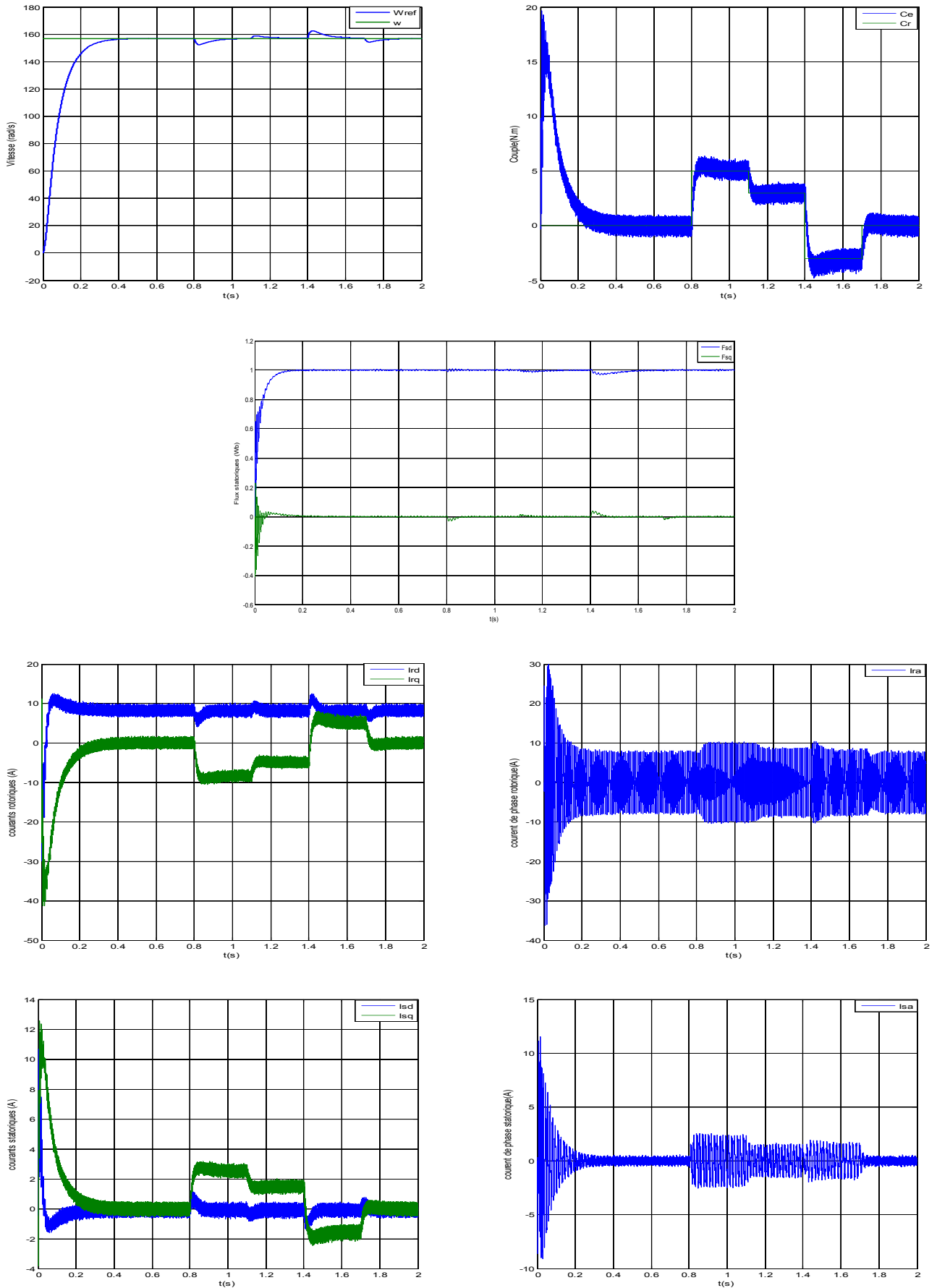


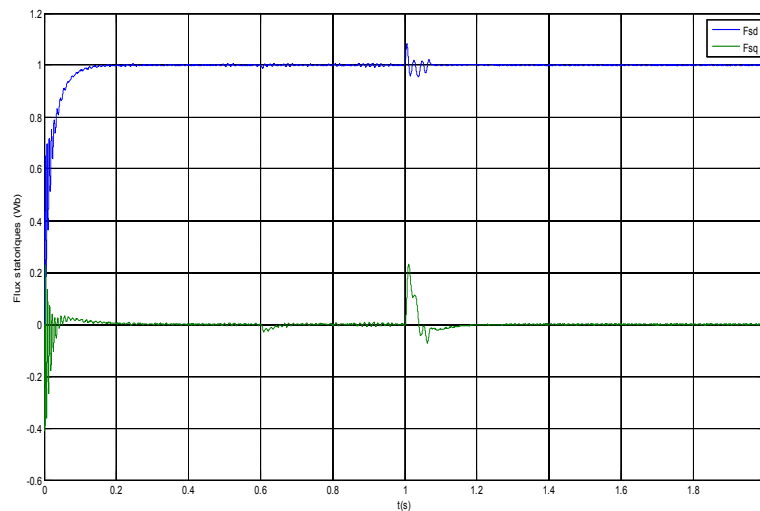
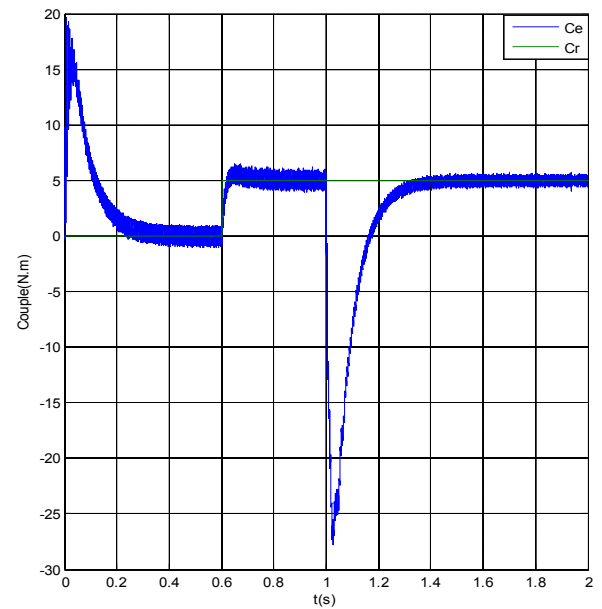
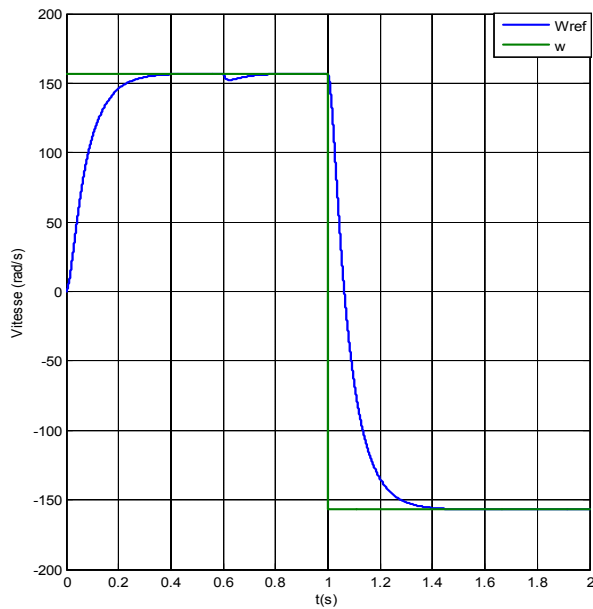
Fig III.9 : Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

III.5.2 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, trois tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique et le troisième par la variation du moment d'inertie.

III.5.2.1 Inversion du sens de rotation

Dans cette section et pour tester la robustesse de cette commande vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.



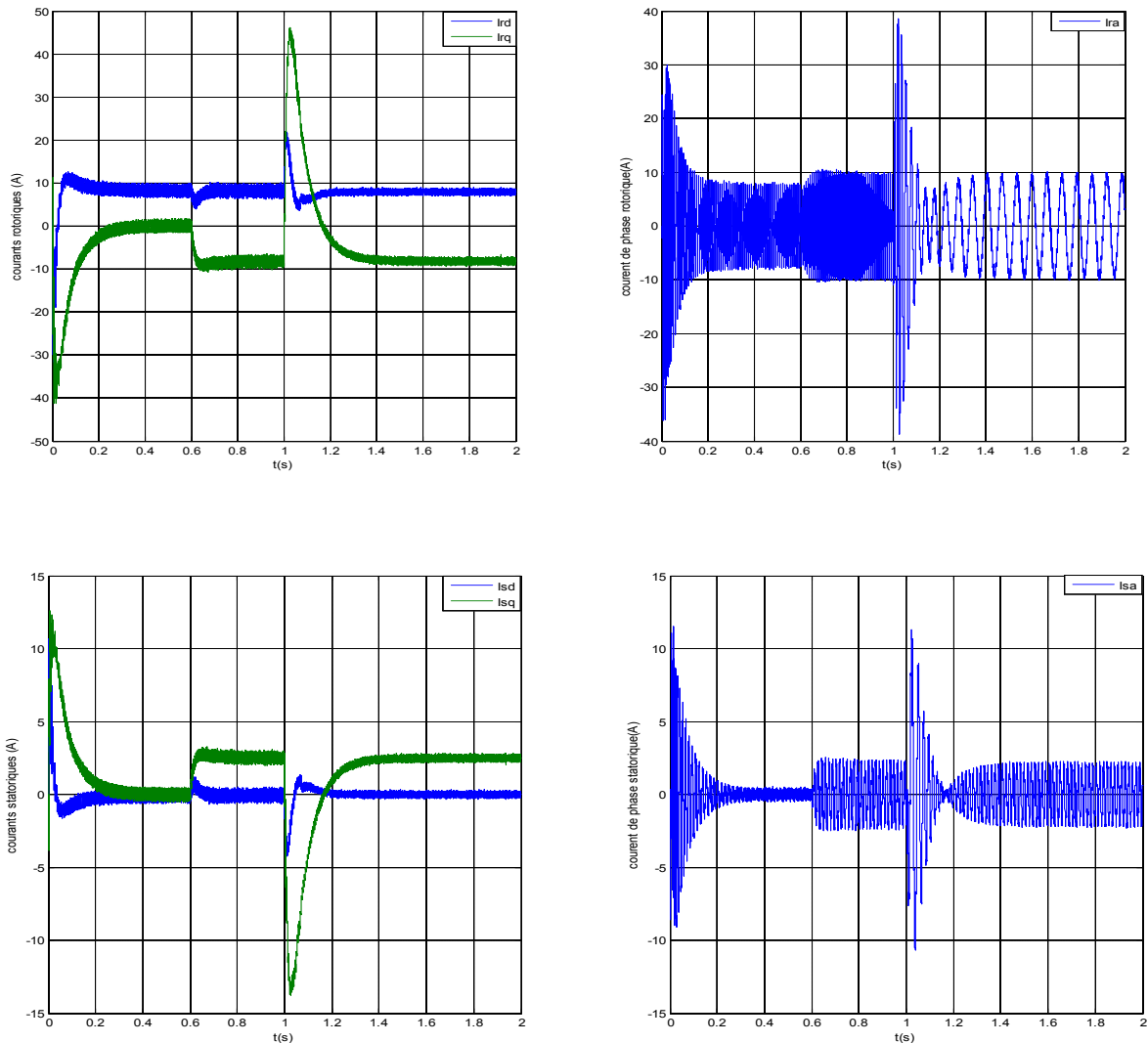


Fig. III.10 : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a $t=1s$.

Les résultats de simulation obtenus (figure III.10) montrent clairement que :

La réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec.

Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

III.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé à $t = 1.6$ sec, tout en imposant la vitesse de référence $\Omega = 157$ rad/sec .

III.5.2.2.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone double alimentée contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 100% de la résistance R_r fait engendrer des transitoires au niveau du flux, ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC à la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

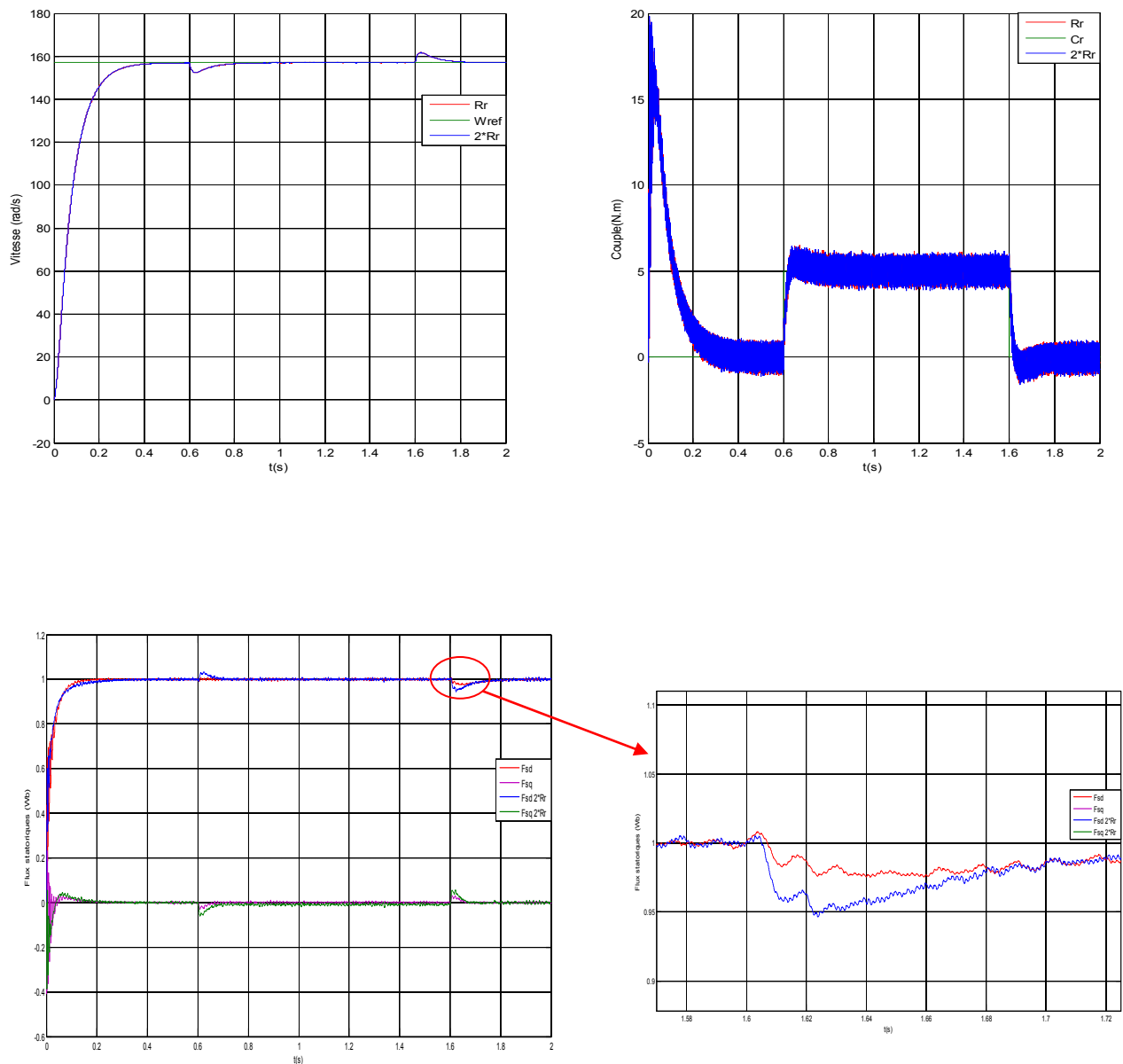


Fig III.11 : Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique (+100%)

III.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie

La figure III.12 représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse, du couple et des composantes du flux statorique du MADA par la commande vectorielle directe, réglée par le régulateur classique (PI), pour une variation de +50% de la valeur nominale du moment d'inertie. D'après ces résultats, on constate que la variation du moment d'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple de 23 N.m. Pour les allures des composantes du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît.

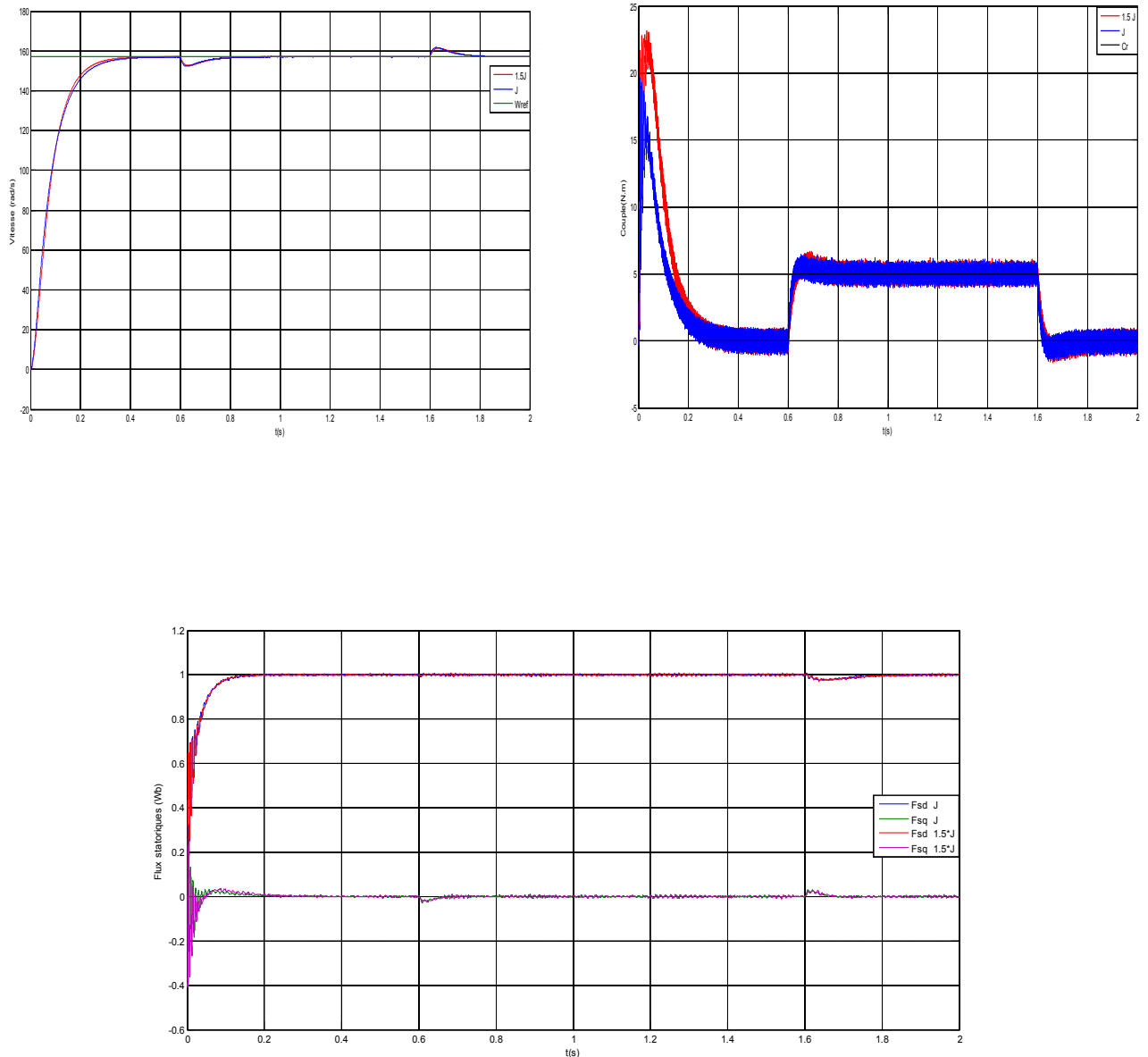


Fig III.12 : Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation du moment d'inertie (+50%)

III.6. Conclusion

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondue. 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. Elle permet de rendre la forme du couple du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle de la machine à courant continu.

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux statorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est dégradé par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour palier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité qui se traduit par les modes de glissement.

Chapitre IV

Commande par Mode de Glissement de la MADA

IV.1 Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent des 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 [28].

Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [29].

Le mode de glissement (*Sliding mode*), est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable [27]. La théorie de ces systèmes à été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu [21]. En suite, les travaux ont été repris aux ETATS-UNIS par SOLTINE, et au Japon par YOUNG, HARASHIMA et HASHIMOTO [21], [30], [31], [32], [33]. Ce n'est pas qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [21].

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.

IV.2 Généralité sur la Théorie de Contrôle par le Mode de Glissement [3]

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 finalement, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la “*commande équivalente*”.

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. Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée.

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

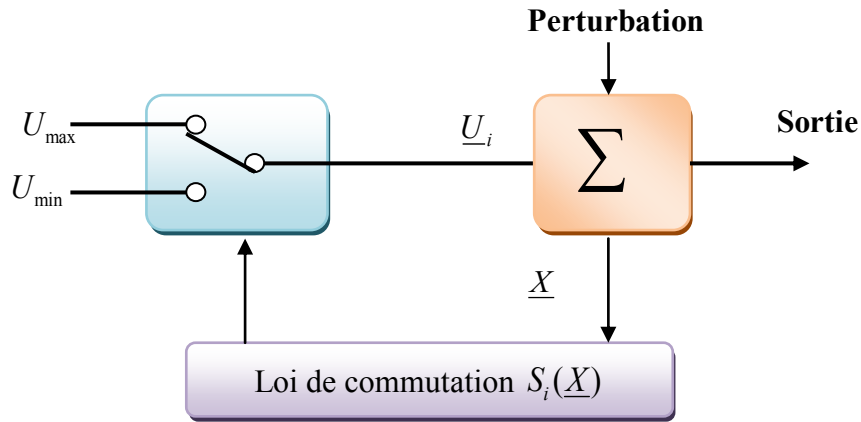


Fig.IV.1 :Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

IV.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure IV.2. D'après les études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

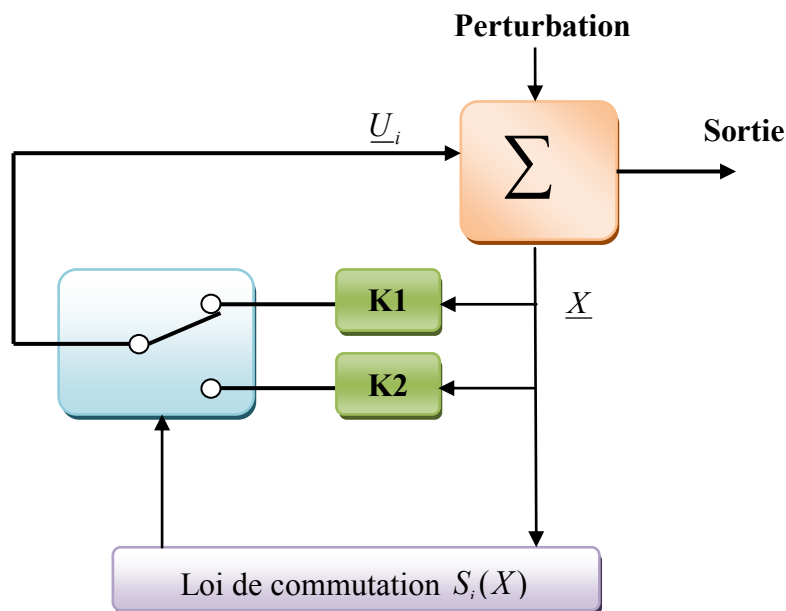


Fig.IV.2 :Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

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 montrée sur la figure IV.3, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner 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 on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

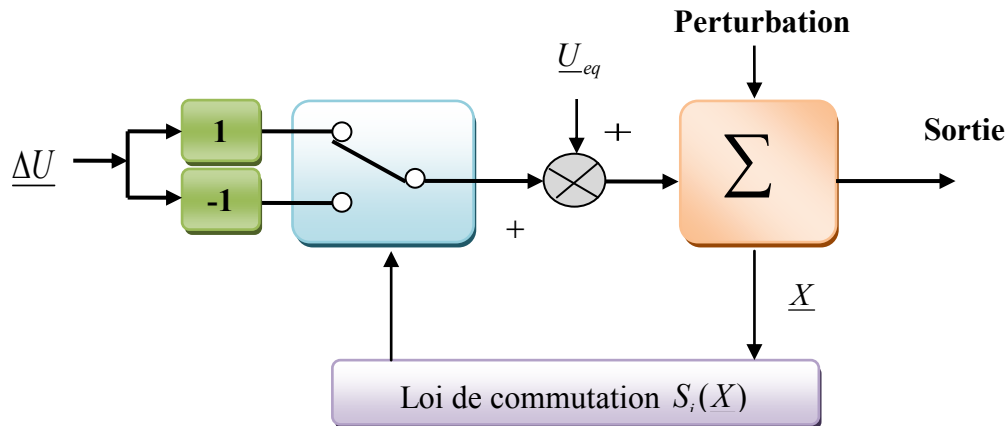


Fig.IV.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

\underline{U} : vecteur de commande.

\underline{U}_{eq} : vecteur de commande équivalente.

$\Delta \underline{U}$: vecteur de commande discontinue.

\underline{X} : vecteur des variables.

\underline{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 [34] :

- 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* [21].

- **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.

- ④ **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 $s(x,y) = 0$.
- ④ **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.

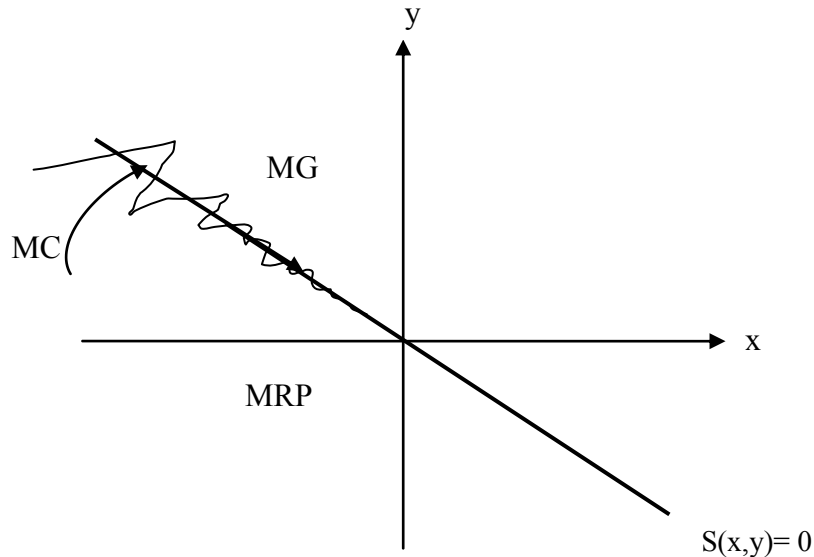


Fig. IV.4 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

IV.4 Conception de l'Algorithme de Commande par le Mode Glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [35], [21] :

- ④ Choix des surfaces de glissement;
- ④ Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- ④ Détermination de la loi de commande.

IV.4.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant [36]:

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

Où :

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

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [37] qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [36], [38]:

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

Avec:

λ : coefficient positif,

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

x_d : valeur désiré.

n : ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [35].

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse " e " tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande [35].

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 [35], [21]. 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 [21] :

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

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 [35], [21] :

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 $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ [21].

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) [35], [21]. 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 [29].

$$U = U_{eq} + U_n \tag{IV.6}$$

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 $\dot{S}(x) = 0$ [39], [21].

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 [21].

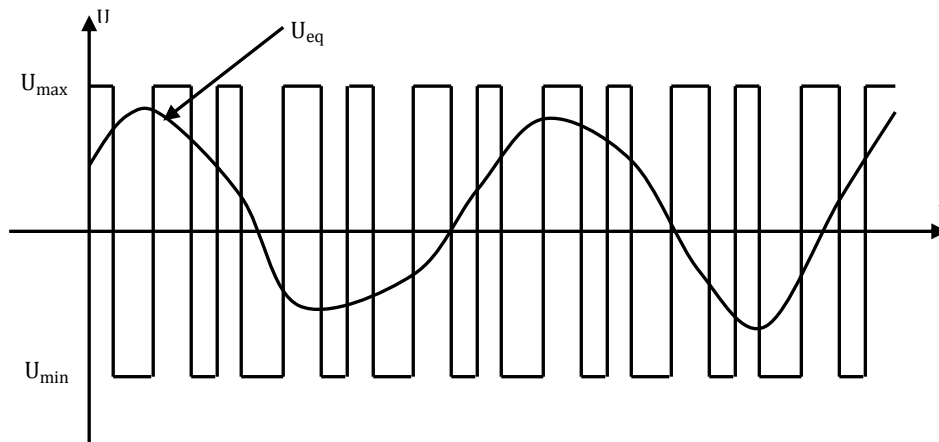


Fig IV.5 : Interprétation de Ueq .

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 :

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

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

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

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 [21] :

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

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

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

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 [9]:

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

et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [35] :

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

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ [22].

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [7] :

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

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 [36]:

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

La figue IV.6 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

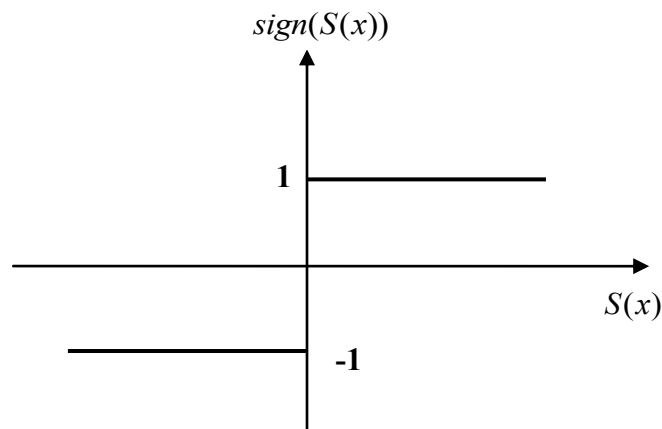


Fig IV.6 :Fonction sign (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chattering". 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 *chattering* ou 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 [2] :

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

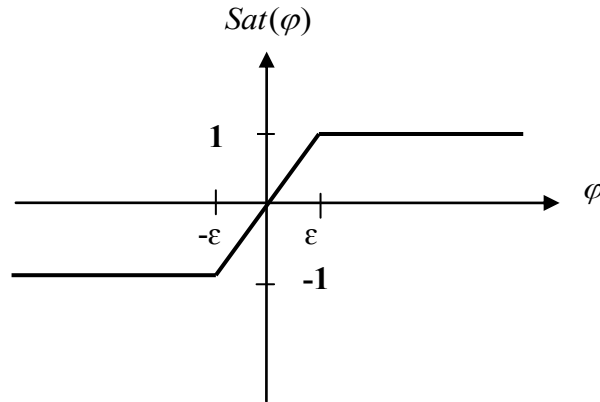


Fig.IV.7 :Fonction de saturation (Commande adoucie).

IV.5 Application de la Commande par le Mode Glissant à la MADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone à double alimentation afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation. Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- ❖ d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées ;
- ❖ d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.
- ❖ limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

Maintenant, à partir des équations (III.2) , (III.5) , (III.6) , (III.9) , (III.26) et (III.36) , on tire le système d'équations d'états de la MADA suivant :

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

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

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

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

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

IV.5.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par [36], [38]:

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.21})$$

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

$$S(\Omega) = e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.22})$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{IV.23})$$

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

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

On prend :

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

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 :

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

et

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

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

IV.5.2 Surface de régulation du flux statorique

On a :

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

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

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

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

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 :

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

Alors la commande équivalente est donnée par :

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

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 tout les dépassements possible du courant I_{rd} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

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

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Donc la commande équivalente est donnée par :

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

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

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

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 tout les dépassements possible 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 :

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

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

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

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

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

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

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

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

Alors la commande équivalente est donnée par :

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

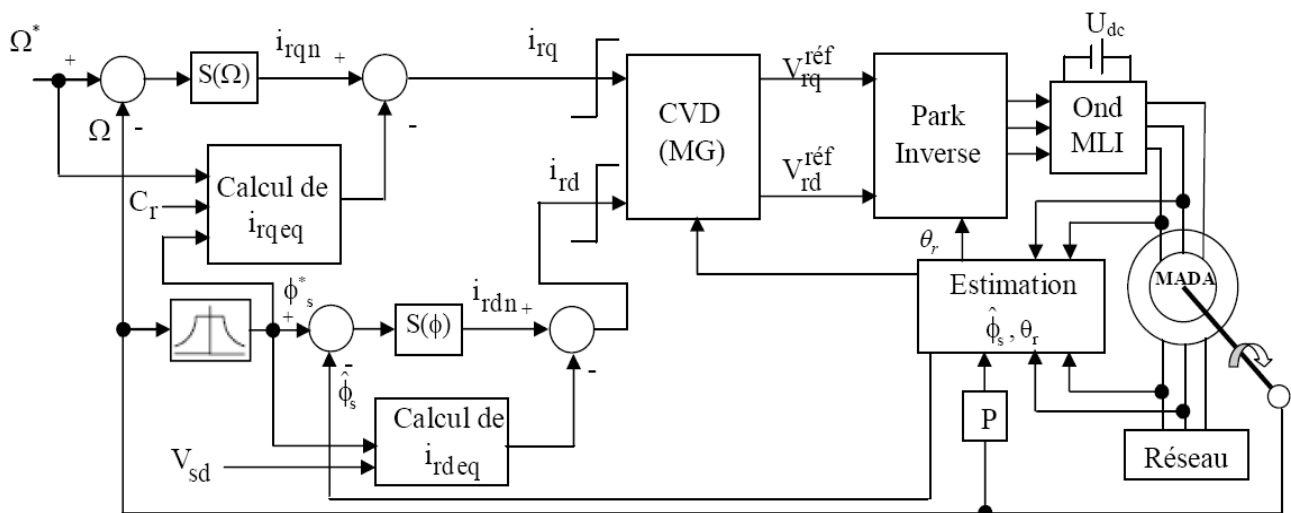
et

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

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

IV.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse ,du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement (MG) sur le MADA est illustré par la figure IV.8.



FigIV.8 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement du MADA.

La figure(IV.8), présente le schéma de simulation de la commande par mode de glissement de la MADA sous MATLAB/SIMULINK.

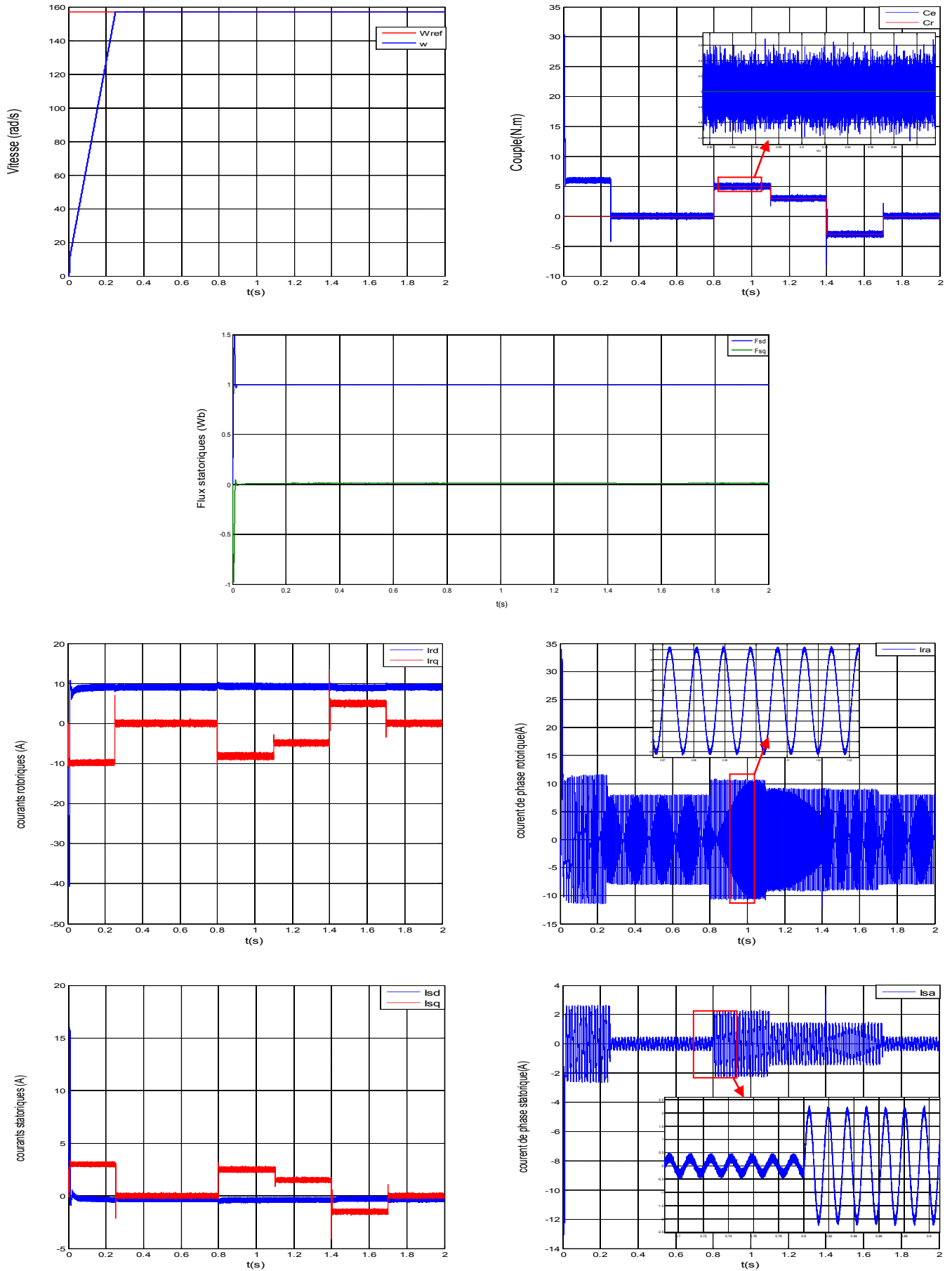


Fig IV.10 : Réponses de la commande par mode de glissement lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

IV.7.1.2 Tests de robustesse

IV.7.1.2.1 Inversion du sens de rotation

La figure IV.11 représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec régulation en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 157 à -157 rad/sec à partir de l'instant $t = 1$ s, avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

Cette figure montre clairement que :

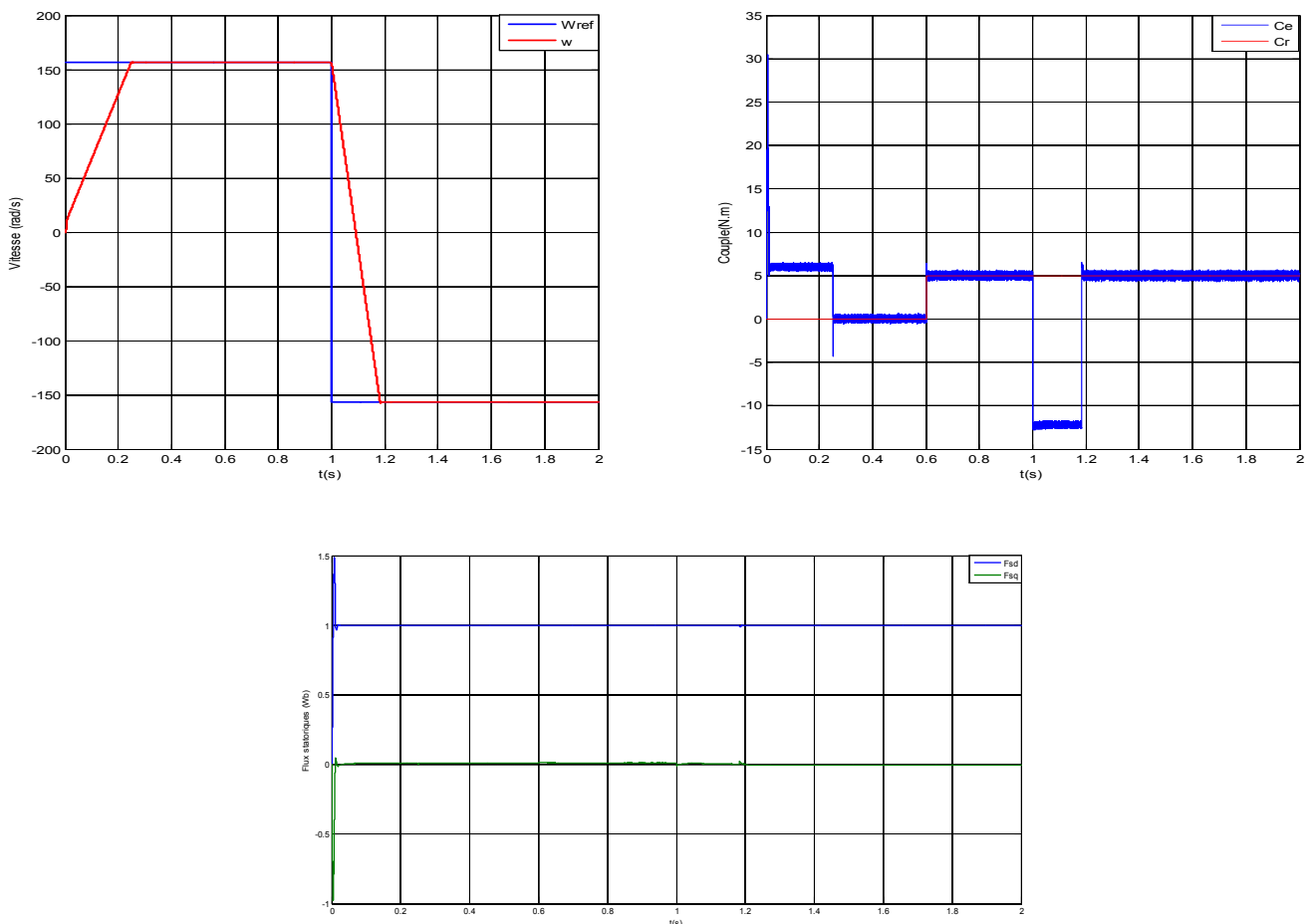
Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t = 0$ sec à 0.6 sec), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.10).

Au delà de $t = 0.6$ sec, on applique un couple de charge de 5 N.m, on constate que n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse.

A l'instant $t = 1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur IP classique au bout de $t = 0.18$ sec sans dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, qui se stabilise au bout de 0.18 sec,

pour redonner lieu à la forme du régime permanent; le couple électromagnétique atteint -14 N.m au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-157 rad/sec). Les courbes du flux statorique n'observent n'aucune influence sauf une variation négligeable pendant l'inversion de la vitesse.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode de glissement.



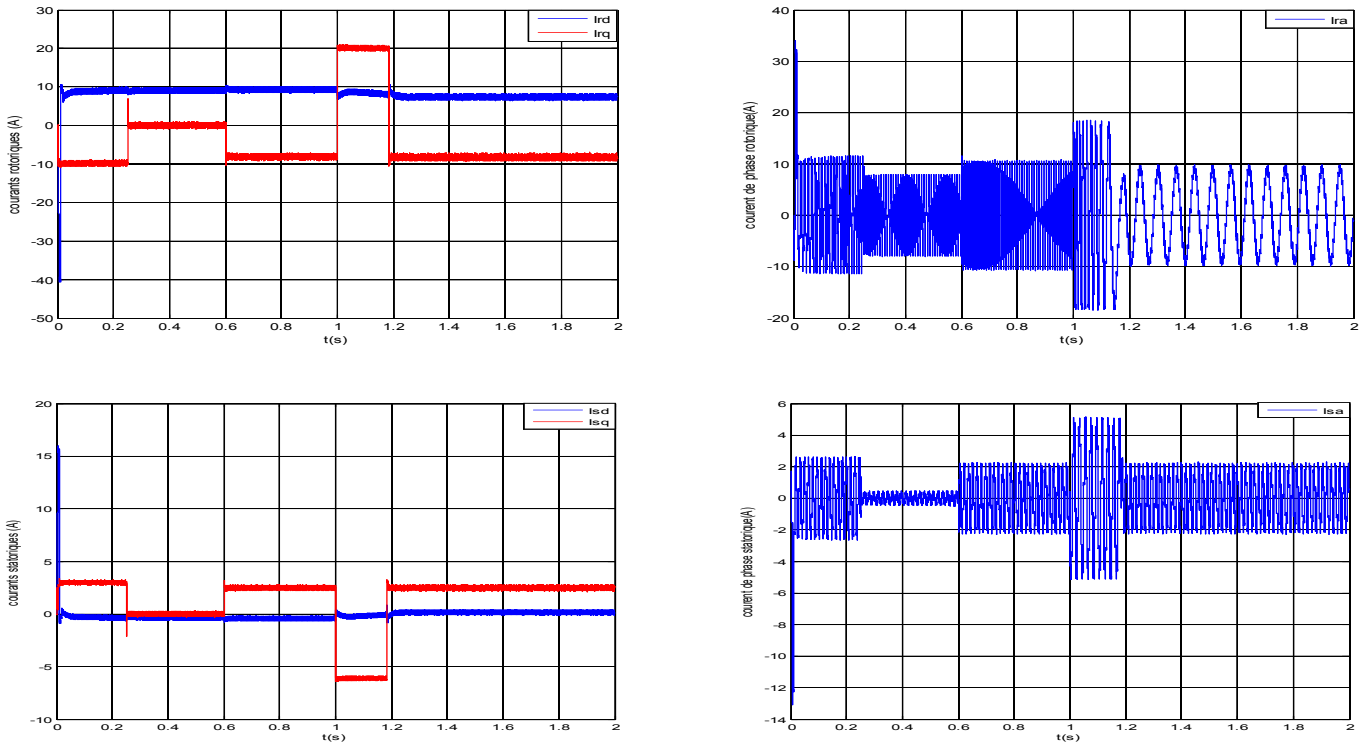


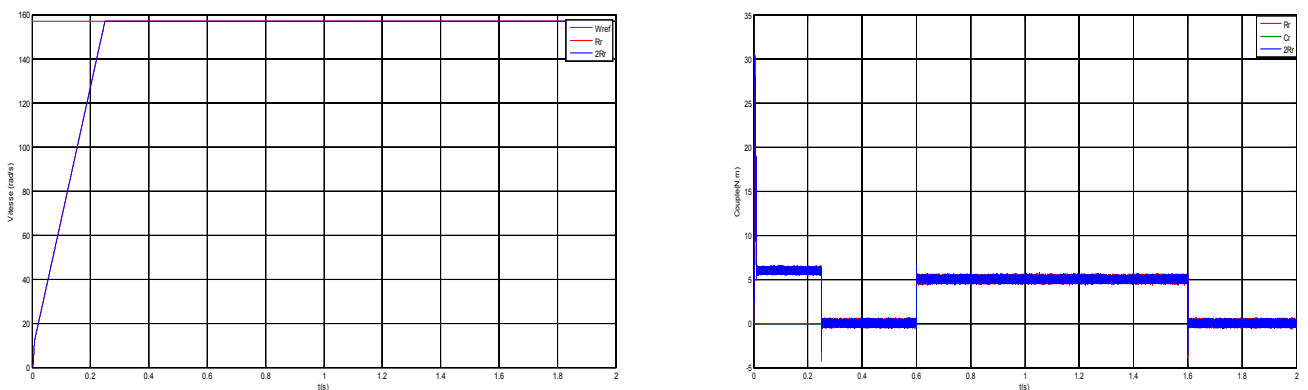
Fig.IV.11 : Réponse du système lors de l’inversion du sens de rotation.

IV.7.1.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement vis-à-vis des variations paramétriques, on a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le régulateur IP classique. Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l’application d’un couple de charge de 5 N.m dans l’intervalle de $t = 0.6$ à 1.6 sec.

IV.7.1.2.2.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

La figure IV.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $2 \cdot R_r$). D’après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode de glissement face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n’est pas affecté par cette variation.



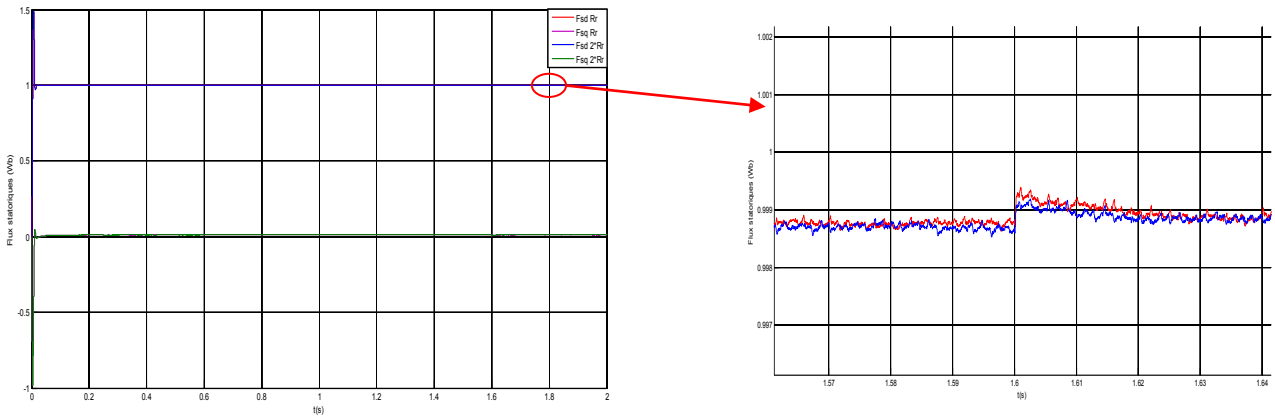


Fig. IV.12 : Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique .

IV.7.1.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie

La figure IV.13 représente les résultats de simulation obtenus pour 100 % et 150 % de la valeur nominale du moment d'inertie. Vu ces résultats, on constate que l'augmentation du moment d'inertie provoque une augmentation du temps de réponse. Ceci montre que la commande par mode de glissement perd un petit peu sa performance dynamique et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

Pour les allures des composantes du flux statorique, aucun changement n'apparaît.

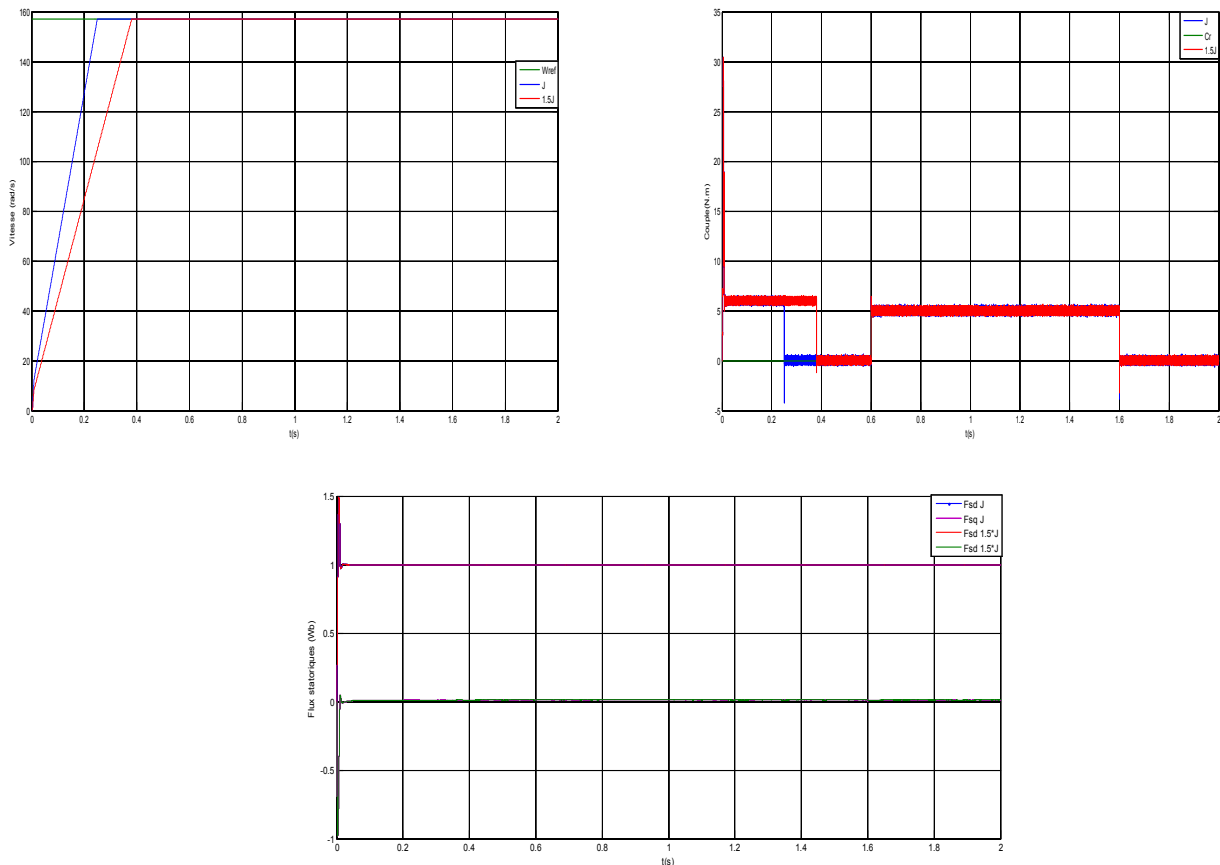


Fig. IV.13 : Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du MADA vis-à-vis la variation du moment d'inertie .

IV.8 Etude Comparative entre les deux types de Commande (CVD & CMG)

IV.8.1 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.
- Evolutions des courants dans les limites admissibles sans oscillations fortes sur le couple.

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 (5 N.m) et un même flux statorique (1 Wb).

IV.8.2 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.

IV.8.2.1 Notation

Les tableaux (IV.1), (IV.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.

$I_{r_max_inv}$: Courant rotorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

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

$I_{s_max_inv}$: Courant statorique maximale (valeur absolue) correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

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

$\phi_{s_max_inv}$: Flux statorique maximale correspondant au pic maximum à l'inversion de la vitesse.

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

Ce_{max_inv} : Couple électromagnétique maximale (valeur absolue) correspondant au pic minimum à l'inversion de la vitesse.

P_{Ω} : La profondeur de la vitesse lors de l'application du couple de 5 N.m.

D_{Ω} : Le dépassement de la vitesse lors de l'application du couple de -3 N.m.

D_{Ce} : Le dépassement du couple lors de l'application du couple de 5 N.m.

ε_v : Erreur statique de la vitesse.

IV.8.2.2 Comparaison au niveau de l'application du couple de charge

Les résultats de simulation de la régulation sont donnés aux chapitres 3 et 4, les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau IV.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 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];

Type de commande Performance	Commande vectorielle (IP)	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant le démarrage		
$t_{rv}(s)$	0.22	0.195
$I_{r_max_d}(A)$	36.5	33.5
$I_{s_max_d}(A)$	11.5	13
$\phi_{s_max_d}(Wb)$	1	1
$Ce_{max_d}(N.m)$	19.64	30
Performance du régime statique (permanent)		
$\varepsilon_v(\%)$	0.021	0.0005
Robustesse (rejet du couple de charge)		
$P_\Omega(\%)$	-2,86	-0.0025
$D_\Omega(\%)$	5,56	0.28
$D_{Ce}(\%)$	8,92	27.2

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

IV.8.2.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Pour le test de l'inversion de la vitesse sur la MADA, on introduit un changement de consigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec. Les résultats des simulations sont représentés par les chapitres 3et4.

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

Type de commande Performance	Commande vectorielle (IP)	Commande par mode de glissement
Performance du régime dynamique (transitoire) pendant l'inversion de la vitesse		
$t_{rv}(s)$	1.2714	1.1782
$I_{r_max_inv}(A)$	37.75	18.2
$I_{s_max_inv}(A)$	11	5
$\phi_{s_max_inv}(Wb)$	1.08	1.005
$Ce_{max_inv}(N.m)$	27	12.5

Tableau IV.2. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.

IV.8. 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 5 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 3 et 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.

IV.8.2.5 Comparaison au niveau de la variation du moment d'inertie

Pour le test de l'augmentation de la valeur du moment d'inertie, on applique un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et on élimine ce dernier à $t = 1.6$ sec après un démarrage à vide.

D'après les résultats de simulation obtenus qui sont présentés dans les deux chapitres 3 et 4, on constate qu'avec la commande par le mode de glissement, le temps de réponse de la vitesse et du couple augmente avec l'augmentation du moment d'inertie. Contrairement à la commande vectorielle par régulateur classique (IP) où le temps de réponse reste presque inchangé.

Concernant le couple de démarrage, dans le cas de la commande vectorielle par régulateur classique (IP), on remarque qu'il présente un pic important, contrairement à la commande par mode de glissement qui maintient sa valeur presque la même que celle obtenue avec un moment d'inertie nominal.

IV.8.2.7 Conclusion de la comparaison des deux types de Commande

Le tableau suivant (Tableau IV.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
<i>Variation de vis à-vis de moment d'inertie (J)</i>	Robuste	Robuste

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

IV.9 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement dans toutes les boucles de régulation (boucle de vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques) sur le moteur asynchrone à double alimentation (MADA), l'objectif principal étant la régulation de la vitesse.

Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé l'algorithme de commande avec ses différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la régulation du MADA et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés pour toutes les boucles de régulation.

Nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande à structure variable qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

Dans la régulation de la vitesse par mode de glissement, la réponse est plus rapide lors un démarrage à vide et plus robuste lors de la variation de la charge.

Le test effectué par l'application des différents niveaux de couple de charge sur le MADA, montrent clairement que, le système est insensible à ce test et très peu sensible par le test de l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance rotorique en pleine charge et également cette commande présente une diminution du temps de réponse dans le cas de l'augmentation du moment d'inertie.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente 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.

Dans la deuxième partie (IV.8) de 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 (IP).
- 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 (IP), 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.

Chapitre V

Commande Directe du Couple(DTC) de la MADA

V.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple. Cette technique a été initiée durant les années quatre-vingt par TAKAHASHI et DEPNBROCK comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et par orientation du champ magnétique. Ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commandes en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux [40].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [41].

L'inconvénient de la régulation par les méthodes vectorielles directes et indirecte est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera une nouvelle stratégie de contrôle de la MADA, en utilisant le contrôle directe du couple DTC (Direct Torque Control), qui sera l'objet du chapitre suivant [40].

V.2 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés [42].

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [41].

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs [43].

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [41] :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

V.3 Structure de réglage en DTC

Une des plus importantes caractéristiques du Contrôle Direct du Couple est la régulation non linéaire du flux statorique et du couple électromagnétique à structures variables ou par hystérésis. Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone le réglage du flux est impératif. En DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part car il est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique. En réglant le flux statorique, on règle aussi le flux rotorique. Comme dans les autres méthodes de contrôle qui utilisent une régulation directe du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît de manière inversement proportionnelle à la vitesse, ce qui correspond à un défluxage de la machine. D'autre part, la qualité du contrôle de la vitesse de rotation et/ou de la position des actionneurs modernes dépend directement de celui du couple [44].

V.3.1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b \exp(j\frac{2\pi}{3}) + V_c \exp(j\frac{4\pi}{3}) \right] \quad (V-1)$$

Où : V_a , V_b et V_c sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (V-2)$$

La figure (Fig.V.1) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

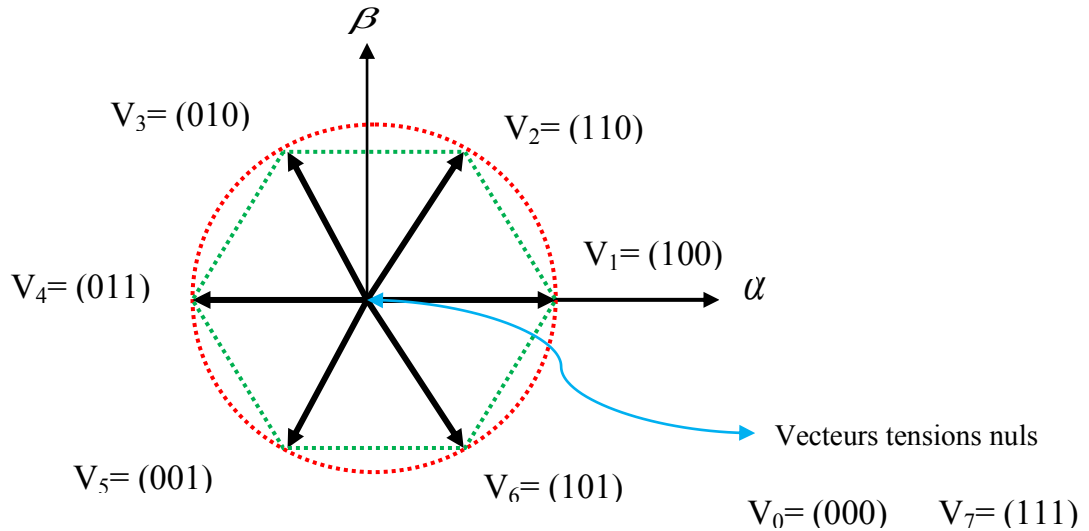


Fig.V.1 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

V.3.2 Réglage du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [45] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \tag{V-3}$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire [47] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \tag{V-4}$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par [49] :

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \tag{V-5}$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Fig.V.2) [41].

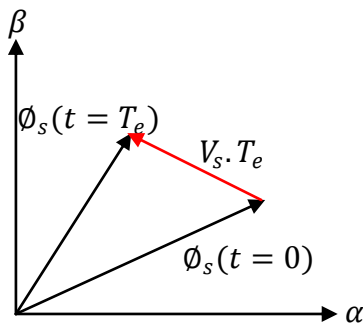


Fig.V.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

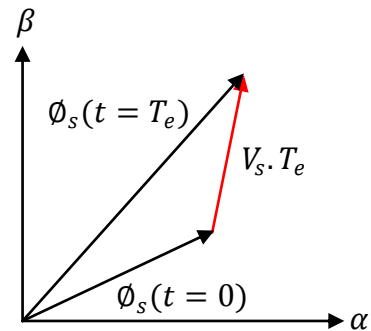


Fig.V.3 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Fig.V.2) et (Fig.V.3). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Fig.V.4) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [47].

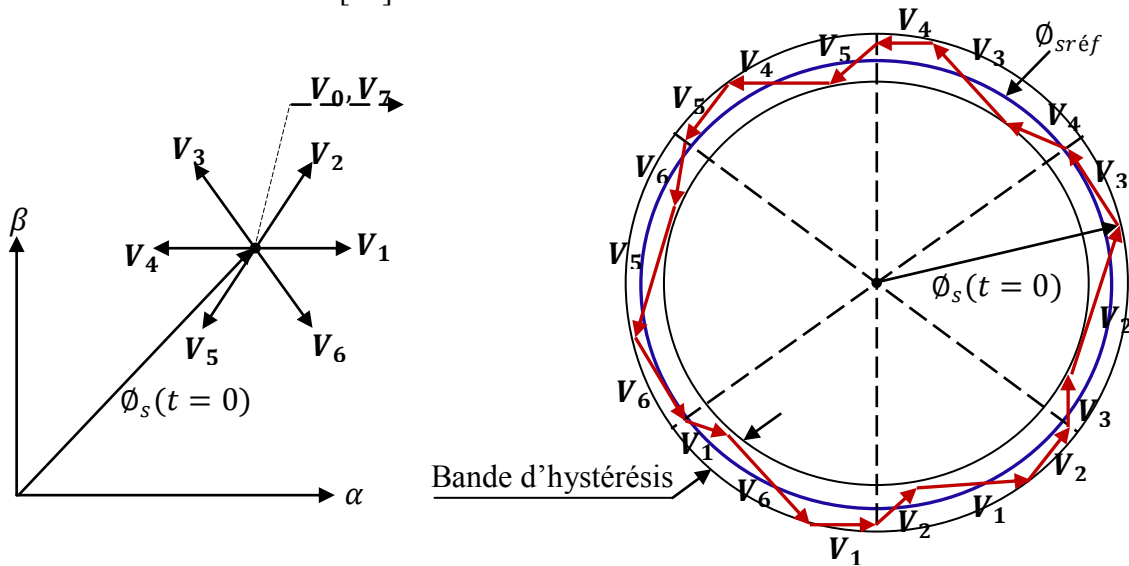


Fig.V.4 : Trajectoire du flux statorique.

La composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple, alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$ (Fig.V.5) [48].

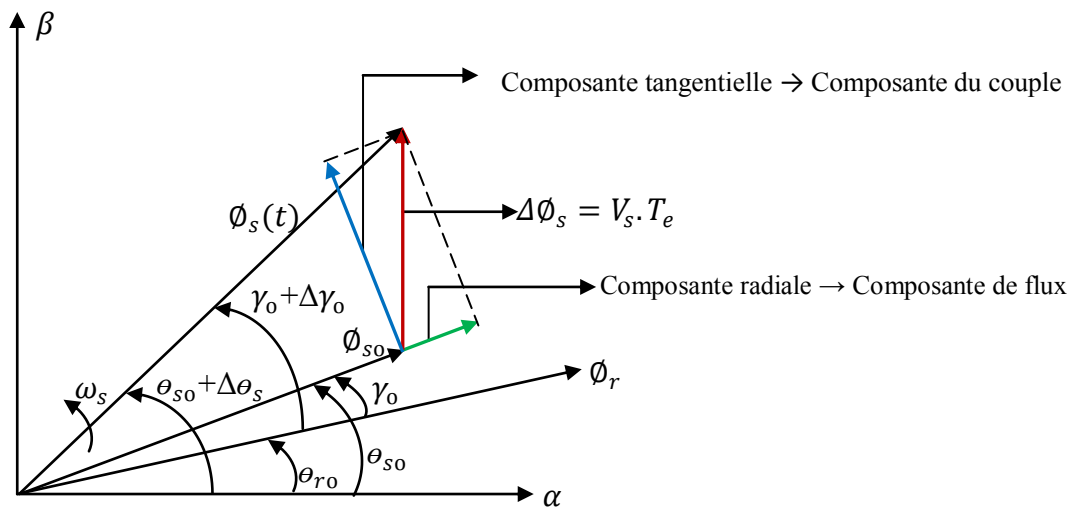


Fig.V.5 : Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s .

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur $\overline{\phi}_s$ par rapport au vecteur flux rotorique $\overline{\phi}_r$, augmentant (ou diminuant) ainsi l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [48].

V.3.3 Réglage du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [3] [41] [44] [45] [46] :

$$C_{em} = K_c (\overline{\phi}_s \times \overline{\phi}_r) \quad (V-6)$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K_c = \frac{3 p M_{sr}}{2(\sigma.L_s.L_r)} \quad (V-7)$$

$\overline{\phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

$\overline{\phi}_s$: est le vecteur de flux statorique.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \overline{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \overline{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (V-8)$$

Où ϕ_s et ϕ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\phi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (V-9)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \|\overline{\phi}_s\| \|\overline{\phi}_r\| \sin(\gamma_o) \quad (V-10)$$

$$\text{Avec : } \gamma_o = \theta_{so} - \theta_{ro} \quad (V-11)$$

Où γ_o est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (V-10) devient :

$$C_{em} = K_c \phi_{sref} \cdot \phi_r \sin(\gamma) \quad (V-12)$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants [46]. L'équation (V-12) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle

de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Fig.V.6).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig.V.6), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [46].

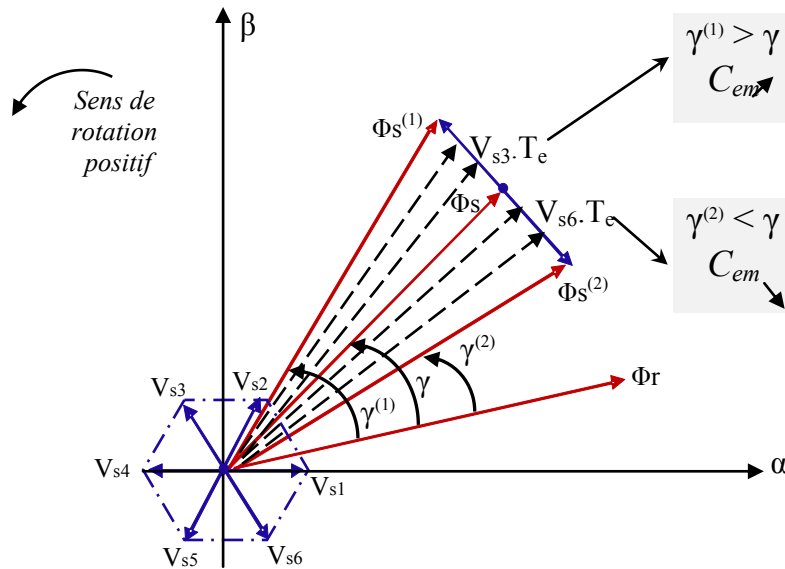


Fig.V.6 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.

V.3.4 Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle γ qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement [47] (Fig.V.7).

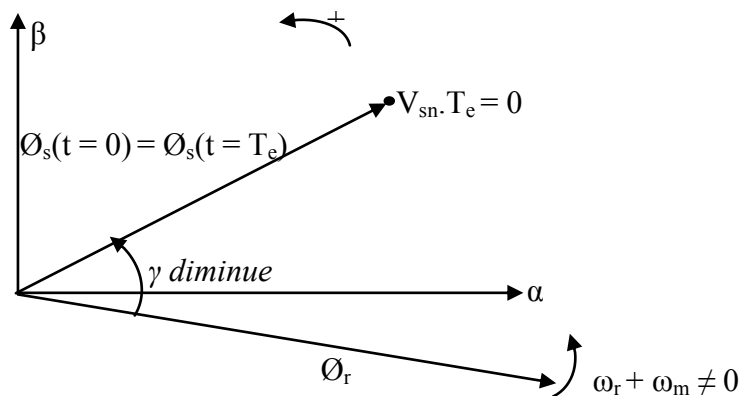


Fig.V.7 : Application d'un vecteur nul avec négligence du terme résistif.

V.3.5 Choix du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [40] [41] [45] [48].

Le choix du vecteur tension \overline{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [41] [45].

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur (Fig.V.8). Lorsque $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tension \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives [42] [43] [49]. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit [43] [45] [49]:

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

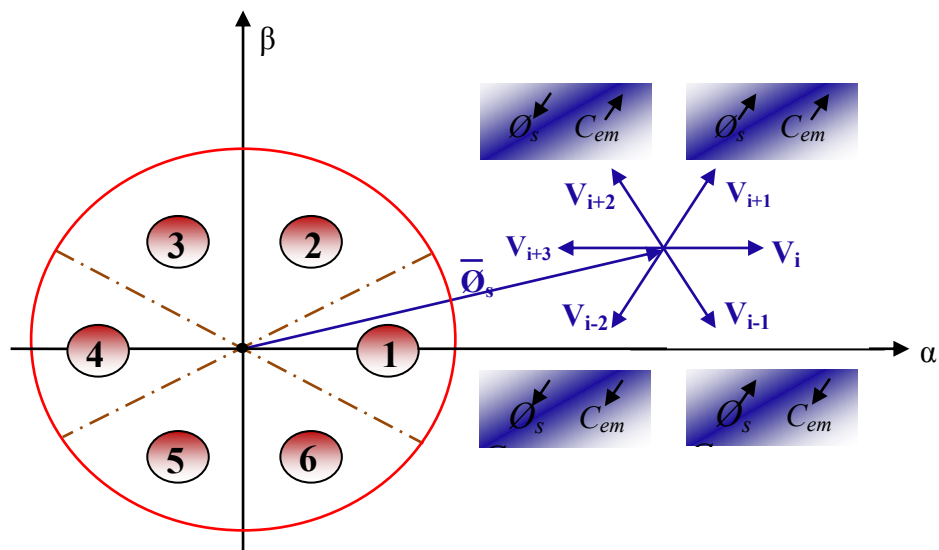


Fig.V.8 : Choix du vecteur tension.

En effet, au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [41] [42].

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone [41] [42].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de vecteur flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

V.3.6 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [41] [42]:

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{V-13})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{V-14})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{V-15})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{V-16})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{V-17})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{V-18})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{V-19})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{V-20})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{V-21})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (V.16) peuvent surgir [43] [49].

V.3.7 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [44] [45] [48] [50] :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{V-22})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

V.4 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

V.4.1 Elaboration du contrôleur de flux

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s [47] [49].

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$, on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \quad (\text{V-23})$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ (Fig.V.9).

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique [47].

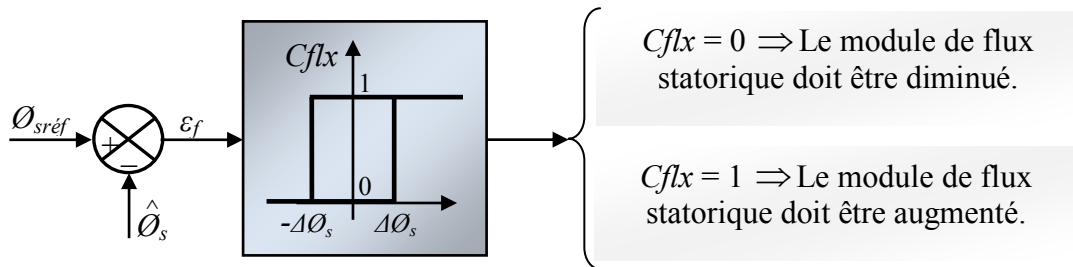


Fig.V.9 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

V.4.2 Elaboration du contrôleur du couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique (Fig.V.9), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne $Ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $Ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($Ccpl = 0$). La figure (Fig.V.10) montre ce type de correcteur [41] [47] [50].

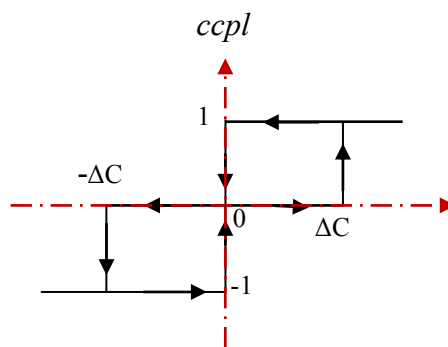


Fig.V.10 : Correcteur du couple à trois niveaux.

V.5 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux (C_{flx}) et de couple (C_{cpl}) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique ϕ_s dans le plan (α, β) , afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

En considérant le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs : V_i, V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\overline{\phi}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs : V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \cdot \overline{I}_s$.

Le tableau (Tab.V.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tab.V.1 : Table de commutation généralisée.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab.V.2 : Table de commande du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab.V.3 : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actifs et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

V.5. 1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on vu précédemment.

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N = 1</i>	<i>N = 2</i>	<i>N = 3</i>	<i>N = 4</i>	<i>N = 5</i>	<i>N = 6</i>	<i>Correcteur</i>
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	<i>Ccpl=0</i>	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Niveaux
	<i>Ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	<i>Ccpl=0</i>	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Niveaux
	<i>Ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tab.V.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.

V.5. 2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\overline{\phi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre coté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_s \cdot \overline{I}_s$)

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N = 1</i>	<i>N = 2</i>	<i>N = 3</i>	<i>N = 4</i>	<i>N = 5</i>	<i>N = 6</i>	<i>Correcteur</i>
<i>Cflx=0</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	<i>Ccpl=0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	<i>Ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
<i>Cflx=1</i>	<i>Ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	<i>Ccpl=0</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	<i>Ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tab.V.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls.

V.6 Application de la DTC sur la MADA

V.6.1 Modèle de MADA en vue à la DTC

Le modèle mathématique pour la partie électrique est écrit comme un ensemble d'équations de l'état suivant:

Equations Electriques :

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = AX + BU \quad (V-24)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s' \delta} & \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} & \frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-1}{T_s' \delta} & -\frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \\ \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}$$

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

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_s} (\Phi_{s\alpha} I_{r\beta} - \Phi_{s\beta} I_{r\alpha}) \quad (V-25)$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (V-26)$$

La structure générale du contrôle direct du couple pour une machine asynchrone à double alimentation est représentée sur la figure (Fig.V.11).

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées à partir des tensions et courants statoriques.

V.7 Simulation numérique

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MADA. Les enroulements statorique sont alimentés par une onduleur de tension à deux niveaux qui est commandée par la technique DTC, et les enroulements rotorique sont alimentés par le réseaux .

En utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls et non nuls (actifs).

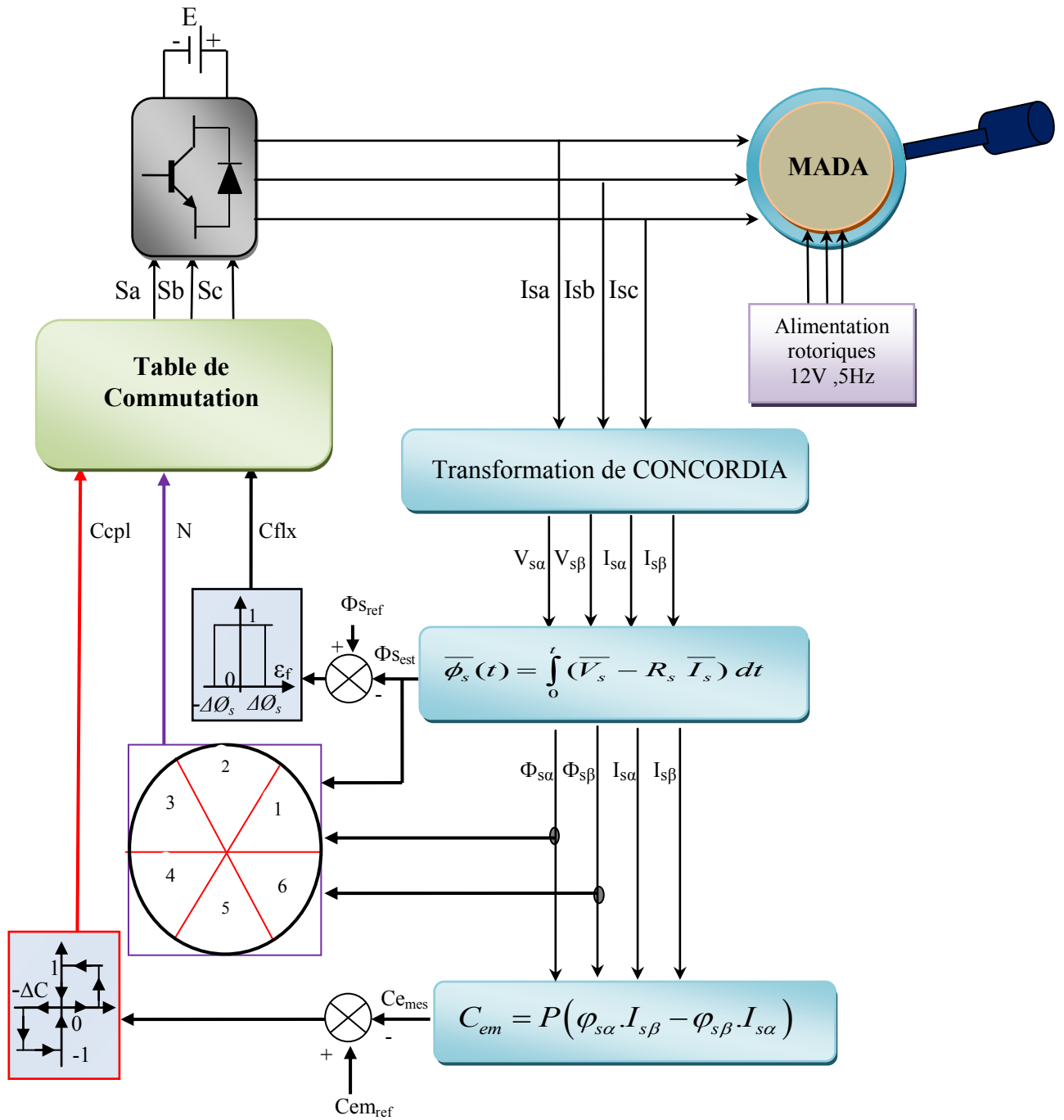


Fig.IV.11 : Structure générale de la commande directe du couple ‘DTC’ d’une MADA.

V.8. Résultats de Simulation

Pour valider et évaluer les performances de l’algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple à MADA alimentée par un onduleur commandée par la DTC du côté statorique et par le réseau du côté rotorique, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un régulateur IP.

Les simulations sont effectuées pour une période d’échantillonnage T_e égale à $(10 \mu s)$ et un flux statorique de référence égale à $1.2Wb$.

Les paramètres de la machine utilisée dans la simulation, sont récapitulés dans l’annexe A.

Les résultats obtenus montrent les performances de cette régulation.

Selon les courbes montrées sur la figure (V.12) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs), on constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court(0.2s). Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limite (10Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi avec des ondulation de 0.5 N.m. A $t = 2$ s, la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (5Nm), le couple électromagnétique répond avec une influence presque négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence. On constate également que le découplage est maintenu constant durant le fonctionnement.

La trajectoire du flux est représentée sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence (1.2 Wb).

Et on peut constater que le courant statorique réel répond aux variations par le couple mais il est plein d'harmoniques.

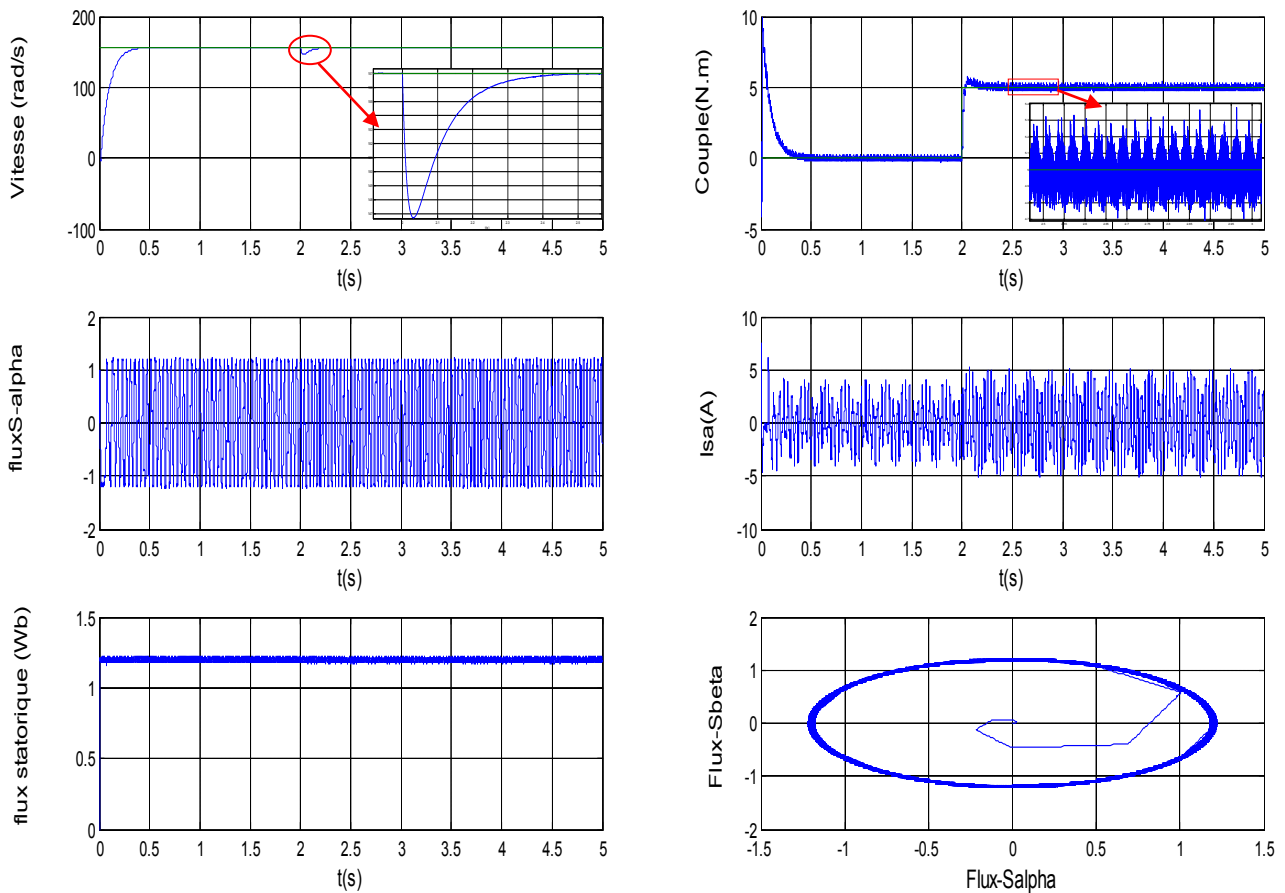


Fig.V.12 : DTC de la MADA avec Alimentation rotoriques ($V_r=12v, f_r=5Hz$) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs).

Selon les courbes montrées sur la figure (V.13) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs) et nuls, on constate que les mêmes résultats de le cas passe (fig ,V.12), mais avec diminution des ondulations de couple à 0.3 N.m, sa ci l'avantage de l'utilisation des vecteurs de tension nuls et non nuls(actifs). ces résultats confirmée par la figure (V.14).

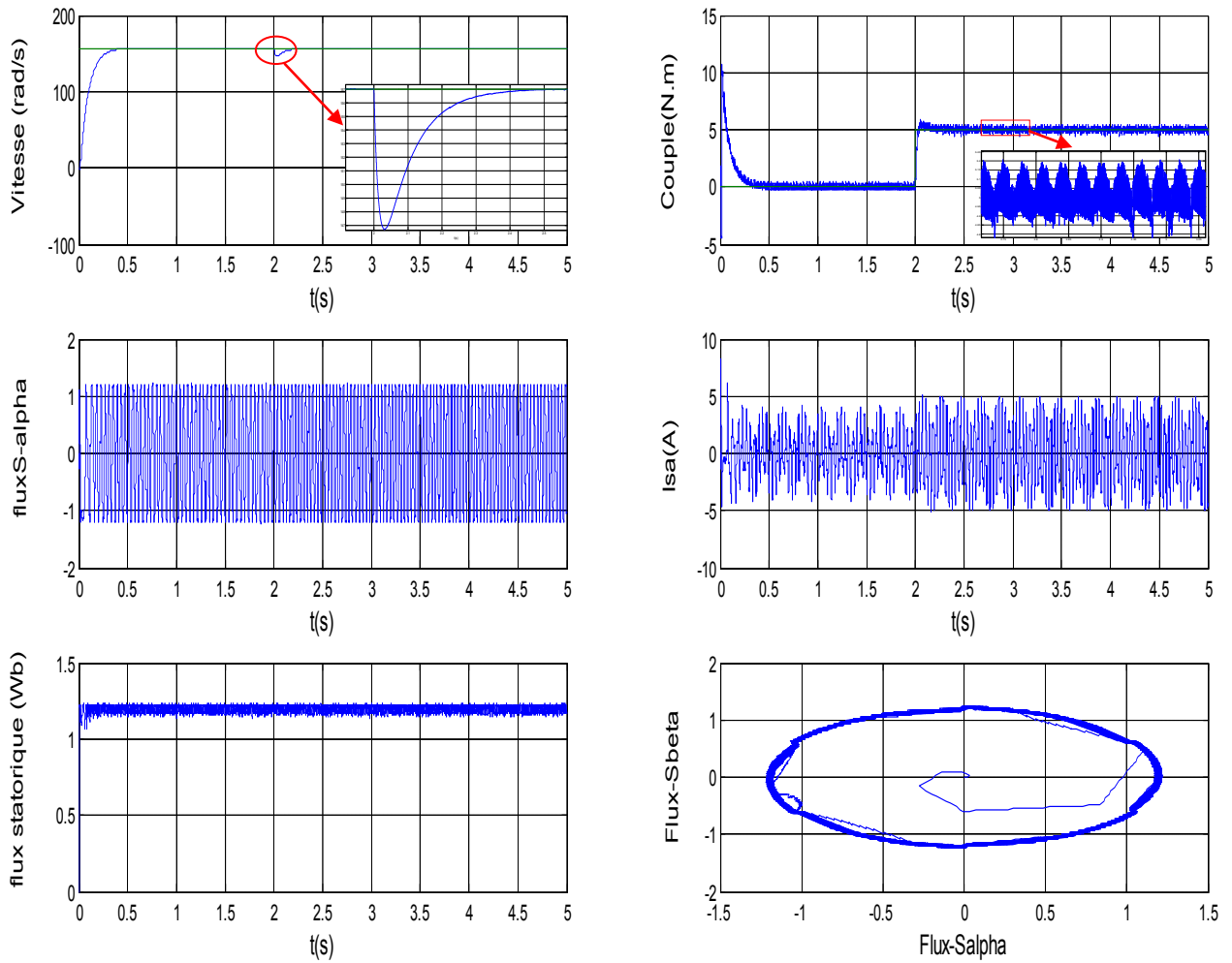


Fig.V.13 : DTC de la MADA avec Alimentation rotoriques ($V_r=12v, f_r=5Hz$) avec les vecteurs de tension non nuls (actifs) et nuls.

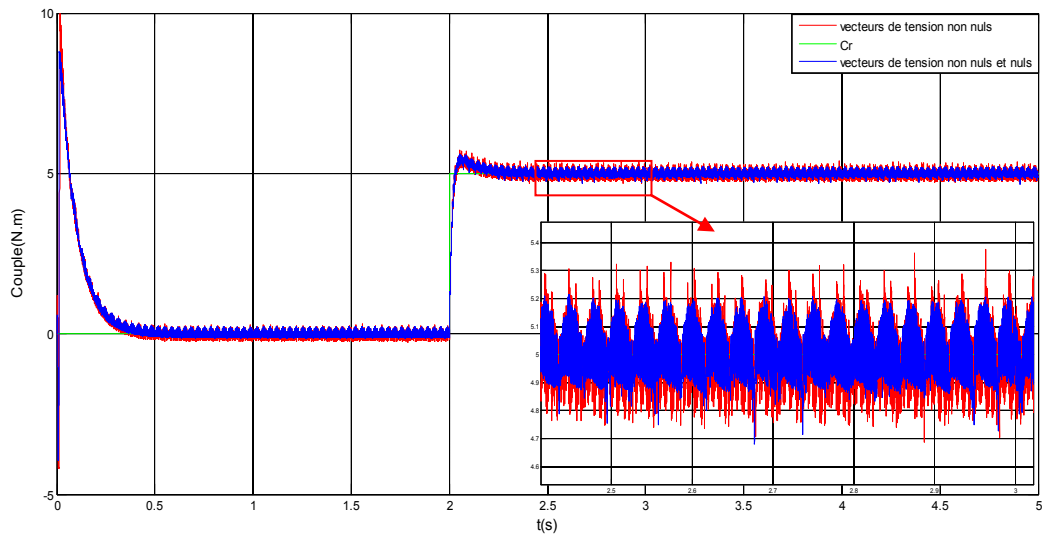


Fig.V.14 : Réponse de couple dans les deux cas, avec les vecteurs de tension nuls et non nuls (actifs).

V.8.1 Test de robustesse

Pour bien juger la commande directe du couple, plusieurs tests de robustesse ont effectués (variation de la vitesse, variation de la charge, et augmentation de la résistance statorique) en utilisant un régulateur classique IP. Les résultats obtenus sont présentés par les figures ci-dessous:

La figure (V.15), illustre les réponses : vitesse, couple électromagnétique, flux et courants statoriques réel de la MADA pour un fonctionnement avec une variation de vitesse (157,130,157 rad/sec) ainsi qu'une application d'une charge de 5N.m à l'instant $t=2$ sec.

D'après les résultats obtenus on remarque que le système répond positivement à ce test, où la vitesse suit sa nouvelle référence sans dépassement, le couple subit un pic (1.2Nm) de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis il rejoint sa valeur de référence, et le découplage entre flux et couple est toujours existe.

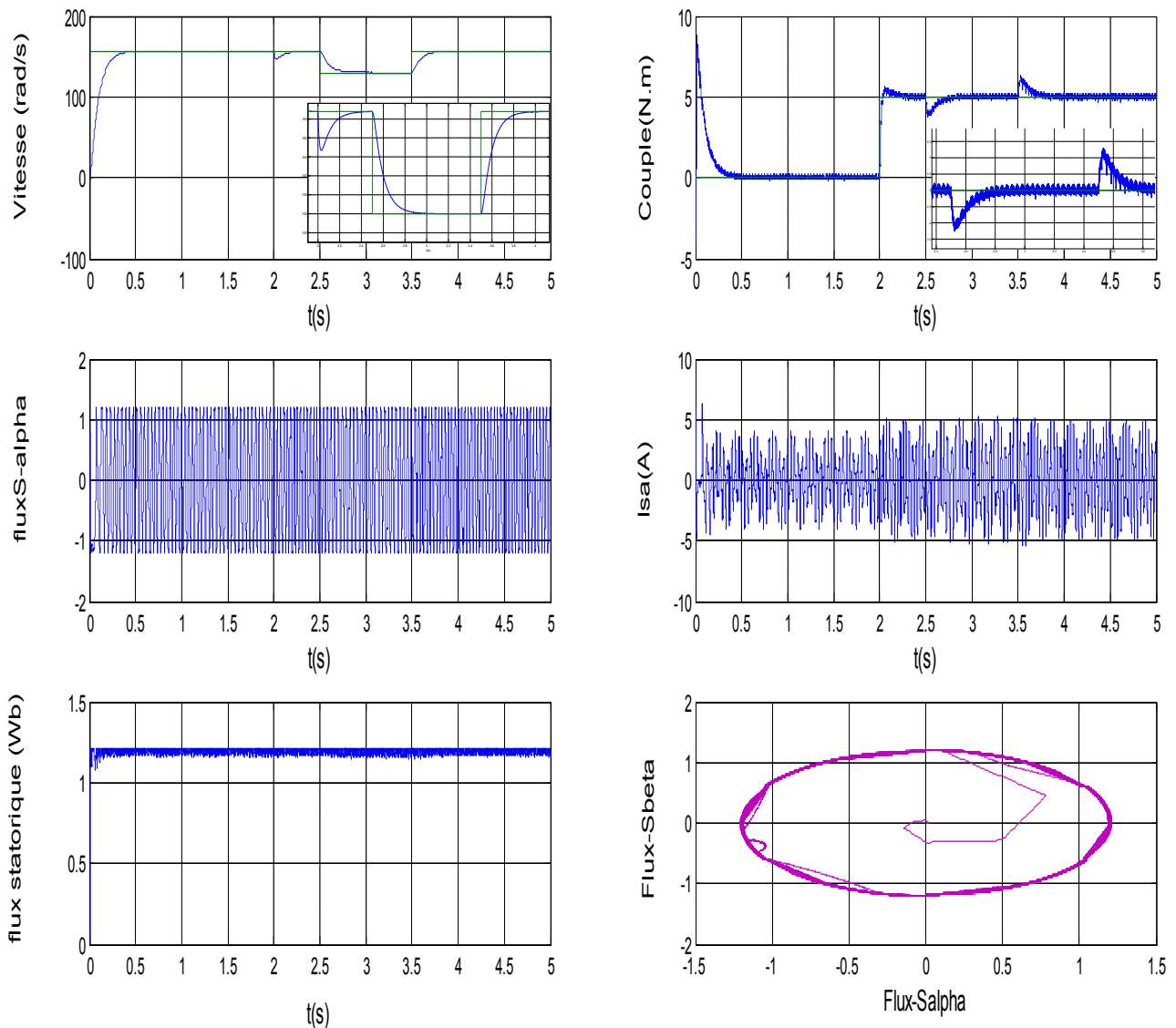


Fig.V.15 : Comportement de la MADA avec Alimentation rotoriques ($V_r=12$ v, $f_r=5$ Hz) vis-à-vis variation de la vitesse de rotation de 157 à 130 rad/s à l'instant $t=2.5$ s,(sous couple de 5Nm a $t=2$ s) .

La figure (V.16), illustre le comportement de la MADA lors de la variation de la charge, où les résultats obtenus montrent une bonne précision et une faible sensibilité à l'application et à la variation de la charge.

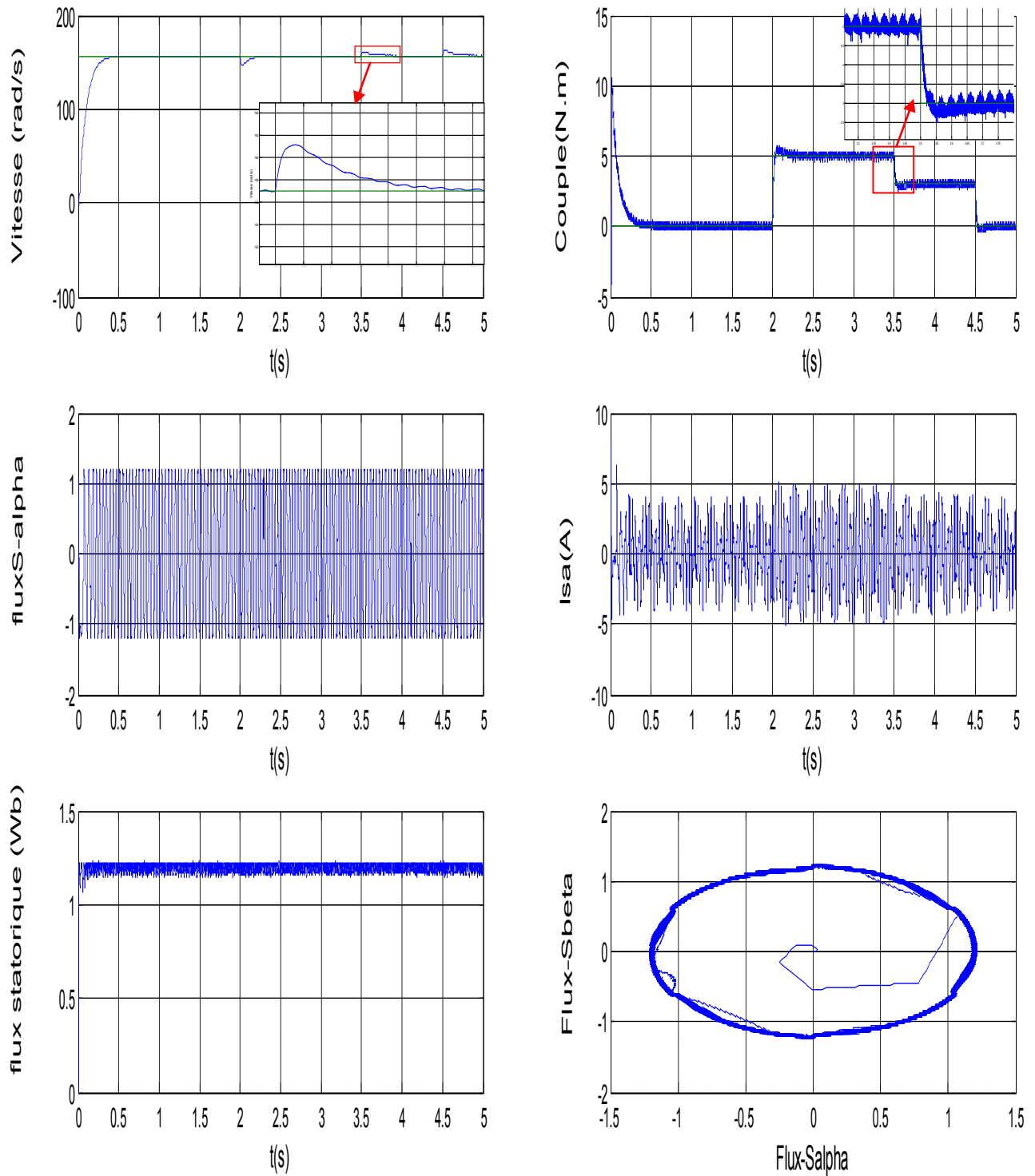


Fig.V.16 : Comportement de la MADA vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 5$ et 3 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 4.5]$ s.

La figure (V.17) représente le comportement de la MADA lors de la variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale à partir de l'instant $t= 2.5\text{sec}$, avec une application de charge de 5N.m à l'instant $t=2\text{sec}$, tout en imposant une vitesse de référence de 157rad/sec . Ces résultats montrent une bonne précision et une insensibilité à la variation de la résistance statorique. Donc on peut dire que la commande par DTC avec le correcteur IP est insensible à la variation de la résistance statorique.

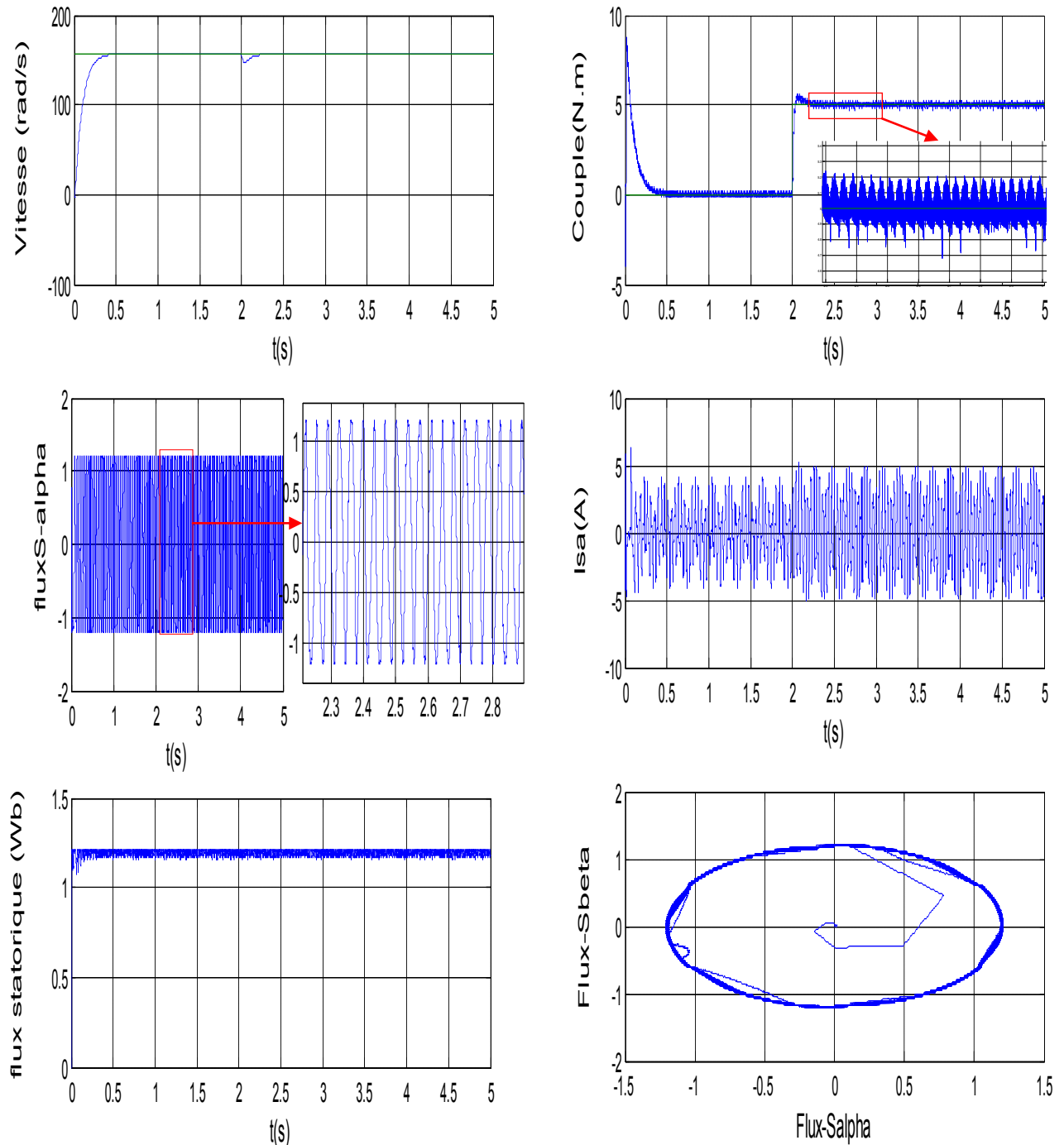


Fig.V.17: Comportement de la MADA vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de + 50% à partir de $t=2.5$ s, avec application d'un couple résistant $C_r=5$ Nm à $t= 2$ s.

V.9 Les avantages de la commande directe du couple

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires [43].

Au contraire des commandes à orientation du champ, le bloc MLI est généralement supprimé, et elles n'utilisent pas de boucles de régulation en cascade ni de régulateurs PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liées à la saturation des régulateurs PI [3].

La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques [41] [43].

Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique, et une stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle de la machine [3].

La facilité d'implémentation et la simplicité de structure (absence des boucles de régulation des courants, absence des régulateur PI du couple et de flux,... etc) [50].

Dans le régime transitoire, la plus haute réponse de couple peut être obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique [48].

Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine exigée par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ainsi, sans capteur de mesure au niveau du rotor, une commande du couple souple, performante et précise est élaborée [48].

V.10 Les Inconvénients de la commande directe du couple

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur, ce dernier est notamment la cause d'un bruit acoustique "gênant" généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse où la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur est très faible.

En outre, à grande vitesse, nous pouvons atteindre des fréquences élevées, d'où les pertes dues aux commutations ne sont pas négligeables. Ces limites de fréquence sont fonction des largeurs de bandes et de la période d'échantillonnage de la commande [41].

D'une façon générale, on peut résumer les inconvénients de la DTC aux points suivants [50] :

- Une fréquence de commutation variable.
- Des ondulations du couple élevées.
- La distorsion du courant et de flux, à cause du changement de position de flux statorique dans le secteur.
- Une fréquence d'échantillonnage élevée est exigée pour l'implémentation numérique.
- Une fréquence de commutation basse à cause du temps de calcul réduit.

V.11 Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle

Après la présentation des avantages et des inconvénients de la DTC, on peut faire une comparaison entre la commande directe du couple et la commande vectorielle étudiée dans le troisième chapitre.

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC) [48] [49] [50] :

	<i>Type de commande</i>	
	<i>FOC</i>	<i>DTC</i>
Dynamique	Elevée	Elevée
Robustesse	Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
Variation des paramètres	Grande	Moyenne
Commande rapprochée	Nécessite un MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Comportement à basse vitesse	Bon	Médiocre
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «d, q»	Stationnaire « α , β »
Régulateurs	Deux Régulateurs PI pour les courants Rotoriques	Régulateur de couple (à hystérésis) Régulateur de flux (à hystérésis)
Réponse du couple	Bonne	Excellente
précision	Bonne	Moyenne
Fréquence de commutation	Constante	Variable
Pertes de commutation	Basses	Elevées
Fréquence d'échantillonnage	Basses	Elevées
La structure de la commande	Dépend des paramètres du rotor	Indépendante des paramètres du rotor

V.12 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double alimentation.

Les résultats de simulation obtenus, montre bien que l'application de la DTC sur la MADA apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans les autres stratégies de commande des machines alternative précisément la commande vectorielle. Elle permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement, et également une robustesse contre les variations paramétriques telle que la résistance statorique. Toutes ces performances sont réalisées sans la nécessité d'un capteur mécanique pour la connaissance de la position du rotor, qui est l'avantage majeur de la DTC en plus de l'absence de bloc de modulateur de tension (MLI).

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, ainsi que l'application de la commande du contrôle direct du couple 'DTC'. Autrement dit, découlée une fois par orientation du flux statorique et une autre fois par un choix optimale d'un vecteur de tension (commutation) c'est-à-dire :

- ⊗ La commande vectorielle (FOC),
- ⊗ La commande directe du couple (DTC).

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).

L'étude comparative des deux types de commande (CVD,CMG) a montré l'efficacité de la commande par le mode de glissement.

Dans le cinquième chapitre, et dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, nous avons opté pour une autre technique de commande dite commande directe du couple (DTC), qui possède plusieurs avantages par rapport à la commande par orientation de flux (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, ...etc). Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de la commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement et des courts temps de réponse, elle présente également une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple.

Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

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) [6].

Valeurs nominales : 0.8 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

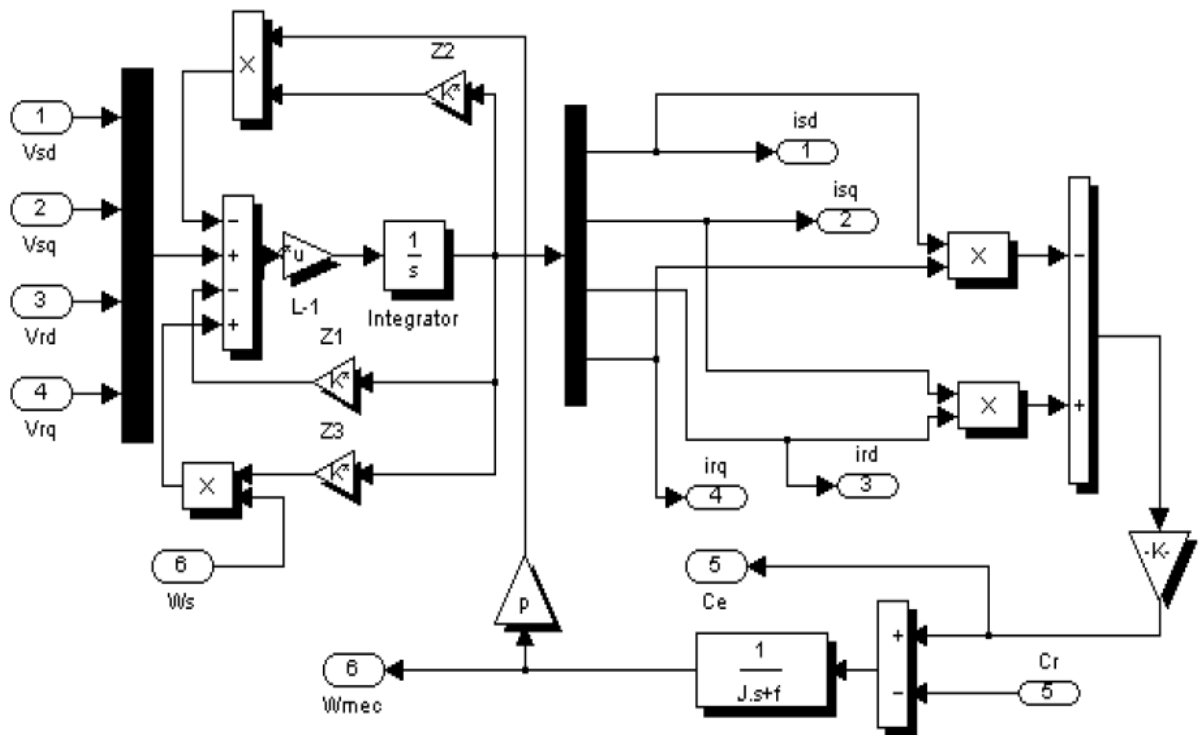
Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min Paramètres :

- R_s (Résistance du stator) = 11.98 Ω
- R_r (Résistance du rotor) = 0.904 Ω
- L_s (Inductance du stator) = 0.414 H
- L_r (Inductance de rotor) = 0.0556 H
- M (Inductance mutuelle) = 0.126 H
- $P = 2$

Constantes mécaniques :

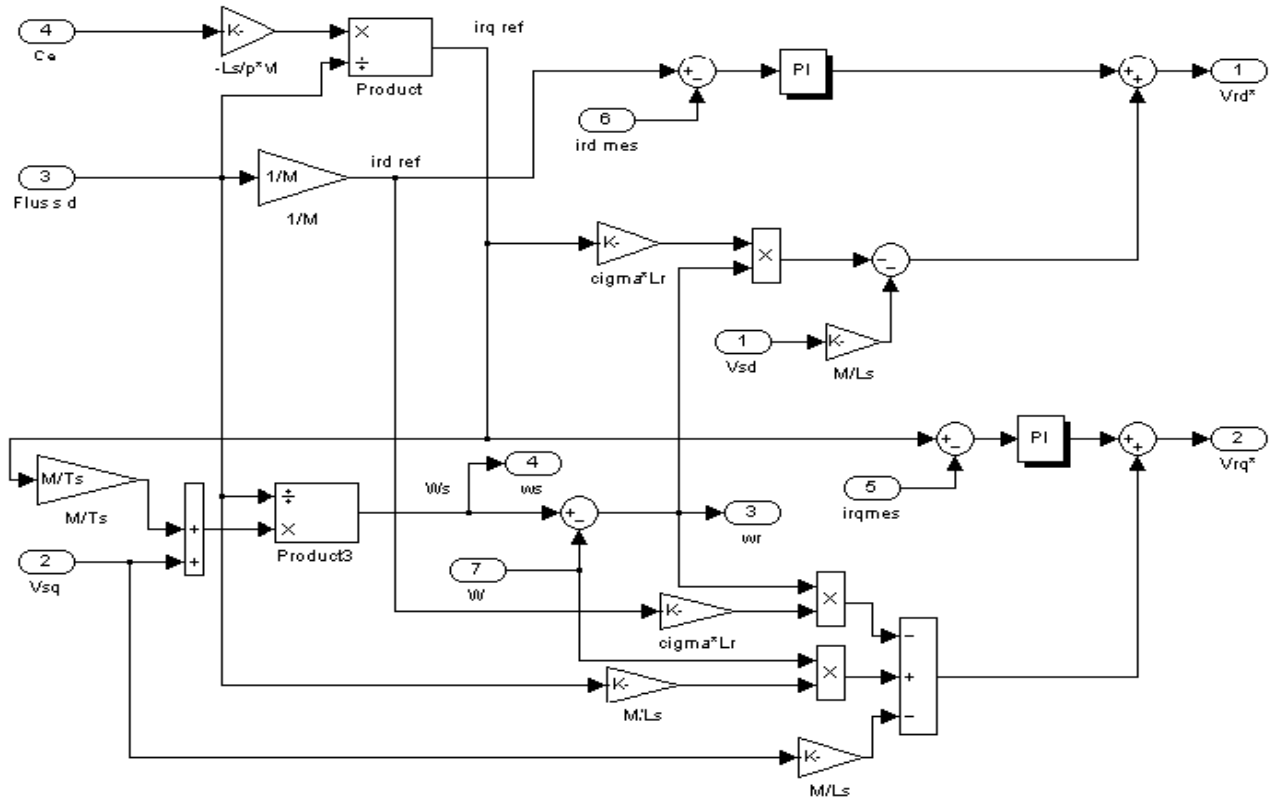
- J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m^2
- f (Coefficient de frottement) = 0.00 S.I

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

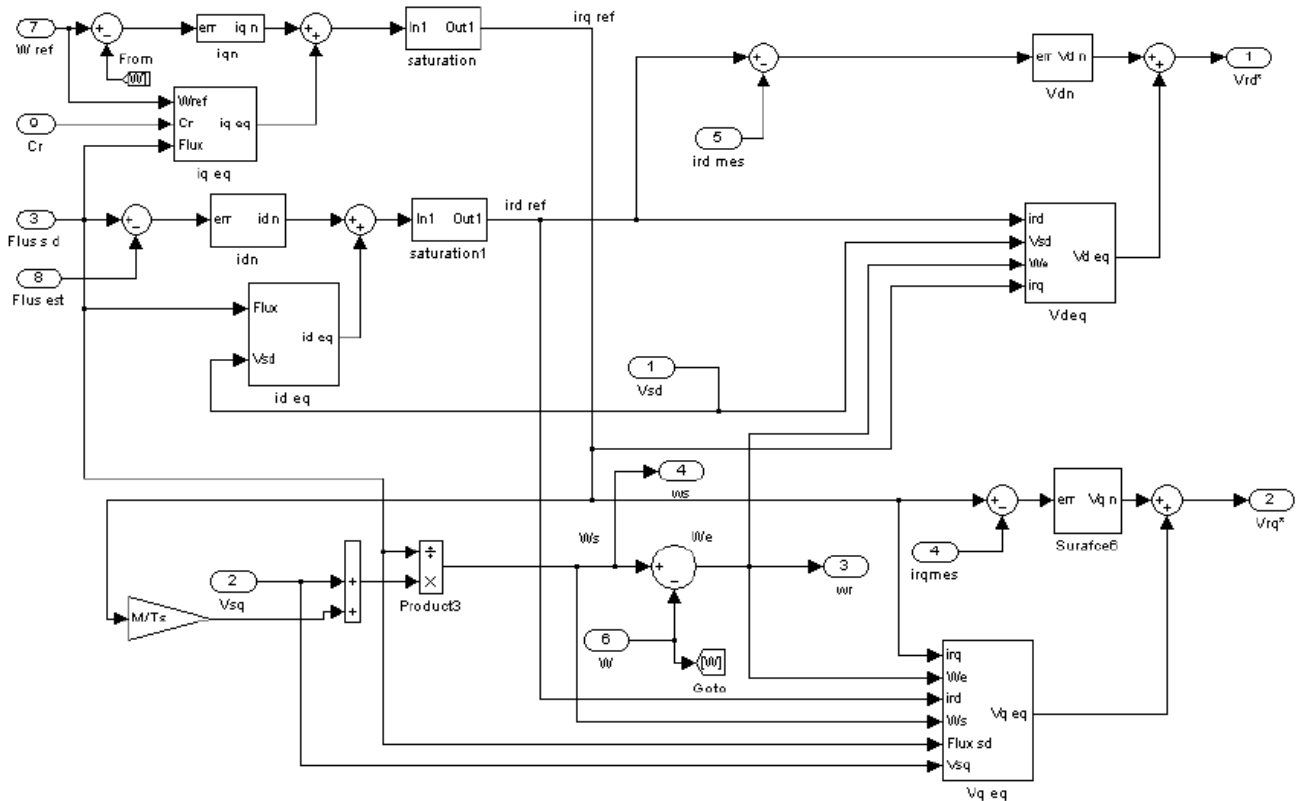


Annexe B

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.



Bibliographie

- [1] **Z. Boudjema**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou » , Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran ,Algérie, 2009.
- [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, Algérie, 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] **M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos**, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles » , IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, June 2003.
- [6] **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.
- [7] **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.
- [8] **D. forchetti, G. garcia et M. I. valla**, « Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector » , IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [9] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne » , Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [10] **B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier**, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone » , Edition TECHNIP, Paris, 2007.
- [11] **H. A. Toliyat et G. B. Kliman**, « *Handbook Of Electric Motors* » , second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.
- [12] **B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson**, « Doubly- fed a.c. machines: classification and comparison » , *European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE)*, Gras,2001.
- [13] **R. Abdessemed** « Modélisation et simulation des Machines Electriques » ,Livre, Edition TECHNOSUP, Batna , Mai 2012.
- [14] **DJ. Khodja**, « commande des convertisseurs électromécaniques » ,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [15] **T. Wildi et G. Sybille** : « *Électrotechnique* » , 4ème édition, Canada 2005.
- [16] **M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert**, « *Principe De L'électrotechnique* » , DUNOD, Paris, 2005.

- [17] **Ph. Le Brun**, « Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones », Cours En Electrotechnique , Lycée Louis Armand, Strasbourg, France.
- [18] **A. Doria-Cerezo**, « Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter », PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [19] **G. Segurier**, « *Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue* », vol.1, 3^{ème} éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [20] **A. Meroufel**, « Contrôle De La Machine Asynchrone », Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [21] **A.L.Nemmour**, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de magister, Université de Batna , 2002.
- [22] **M. Al-Harhi**, « Design of a Fuzzy-Based PID Controller for a DC Servomotor Position Control », First International Conference on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.
- [23] **E. Merabet**, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [24] **H. Tamrabet**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.
- [25] **A. Kheldoun**, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [26] **V. Kumar, R.R.Joshi**, « Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor », Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
- [27] **N. Akkari**, « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension », Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [28] **M. Bouharkat**, « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique », Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [29] **H. Bühler**, « Réglage par mode de glissement », Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [30] **K. K. Young**, « Controller design a manipulator using theory of variable structure systems », IEEE Trans. Syst. MAN. Cybe. Vol. SMC-8, N°. 2, 1978 .
- [31] **F. Harashima , H. Hashimoto, S. Kondo**, « Mosfet converter fed position servo system with sliding mode control », IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. 32, N°. 3, pp. 238-244, 1985.
- [32] **H. Hashimoto, K. Mayurama**, « Practical realization of VSS controller for robotic arm », IEEE, IECONF, pp. 34-40, 1986.
- [33] **H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa, F. Harashima** , « Brushless servo motor control using variable structure approach », IEEE, Trans. Idust. Applic Vol. 24, N°. 1, pp. 160-170, 1988.
- [34] **Ph. Cristian Iascu**, « Direct Control of Sensorless Induction (Motor Drivers): A sliding-Mode Approach », IEEE Transactions on industry applications, vol. 40, April 2004.
- [35] **H. Amimeur**, « Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012.
- [36] **Y. Bekakra, D. Ben attous**, « Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine », Proceedings of 3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09), Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Soussa, Tunisia.

- [37] **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, Algérie.
- [38] **R.Abdessemed, A.L.Nemmour, VF.Tomachevitch**, « Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM) », In: Archives of electrical engineering, Vol. LI, N°03, pp. 371-387, 2002, Poland.
- [39] **M. Chebre, M. Zerikat, Y. Bendaha**, « Adaptation des Paramètres d'un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un Moteur Asynchrone », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 Novembre 2007.
- [40] **F.Boumaraf**, « Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation », mémoire Magister de l'Université de Batna, Algérie, janvier 2009.
- [41] **A.Chebabhi, N.E.Rouabah, E.Guerbai**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS » Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [42] **M.Meddah ; T.Kheffache**, « Etude et validation expérimentale de la commande d'une machine asynchrone double étoiles », mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [43] **A.Berkani**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement », Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [44] **J.Belhadj**, « Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation, Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs », Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, juillet 2001.
- [45] **Y.Daili**, « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction », mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [46] **C.DE Almeida martins**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [47] **A.M.Arcker**, « Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [48] **R.Zaimeddine**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux », Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007.
- [49] **K.Marouani**, « Etude et Réalisation d'un Banc Expérimental de Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Commandée par PC sans Capteur Mécanique », Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, janvier 2001.
- [50] **M.Zelechowski**, « Space Vector Modulated_Direct Torque Controlled (DTC -SVM) Inverter_Fed Induction Motor Drive », Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2005.

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

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. **Leila BENALIA**

Présenté par : Mr. **Abderrahim ZEMMIT**

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.

Pour mieux améliorer le découplage entre le flux et le couple, nous avons opté par une autre technique de commande dite la commande directe du couple (DTC) qui présente de nombreux avantages par rapport à la commande vectorielle par orientation du flux (FOC), où elle ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

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, contrôle direct du couple DTC.