

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



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

N° : AUT_07



Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par :

ARIBI cheyma

HAMLAOUI Meryem

Intitulé

**Commande par mode glissant doté à action intégrale
application à la machine asynchrone à double
alimentation (MADA)**

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. KHATAB Khouthir	Université M'SILA	Président
Mr. MEKKI Hamza	Université M'SILA	Rapporteur
Mr. DJERIOUI Ali	Université M'SILA	Rapporteur
Mr. RAHALI Hilal	Université M'SILA	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019



REMERCIEMENT

*Ce travail a été effectué au sein du
Faculté de technologie, à l'université Mohamed
Boudiaf M'SILA
Après la louange d'Allah tous omniscient, nos
sincères Remerciements et nos meilleurs
sentiments de gratitude vont à Notre encadreurs
Monsieur Ali djerioui et Monsieur Hamza Mekki
pour avoir accepté de diriger ce thème, et pour ses
contributions et son aide si précieuses quant à
l'élaboration de ce travail. Nous tenons à remercier
et à exprimer nos reconnaissances et nos
Gratitudes envers Monsieur le président et
Messieurs les Membres du jury, pour l'honneur
qu'ils nous ont fait en pregnant Part à ce jury et en
nous permettant de soutenir ce thème. Que tous
ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à
L'élaboration de ce travail, trouvent ici notre
reconnaissance et notre gratitude*



Dédicace

Nous dédions Ce travail:

*A nos chers parents, que Dieu
les préserve et les protège pour
leur soutien moral et financier,
pour les encourager et les
sacrifier.*

À nos frères et sœurs

Pour toutes nos familles

*À nos amis et collègues de la
présentation "2019 "*

*Pour tous les musulmans de
monde entier.*

Cheyma et Meryem

SOMMAIRE

DEDICACE	
REMERCIEMENT	
SOMMAIRE	I
LISTES DES FIGURES	II
NOMENCLATURE	III
INTRODUCTION GENERAL	1

CHAPITRE I

PRESENTATION ET MODELISATION DE MADA

I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 PRESENTATION DE LA MADA.....	4
I.2.1 Classification du MADA.....	5
I.2.1.1 MADA simple (Single Doubly Fed induction Machine)	5
I.2.1.2 MADA en cascade (Cascade Doubly Fed induction Machine).....	5
I.2.1.3 MADA Cascadeé à un repere (Single frame cascade machine).....	6
I.2.1.4 MADA sans balais (Brushless Doubly Fed induction Machine).....	6
I.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	7
I.2.3 Modes de fonctionnement de la MADA.....	9
I.2.4 Domaine d'application Du MADA.....	10
I.2.5 Avantages et inconvénient du MADA.....	11
I.2.5.1 Les avantages de la MADA	11
I.2.5.2 Les inconvénients de la MADA.....	12
I.3 MODELISATION DE LA MACHINE MADA	12
I.3.1 Hypothese simplifiées.....	12
I.3.2 Modele de MADA dans le repère abc.....	12
I.3.2.1 Equation électrique	14
I.3.2.2 Equation magnétique	16
I.3.2.3 Le couple électromagnétique	16
I.3.3 Changement de repère	19
I.3.5 Equation de la MADA selon le repère de park « d,q».....	19
I.3.5.1 Equation électrique	19
I.3.5.2 Equation magnétique	20
I.3.5.3 Le couple électromagnétique	21
I.3.6 Choix de référentiel	21
I.3.6.1 Référentiel lie au stator	22
I.3.6.2 Référentiel lie au rotor	22
I.3.6.1 Référentiel lie au champ tournant	23
I.3.7 Modele de la MADA sous la forme représentation d'état	23
I.3.8 Resultat de simulation fonctionnement générateur (GADA)	25
I.3.8.1 Interprétation des résultats.....	28
I.4 CONCLUSION.....	29

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

II.1 INTRODUCTION.....	32
II.2 OBJECTIVE ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VICTORIELLE.....	32
II.3 MODELE DE LA MADA AVEC ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE.....	33
II.3.1 Choix de référentiel pour le modèle diphasé.....	34
II.3.1.1 Relation entre les courant statorique et les courants rotorique.....	34
II.3.1.2 Relation entre les puissances statorique et les courant statorique.....	35

SOMMAIRE

II.3.1.3 Relation entre les tensions rotorique et les courant rotorique.....	35
II.3.2 Type de régulateurs utilisés.....	37
II.3.2.1 Système régulé par un régulateur PI	38
II.3.2.2 Calcule les gains K_i et K_p des régulateurs PI.....	39
II.4 COMMANDE DIRECTE DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE.....	40
II.5 COMMANDE INDIRECTE DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE.....	41
II.5.1 Commande vectorielle sans boucle de puissance	41
II.5.2 Commande vectorielle avec boucle de puissance.....	42
II.5.3 Résultat de simulation sans onduleur	43
II.5.4 Interprétation des résultats.....	45
II.6 COMMANDE VECTORIELLE DE MADA ASSOCIEE AVEC ONDULEUR.....	46
II.6.1 Onduleur de tension triphasé.....	46
II.6.1.1 Modélisation d'Onduleur.....	46
II.6.2 Commande par Modulation de Largeur D'impulsion.....	49
II.6.2.1 Simulation d'onduleur MLI en générale.....	50
II.6.3 Résultat de simulation avec onduleur.....	50
II.6.4 Interprétation du résultat.....	52
II.7 CONCLUSION.....	53

CHAPITRE III

COMMANDE PAR NODE GLISSANT AVEC ACTION INTEGRALE

III.1 INTRODUCTION.....	55
III.2 HISTORIQUE.....	55
III.3 DOMMAINE D'APPLICATION	55
III.4 LES AVANTAGE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	56
III.5 SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE.....	56
III.5.1 Différentes structure du contrôle par mode glissant.....	56
III.5.1.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	57
III.5.1.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	57
III.5.1.3 Structure par commutation avec l'ajoute de la commande équivalente.....	58
III.6 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	58
III.6.1 Objective de la commande par mode glissant.....	59
III.6.2 Théorie de la commande par mode glissant	59
III.6.2.1 Régime glissant idéal.....	61
III.6.2.2 Régime glissant réel.....	61
III.6.3 Principe de commande par mode glissant.....	61
III.6.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant.....	62
III.6.4.1 Choix des surfaces de glissement.....	62
III.6.4.2 Condition de convergence et d'existence.....	63
III.6.5 Détermination de la loi de la commande.....	64
III.6.5 Expressions analytique de la commande	65
III.6.6 Phénomènes de chatterring.....	66
III.7 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT AU CONTROLE DE LA PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE.....	68
III.7.1 Commande par mode glissant du GADA.....	69
III.7.2 Résultat de simulation.....	70
III.7.3 Interprétation du résultat.....	72
III.8 COMMANDE PAR MODE GLISSANT AVEC ACTION INTEGRALE.....	73
III.8.1 Résultat de simulation.....	75
III.8.2 Interprétation du résultat de simulation.....	77

SOMMAIRE

III.9 CONCLUSION.....	77
CHAPITRE IV	
ETUDE COMPARATIVE	
IV.1 INTRODUCTION.....	79
IV.2 COMPARISON DES RESULTAT DE SIMULATION.....	79
IV.2.1 Selon la variation de sign et le régime transitoire.....	80
IV.2.2 Interprétation du résultat de simulation.....	82
IV.2.3 Teste de robustesse Selon la variation de la résistance statorique.....	82
IV.2.4 Teste de robustesse Selon la variation de la résistance rotorique.....	84
IV.2.5 Interprétation du résultat de simulation.....	86
IV.3 CONCLUSION.....	86
CONCLUSION GENERALE.....	88
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	
ANNEXE	

CHAPITRE I

Figure I.1 :Photos de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).....	5
Figure I.2 :structure de la machine asynchrone à double alimentation.....	5
Figure I.3:Mada simple.....	5
Figure I.4: Mada en cascade	6
Figure I.5 : Mada en cascade à un repère.....	7
Figure I.6 :MADA sans balais	7
Figure I.7 :Modes de fonctionnement de la MADA.....	9
Figure I.8 :Circuit de la phase_a du stator d'une machine asynchrone.....	12
Figure I.9 :Représentation de la transformation d_q de la machine	17
Figure I.10:les tensions triphasées appliquées au stator et celle appliqué au rotor de la GADA.....	26
Figure I.11 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.....	26
Figure I.12: Les courants statoriques triphasés avec un zoom.....	27
Figure I.13 : les composants de flux rotoriques	28
Figure I.14 : les composants de flux rotoriques.....	28
Figure I.15 :les composants de courant statorique	28
Figure I.16 : les composants de courant rotorique.....	28
Figure I.17 : La puissance réactive et active rotoriques.....	28
Figure I.18 :La puissance réactive et active statoriques	29
Figure I.19:le couple électromagnétique	30

CHAPITRE II

Figure II.1 : Analogie entre MCC à excitation séparée et MADA.....	33
Figure II.2: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.....	38
Figure II.3 : schéma bloc d'un système régulé par un PI	39
Figure II.4 : schéma de régulation	40
Figure II.5 : schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA	41
Figure II.6 : schéma bloc de la commande indirect en boucle de puissance	43
Figure II.7 : schéma bloc de la commande vectorielle indirect avec boucle de puissance	44
Figure II.8 : la puissance active et réactive statorique et leurs références	45
Figure II.9 : Les courants statoriques selon l'axe d et q.....	45
Figure II.10 : Les courants rotoriques selon l'axe d et q	46
Figure II.11 : Les courants rotoriques et le couple électromagnétique	46
Figure II.12 : schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	48
Figure II.13 : schéma synoptique	51
Figure II.14 :Principe et réponses de la commande MLI sinus –triangle.....	51
Figure II.15 : les puissances statoriques actives et réactives avec leurs références	52
Figure II.16 : les courants statoriques selon l'axe d et q	53
Figure II.17 : les flux statorique selon l'axe d et q	53
Figure II.18 : les courants rotoriques selon l'axe d et q	53
Figure II.19 : les flux rotoriques selon l'axe d et q	54
Figure II.20 : le couple électromagnétique	54

CHAPITRE III

Figure III.1 :Structure de la régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	50
Figure III.2 :Structure de la régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	50

LISTE DE FIGURE

Figure III.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	50
Figure III.4 : Démonstration du mode glissement	51
Figure III.5 : Les différents modes de mode glissement	53
Figure III.6 : Glissant idéal	53
Figure III.7 : Glissement réel	54
Figure III.8 : Interprétation d' U_{eq}	58
Figure III.9 : Représentation de la fonction sign.....	60
Figure III.10 : Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone de morte).....	60
Figure III.11 : Fonction smooth	61
Figure III.12 : les puissances statorique active et réactive.....	63
Figure III.13 : les courants rotoriques direct et quadrature	64
Figure III.14 : les flux rotoriques direct et quadrature	64
Figure III.15 : les flux statoriques direct et quadrature	64
Figure III.16 : les courants statoques direct et quadrature.....	65
Figure III.17 : le couple électromagnétique	68
Figure III.18 : les courants rotoriques et statoriques triphasés	68
Figure III.19 : les puissances statorique active et réactive	71
Figure III.20 : les flux statorique direct et quadrature	71
Figure III.21 : les flux rotoriques direct et quadrature.....	72
Figure III.22 : les courants statoriques direct et quadrature	73
Figure III.23 : les courants rotoriques selon l'axe d et q	73
Figure III.24 : le couple électromagnétique	73
Figure III.25 : les courants statoriques et rotorique triphaseés	75

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : les puissances statoriques actives et réactive avec leurs références pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale	79
Figure IV.2 : les composants de courant rotoriques direct et quadrature avec leurs références pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.....	81
Figure IV.3 : Puissance statorique active et réactive pour les trois commandes ; (A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.....	81
Figure IV.4 : Les courants rotoriques directs et quadratures pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.....	83
Figure IV.5 : Les Puissance active et réactive statorique pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.....	85
Figure IV.6 : Les courants rotoriques directs et quadratures pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel, (B) Contrôle par mode glissant, (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.....	86

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
Couple électromagnétique	C_{em}	$N.m$
Couple résistant	C_r	$N.m$
Courant	I	A
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/
Fréquence	f	Hz
Flux magnétique	φ	Wb
Induction magnétique	B	T
Puissance active statorique	P_s	W
Puissance réactive statorique	Q_s	VAR
Pulsation électrique	$!$	Rad / s
Pulsation mécanique de rotation	Ω	Rad / s
Temps	t	S
Tension	V	V

Paramètres de modélisation de la MADA

Nom	Symbole	Unité
Coefficient de frottement visqueux	B	$N.s / rad$
Coefficient de dispersion de Blondel	σ	-
Constante de temps statorique	T_s	-
Constante de temps rotorique	T_r	-
Inductance cyclique statorique par phase	L_s	H
Inductance cyclique rotorique par phase	L_r	H
Inductance mutuelle cyclique	M_{sr}	
Moment d'inertie	J	
Nombre de paires de pôles	P	Kg / m^2
Resistance de l'enroulement statorique par phase	R_s	Ω

Grandeurs de la MADA

Nom	Symbole
f_r	La fréquence rotorique
f_s	La fréquence statorique
g	Le glissement
ω_m	vitesse angulaire de rotation du rotor
ω_r	Pulsation rotorique
ω_s	Pulsation statorique
P_{mec}	Puissance mécanique
P_r	Puissance rotorique
θ	le déphasage entre les axes statorique et rotorique
θ_s	le déphasage entre les axes statorique et d
θ_r	le déphasage entre les axes rotorique et d
I	Courant
I_{sd}	Courant statorique sur l'axe d
I_{sq}	Courant statorique sur l'axe q
I_{rd}	Courants rotorique sur l'axe d
I_{rq}	Courant rotorique sur l'axe q
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques
I_{rA}, I_{rB}, I_{rC}	Courants rotoriques
V_{sd}	La tension statorique sur l'axe d
V_{sq}	La tension statorique sur l'axe q
V_{rd}	La tension rotorique sur l'axe d
V_{rq}	La tension rotorique sur l'axe q

NOMENCLATURE

V_{sabc}	Tensions d'alimentations des phases statoriques
V_{rABC}	Tensions d'alimentations des phases rotoriques
E	Source de tension continue de l'onduleur
φ_{sd}	Flux statorique sur l'axe d
φ_{sq}	Flux statorique sur l'axe q
φ_{rd}	Flux rotorique sur l'axe d
φ_{rq}	Flux rotorique sur l'axe q
L_{ss}	Matrice des inductances statoriques
L_{rr}	Matrice des inductances rotoriques
V_s	Tension appliquée au stator
V_r	Tension appliquée au rotor
T_{abc}	Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur
(d, q)	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park

Abréviations

1-En français

$MADA$	Moteur asynchrone à double alimentation
$GADA$	Générateur asynchrone à double alimentation
MCC	Moteur à courant continu
V_{eq}	la commande équivalente
V^{attr}	La commande attractive
CMG	Commande par mode glissant
$CMG + I$	Commande par mode glissant avec action integral
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$S(I_{rd})$	La surface de glissement de courant I_{rd}
$S(I_{rq})$	La surface de glissement de courant I_{rq}

NOMENCLATURE

2-En Anglais

DFIG	Double Fed Induction Generator
MLI	Modulation Larger with impulsion
SMC	Sliding mode control
SMC+I	Sliding mode control with integrator



INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, en raison des progrès énormes dans l'électronique de puissance, la machine à induction à double alimentation (MADA) est devenu l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications en particulier pour la conversion de l'énergie éolienne, l'application à vitesse variable, traction ferroviaire, propulsion marine, et les centrales hydroélectriques, etc. Malgré ces progrès, les entraînements électriques encore influencés par nombreuses contraintes telles que l'ondulation de couple, précision, robustesse, les variations des paramètres [1].

L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie (Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle [2]). En effet, l'association des machines asynchrones à double alimentation à des onduleurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes d'entraînement électrique. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [3].

L'objectif principal de ce travail est l'application de commande par mode glissant avec action intégral à la MADA.

Notre mémoire est composé de quatre chapitres :

Premièrement. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages, les inconvénients, les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application etc, les classifications des différents types de cette machine sera présentée. En plus Fait l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation rotorique. Un modèle mathématique biphasé de la MADA sera introduit. Des simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle appliquée au flux statorique de la munie d'un réglage des puissances active et

réactive asynchrone à double alimentation (MADA) par un régulateur classique IP [2]. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage [2]. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation. Pour voir d'autres performances du MADA, cette technique de commande est très sensible à variation paramétrique de cette machine. Il y a plusieurs phénomènes qui sont responsables des incertitudes sur les paramètres électriques et mécaniques : la température, l'effet de peau, la saturation magnétique et les erreurs de mesure [4]. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation avec interprétation. On appliquera la commande par mode glissant pour commander les puissances actives et réactives du MADA; ceci est l'objectif du troisième chapitre.

Le troisième chapitre présente la commande par mode de glissement du MADA. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu 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 ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur le MADA. Nous montrons enfin les avantages apportés par ce type de réglage, pour le but de synthétiser une commande par mode glissement avec une surface convenablement choisie. La SMC avec une surface à action intégrale donne des résultats meilleurs dans tous les points de fonctionnement. L'erreur statique est suffisamment réduite par rapport aux autres stratégies de commande sans action intégrale et la dynamique est satisfaisante [5]. Tout en exposant les résultats de simulation.

Le quatrième chapitre présente une étude comparative entre les quatre méthodes de commande du MADA est exposée au quatrième chapitre, à ce stade, on essaiera de positionner chaque technique du point de vue performances dynamiques et statiques.

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



CHAPITRE I

PRESENTATION ET MODELISATION DE LA MADA



I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de 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 [1] [6].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement qui est grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de configuration du mode de fonctionnement, quelques domaines d'application, des avantages et des inconvénients .On présentera aussi sa modélisation dans le repère triphasé puis dans un repère diphasé lié au champ tournant (repère d_q) ou bien le repère de Park. On terminera ce chapitre par la présentation des résultats de simulation en boucle ouvert.

I.2 PRESENTATION DE LA MADA

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "doubly-fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899, il s'agit d'une nouvelle structure et nouveau mode d'alimentation [1][7][8].elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone), elle est constituée le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans les quels viennent s'insérer des enroulements décalées de 120° dans l'espace. Leur rotor est constitué de trois bobinages dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur les quelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [9] [10] [11].

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue des avantages principaux surtout dans les domaines d'application à vitesse variable [12], et à production des énergies renouvelables.

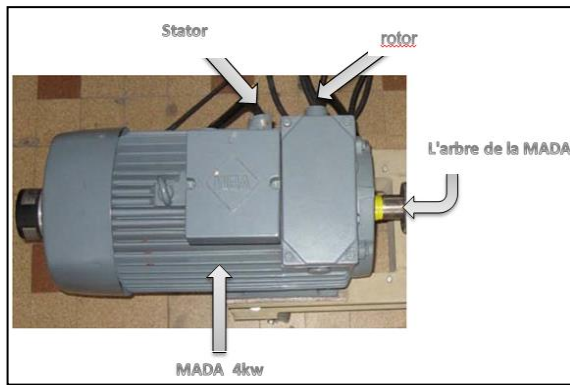


Figure I.1 : Photos de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

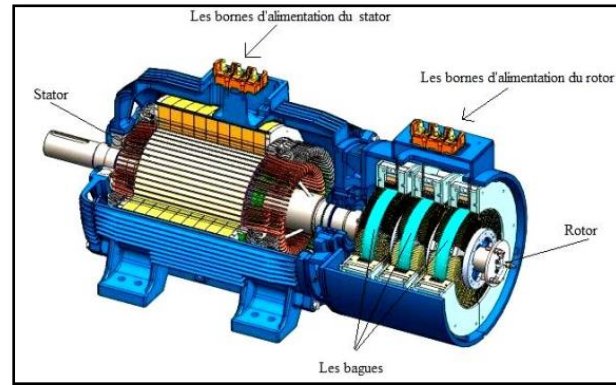


Figure I.2 : structure de la Machine Asynchrone à Double

I.2.1 Classification du MADA

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d’une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [13] [14]. On y distingue les classes suivantes :

I.2.1.1 MADA simple (Single Doubly Fed induction Machine)

Les enroulements statoriques sont alimentés directement par le réseau, tandis que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC) cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel [15].

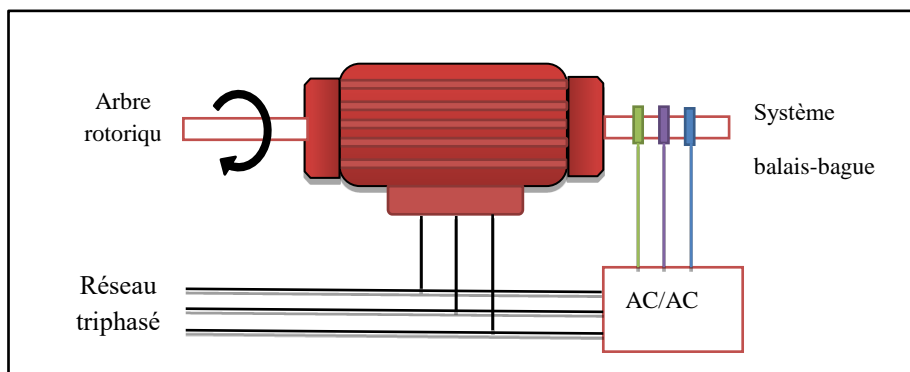


Figure I.3: MADA simple.

L'avantage de cette machine est que le rotor n'est plus une cage d'écureuil ou composé d'aimants permanents, mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques 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 [16].

I.2.1.2 MADA en cascade (Cascade Doubly Fed induction Machine)

La MADA en cascade est constituée de deux MADA ayant leurs enroulements statoriques le premier connectés directement au réseau alors l'autre est connecté au réseau par intermédiaire d'un convertisseur AC/AC et leurs enroulements rotoriques connectés entre eux. De plus, les deux machines sont couplées mécaniquement [1]. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur [15].

Ce type de machines offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [16].

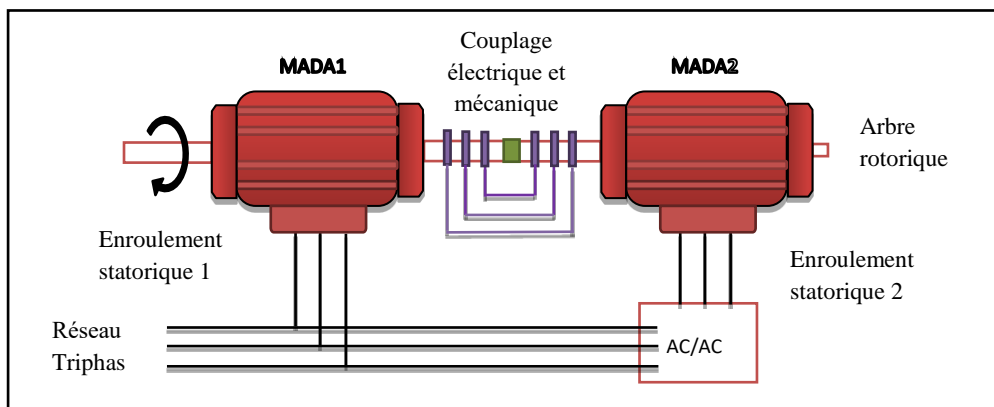


Figure I.4: MADA en cascade.

I.2.1.3 MADA cascadiée à un repère (single frame cascade machine)

Il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine a son stator relié au réseau, l'autre à un convertisseur AC-AC [1].

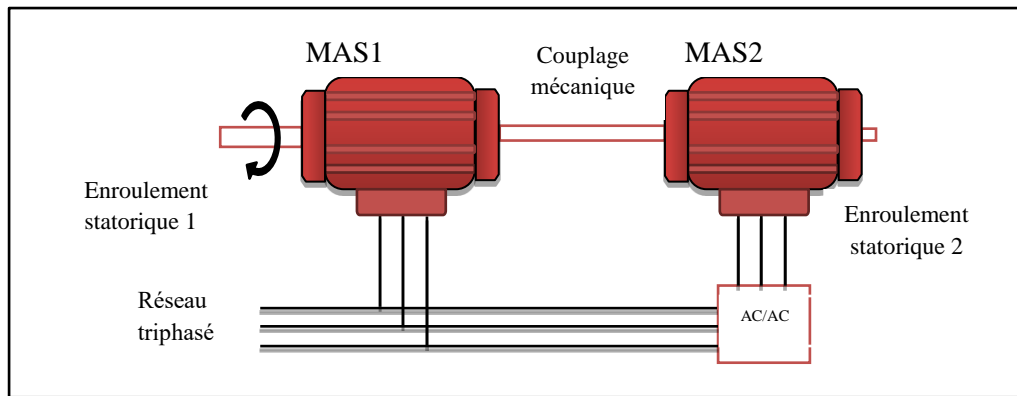


Figure I.5: MADA cascade à un repère.

I.2.1.4 MADA sans balais (Brushless Doubly Fed induction Machine)

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC. Le rotor de cette machine possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles

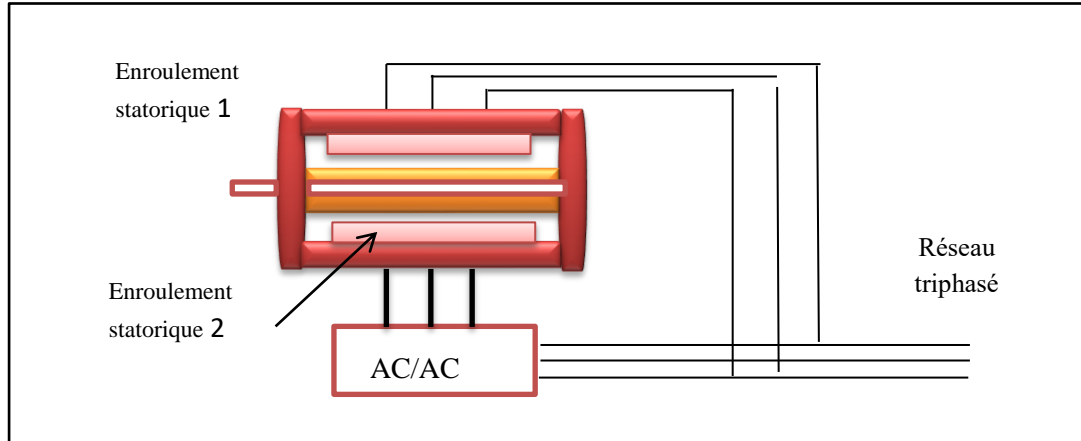


Figure I.6: MADA sans balais.

I.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues. Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω) par rapport au stator [17].

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (I.1)$$

Avec:

ω_s , ω_r et ω sont respectivement, les pulsations des fréquences: statorique, rotorique et de glissement. Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante:

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.2)$$

Selon l'équation (I.2), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

✓ **Régime stationnaire** ($\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$) :

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.e.m induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur [16].

✓ **Régime hypo-synchrone** ($\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$) :

Le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme [17].

✓ **Régime synchrone** ($\omega_r = \omega_s \Rightarrow g = 0$) :

Au point où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier $\omega = 0$, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor [16].

✓ **Régime hyper-synchrone** ($\omega_r > \omega_s \Rightarrow 0 < g < 0$) :

Par d'avantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor [15].

I.2.3 Modes de fonctionnement de la MADA

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, Cependant la commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur ou générateur [13] [18] [19].

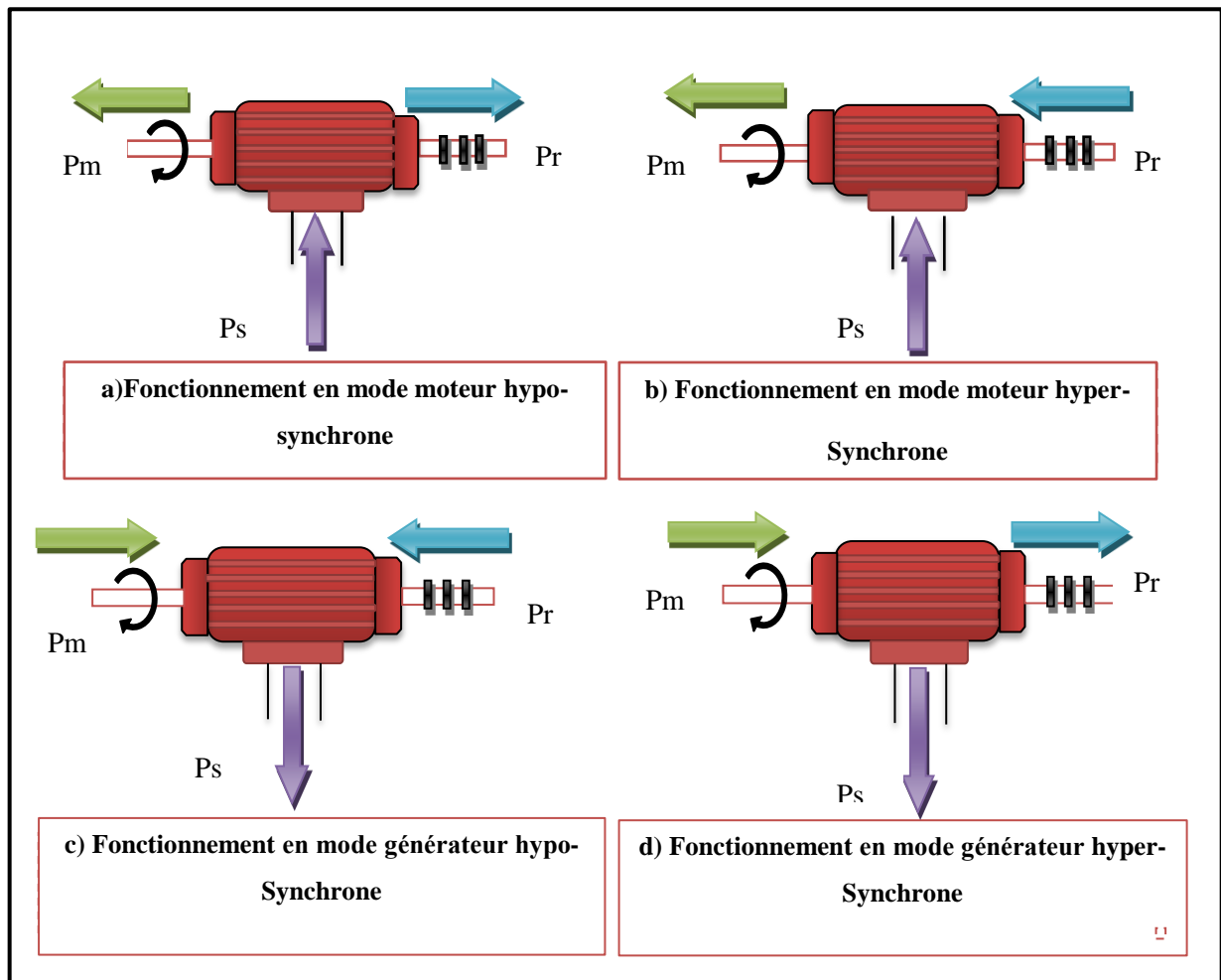


Figure I-7: Modes de fonctionnement de la MADA.

a) Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

- ✚ La puissance est fournie par le réseau au stator.
- ✚ La puissance de glissement est renvoyée au réseau.
- ✚ La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- ✚ La machine asynchrone à cage peut être fonctionné ainsi mais la puissance de glissement est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor [13].

b) Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone:

- ✚ La puissance fournie par le réseau va au rotor et au stator.
- ✚ La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✚ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [17].

c) Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone:

- ✚ La puissance est fournie par le statr au réseau.
- ✚ Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- ✚ La vitesse de rotation est en-dessous de la vitesse de synchronisme.
- ✚ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [13].

d) Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone:

- ✚ La puissance est fournie par le stator au réseau.
- ✚ La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- ✚ La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✚ La machine asynchrone à cage peut fonctionnée dans les mêmes conditions mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [14] [11].

I.2.4 Domaine D'application Du MADA

La machine asynchrone à double alimentation a été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application [17].

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [15]:

- ✚ 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 [7].

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 [20].

Pour le fonctionnement de la MADA en génératrice, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [21].

- ✚ Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- ✚ Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable [12].
- ✚ Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable. Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

I.2.5 Avantages et inconvénients du MADA

La machine asynchrone à double alimentation Contient plusieurs avantages et inconvénients [22] :

I.2.5.1 Les avantages de la MADA

- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [6] [7].
- La partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [6] [7].
- Une grande flexibilité et une grande précision lors des contrôles du flux et du couple électromagnétique grâce à l'accès au rotor qui offre la possibilité de contrôler ses grandeurs électriques (courant et tension).
- La possibilité de fonctionner en régime dégradé grâce à la configuration des deux convertisseurs alimentant la machine.
- Le fonctionnement à vitesse de rotation variable.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.

- Le transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- La commande indépendante des puissances active et réactive [22].

I.2.5.2 Les inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais – bagues.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Elle nécessite une maintenance périodique [22] [23].

I.3 MODELISATION DE LA MACHINE MADA

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes de son fonctionnement.

I.3.1 Hypothèses simplifiées

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

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

Ceci entraîne:

- ✚ L'additivité de flux.
- ✚ Les inductances propres sont constantes.
- ✚ Les inductances mutuelles entre stator et rotor sont sinusoïdale [15].

I.3.2 Model de MADA dans le repère abc

I.3.2.1 Equation électrique

Chaque enroulement peut être représenté par un circuit électrique équivalent suivant la

Figure I.8, au stator, le circuit électrique se compose simplement d'une inductance en série avec une résistance.

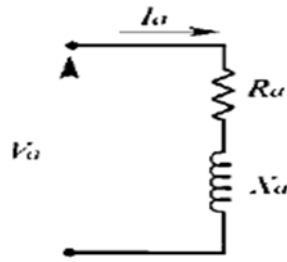


Figure I.8: circuit de la phase (a) du stator d'une machine asynchrone.

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

$$-e = \frac{d\phi}{dt} \quad (I.3)$$

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

$$-e = \frac{d\phi}{dt} = V_a - R_a I_a \quad (I.4)$$

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

$$\begin{cases} V_{as} = R_a I_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_{bs} = R_b I_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_{cs} = R_c I_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

Sous format compact:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{cases} V_{Ar} = R_A I_A + \frac{d\varphi_A}{dt} \\ V_{Br} = R_B I_B + \frac{d\varphi_B}{dt} \\ V_{Cr} = R_C I_C + \frac{d\varphi_C}{dt} \end{cases} \quad (I.7)$$

Sous forme compacté:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (I.8)$$

Avec:

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{Ar} \\ V_{Br} \\ V_{Cr} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{Ar} \\ I_{Br} \\ I_{Cr} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{Ar} \\ \varphi_{Br} \\ \varphi_{Cr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I.3.2.2 Equation magnétique

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ar} \\ I_{Br} \\ I_{Cr} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Alors:

$$\begin{cases} \varphi_{as} = l_s I_{as} + m_s I_{bs} + m_s I_{cs} + M_{sr} \left(I_{Ar} \cos(\theta) + I_{Br} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + I_{Cr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ \varphi_{bs} = m_s I_{as} + l_s I_{bs} + m_s I_{cs} + M_{sr} \left(I_{Ar} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{Br} \cos(\theta) + I_{Cr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ \varphi_{cs} = m_s I_{as} + l_s I_{bs} + m_s I_{cs} + M_{sr} \left(I_{Ar} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + I_{Br} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{Cr} \cos(\theta) \right) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Sous format compacté pour le stator:

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}(\theta)][I_r] \quad (\text{I.11})$$

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{Ar} \\ \varphi_{Br} \\ \varphi_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ar} \\ I_{Br} \\ I_{Cr} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{cs} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Alors:

$$\begin{cases} \varphi_{Ar} = l_r I_{Ar} + m_r I_{Br} + m_r I_{Cr} + M_{rs} \left(\cos(\theta) I_{as} + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{bs} + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{cs} \right) \\ \varphi_{Br} = m_r I_{Ar} + l_r I_{Br} + m_r I_{Cr} + M_{rs} \left(\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{as} + \cos(\theta) I_{bs} + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{cs} \right) \\ \varphi_{Cr} = m_r I_{Ar} + m_r I_{Br} + l_r I_{Cr} + M_{rs} \left(\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{as} + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{bs} + \cos(\theta) I_{cs} \right) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Sous format compacté pour le rotor:

$$[\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}(\theta)][I_s] \quad (\text{I.14})$$

Avec:

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

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

Où:

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

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

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

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

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

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

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant les équations (I.12) et (I.15) respectivement dans (I.6) et (I.8) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.3.2.3 Le couple électromagnétique

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

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{I.17})$$

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

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.18)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équation est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

I.3.3 changement de repère

Le but d'un changement de repère est de rendre l'écriture des équations électriques et mécanique plus simple à exploiter. Dans notre étude nous avons utilisé la transformation de Park[8].

I.3.4 La transformation de Park

La transformation de Park proposée par R.H.Park en 1920, largement utilisée pour la modélisation des machines à courant alternatif, elle consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs ds, qs, dr, qr dont les axes magnétiques sont liés aux axes (d-q).

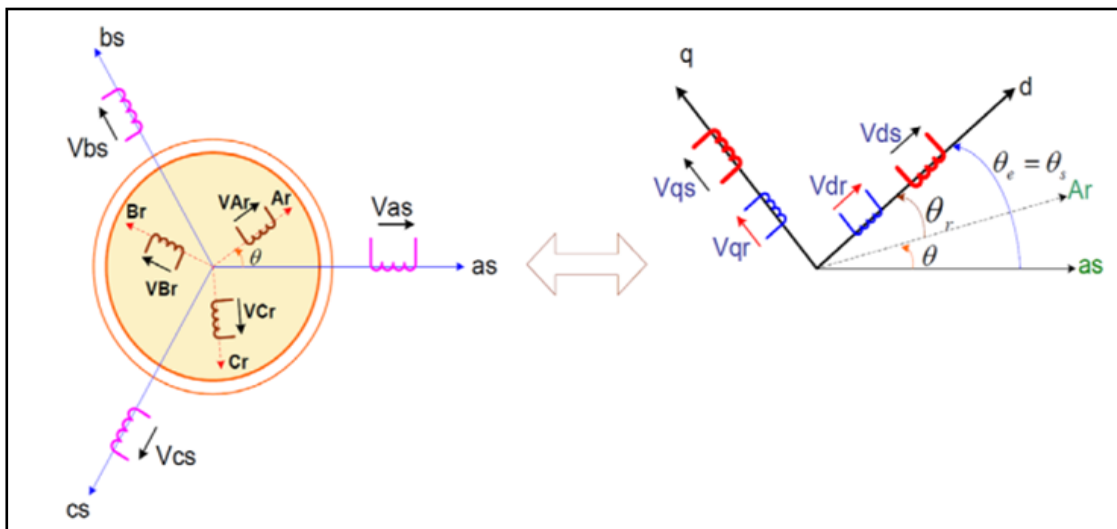


Figure I.9: Représentation de la transformation dq de la machine .

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) lié au champ tournant, ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé [10], c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).

- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o) [2] [25].

Le passage d_q direct est définie par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.19)$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

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

Le passage d_q inverse est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (I.21)$$

La matrice de transformation inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

La transformation de Park et de park inverse de dans le cas d'un système de tension, s'écrit:

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)][V_{abc}] \quad (I.23)$$

$$[V_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{dqo}] \quad (I.24)$$

Celle des courants :

$$[I_{dqo}] = [P(\theta)][I_{abc}] \quad (I.25)$$

$$[I_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] \quad (I.26)$$

La transformation des flux:

$$[\varphi_{dqo}] = [P(\theta)][\varphi_{abc}] \quad (I.27)$$

$$[\varphi_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \quad (I.28)$$

D'autre :

$$[V_{dqo}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique dans le repère de Park.}$$

$$[I_{dqo}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants statorique dans le repère de Park.}$$

$$[\varphi_{dqo}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux statorique dans le repère de Park.}$$

I.3.5 Equations de la MADA selon le repère de park « d,q »

En appliquant la loi des mailles aux composantes des Vecteurs statorique et rotorique dans le repère de Park ou tout simplement en multipliant toutes les relations par la matrice de park.

I.3.5.1 Equation électrique

L'expression des équations de tension statorique dans le repère de Park est comme suit:

$$[P(\theta_s)][V_{s_{abc}}] = [P(\theta_s)][R_s][I_{s_{abc}}] + [P(\theta_s)]\frac{d}{dt}[\varphi_{s_{abc}}] \quad (I.29)$$

Ce qui donne, en multipliant chacun des membres de l'équation par $[P(\theta_s)]^{-1}$, l'équation matricielle des tensions pour le referential (d, q, o) :

$$[P(\theta_s)][P(\theta_s)]^{-1}[V_{s_{dqo}}] = [P(\theta_s)][R_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{s_{dqo}}] + [P(\theta_s)]\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{s_{dqo}}]) \quad (I.30)$$

Avec :

$$[P(\theta_s)][P(\theta_s)]^{-1} = I$$

I : Matrice identique

Alors:

$$\begin{bmatrix} V_{s_{dqo}} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + [p(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (I.31)$$

On calcule séparément le terme :

$$\frac{d}{dt} \left([p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} \left([p(\theta_s)]^{-1} \right) \begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (I.32)$$

On remplace les équations (I.31) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s_{dqo}} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_{s_{dqo}} \end{bmatrix} + [p(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \varphi_{s_{dqo}} \end{bmatrix} \right) \quad (I.33)$$

De plus, on démontre que :

$$[p(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left([p(\theta_s)]^{-1} \right) = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{s_d} = R_s I_{s_d} + \frac{d\varphi_{s_d}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{s_q} \\ V_{s_q} = R_s I_{s_q} + \frac{d\varphi_{s_q}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{s_d} \\ V_{s_o} = R_s I_{s_o} + \frac{d\varphi_{s_o}}{dt} \end{cases} \quad (I.35)$$

De façon analogue pour le rotor :

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

On peut écrire donc:

$$\begin{cases} V_{r_d} = R_r I_{r_d} + \frac{d\varphi_{r_d}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r_q} \\ V_{r_q} = R_r I_{r_q} + \frac{d\varphi_{r_q}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r_d} \\ V_{r_o} = R_r I_{r_o} + \frac{d\varphi_{r_o}}{dt} \end{cases} \quad (I.37)$$

I.3.5.2 Equation magnétique

Rappelons les expressions des flux statorique et rotorique dans le référentiel triphasé donné par les relations (I.12) et (I.15).

Après application de la transformation de Park on obtient :

$$[P(\theta_s)] [\varphi_{s_{abc}}] = [P(\theta_s)] [L_{ss}] [I_{s_{abc}}] + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{r_{dqo}}] \quad (\text{I.38})$$

$$[P(\theta_r)] [\varphi_{r_{ABC}}] = [P(\theta_r)] [L_{rr}] [I_{r_{ABC}}] + [P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{r_{dqo}}] \quad (\text{I.39})$$

On retrouve, après un développement le flux statoriques et flux rotoriques dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

✚ Au stator:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

✚ Au rotor:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = l_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = l_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Avec :

$l_s = L_{ss} - M_{ss}$: Inductance cyclique statoriques de la machine.

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

$l_r = L_{rr} - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique de la machine.

I.3.5.3 Le couple électromagnétique

On distingue l'expression du couple :

$$C_e = P \frac{M}{L_s} \left(I_{r_d} \varphi_{s_q} - I_{r_q} \varphi_{s_d} \right) = PM \left(I_{r_d} I_{s_q} - I_{s_d} I_{r_q} \right) \quad (\text{I.44})$$

Donc L'équation mécanique devient :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = PM \left(I_{r_d} I_{s_q} - I_{s_d} I_{r_q} \right) - C_r - f\Omega \quad (\text{I.45})$$

I.3.6 Choix de référentiel

Jusqu'ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère d, q faisant un angle θ , avec le stator et un angle θ , avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre [22].

Il existe trois choix importants, le repère d, q peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [23].

I.3.6.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\theta_s = 0$). Ce Référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [9]. Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs [22].

$$\omega_{\text{coor}} = 0; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s_d} = R_s I_{s_d} + \frac{d\varphi_{s_d}}{dt} \\ V_{s_q} = R_s I_{s_q} + \frac{d\varphi_{s_q}}{dt} \\ V_{r_d} = R_r I_{r_d} + \frac{d\varphi_{r_d}}{dt} - \omega_m \varphi_{r_q} \\ V_{r_q} = R_r I_{r_q} + \frac{d\varphi_{r_q}}{dt} + \omega_m \varphi_{r_d} \end{array} \right. \quad (\text{I.46})$$

I.3.6.2 Référentiel liée au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation mécanique du rotor ($\theta_r = 0$). Ce référentiel est immobile par rapport au rotor [24]. Il est

utilisé dans l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones ou la vitesse de rotation est constante.

Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante [4].

Il est caractérisé par:

$$\omega_{\text{coor}} = \omega_m ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s_d} = R_s I_{s_d} + \frac{d\phi_{s_d}}{dt} - \omega_m \phi_{s_q} \\ V_{s_q} = R_s I_{s_q} + \frac{d\phi_{s_q}}{dt} + \omega_m \phi_{s_d} \\ V_{r_d} = R_r I_{r_d} + \frac{d\phi_{r_d}}{dt} \\ V_{r_q} = R_r I_{r_q} + \frac{d\phi_{r_q}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.47})$$

I.2.7.3 Référentiel liée au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d , q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc[19]. Puis quelles grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. Il n'introduit pas de simplifications dans la transformation des équations électriques [24]. S'est-il qu'est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande d'une machine [14].

$$\omega_{\text{coor}} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m) = \omega_r$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s_d} = R_s I_{s_d} + \frac{d\phi_{s_d}}{dt} - \omega_s \phi_{s_q} \\ V_{s_q} = R_s I_{s_q} + \frac{d\phi_{s_q}}{dt} + \omega_s \phi_{s_d} \\ V_{r_d} = R_r I_{r_d} + \frac{d\phi_{r_d}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{r_q} \\ V_{r_q} = R_r I_{r_q} + \frac{d\phi_{r_q}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{r_d} \end{array} \right. \quad (\text{I.48})$$

I.3.7 Modèle de la MADA sous forme représentation d'état

L'ensemble des équations précédemment établi, constitue de modèle de la MADA, en fonction de l'application considérée et des possibilités de mesure de variable d'état de la machine, telles que les courants, les flux, la vitesse et le couple, ce modèle est modifié ou écrit sous forme plus ou moins facile à manipuler. La représentation d'état ou modèle d'état est une forme moderne qui est de plus en plus utilisée dans la conception des systèmes de commande ou de contrôle de la machine asynchrone [25].

$$\begin{cases} \left[\begin{array}{c} \dot{X} \\ X \end{array} \right] = \frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Avec:

X : Vecteur d'état.

A : Vecteur d'état.

B : Matrice de la commande.

Y : Vecteur de sortie.

C : Matrice d'observation.

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

D'après les équations (I.43) et (I.44) nous avons :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\varphi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = \frac{\varphi_{sq}}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ I_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

On remplaçant les équations (I.36), (I.38), (I.43) et (I.44) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} = -\frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{sq} = -\frac{1}{T_s} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} + V_{sq} \\ \frac{d}{dt} I_{rd} = -c_3 I_{rd} + \omega_r I_{rq} + c_1 \varphi_{sd} - c_2 (\omega_s - \omega_r) \varphi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{d}{dt} I_{rq} = -c_3 I_{rq} + \omega_r I_{rd} + c_1 \varphi_{sq} - c_2 (\omega_s - \omega_r) \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \end{array} \right. \quad (I.52)$$

Par une représentation matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ c_1 & -c_2 (\omega_s - \omega_r) & -\sigma & \omega_r \\ c_2 (\omega_s - \omega_r) & c_1 & -\omega_r & -\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

On remarque que:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ c_1 & -c_2 (\omega_s - \omega_r) & -\sigma & \omega_r \\ c_2 (\omega_s - \omega_r) & c_1 & -\omega_r & -\sigma \end{bmatrix}, \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$c_1 = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}; \quad c_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \quad c_3 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right); \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et} \quad \sigma = \frac{1 - M^2}{L_r L_s}$$

σ : Paramètre de la machine.

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

$$[A] = [a_1] + \omega_s [a_2] + \omega_r [a_3]$$

Telle que :

$$[a_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ c_1 & 0 & -c_3 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & -c_3 \end{bmatrix}, \quad [a_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_2 & 0 & 0 \\ c_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [a_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 1 \\ -c_2 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.3.7 Résultats de simulation Fonctionnement générateur (GADA)

A l'aide de logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone à double alimentation pour fonctionnement générateur a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de R.H.Park. (Plan (d, q)) lié aux champs tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 4KW, alimentée directement par deux sources de tension triphasés parfaite, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de $(220 \text{ v} * \sqrt{2} ; 100 * \pi \text{ rad/s})$ et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de $(12 * \sqrt{2} \text{ v} ; 4 * \pi \text{ rad/s} ; 2 \text{ Hz})$ et une fréquence égale à la fréquence rotorique. Le rotor de la machine est entrainé à une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme égale à 1440 tr/min.

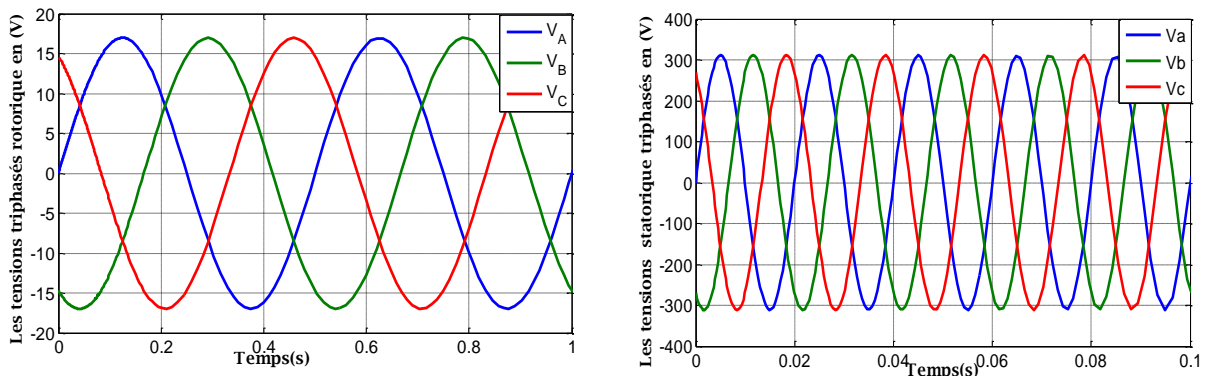


Figure 1.10 : Les tensions triphasées appliquées au stator et celle appliquée au rotor de la GADA.

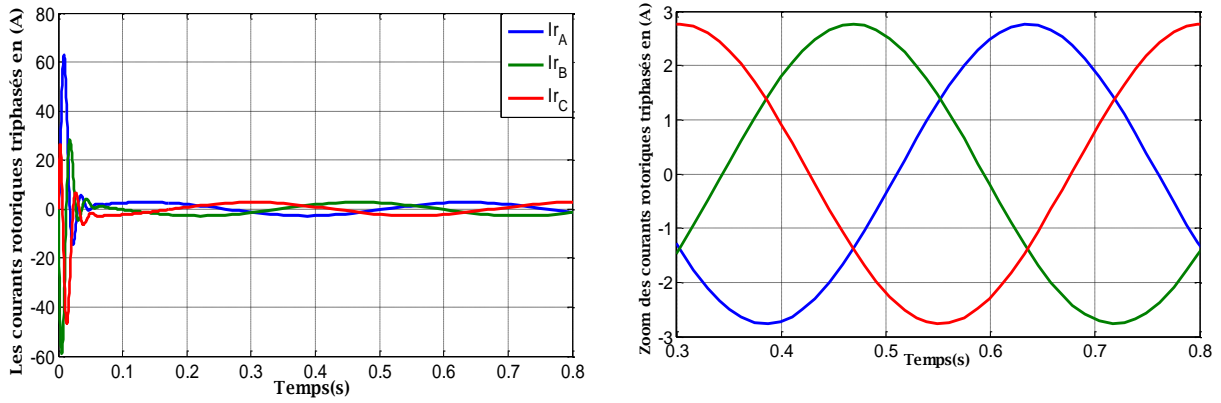


Figure I. 11 : Les courants rotoriques triphasées avec un zoom.

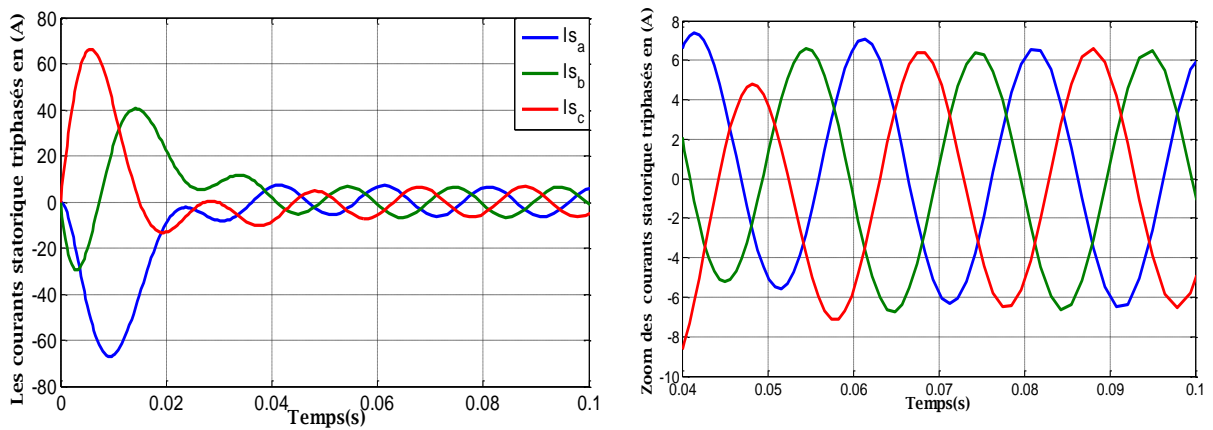


Figure I. 12 : Les courants statoriques triphasées avec un zoom.

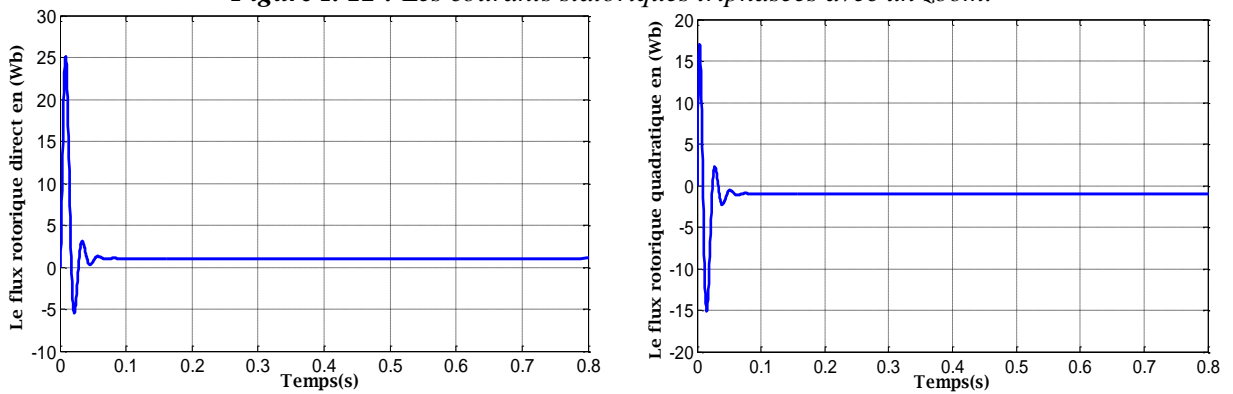


Figure I.13 :les composantes de flux rotorique.

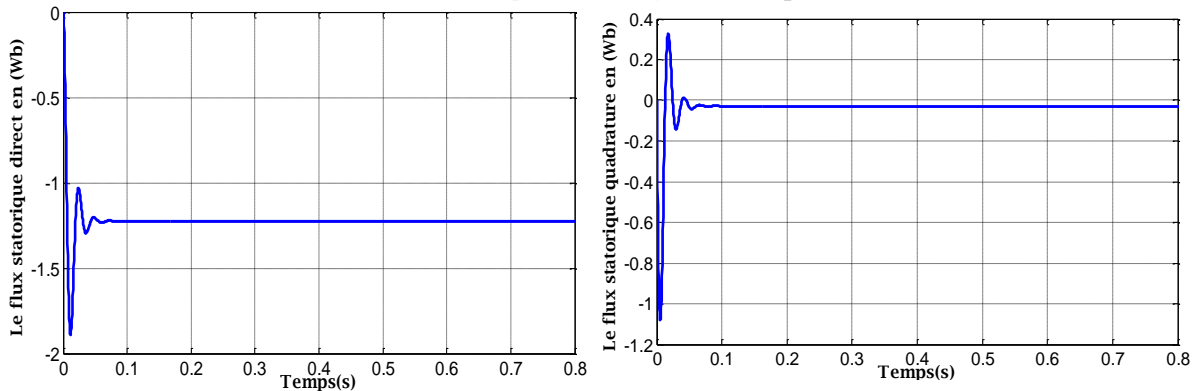


Figure I.14:les composantes de flux statorique.

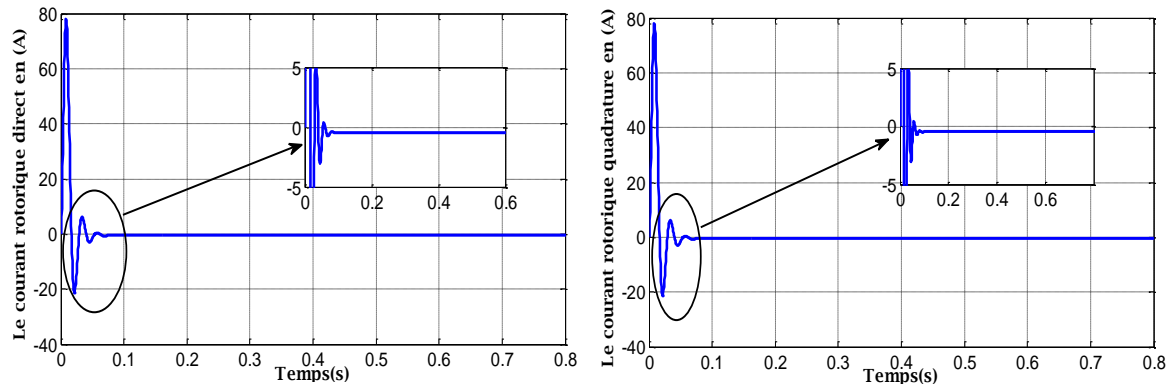


Figure I.15 : les composantes de courant rotorique.

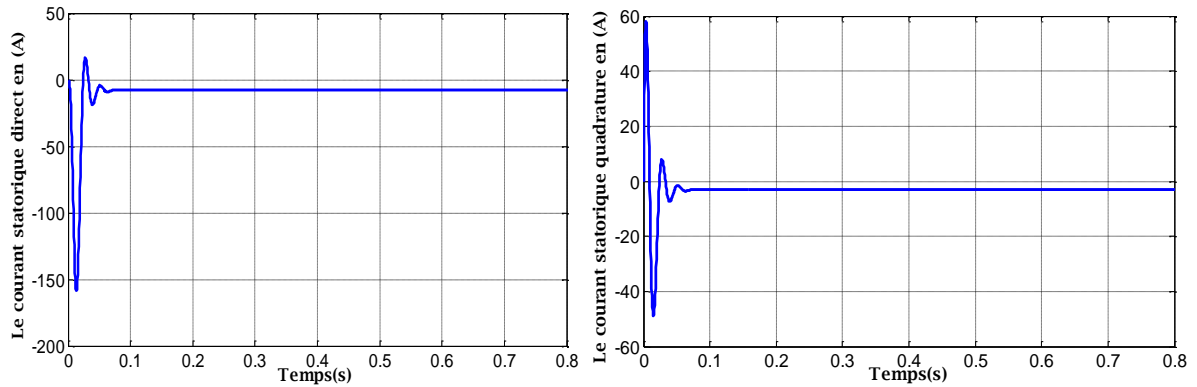


Figure I.16 : les composantes de courant statorique.

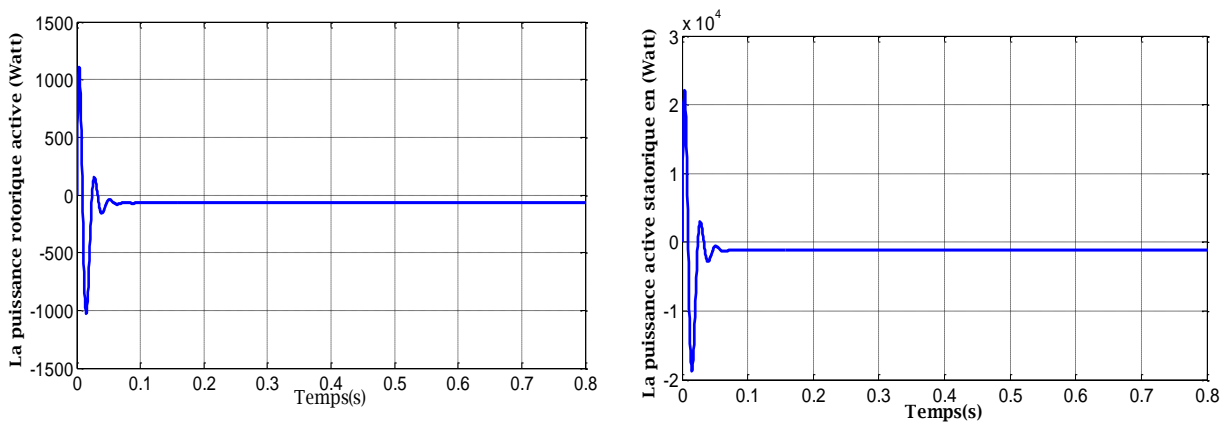


Figure I.17 : les puissances actives rotorique et statorique.

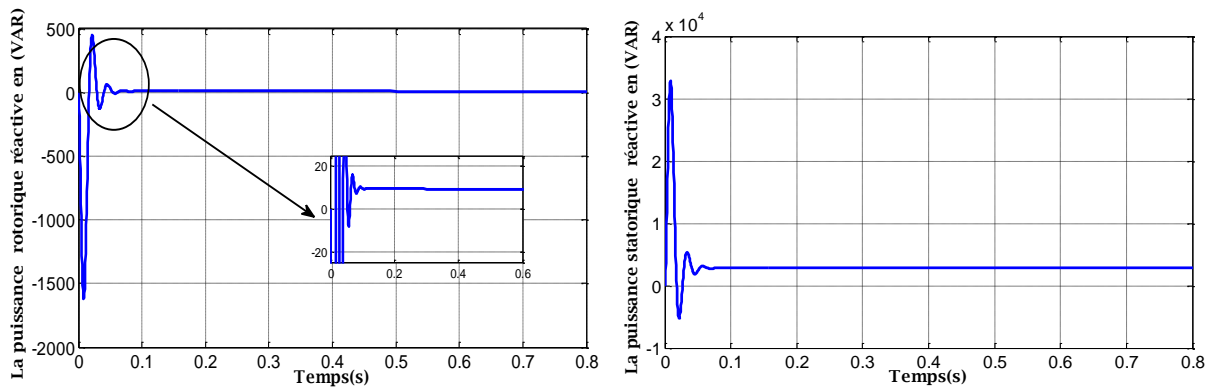


Figure I.18 : la puissance reactive rotorique et statorique.

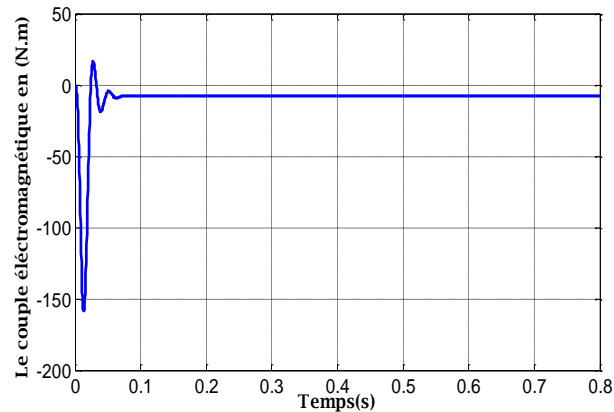


Figure I.19 : le couple électromagnétique.

I.3.7.1 Interprétations des résultats

Les figures précédentes représentent les résultats de simulation obtenus montrant que pendant le régime dynamique. Pendant le démarrage on remarque l'importance du courant, après un temps très réduit égale à environ 0.05s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdale de fréquence 50Hz pour les courants statorique et $f_r = g f_s$ Pour les courants rotorique. Le couple électromagnétique est négatif atteint au démarrage une valeur maximale (-158Nm).

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant les différents types de cette dernière, le principe et les modes de fonctionnement qui portent principalement sur le fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur le fonctionnement en moteur pour l'application du variateur de vitesse, ainsi que leurs avantages, leurs inconvénients ont été affichés.

La suite de ce chapitre est principalement consacrée à la modélisation de cette machine.

Encore nous avons développé le modèle mathématique de la MADA dans un référentiel de PARK en vue d'étudier le comportement de cette machine dans les deux régimes (le régime permanent et transitoire).

Les simulations de la MADA nous ont permis de mieux comprendre le fonctionnement de la machine asynchrone en mode génératrice.

Notre modèles ont été simulés par le logiciel MATLAB. Les résultats de simulation obtenus sont similaires aux résultats précédent qui sont déjà publiés.



CHAPITRE II

***COMMANDE VECTORIELLE DES PUISSANCE ACTIVE ET
REACTIVE***



II.1 INTRODUCTION

La commande vectorielle par orientation du flux est apparue avec les travaux de BALSCHKE et HASSE dans l'année 1973 [26]. Elle présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur[7]. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Le nombre des publications et des applications en témoigne.

Ce chapitre permet d'introduire les concepts de la commande vectorielle par orientation du flux appliquée à la machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en génératrice, afin d'obtenir un modèle simplifié pour une commande vectorielle indépendante de la puissance active et réactive, deux méthodes sont envisagées : la commande directe et la commande indirecte. Dans un deuxième temps, la synthèse d'un régulateur Proportionnel–Intégral (PI) est réalisée. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels.

Enfin, nous présentons les résultats de simulation qui permet d'illustrer la validité et les performances de la commande proposée établis en boucle fermée sans et avec onduleur.

II.2 OBJECTIVE ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'inconvénient majeur des machines à courant alternatif est le couplage qui existe entre le couple et le flux. L'objectif escompté est alors de ramener la commande de la MADA à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée et de réaliser le découplage entre la puissance active et réactive. C'est à cet effet qu'apparaît la commande vectorielle en offrant la possibilité de réguler les puissances active et réactive séparément (composante directe du courant pour la puissance réactive et composante en quadrature pour la puissance active).

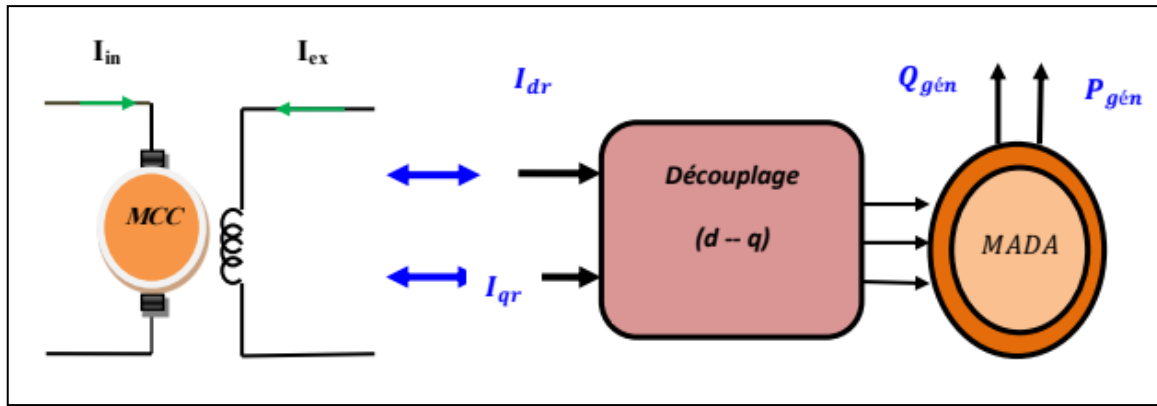


Figure II.1: Analogie entre MCC à excitation séparée et MADA.

La méthode d'orientation du flux consiste à choisir un repère d'axes (d,q) dont l'axe d est aligné avec le flux qui peut être d'entrefer, rotorique ou statorique. Cette dernière orientation est de loin la plus utilisée dans la littérature [27] et c'est elle qui sera développée.

II.3 MODELE DE LA MADA AVEC ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité, nous allons nous intéresser à un contrôle indépendant des puissances active et réactive en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions et des courants rotoriques générées, aux puissances active et réactive statoriques [11].

Rappelant le système d'équations différentielles (I.35) (I.37), décrivant la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

II.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En appliquant la technique d'orientation du flux statorique sur le modèle de la machine (orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe q soit constamment nul). Nous pouvons écrire :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad \text{Et} \quad \varphi_{sq} = 0$$

$$\begin{cases} V_{sd} = -R_s I_{sd} \\ V_{sq} = -R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisée pour la production d'énergie éolienne les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante[27] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \varphi_s = V_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s = -L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 = -L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} - M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} - M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.3.1.1 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique

A Partir de l'équation de flux(II.4), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{M}{L_s} I_{rd} - \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{sq} = \frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

II.3.1.2 Relations entre puissances statoriques et courants statoriques

Dans un repère diphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = -V_{sd}I_{sd} - V_{sq}I_{sq} \\ Q_s = -V_{sq}I_{sd} + V_{sd}I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = -V_s I_{sq} \\ Q_s = -V_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_{sq} \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$V_{sq} = V_s = \omega_s Q_s \quad \longrightarrow \quad Q_s = \frac{V_s}{\omega_s}$$

En considérant la mutuelle constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante.

$$\frac{V_s^2}{\omega_s L_s} : \text{Prés imposée par le réseau.}$$

II.3.1.3 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.5), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \left(\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \right) - \omega_r \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{dI_{rq}}{dt} \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) + \omega_r \left(\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\omega_r = g\omega_s$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \left(I_{rd} \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \right) - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{dI_{rq}}{dt} \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) + g\omega_s \left(\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + \frac{V_s M}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{rd} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rq} \\ V_{rq} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{rq} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{rd} + g \frac{V_s M}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

V_{rd} Et V_{rq} : Sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques désirés.

$\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$: Est le terme de couplage entre les deux axes. une synthèse adéquate du régulateur dans la boucle de commande permettra de les compenser.

$g \frac{V_s M}{L_s}$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

A partir des systèmes d'équations (II.8) et (II.13), nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc ci-dessous :

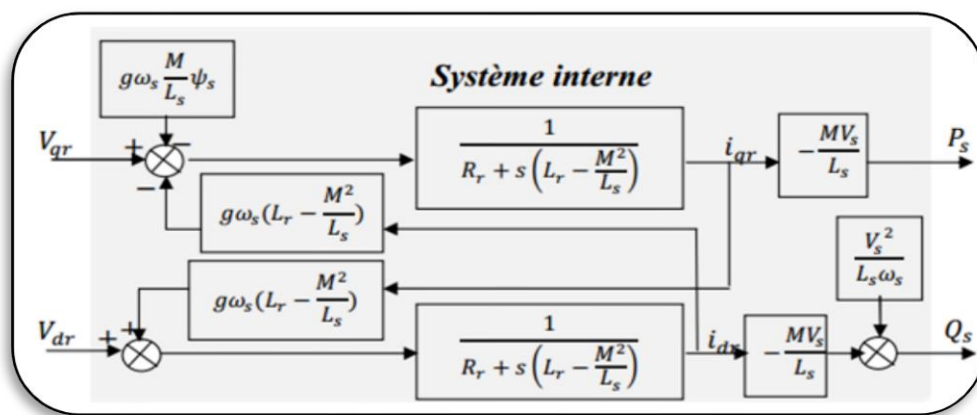


Figure II.2 : Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances [21]

Dans ce schéma, nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques [28].

Il montre aussi que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur.

II.3.2 Type de régulateurs utilisés

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux système de régulation industrielle. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances actives et réactives de références et la puissance active et réactive mesurée [29].

Le régulateur PI est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre. La figure II.4 montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI. Dans notre cas la fonction de transfert :

$$K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II.14}$$

Avec :

K_p : est le gain proportionnel du régulateur.

K_i : est le gain intégral du régulateur.

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \tag{II.15}$$

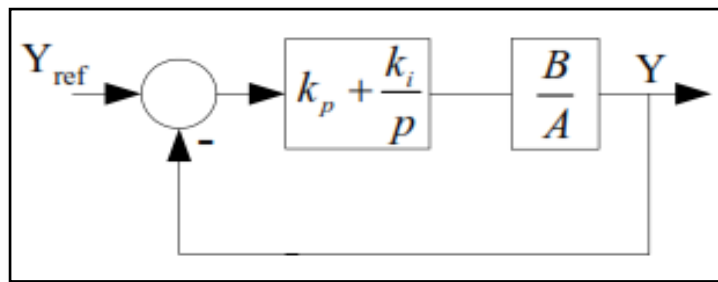


Figure II.3 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

II.3.2.1 Système régulé par un régulateur PI

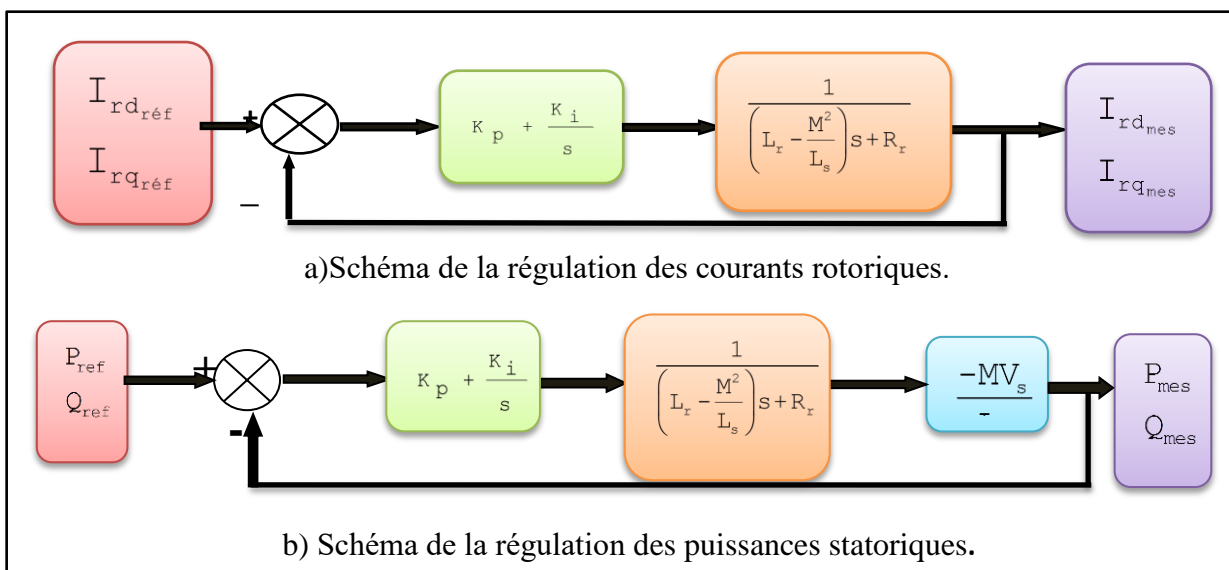


Figure II.4: Schéma de la régulation.

II.3.2.2 Calcule les gains K_p et K_i de régulateurs PI

La Fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec le régulateur PI s'écrit alors :

$$F_{BO}(s) = \left(\frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1 + \tau s} \right) = \left(\frac{K (K_p s + K_i)}{(1 + \tau s)} \right) = KK_i \frac{1 + \left(\frac{K_p s}{K_i} \right)}{s(1 + \tau s)} \quad (\text{II.16})$$

On prend :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.17})$$

Alors :

$$F_{BO}(p) = \frac{K_i K}{s} \quad (\text{II.18})$$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(s) = \left(\frac{1}{1 + \tau_r s} \right) \quad (\text{II.19})$$

Et on a :

$$F_{BF}(s) = \left(\frac{K_i K}{K_i K + s} \right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{K_i K} s} \right) \text{Et } \tau_r = \frac{1}{K_i K} \quad (\text{II.20})$$

Avec:

τ_r : le temps de repense du système corrigé qui doit être suffisamment rapide Ainsi, les gains du régulateur peuvent être exprimés de la manière suivante :

Ou:

$$K_i = \frac{K_p}{\tau}$$

Alors:

$$\tau_r = \frac{\tau}{K_p K}$$

Donc:

$$\begin{cases} K_p = \frac{\tau}{\tau_r K} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r K} \end{cases}$$

Le temps de réponse sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité.

II.4 COMMANDE DIRECTE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

Dans cette méthode, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive statoriques du "GADA" en utilisant deux régulateurs PI où la boucle de régulation de la puissance active P_s et la boucle de régulation de la puissance réactive Q_s .

Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure II.4.

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur du glissement. Nous obtenons alors une commande vectorielle avec un seul régulateur par axe, présentée sur la figure II.6 [30].

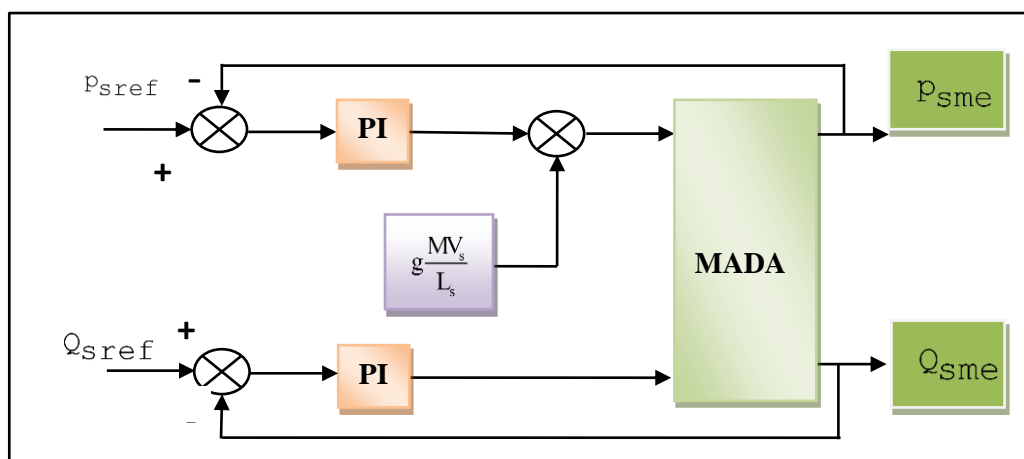


Figure II.5: Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.

II.5 COMMANDE INDIRECTE DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE

Cette méthode consiste à estimer les valeurs des tensions rotoriques à partir des valeurs des puissances actives et réactives. Ainsi, les courants rotoriques seront régulés indirectement.

II.5.1 Commande vectorielle sans boucle de puissance

La commande vectorielle sans boucle de puissance est essentiellement basée sur l'hypothèse d'un réseau stable en tension et en fréquence, elle consiste à asservir non plus les puissances mais plutôt indirectement les courants rotoriques en n'utilisant non plus les puissances mesurées comme retour sur le comparateur mais les courants rotoriques d'axe d et q[28].

A partir des expressions de la puissance active et réactive statoriques du système (II.8) on déduit les références des courants rotoriques direct et quadrature suivant les relations :

$$\begin{cases} I_{rd_ref} = -\frac{L_s}{V_s M} Q_{s_ref} + \frac{V_s}{\omega_s M} \\ I_{rq_ref} = -\frac{L_s}{V_s M} P_{s_ref} \end{cases} \quad (II.21)$$

Ces courants seront utilisés comme références à la place des références sur les puissances

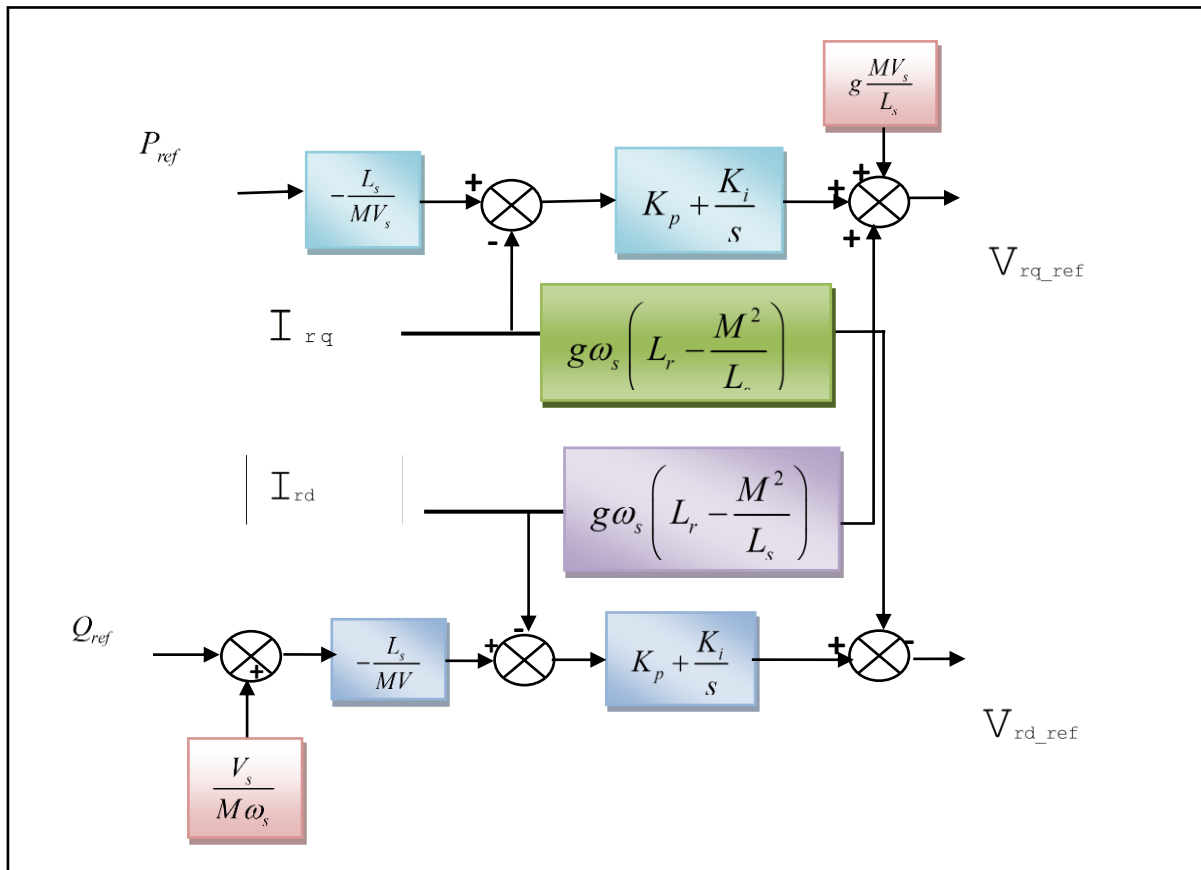


Figure II.6 : Schéma bloc de la commande indirecte en boucle ouverte.

Cette configuration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc provoquer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive.

II.5.2 commande vectorielle avec boucle de puissance

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de perturbations et de couplages apparaissant sur le schéma bloc du modèle de la MADA[31]. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure suivante:

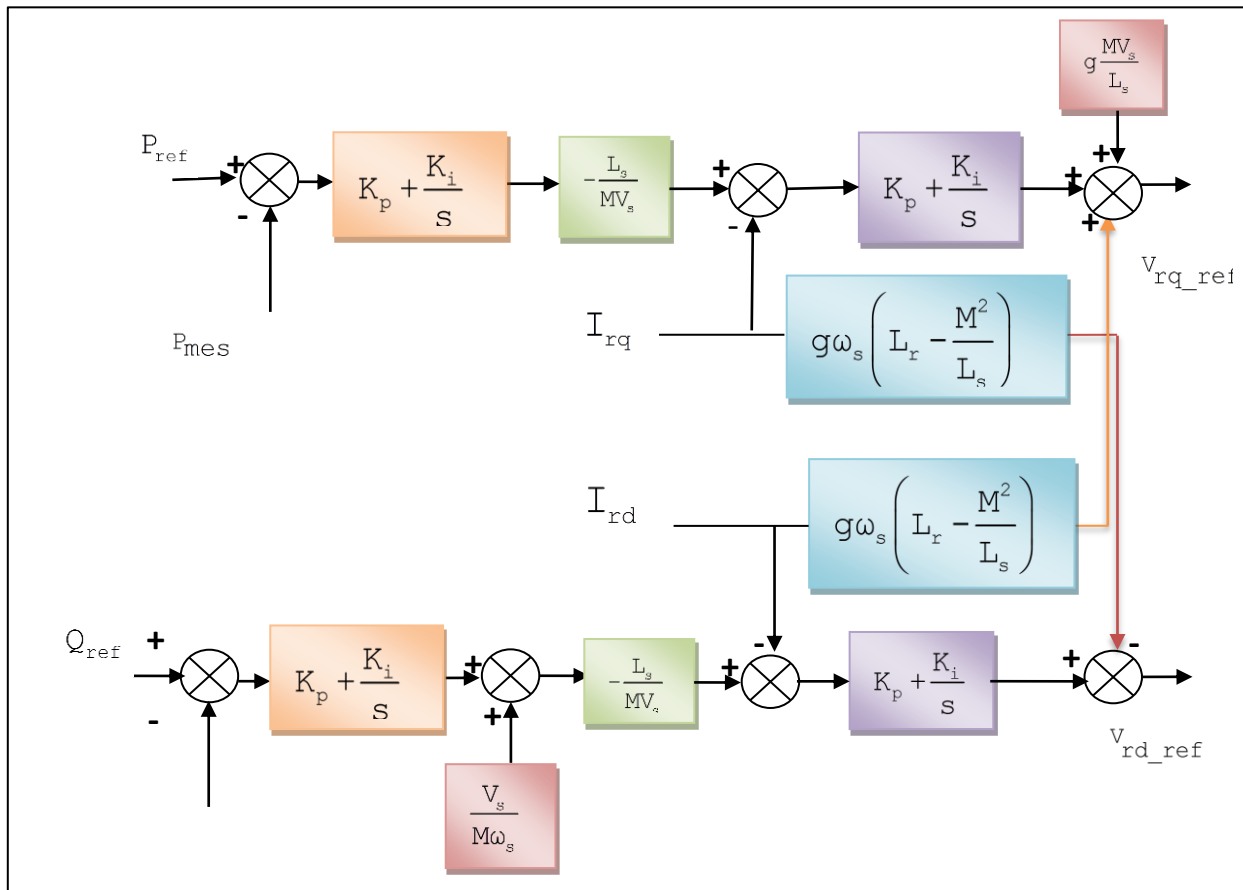


Figure II.7 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec boucle de puissance.

Cette structure aboutit à un système de régulation plus complexe. Toutefois, elle offre une meilleure robustesse face aux éventuelles instabilités sur le réseau électrique. Le régulateur proportionnel intégral utilisé pour l'asservissement des courants et des puissances est simple et facile à mettre en place tout en offrant des performances acceptables pour l'utilisation en génératrice de la MADA.

De plus, la symétrie du système après compensation mène à calculer les régulateurs pour un seul axe, les deux autres seront identiques aux premiers [28].

II.5.3 Résultats de simulation sans onduleur

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commande en puissance active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, avec application d'une puissance active $P = -3000\text{W}$ entre $t=1\text{s}$ et $t=3\text{s}$, et une puissance réactive $Q=1000\text{VAR}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=3\text{s}$.

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la "GADA" et entraînée à une vitesse fixe : 1440tr/min.

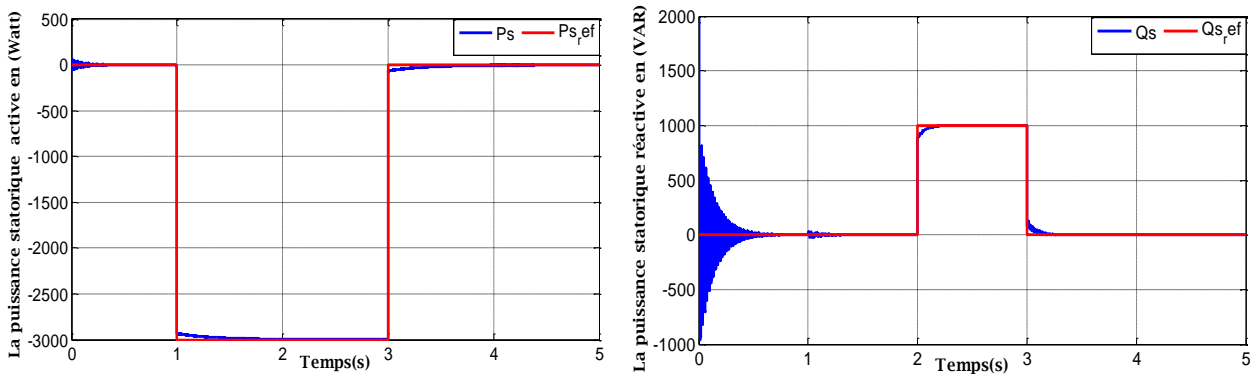


Figure II.8: La puissance active et réactive statorique et leurs références.

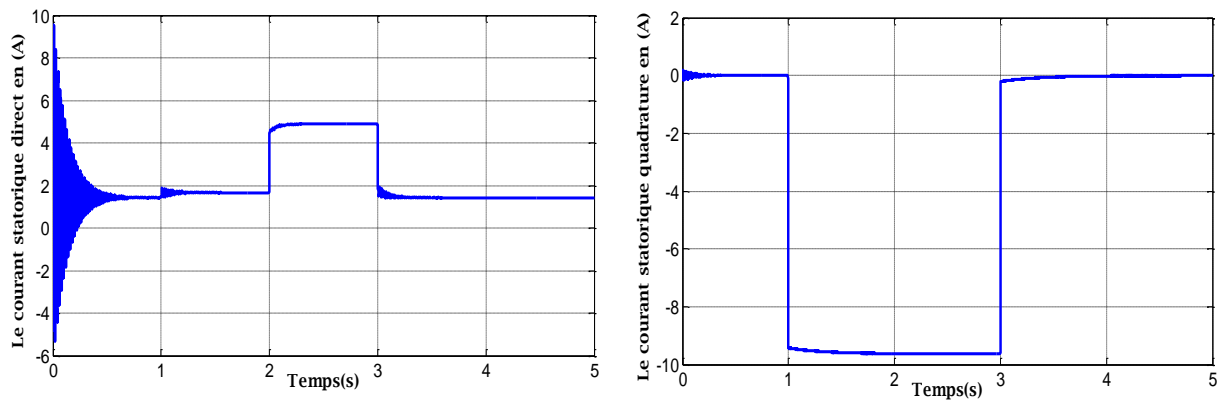


Figure II.9 : Les courants statoriques selon l'axe d et q.

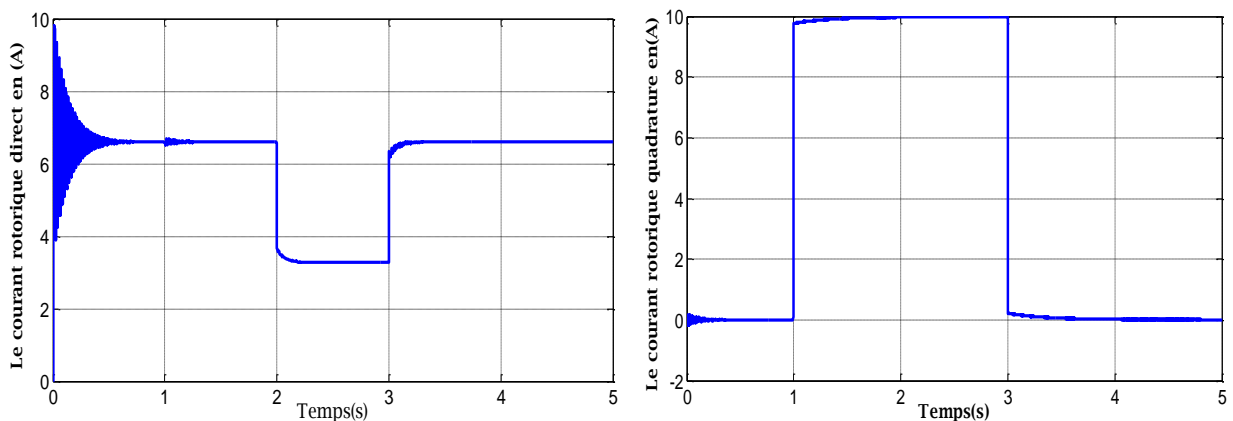


Figure II.10: Les courants rotoriques selon l'axe d et q.

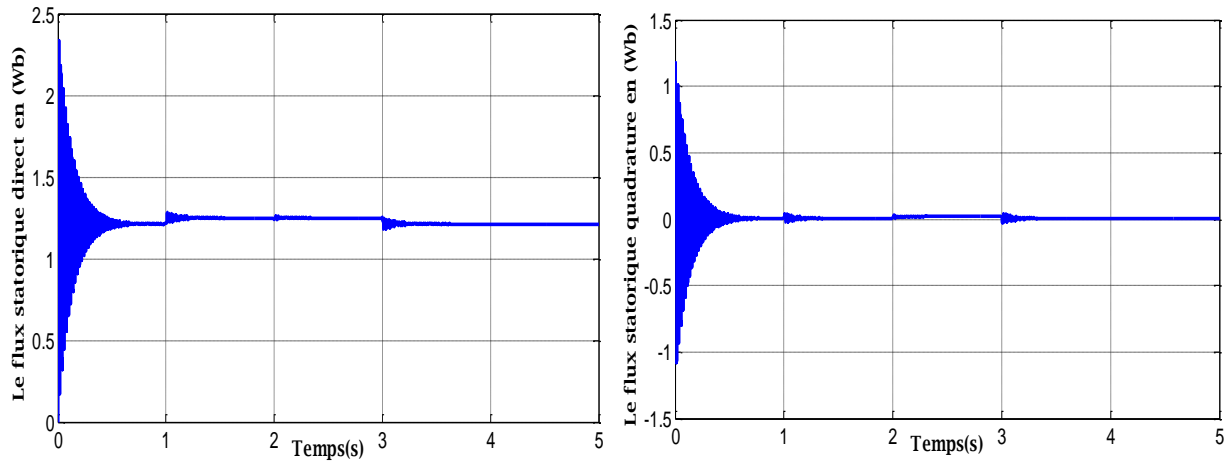


Figure II.11: Les courants rotoriques selon l'axe d et q .

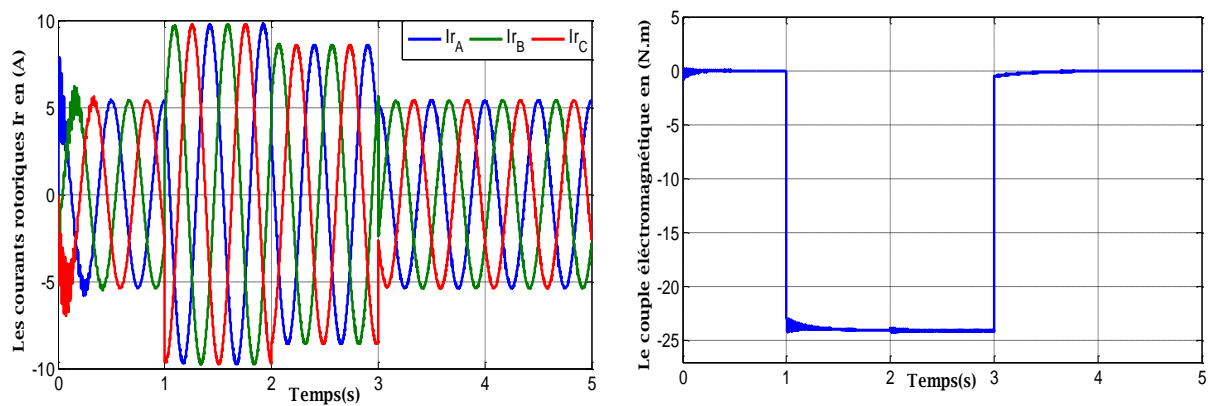


Figure II.12: Les courants rotoriques et le couple électromagnétique.

II.5.4 Interprétation des résultats

La simulation de cette commande a été faite en imposant les puissances actives et réactive statoriques (P_{ref} et Q_{ref}). Durant que la machine est entraînée à vitesse de rotation constante.

Nous observons que les grandeurs de référence ont été suivies par la "GADA" pour chaque puissance active et réactive, et les oscillations aux instants d'application des échelons de puissance dues au couplage entre les deux axes de la machine. Remarquer aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance statorique active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance statorique active P_s . Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance statorique réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

II.6 COMMANDE VECTORIELLE DU MADA ASSOCIEE AVEC ONDULEUR

Pour contrôler n'importe quelle machine alternatif, il est indispensable d'utiliser un onduleur de tension qui est constitué d'une source de tension continue constante et de six interrupteurs de puissance avec des diodes en antiparallèle. Grace à une séquence d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs ; l'onduleur de puissance commute le courant dans les phases de la machin afin d'obtenir un système triphasé de tension et de courants d'amplitude et de fréquence réglable.

II.6.1 Onduleur De Tension Triphasé

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [32].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [32].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source : onduleurs de tension, onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.)
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)[32].

II.4.3.1 Modélisation d'onduleur

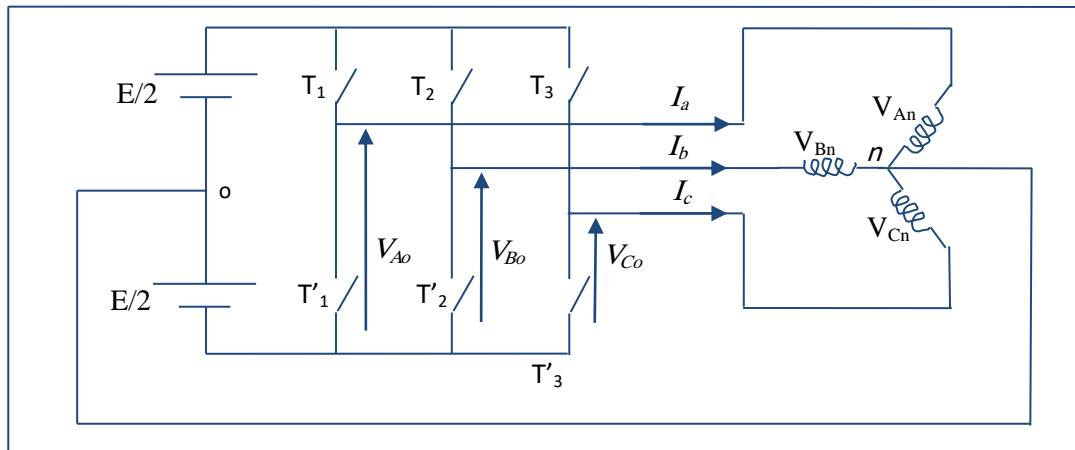


Figure II.13: schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

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

Les équations des tensions simples aux trois phases sont [33]:

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

par addition ,on a :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} \quad (\text{II.23})$$

Sachant que le système de tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc:

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (\text{II.24})$$

D'où

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant (II. 17) dans (II. 18), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On peut écrire le système (II. 20) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

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

$$\begin{cases} V_A = \frac{E}{2}S_1 \\ V_B = \frac{E}{2}S_2 \\ V_C = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si} & K_1 \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si} & K_2 \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si} & K_3 \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases}$$

En remplaçant (II. 21) dans (II. 20), on aura le système suivant [33]:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 29})$$

Le système (II. 23) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

II.7.2 Commande Par Modulation De Largeur D'impulsion

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse[33].

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

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

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.30})$$

Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{II.31})$$

Si m est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique.

Le schéma synoptique de la commande MLI est représenté par la Figure II.15 :

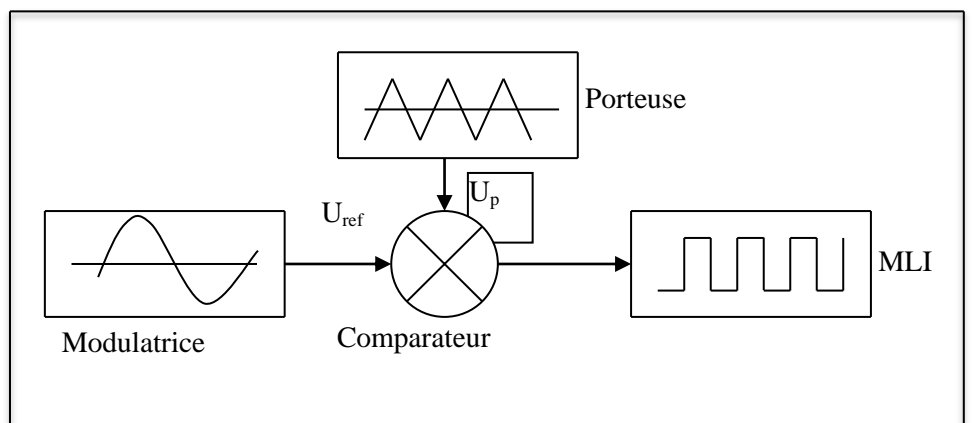


Figure II.14: Schéma synoptique.

II.7.2.1 Simulation d'onduleur MLI en générale

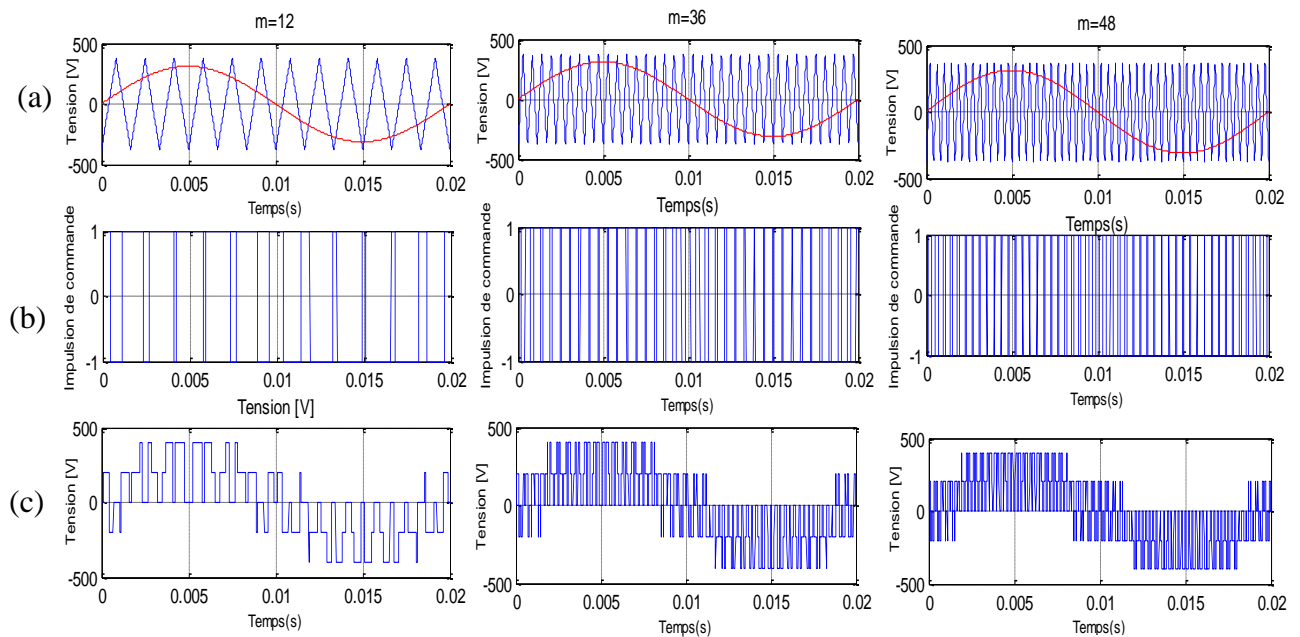


Figure II.15: Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

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

II.7.3 Résultats de simulation avec onduleur

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commande en puissance active et réactive que nous venons de présenter sur le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, avec application d'une puissance active $P = -3000W$ entre $t=1s$ et $t=4s$, et une puissance réactive $Q=1000VAR$ entre $t=1s$ et $t=4s$.

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la "GADA" et entraînée à une vitesse fixe : 1440tr/min.

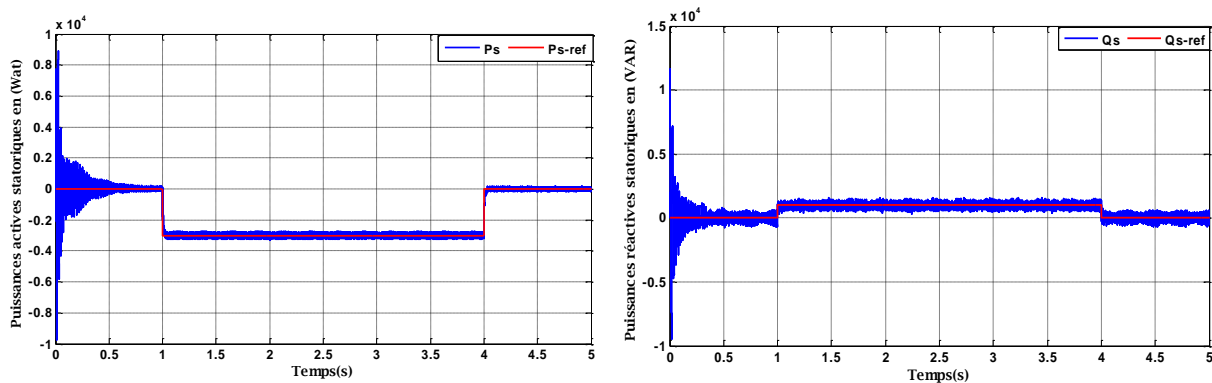


Figure II.16 : les puissances statorique active et réactive avec leur référence

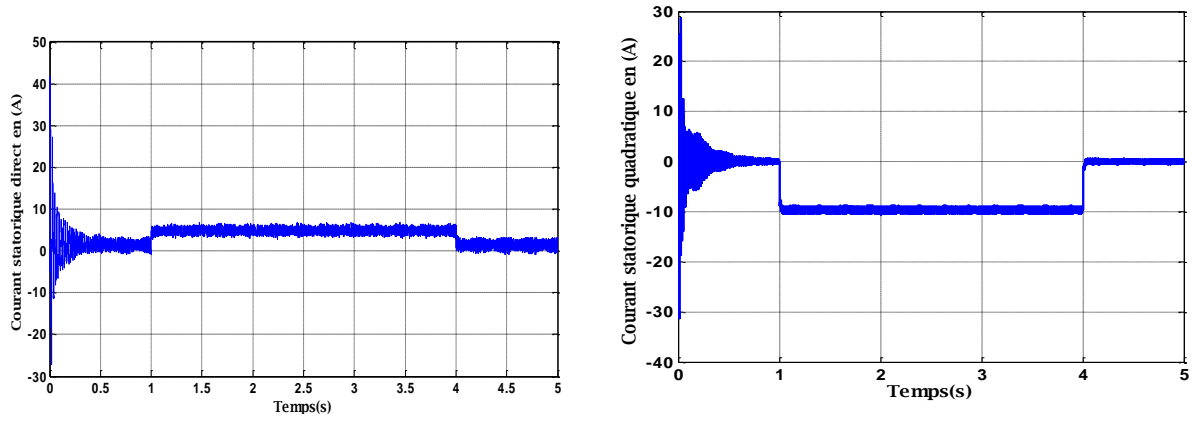


Figure II.17 : les courants statorique selon l'axe d et q.

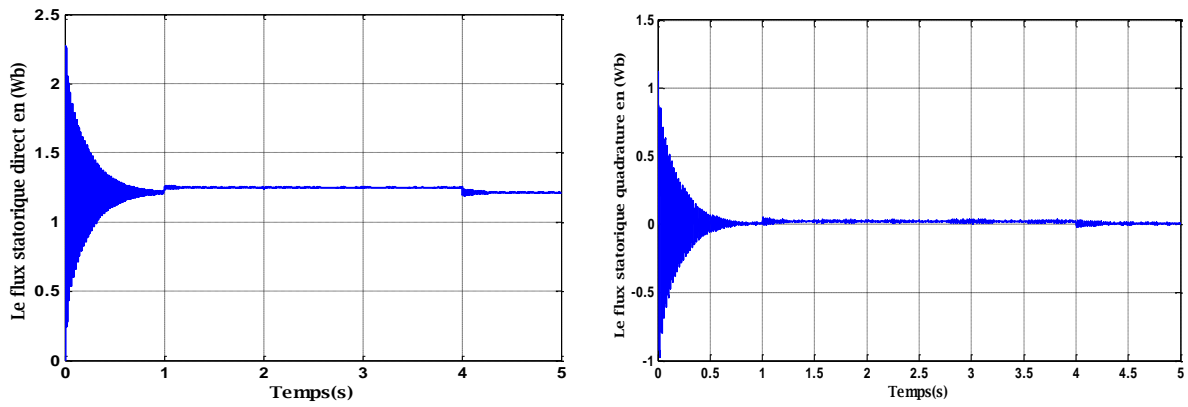


Figure II.18 : les flux statorique selon l'axe d et q.

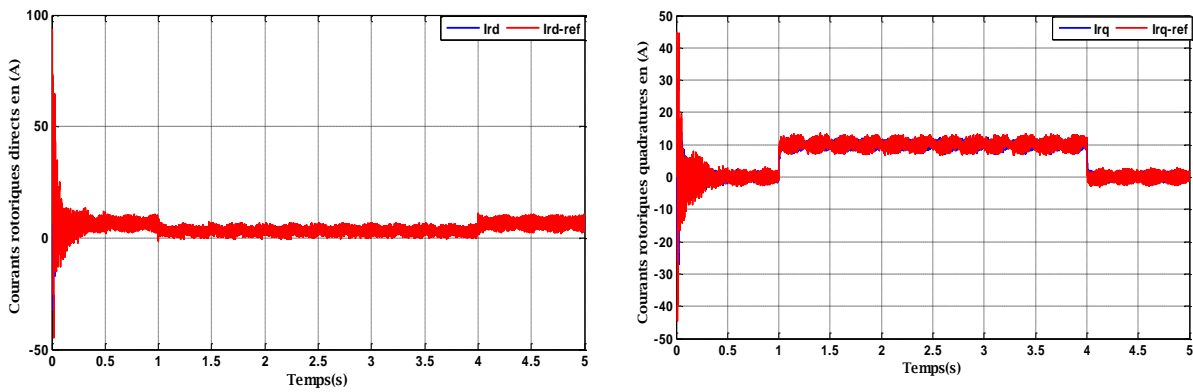


Figure II.19 : les courants rotorique selon l'axe d et q.

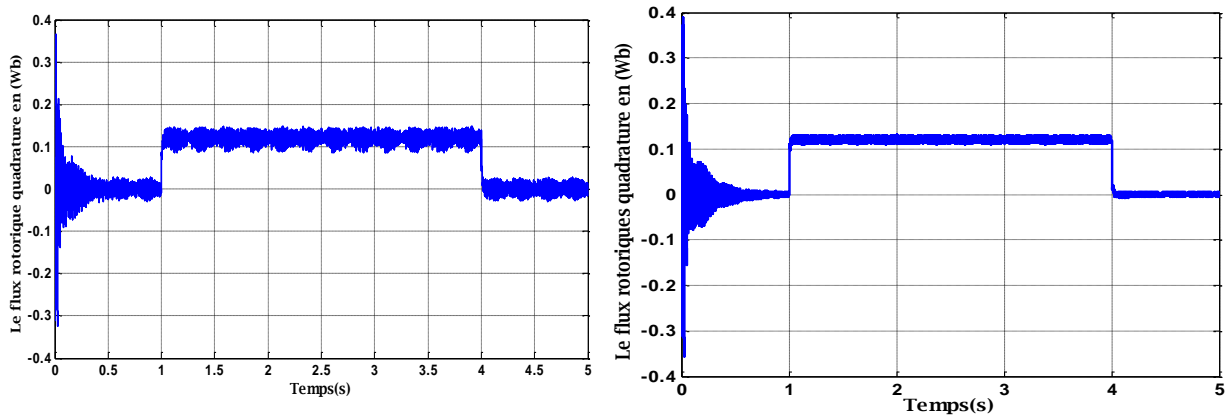


Figure II.20 : les flux rotorique selon l'axe d et q.

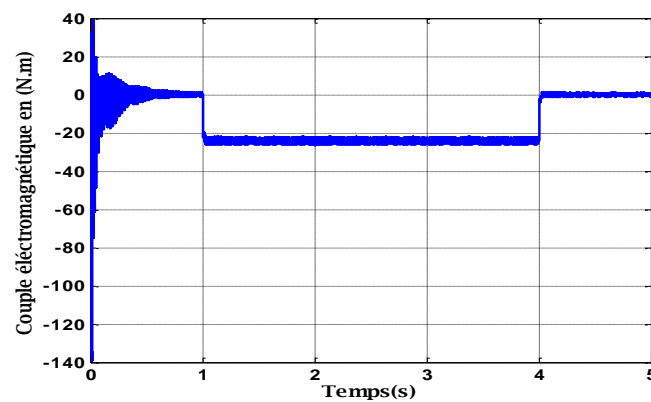


Figure II.21 : le couple électromagnétique.

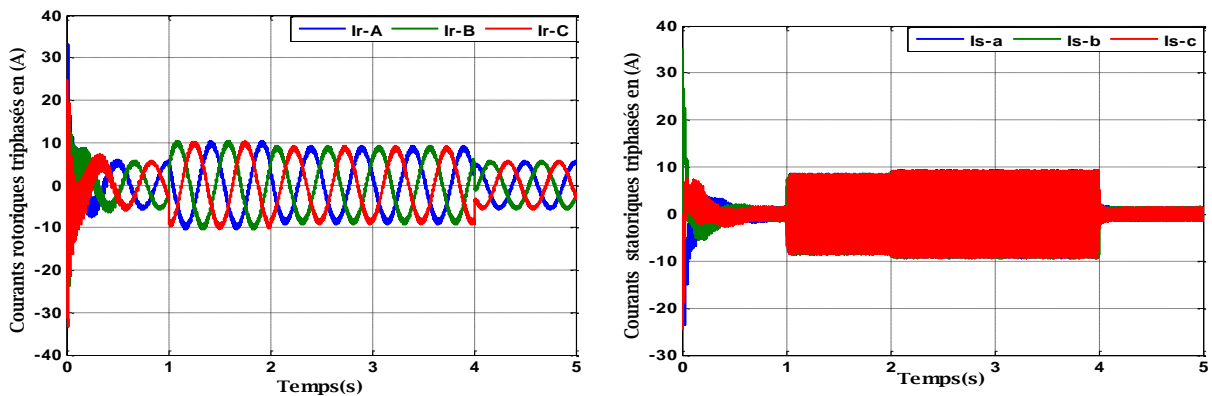


Figure II.22 : les courants triphasés rotorique et statorique.

II.7.4 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montre que toutes les grandeurs est similaires à ceux trouvés avec une alimentation continus parfaite. Un bon suivi de consigne pour les puissances actives et réactives statorique est constaté.

Les courants du réseau suivent presque leurs références. La tension à la sortie du onduleur coté réseau est à deux niveaux ou son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu qui est 200V.

II.7 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle pour la régulation de puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe 'd'. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répondeuse. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

On a présenté les résultats de simulation dans le cas sans onduleur et dans le cas de l'association de l'onduleur avec la GADA qui est entraînée par une vitesse fixe.

Pour pallier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance de la charge non linéaire ...), nous allons introduire un deuxième type de commande non linéaire, en l'occurrence, la commande par mode glissant. Cette dernière fera l'objet du chapitre suivant.



CHAPITRE III
COMMANDE PAR MODE GLISSANT AVEC ACTION
INTEGRAL



III.1 INTRODUCTION

Malgré l'importance de La commande vectorielle pour les machines alternative. Il possède plusieurs inconvénients, il y 'a deux inconvénients majeurs.

- l'inadaptation avec les systèmes à structures variables.
- l'impuissance de ces correcteurs classiques qui donnent souvent des résultats moins performants.

C'est Pour cela, On va appliquer à la première étape une commande appelée (commande par mode glissement) pour sa simplicité et sa robustesse.

La commande par mode glissant (SMC) est l'une des méthodes de contrôle robuste. Pour bien profité de cette robustesse, un système de commande en mode glissant avec une action intégrale (SMC + I) sera adopté dans ce travail.

III.2 HISTORIQUE

La commande par modes glissants (SMC) est une technique initialement développée dans les années 1950 et popularisée par l'article précurseur d'Utkin (Utkin, 1977). C'est une stratégie de commande devenue très efficace en théorie de commande moderne grâce à sa simplicité et à sa robustesse face aux variations paramétriques (Utkin *et al*, 1999). Avec le développement croissant de l'électronique de puissance, cette approche de commande a connu beaucoup de succès dans le domaine des machines électriques [5].

III.3 DOMAINE D'APPLICATION DE MODE GLISSANT

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande.

Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un régalage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines

grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [34].

III.4 LES AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- ✚ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations.
- ✚ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage.
- ✚ Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- ✚ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de v [35].

III.5 SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLES

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante:

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

De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [35].

III.5.1 Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au

niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [34][36]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

III.5.1.1 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 par la figure (III.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.

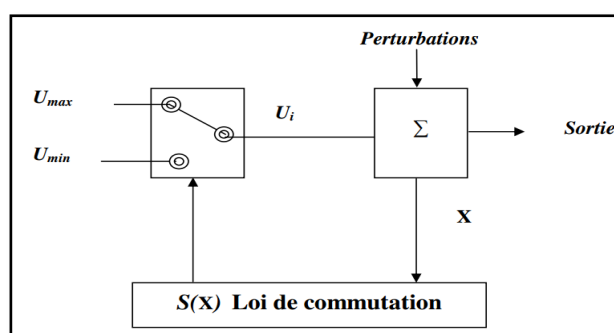


Figure III.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure 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 [34].

III.5.1.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.2). D'après les études menées précédemment [37], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [34]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.

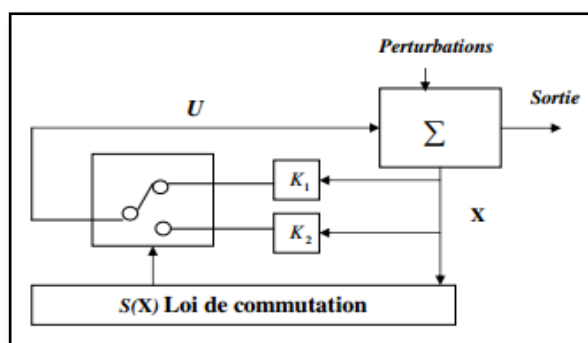


Figure.III.2: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état.

III.5.1.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.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 l'expression de cette commande équivalente [34].

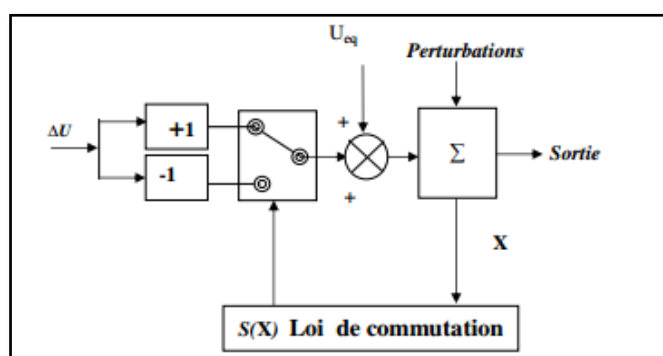


Figure (III.3): Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

III.6 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La technologie des modes glissants 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 appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [31].

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre « U_{\max} » et « U_{\min} ». Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure III.4 pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état « x_{s1} » et « x_{s2} ».

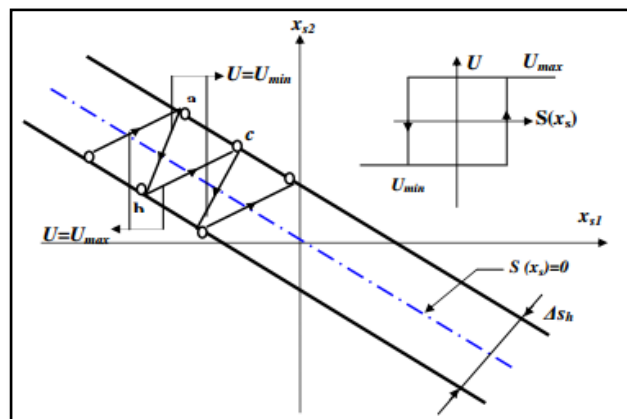


Figure III.4: Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $V = V_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement intérieur. Si avec $V = V_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où a lieu de commutation sur $V = V_{\max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.6.1 Objectif de la commande par mode glissant

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

- ✚ Synthétiser une surface $S(x, t)$, elle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- ✚ Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface[34].

III.6.2 théorie de la commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable (sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants 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 commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement figure (IV.4). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- ✚ Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- ✚ Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état[29].

Dans les systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes figure (III.5)[38].

- ✚ Le Mode de Convergence MC (*Reaching Mode, RM*)[38] : 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 $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence[5].
- ✚ Le Mode de Glissement MG (*Sliding Mode, SM*)[38] : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y)$ [5].
- ✚ Le Mode du Régime Permanent MRP (*Steady-State SS*) [38]: Il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [5].

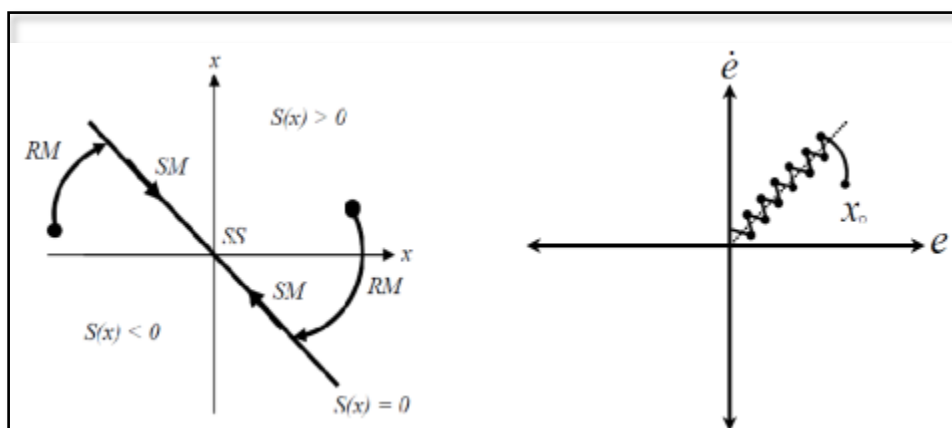


Figure III.5: les différents modes de mode glissant.

III.2.1.1 Régime glissant idéal

Ce régime est représenté par la figure III.2 Signifie qu'un régime glissant idéal a une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation $S(x)$ [39].

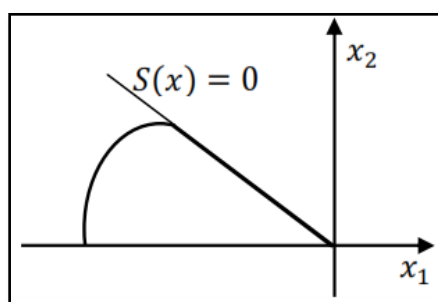


Figure III.6: glissant idéal.

III.6.2.2 Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité, et la figure (III.3) ci-dessous illustre bien cette explication [39].

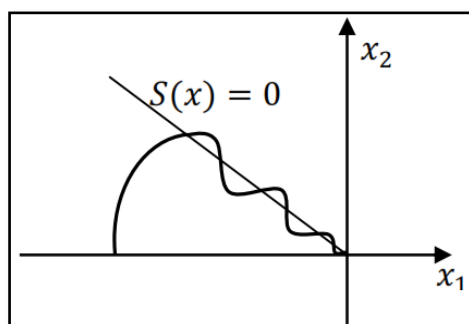


Figure III.7: Glissement réel.

III.6.3 Principe de commande par mode glissant

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [29].

III.6.4 conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principe aliment en trois étapes complémentaires définies par :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition de la condition de convergence.
- Détermination de la loi de commande [40].

III.6.4.1 Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système définit par l'équation :

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

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$: est le vecteur d'état du système

$u \in \mathbb{R}^m$: est le vecteur de commande

$A(x;t)$ et $B(x;t)$: Sont deux fonctions continues et incertaines supposées bornées.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré.

J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement, qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée[35].

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

Avec :

λ_x : Coefficient positive.

$e(x) = x_d - x$: Écart (erreur) de la variable à régler.

x : Variable à réguler.

x_d : Valeur désirée.

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

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

Pour :

$$\begin{cases} r = 1 : S(x) = e(x) \\ r = 2 : S(x) = \lambda_s \dot{e}(x) + e(x) \\ r = 3 : S(x) = \lambda_s^2 \ddot{e}(x) + \lambda_s \dot{e}(x) + e(x) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation.

III.6.4.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation.

Deux considérations seront à envisager et qui correspondent au mode de convergence de l'état du système :

Première considération (fonction directe de commutation)[5]:

C'est la première Condition de convergence qui a été proposée par Emelyanov (1967) et Utkin (1977) il s'agit de donner, à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est formulée par :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0; \quad \text{Lorsque} \quad S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0; \quad \text{Lorsque} \quad S(x) > 0 \end{aligned}$$

Autrement dit, nous avons :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

Deuxième considération (Fonction de Lyapunov)[5] :

C'est la deuxième étape de convergence qui définit une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de 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 [38].

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que $V(x)$ de l'équation (III.5), soit décroissante, il faut que sa dérivée soit alors négative :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

Cette condition assure que la surface S soit attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface qui est choisie à priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé système équivalent, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [39].

III.6.4.3 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 le deuxième est stabilisant (U_n) [38]. 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 [10].

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

U_{eq} Correspond à la commande proposée par PHILIPPOV. 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 $\dot{S}(x) = 0$ [37].

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 III.8.

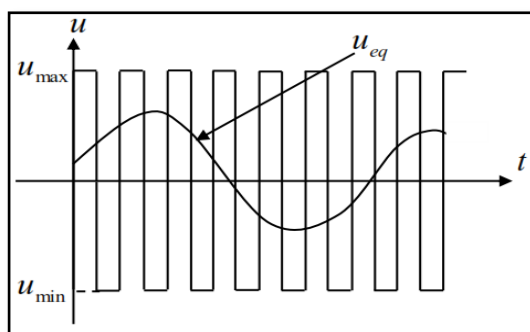


Figure III.8 : Interprétation de U_{eq} .

III.6.5 Expression analytique de la commande :

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Ceci se traduit par :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ S(\mathbf{x}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Donc :

$$\dot{S}(\mathbf{x}) = \left(\left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) (f(\mathbf{x}, t) + B(\mathbf{x}, t)) U \right)^{-1} \left(\left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) f(\mathbf{x}, t) \right) \quad (\text{III.9})$$

Avec:

$$U = U_{eq}$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = \left(\left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) B(\mathbf{x}, t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) f(\mathbf{x}, t) \right) \quad (\text{III.10})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\dot{S}(\mathbf{x}) = \left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) B(\mathbf{x}, t) U_n < 0 \quad (\text{III.11})$$

Où la condition d'attractivité $S(\mathbf{x}) \cdot \dot{S}(\mathbf{x}) < 0$ devient :

$$S(\mathbf{x}) = \left(\frac{dS}{d\mathbf{x}} \right) B(\mathbf{x}, t) U_n < 0 \quad (\text{III.12})$$

Le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable, on doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Il convient donc de prendre :

$$U_n = \dot{S}(\mathbf{x}) = -k \cdot \text{sign}[S(\mathbf{x}, t)] \quad (\text{III.13})$$

Où :

K : est un gain.

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

Pour une fonction définie S , l'expression de la fonction sign « sgn » est donnée par [11] :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.7 Phénomène du Chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering, car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées, comme par exemple remplacer la fonction sign (Figure.III.9) par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) (Figure.III.10)[34]

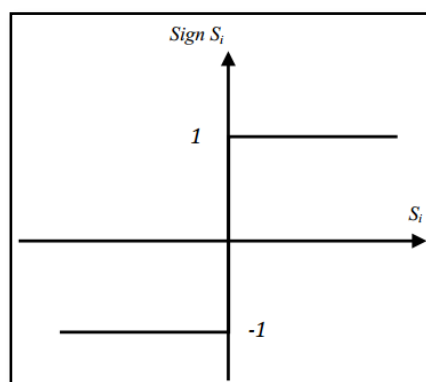


Figure.III.9: Représentation de la fonction sign.

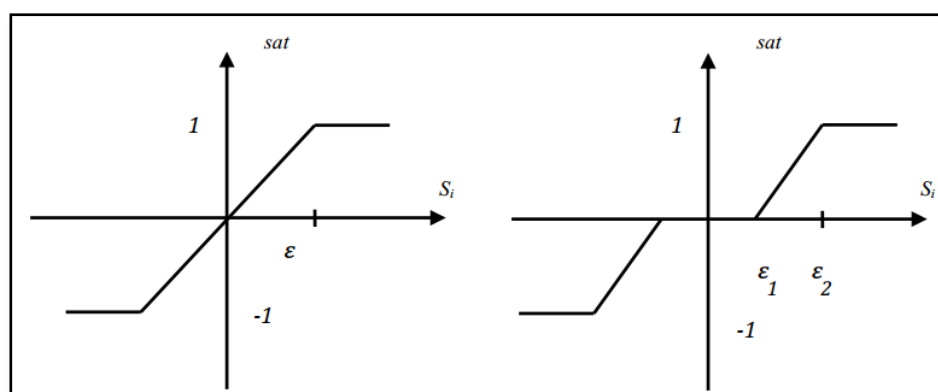


Figure.III.10: Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < -\varepsilon \\ 1 & \text{si } S > -\varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } S < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

On peut aussi donner la fonction de *smooth* (Figure. III.11) :

$$\text{smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{III.17})$$

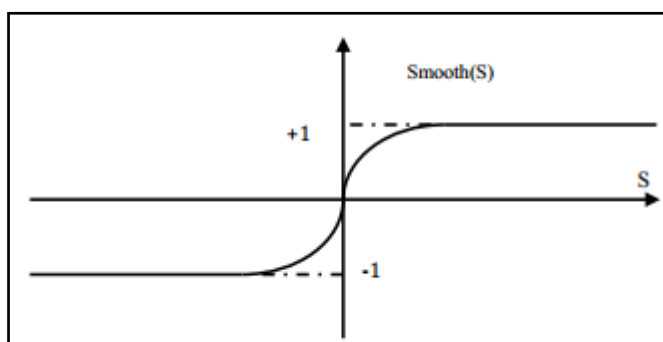


Figure III.11: Fonction smooth.

III.8 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT AU CONTROLE DE LA PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE DU GADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant au générateur asynchrone à double alimentation "GADA" afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Alors, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système d'équations d'état du GADA suivant :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{rq} = \frac{-L_s}{V_s M} P_s \\ I_{rd} = \frac{V_s}{\omega_s M} - \frac{L_s}{M V_s} Q_s \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{rd} = \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + g \omega_s L_s \sigma I_{rq} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \\ \frac{d}{dt} I_{rq} = \left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g \omega_s L_r \sigma I_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \frac{1}{L_r \sigma} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

III.8.1 Commande par mode glissant du GADA

Le degré relatif de notre système égale à 1, En utilisant le théorème des modes glissants, la condition nécessaire pour que les états du système suivent les trajectoires désirées est $S_1(P_s) = 0$, $S_2(Q_s) = 0$, $S_3(I_{rq}) = 0$ et $S_4(I_{rd}) = 0$:

Les erreurs de la puissance active, la puissance réactive, le courant rotorique quadrature et le courant rotorique direct est définie par :

$$\begin{cases} e_1 = (P_s^{\text{ref}} - P_s) \\ e_2 = (Q_s^{\text{ref}} - Q_s) \\ e_3 = (I_{rq}^{\text{ref}} - I_{rq}) \\ e_4 = (I_{rd}^{\text{ref}} - I_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

➤ Choix des surfaces de glissement:

$$\begin{cases} S_1(P_s) = e_1 = (P_s^{\text{ref}} - P_s) \\ S_2(Q_s) = e_2 = (Q_s^{\text{ref}} - Q_s) \\ S_3(I_{rq}) = e_3 = (I_{rq}^{\text{ref}} - I_{rq}) \\ S_4(I_{rd}) = e_4 = (I_{rd}^{\text{ref}} - I_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Ses dérivées :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{s}_1(P_s) = \begin{pmatrix} \dot{P}_s^{ref} \\ \dot{P}_s \end{pmatrix} \\ \dot{s}_3(Q_s) = \begin{pmatrix} \dot{Q}_s^{ref} \\ \dot{Q}_s \end{pmatrix} \\ \dot{s}_3(I_{rq}) = \begin{pmatrix} \dot{I}_{rq}^{ref} \\ \dot{I}_{rq} \end{pmatrix} \\ \dot{s}_4(I_{rd}) = \begin{pmatrix} \dot{I}_{rd}^{ref} \\ \dot{I}_{rd} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (III.22)$$

Selon la dérivée de ces surfaces, nous pouvons générer P_s, Q_s, V_{rq} et V_{rd} comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{eq} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{P}_s^{ref} + \frac{M V_s}{L_s R_r} V_{rq} - \frac{L_r M V_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V^2}{L_s^2 R_r} \\ Q_s^{eq} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{M V_s}{R_r L_s} V_{rd} + \frac{L_r M V_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 R_r} \\ V_{rq}^{eq} = \frac{-L_r \sigma L_s}{M V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rd} + g L_r \omega_s \sigma I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \\ V_{rd}^{eq} = \frac{-L_r \sigma L_s}{M V_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{L_r V_s \sigma}{\omega_s M} + R_r I_{rd} - g L_r \omega_s \sigma I_{rq} \end{array} \right. \quad (III.23)$$

Les lois de commande attractive sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{attr} = \alpha_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \\ Q_s^{attr} = \alpha_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \\ V_{rq}^{attr} = \alpha_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \\ V_{rd}^{attr} = \alpha_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \end{array} \right. \quad (III.24)$$

Avec α_i ($i = 1, 2, 3$ et 4) sont des constantes positives qui doivent être convenablement choisis.

Selon (III.23)-(III.24) et la preuve de stabilité 1, la loi de commande(SMC) globale aura la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{nom} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{P}_s^{ref} + \frac{MV_s}{L_s R_r} V_{rq} - \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 R_r} + \alpha_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \\ Q_s^{nom} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{MV_s}{R_r L_s} V_{rd} + \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 R_r} + \alpha_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \\ V_{rq}^{nom} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rd} + g L_r \omega_s \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} + \alpha_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \\ V_{rd}^{nom} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{L_r V_s \sigma}{\omega_s M} + R_r I_{rd} - g L_r \omega_s \sigma I_{rq} + \alpha_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \end{array} \right. \quad (III.25)$$

✓ Condition de la convergence:

L'objectif de la commande est de forcer les puissances actives et réactives à suivre ses références. Si e_1, e_2, e_3 et e_4 désignant respectivement les erreurs sur les puissances et les courants, alors leurs dynamiques peuvent être exprimées par:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 \dot{} = \dot{P}_s^{ref} + \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma} V_{rq} - \frac{R_r}{L_r \sigma} P_s - \frac{MV_s g \omega_s}{L_s} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 L_r \sigma} \\ e_2 \dot{} = \dot{Q}_s^{ref} + \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma} V_{rd} - \frac{R_r}{L_r \sigma} Q_s - \frac{MV_s g \omega_s}{L_s} I_{rq} - g \frac{MV_s}{L_s} \\ e_3 \dot{} = I_{rq} + \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rq} + g \omega_s I_{rd} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} + g \frac{MV_s}{L_s \sigma L_r} \\ e_4 \dot{} = I_{rd} + \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rq} + g \omega_s I_{rd} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} + g \omega_s I_{rq} \end{array} \right. \quad (III.26)$$

A partir de e_1, e_2, e_3 et e_4 (III.26), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 \dot{} = -\alpha_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \\ e_2 \dot{} = -\alpha_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \\ e_3 \dot{} = -\alpha_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \\ e_4 \dot{} = -\alpha_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \end{array} \right. \quad (III.27)$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (III.28)$$

La dérivée de V par rapport au temps sera:

$$\dot{V} = e_1 \left(-\alpha_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \right) + e_2 \left(-\alpha_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \right) + e_3 \left(-\alpha_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \right) + e_4 \left(-\alpha_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \right) \leq 0 \quad (III.29)$$

Avec α_i ($i = 1, 2, 3$ et 4) des coefficients positifs pris tels que :

$$\alpha_{11} = \frac{R_r}{\alpha_1 L_r \sigma}, \quad \alpha_{22} = \frac{R_r}{\alpha_2 L_r \sigma}, \quad \alpha_{33} = \frac{1}{\alpha_3 L_r \sigma} \text{ et } \alpha_{44} = \frac{1}{\alpha_4 L_r \sigma}$$

Alors:

$$\left| \alpha_{11} \text{sat}(s_1(P_s)) \right|_{\max} \gg 0, \left| \alpha_{22} \text{sat}(s_2(Q_s)) \right|_{\max} \gg 0, \left| \alpha_{33} \text{sat}(s_3(I_{rq})) \right|_{\max} \gg 0 \text{ et } \left| \alpha_{44} \text{sat}(s_4(I_{rd})) \right|_{\max} \gg 0$$

Avec ce choix, la dérivée de la fonction de Lyapunov (III.29) devient:

$$\dot{V} < -e_1 \alpha_{11} \text{sat}(s_1(P_s)) - e_2 \alpha_{22} \text{sat}(s_2(Q_s)) - e_3 \alpha_{33} \text{sat}(s_3(P_s)) - e_4 \alpha_{44} \text{sat}(s_4(P_s)) \quad (III.30)$$

Finalement (III.30) prouve que $\dot{V} \leq 0$, ce qui implique que l'erreur est globalement uniformément bornée. Par conséquent, l'analyse de la convergence des puissances et des courants peut être établie

III.8.2 Résultat de simulation

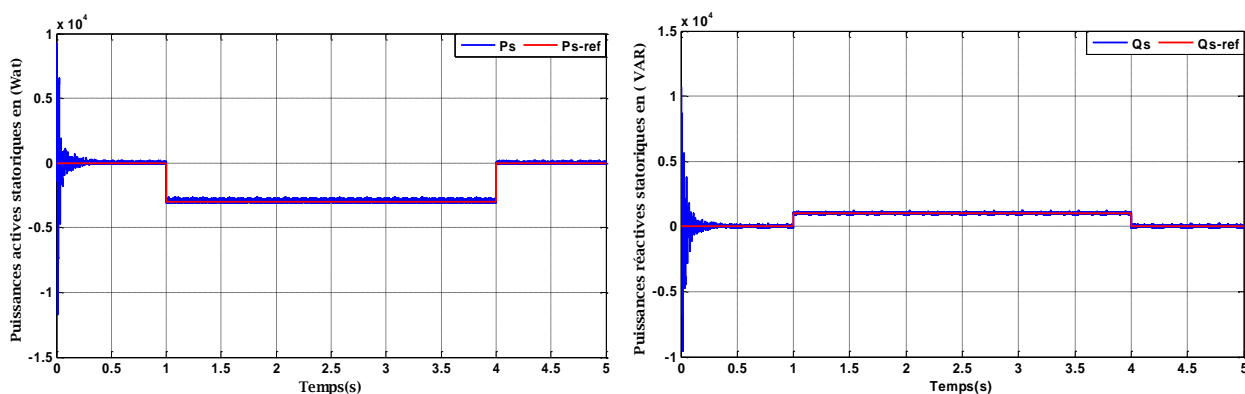


Figure III.12 : les puissances statoriques active et réactive.

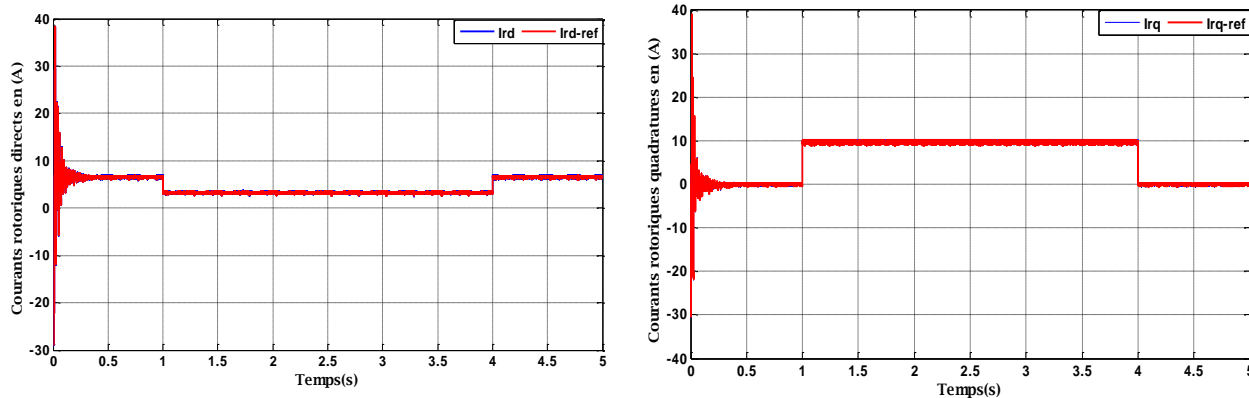


Figure III.13: Les courants rotoriques direct et quadrature.

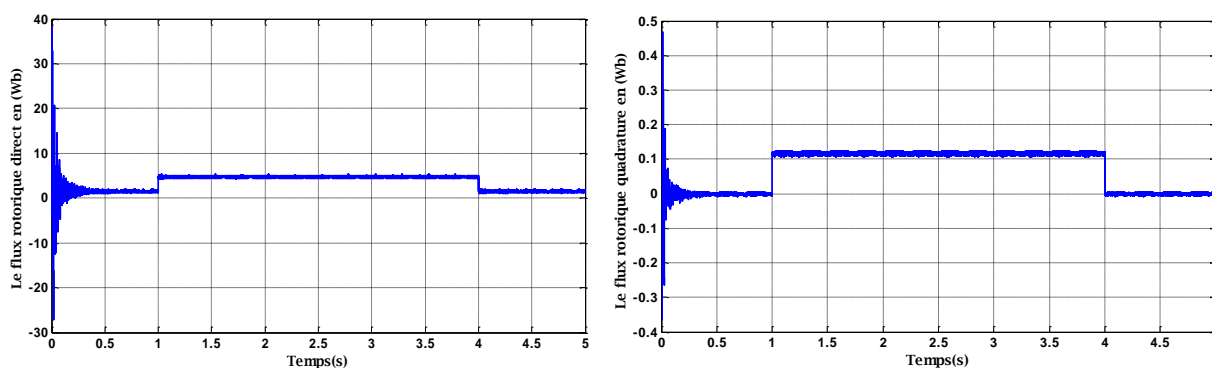


Figure III.14: les flux rotoriques direct et quadrature.

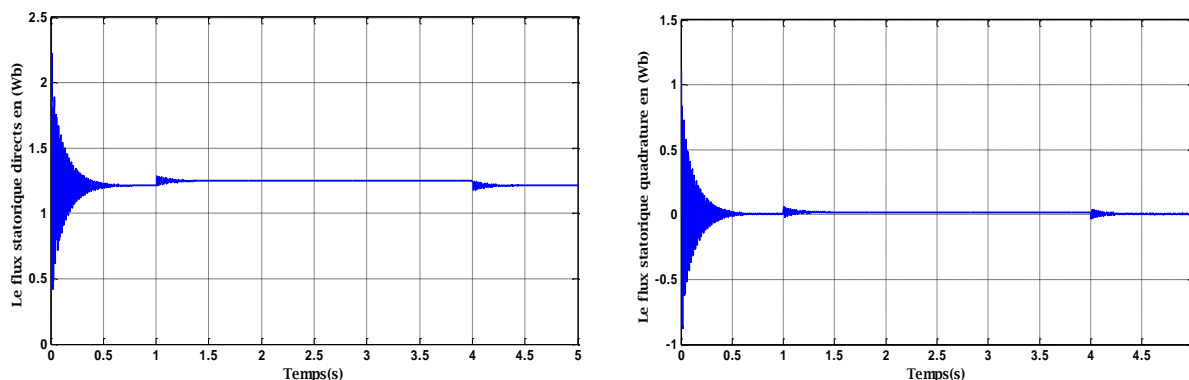


Figure III.15 : les flux statoriques direct et quadratique.

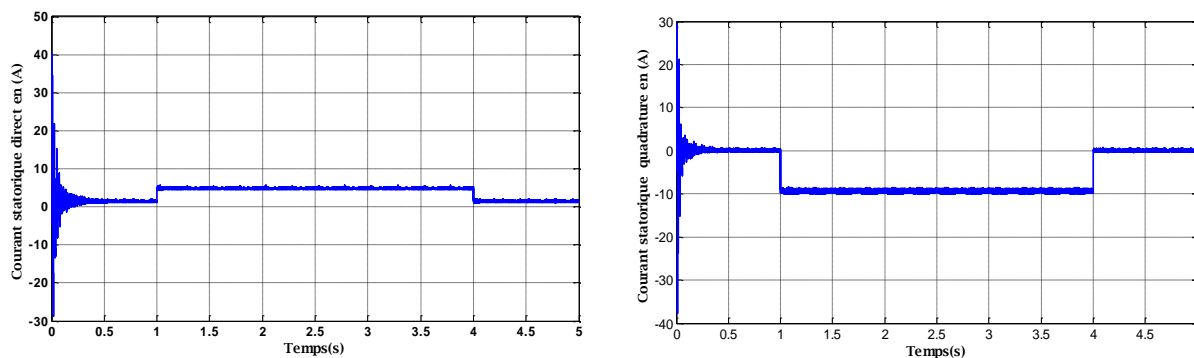


Figure III.16 : les courants statoriques direct et quadrature

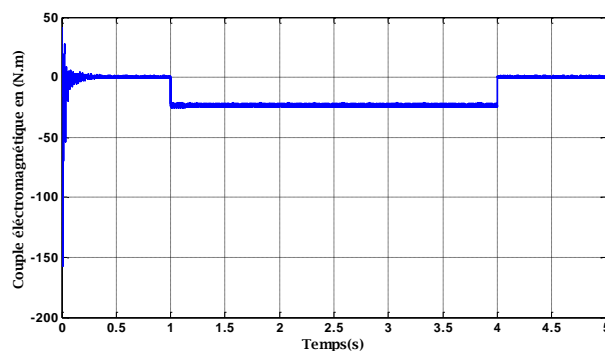


Figure III.17: Le couple électromagnétique.

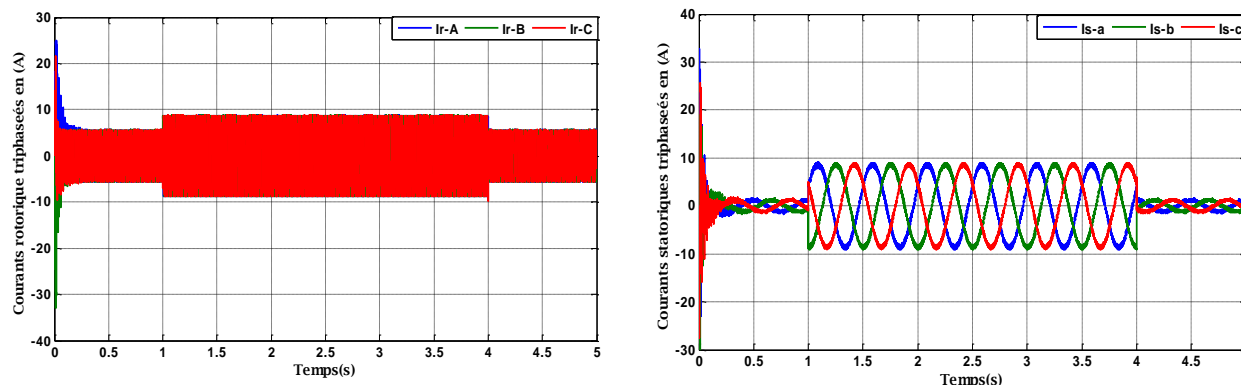


Figure III.18 : les courants rotoriques et statoriques triphasés.

III.8.3 Interprétation de résultat:

Ce que nous remarquons dans les courbes Ci-dessus est que, la commande mode glissant ont achevé nos objectives ou les puissances active et réactive (statorique) suivent leurs valeurs désirés. D'après ces résultat on constate que la commande par mode glissant à une meilleur régulation tel que précision et stabilité au niveau des puissances statorique son constate .On constate aussi que la commande par mode glissant a une performance mieux que la commande vectorielle dans l'amplitude des oscillations , la rapidité de temps de réponse et l'erreur entre les valeurs de consignes et celle mesurées est minimal.

III.9 COMMANDE PAR MODE GLISSANT AVEC ACTION INTEGRALE

Le mode glissant à action intégrale est une variante du mode glissant standard au quel une action intégrale est ajoutée dans la surface de glissement dans le but de résoudre deux problèmes :

Dans le régime transitoire, il permet l'élimination du problème de reaching phase en appliquant le mode de glissement à travers la réponse du système entier à partir du moment initial.

Dans le régime permanent, il élimine l'erreur statique en faisant varier celle-ci L'amélioration des modes glissants par l'addition de l'action intégrale permet d'obtenir de meilleures performances en comparaison avec les modes glissants standards [41].

Nous respectons la même conception de mode glissant classique avec une seule variation sur la forme surface de glissement qui peut être:

$$s(t) = e(t) + \beta \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{III.31})$$

On appliqué sur notre système :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1(P_s) = e_1 + \beta \int_0^t e_1(\tau) d\tau = (P_s^{\text{ref}} - P_s) + \beta \int_0^t e_1(\tau) d\tau \\ s_2(Q_s) = e_2 + \beta \int_0^t e_2(\tau) d\tau = (Q_s^{\text{ref}} - Q_s) + \beta \int_0^t e_2(\tau) d\tau \\ s_3(I_{rq}) = e_3 + \beta \int_0^t e_3(\tau) d\tau = (I_{rq}^{\text{ref}} - I_{rq}) + \beta \int_0^t e_3(\tau) d\tau \\ s_4(I_{rd}) = e_4 + \beta \int_0^t e_4(\tau) d\tau = (I_{rd}^{\text{ref}} - I_{rd}) + \beta \int_0^t e_4(\tau) d\tau \end{array} \right. \quad (\text{III.32})$$

Sa dérivée :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{s}_1(P_s) = \dot{e}_1 + \beta_1 e_1 = (\dot{P}_s^{\text{ref}} - \dot{P}_s) + \beta_1 e_1 \\ \dot{s}_2(Q_s) = \dot{e}_2 + \beta_2 e_2 = (\dot{Q}_s^{\text{ref}} - \dot{Q}_s) + \beta_2 e_2 \\ \dot{s}_3(I_{rq}) = \dot{e}_3 + \beta_3 e_3 = (\dot{I}_{rq}^{\text{ref}} - \dot{I}_{rq}) + \beta_3 e_3 \\ \dot{s}_4(I_{rd}) = \dot{e}_4 + \beta_4 e_4 = (\dot{I}_{rd}^{\text{ref}} - \dot{I}_{rd}) + \beta_4 e_4 \end{array} \right. \quad (\text{III.33})$$

Selon la dérivée de ces surfaces, nous pouvons générer \dot{P}_s , \dot{Q}_s , \dot{V}_{rq} et \dot{V}_{rd} comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{eq} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{P}_s^{ref} + \frac{MV_s}{L_s R_r} V_{rq} - \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V^2}{L_s^2 R_r} + \beta_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_1 \\ Q_s^{eq} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{MV_s}{R_r L_s} V_{rd} + \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 R_r} + \beta_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_2 \\ V_{rq}^{eq} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rd} + g L_r \omega_s \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} + \beta_3 L_r \sigma e_3 \\ V_{rd}^{eq} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{L_r V_s \sigma}{\omega_s M} + R_r I_{rd} - g L_r \omega_s \sigma I_{rq} + \beta_4 L_r \sigma e_4 \end{array} \right. \quad (III.34)$$

Les lois de commande attractive sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{attr} = K_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \\ Q_s^{attr} = K_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \\ V_{rq}^{attr} = K_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \\ V_{rd}^{attr} = K_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \end{array} \right. \quad (III.35)$$

Avec K_1, K_2, K_3 et K_4 sont des constantes positives qui doivent être convenablement choisis. Selon (III.34)-(III.35) et la preuve de stabilité 1, la loi de commande(SMC) globale aura la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s^{nom} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{P}_s^{ref} + \frac{MV_s}{L_s R_r} V_{rq} - \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V^2}{L_s^2 R_r} + \beta_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_1 + K_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) \\ Q_s^{nom} = \frac{L_r \sigma}{R_r} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{MV_s}{R_r L_s} V_{rd} + \frac{L_r MV_s g \omega_s \sigma}{L_s R_r} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 R_r} + \beta_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_2 + K_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) \\ V_{rq}^{nom} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{rd} + g L_r \omega_s \sigma I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} + \beta_3 L_r \sigma e_3 + K_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) \\ V_{rd}^{nom} = \frac{-L_r \sigma L_s}{MV_s} \dot{Q}_s^{ref} + \frac{L_r V_s \sigma}{\omega_s M} + R_r I_{rd} - g L_r \omega_s \sigma I_{rq} + \beta_4 L_r \sigma e_4 + K_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) \end{array} \right. \quad (III.36)$$

✓ Condition de la convergence:

L'objectif de la commande est de forcer les puissances actives et réactives à suivre ses références. Si e_1, e_2, e_3 et e_4 désignant respectivement les erreurs sur les puissances et les courants, alors leurs dynamiques peuvent être exprimées par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{e}_1 = \dot{P}_s^{\text{ref}} + \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma} V_{rq} - \frac{R_r}{L_r \sigma} P_s - \frac{MV_s g \omega_s}{L_s} I_{rd} - g \frac{M^2 V_s^2}{L_s^2 L_r \sigma} \\ \dot{e}_2 = \dot{Q}_s^{\text{ref}} + \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma} V_{rd} - \frac{R_r}{L_r \sigma} Q_s - \frac{MV_s g \omega_s}{L_s} I_{rq} - g \frac{MV_s}{L_s} \\ \dot{e}_3 = \dot{I}_{rq}^{\text{ref}} + \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rq} + g \omega_s I_{rd} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} + g \frac{MV_s}{L_s \sigma L_r} \\ \dot{e}_4 = \dot{I}_{rd}^{\text{ref}} + \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rd} + g \omega_s I_{rq} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} + g \omega_s I_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{III.37})$$

A partir de e_1, e_2, e_3 et e_4 (III.37), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{e}_1 = -K_{11} \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) - \beta_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_1 \\ \dot{e}_2 = -K_{22} \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) - \beta_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_2 \\ \dot{e}_3 = -K_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) - \beta_3 L_r \sigma e_3 \\ \dot{e}_4 = -K_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) - \beta_4 L_r \sigma e_4 \end{array} \right. \quad (\text{III.38})$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (\text{III.39})$$

La dérivée de V par rapport au temps sera:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_1 \left(-K_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_1(P_s)) - \beta_1 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_1 \right) + e_2 \left(-K_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} \text{sat}(s_2(Q_s)) - \beta_2 \frac{L_r \sigma}{R_r} e_2 \right) + e_3 \left(-K_3 L_r \sigma \text{sat}(s_3(I_{rq})) - \beta_3 L_r \sigma e_3 \right) \\ & + e_4 \left(-K_4 L_r \sigma \text{sat}(s_4(I_{rd})) - \beta_4 L_r \sigma e_4 \right) \leq 0 \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Avec β_i ($i = 1, 2, 3$ et 4) des coefficients positifs pris tels que :

$$\beta_1 \gg \left| K_1 \text{sat}(s_1(P_s)) \right|_{\max}, \beta_2 \gg \left| K_2 \text{sat}(s_2(Q_s)) \right|_{\max}, \beta_3 \gg \left| K_3 \text{sat}(s_3(I_{rq})) \right|_{\max} \text{ et } \beta_4 \gg \left| K_4 \text{sat}(s_4(I_{rd})) \right|_{\max}$$

Avec ce choix, la dérivée de la fonction de Lyapunov (III.40) devient:

$$\dot{V} < -\beta_1 e_1^2 - \beta_2 e_2^2 - \beta_3 e_3^2 - \beta_4 e_4^2 \quad (\text{III.41})$$

Finalement (III.41) prouve que $\dot{v} \leq 0$, ce qui implique que l'erreur est globalement uniformément bornée. Par conséquent, l'analyse de la convergence des puissances et des courants peut être établie

III.9.1 Résultat de simulation

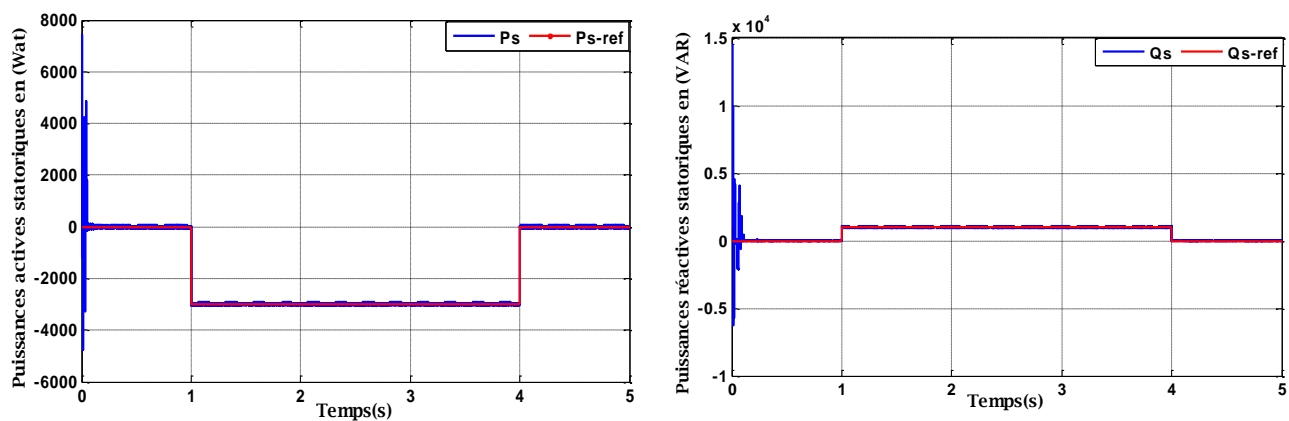


Figure III.19 : les puissances statoriques active et réactive.

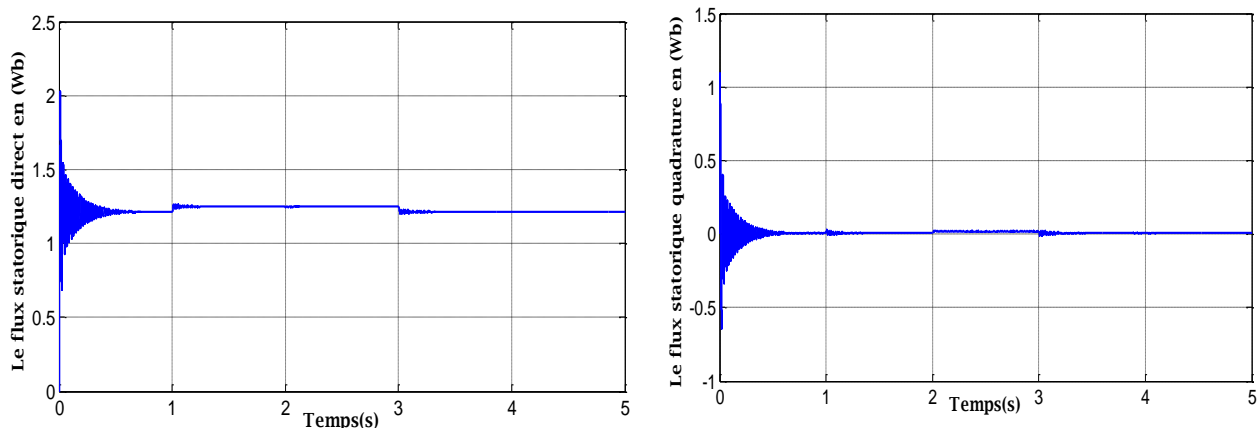


Figure III.20: les flux statoriques direct et quadrature.

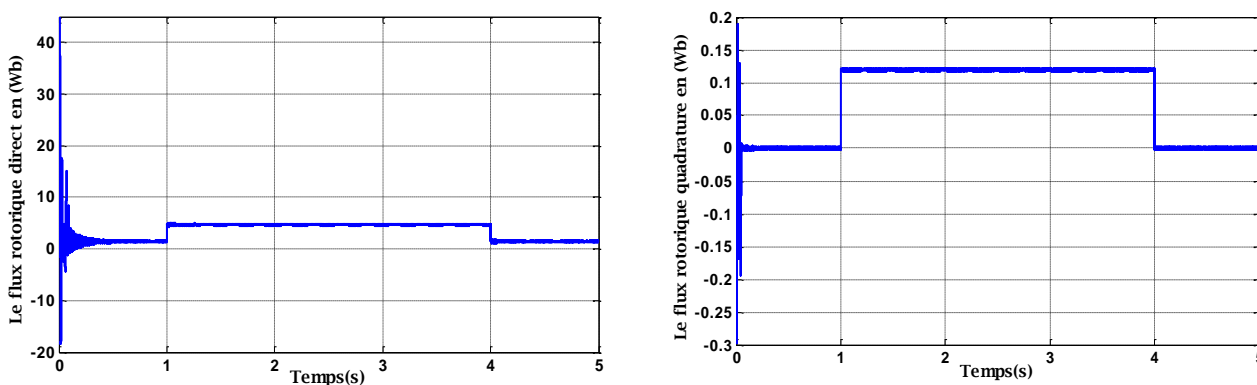


Figure III.21: les flux rotoriques direct et quadrature

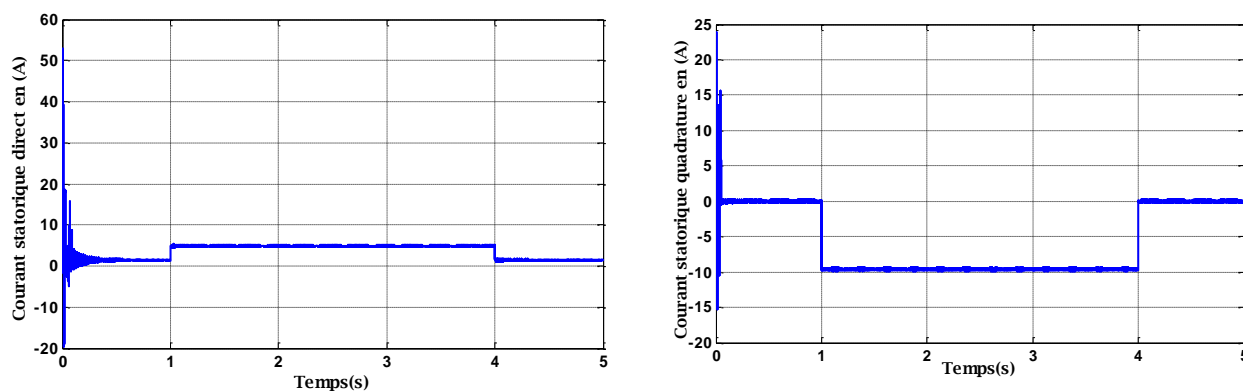


Figure III.22: les courants statoriques direct et quadrature.

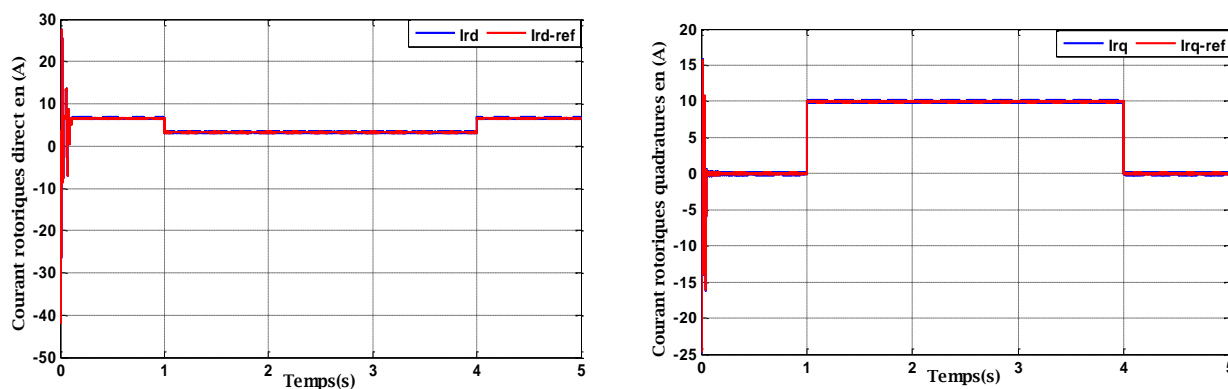


Figure III.23: les courants rotoriques selon l'axe d et q .

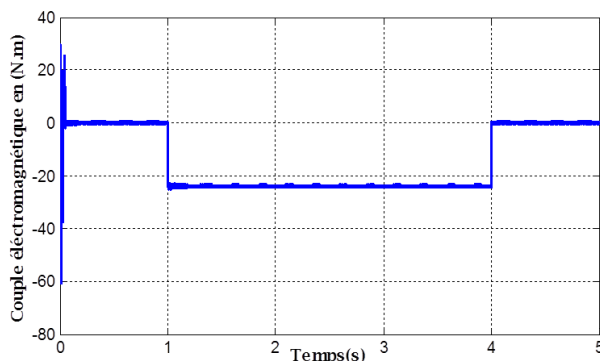


Figure III.24: le couple électromagnétique.

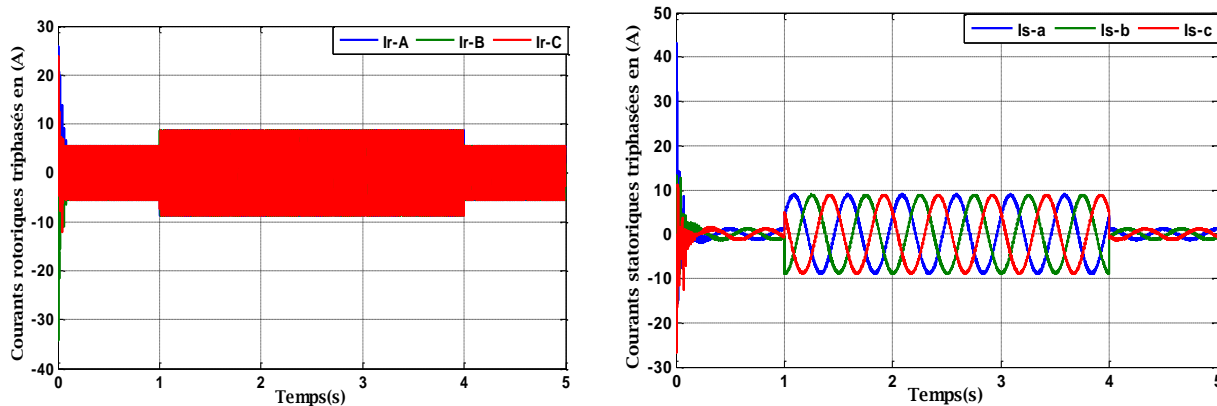


Figure III.25: le couple électromagnétique

III.9.2 Interprétation du résultat de simulation

A l'état sain les résultats des simulations montrent l'efficacité de la commande SMC avec une surface de glissement intégrale appliqué à la MADA. On peut remarquer que les puissance statorique et les courant rotorique arrivent à suivre leurs références avec un bonne dynamique.

Il est clair que cette technique donner les meilleurs résultats pour la robustes, donc nous pouvons dire que elle est la plus performante et la plus efficace dans le régime transitoire par rapport aux autres commandes.

III.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier partie l'aspect théorique de la commande à structure variable et ces différentes structures. Nous avons d'abord fait un rappel sur le mode glissant. Ensuite on a défini les conceptions nécessaires de cette commande comme le choix convenable de surface de commutation et la loi de commande, enfin la manière par laquelle réduire le phénomène de broutement, nous avons utilisé la fonction sat à la commande. Enfin, des résultats de simulation ont été présentés résultant par la loi de commande.

En deuxième temps nous avons amélioré la surface de glissement par l'ajout d'action intégrale pour minimiser l'erreur en régime. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes électriques. A travers les caractéristiques de réponse, on observe des bonnes performances (c'est-à-dire qu'elle est robuste donc elle augmente la fiabilité, elle améliore le rendement énergétique) même en présence des variations de consignes. La poursuite en puissance est sans dépassement. Le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés.



CHAPITRE IV

ETUDE COMPARATIVE



IV.1 INTRODUCTION

Pour connaître la meilleure commande, une étude comparative entre les différentes techniques est obligatoire notant que cette étude a été reprise dans les mêmes conditions.

La comparaison sera réalisée à partir des résultats de simulation précédents. Nous allons faire une comparaison qualitative basant sur les variations de consignes des puissances active et réactive ; régimes transitoire soit comme des échelons et teste de robustesse dépend de variation de résistance statorique puis résistance rotorique.

Les consignes des puissances active et réactive proposées sont données sous formes d'échelons. Cet essai est réalisé dans les mêmes conditions :

- ✚ Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min .
- ✚ Introduction d'un échelon de puissance active de $P_{sref} = -3000W$ entre les instants $t = 1s$ et $t = 4s$.
- ✚ Introduction d'un échelon positif de puissance réactive $Q_{sref} = 1000 \text{ VAR}$ entre les instants $t = 1s$ et $t = 4s$.
- ✚ le temps de simulation est fixe ($t=5s$).

IV.2 COMPARAISON DES RESULTAT DE SIMULATION

Les résultats obtenus dans les chapitres deux et trois par simulation numérique de la génératrice asynchrone à double alimentation , nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle "CV" , la commande par mode de glissement "CMG"et la commande par mode glissant à action intégrale pour larégulation de puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation "GADA".

IV.2.1 Selon la variation de signe et le régime transitoire

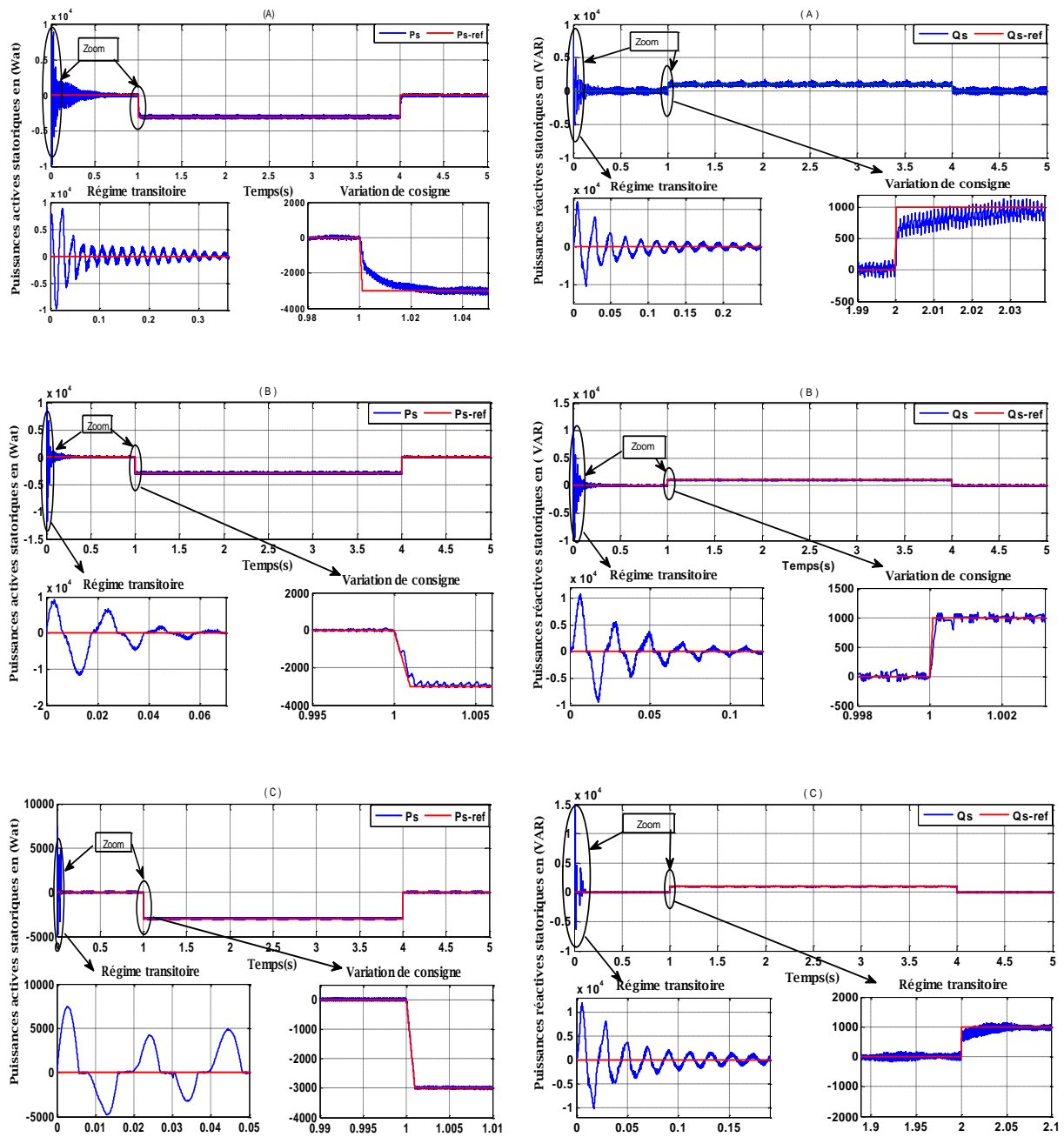


Figure IV.1: les puissances statoriques actives et réactive avec leurs références pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel;(B) Contrôle par mode glissant;(C) contrôle par mode glissant à action intégrale.

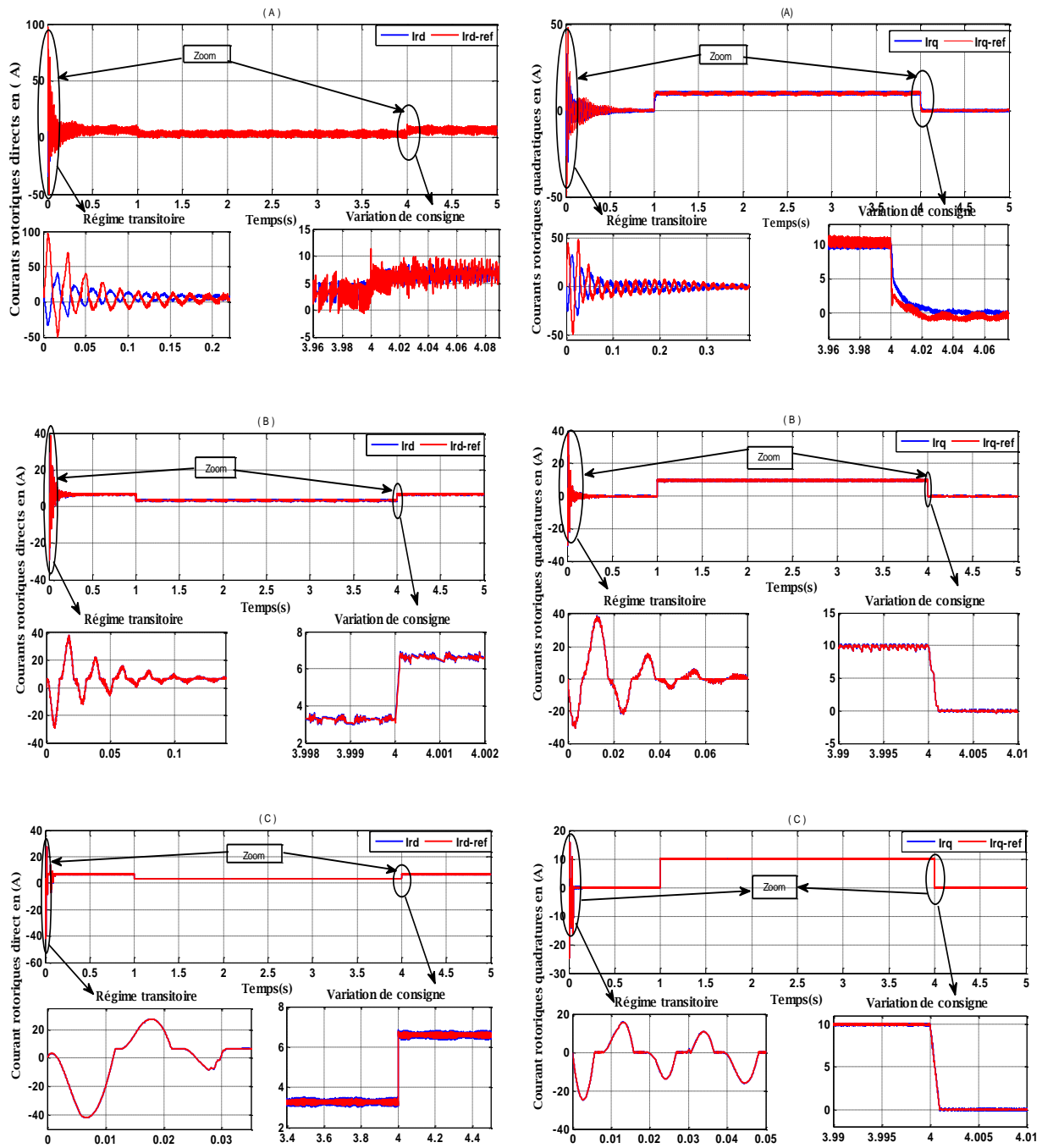


Figure IV.2: les composants de courant rotoriques direct et quadrature avec leurs références pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel; (B) Contrôle par mode glissant; (C) contrôle par mode glissant à action intégrale

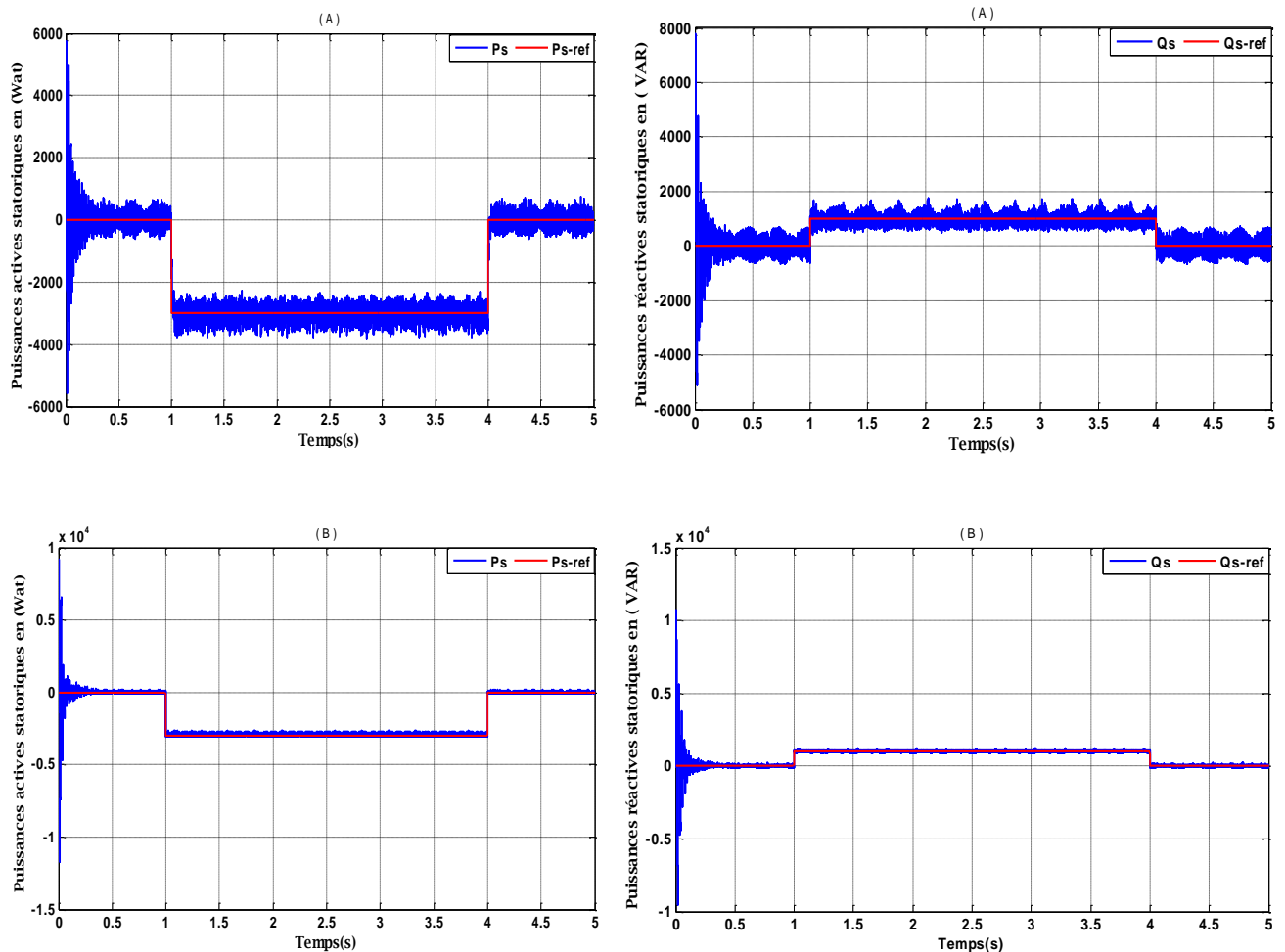
IV.2.2 Interprétation des résultats

On peut faire une comparaison entre les différentes techniques de commande comme nous voyons dans les figures, l'évolution des résultats de simulation pour des variations des puissances générées avec une vitesse constante.

Selon des résultats de simulation les puissances active et réactive suivent bien leurs nouvelles références et la même manière que les courants rotorique soit directe ou quadrature dans les trois types de commandes néanmoins, le dépassement et les oscillations des grandeurs réglées, le temps de réponse, la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire et le changement des consignes sont différents.

Il est clair que les meilleurs résultats pour les grandeurs précédents sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande par mode glissant avec action intégrale, donc nous pouvons dire que c'est la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

IV.2.3 Teste de robustesse Selon variation de la résistance statorique



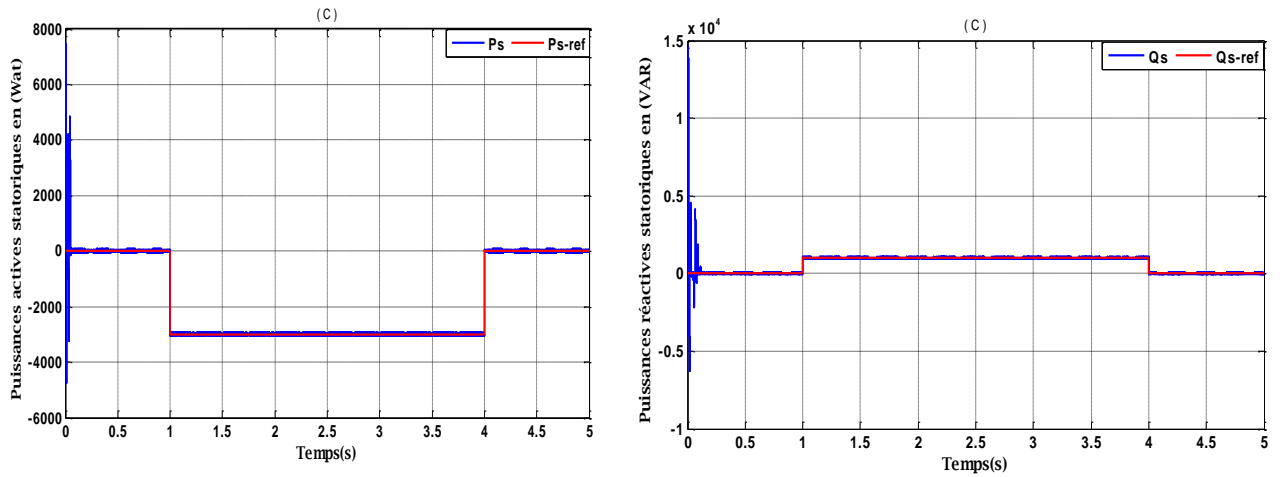
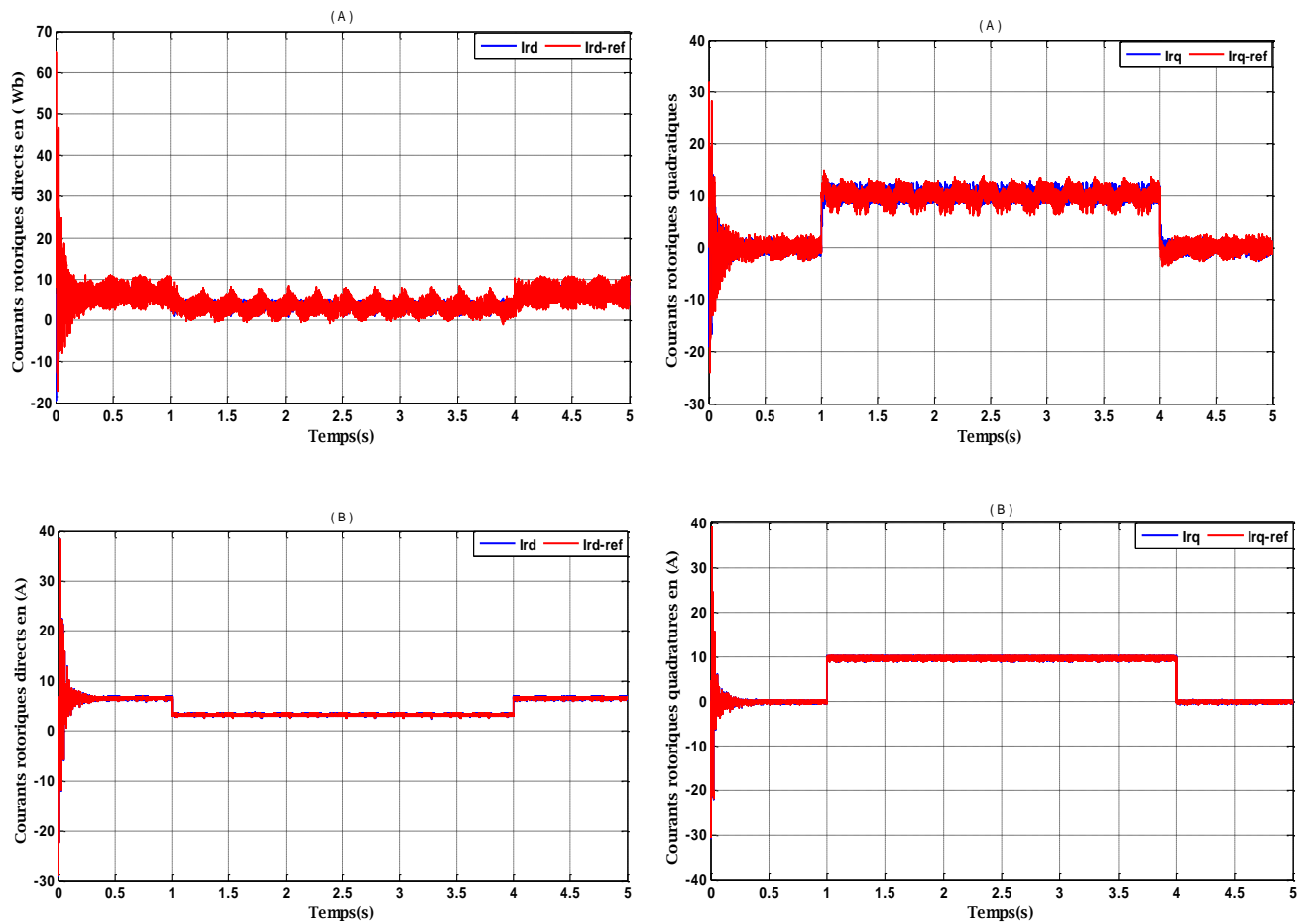


Figure IV.3 : Puissance statorique active et réactive pour les trois commandes ; (A) Contrôle vectoriel; (B) Contrôle par mode glissant; (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.



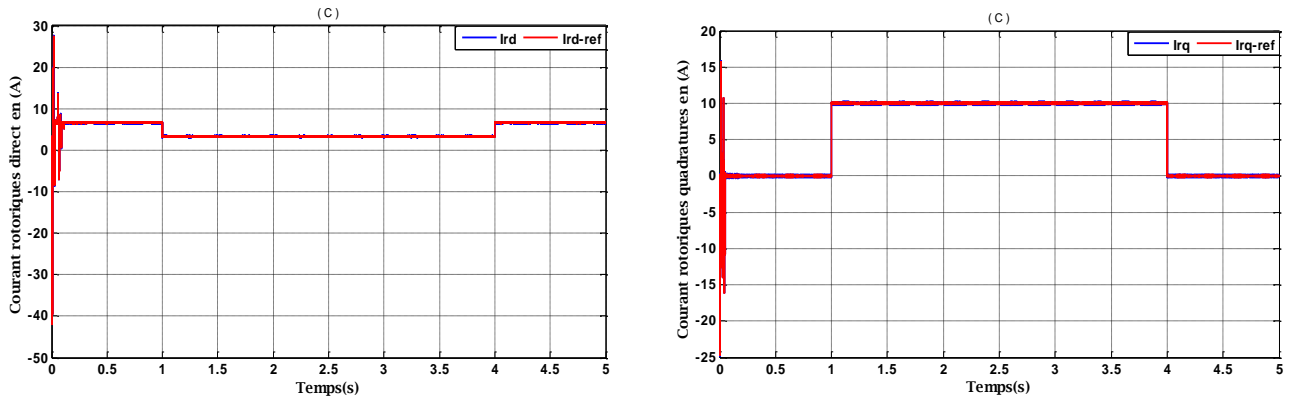
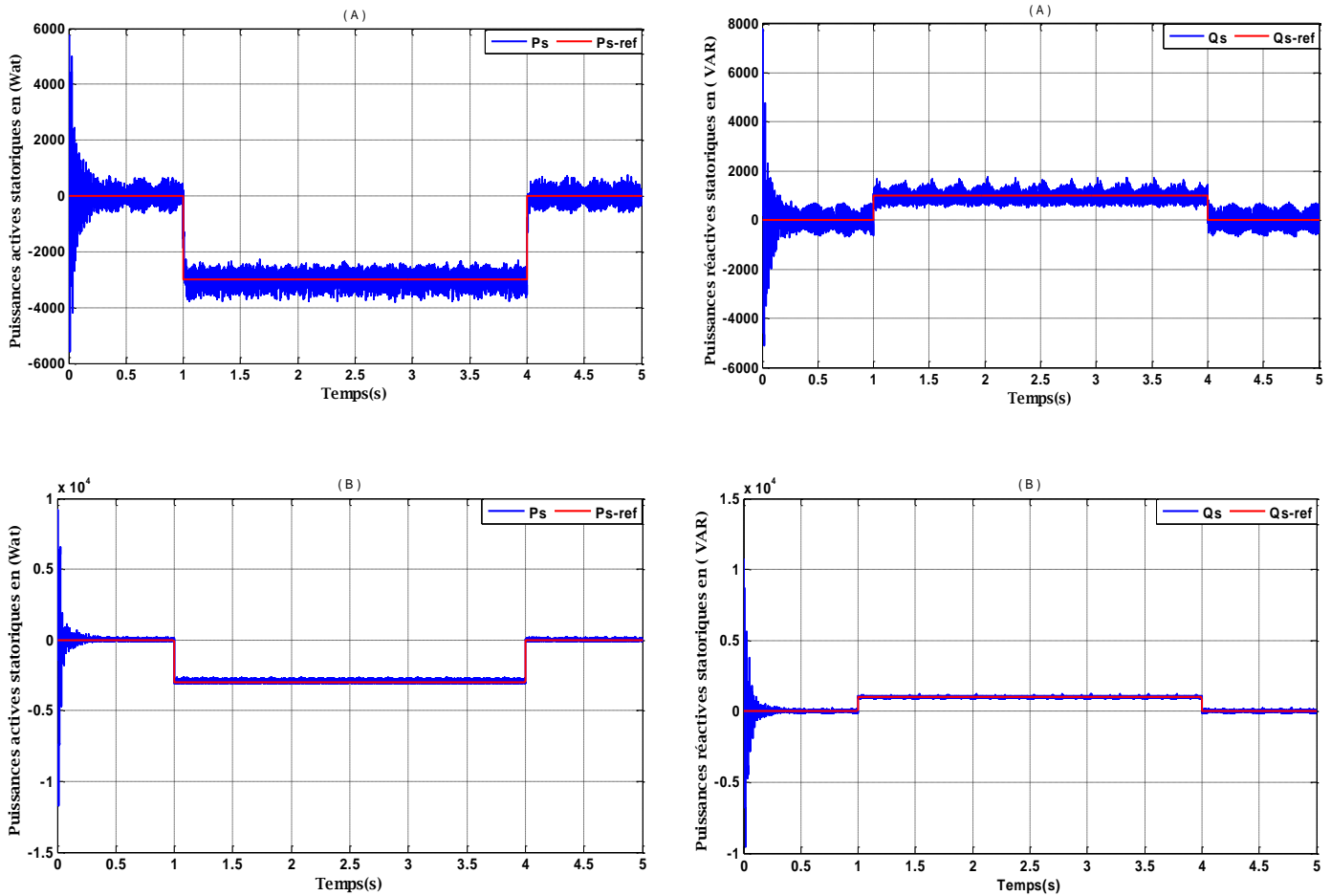


Figure IV.4 : Les courants rotoriques directs et quadratures pour les trois commandes ;(A) Contrôle vectoriel;(B) Contrôle par mode glissant;(C) contrôle par mode glissant à action intégrale.

VI.2.4 Teste de robustesse Selon variation de la résistance rotorique



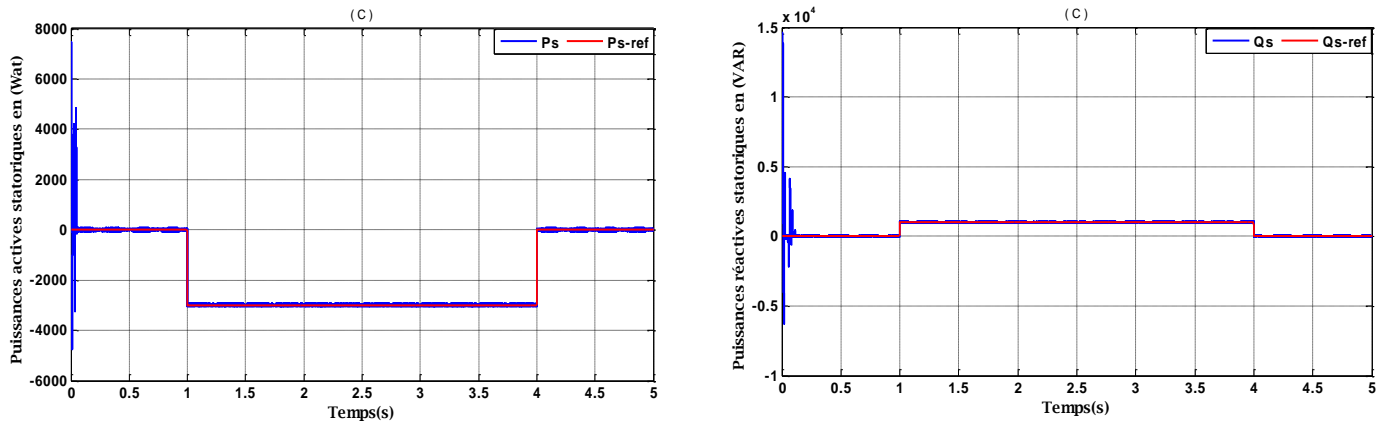
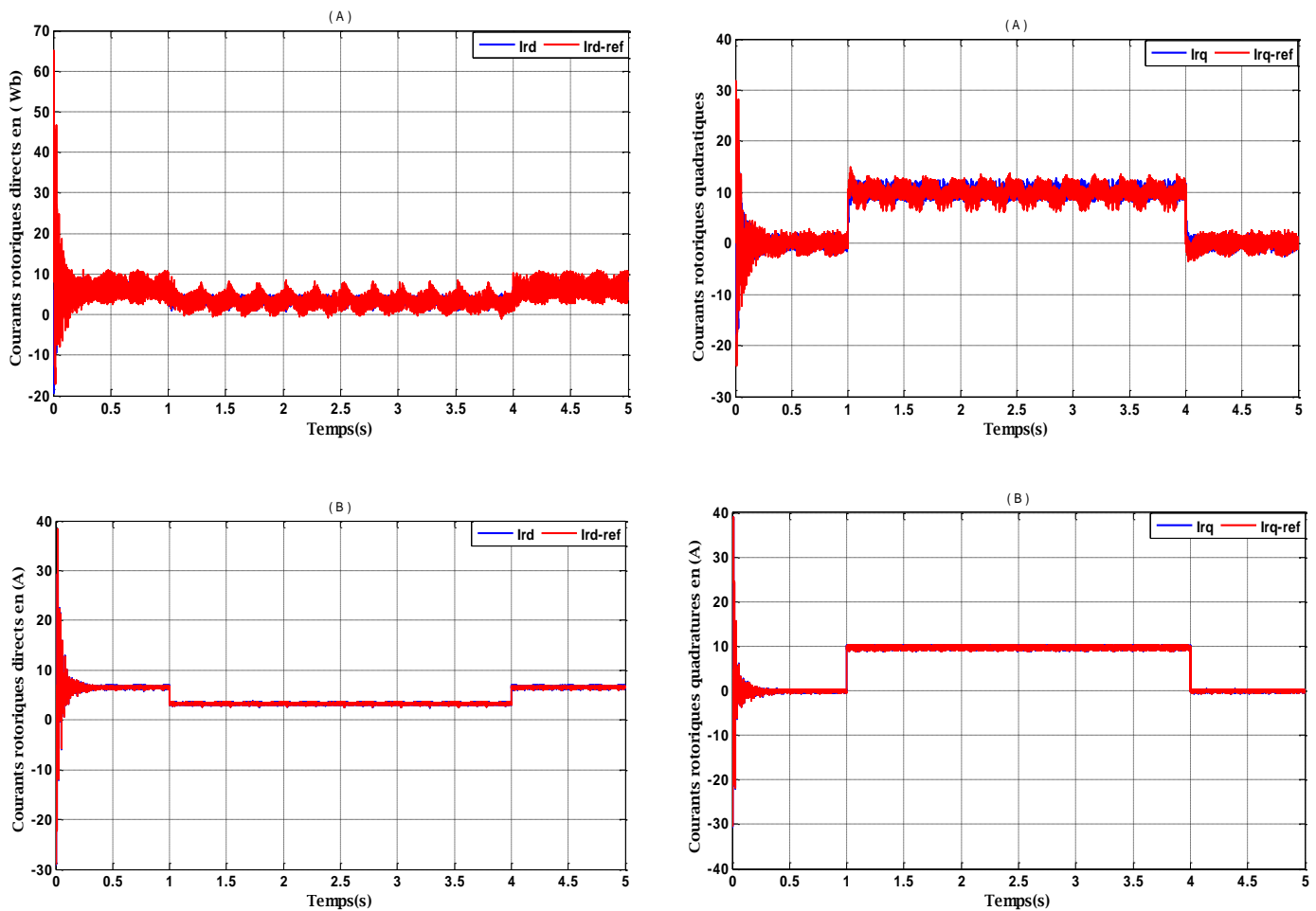


Figure IV.5 : Puissance statorique active et réactive pour les trois commandes ; (A) Contrôle vectoriel; (B) Contrôle par mode glissant; (C) contrôle par mode glissant à action intégrale.



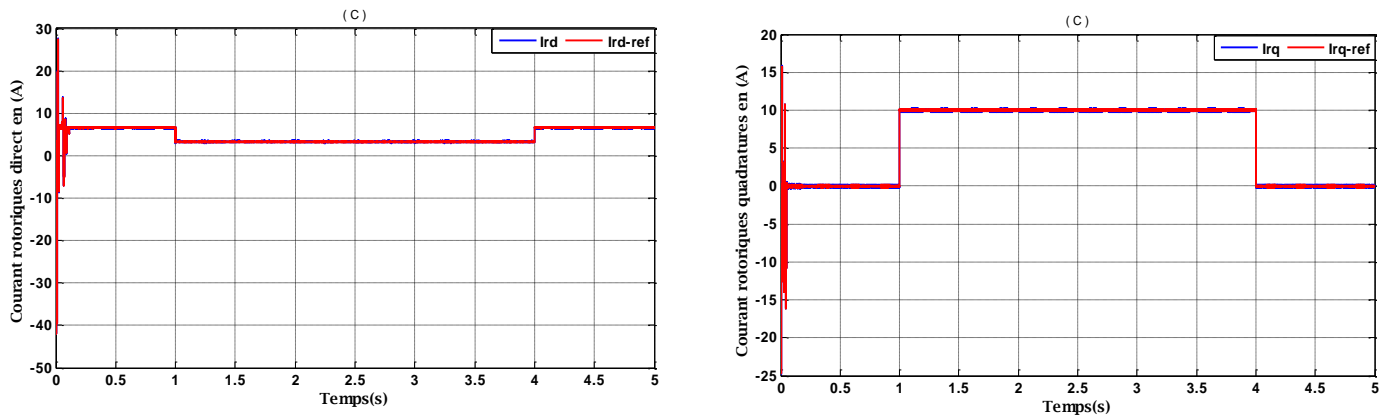


Figure IV.6: Les courants rotoriques directs et quadratures pour les trois commandes ;

(A) Contrôle vectoriel; (B) Contrôle par mode glissant; (C) contrôle par mode glissant à action intégral

IV.2.5 Interprétations du résultat

Dans cette partie nous avons fait augmenter en premier cas la valeur de résistance statorique. En deuxième cas nous avons fait augmenter la résistance rotorique. Les figures au-dessus illustrent les réponses des puissances et des courants de notre système. D'après ces résultats nous pouvons constater que ces variations n'ont pas affecté lors la commande par mode glissant classique ou avec action intégral de la même manière que la commande par flux orienté. Ceci montre la robustesse de les commandes utilisées (CMG et CMG+I) face à variation paramétrique de la machine ainsi que le couplage est toujours maintenu entre les puissances actives et réactive. Par contre la commande PI qui est très sensible à la variation paramétrique.

IV.3 CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative entre toutes les commandes appliquées sur le système qui sont réalisées dans les chapitres 2 et 3, ces commandes sont :

- ✚ La commande vectorielle par régulateur classique.
- ✚ La commande par mode glissant standard.
- ✚ La commande par mode glissant avec action intégral.

A partir de la comparaison qualitative des résultats de simulation obtenus, on montre que la commande par mode glissant avec action intégral est la commande la plus robuste et la plus

performante que la commande vectorielle, grâce à l'action intégral nous avons remarqué diminution le phénomène de chattering qui causé par sa nature commutant non linéaire dans le système.



CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE

Le travail ici présenté avait pour principal objectif de commande par mode glissant dotée à action intégrale application à la machine asynchrone à double alimentation.

En premier lieu, on a fait une présentation de MADA, suivi de la modélisation des différents composants de ce système a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu des puissances statoriques générées tout en garantissant une performance rapide, stable, sans des erreurs pour atteindre un rendement et une qualité élevé du système.

Dans le deuxième chapitre, D'abord on a appliqué la commande vectorielle sur ce système en, simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation des puissances générées on a choisi l'orientation du flux statorique, puis, on a cité leurs types qui sont les plus utilisés pour contrôler les puissances active et réactive générées, la commande indirecte avec boucle de puissance est une parmi les meilleurs on a choisi cette méthode grâce sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que la possibilité du contrôle et de limitation des courants, Les résultats de simulation obtenus sont plus que désirable.

Dans le troisième chapitre on a parlé de la commande par mode glissant cette commande est appliqué à flux orienté pour réduire le phénomène de chattering, puis on a exposé la commande par mode glissant avec action intégrale, ensuite on a fait l'application sur la commande de le générateur asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté, afin de mieux régler la puissance active et réactive statorique.

Dans le quatrième chapitre on a fait une étude comparative qualitative entre les différentes techniques de commande et les résultats obtenus de la simulation prouve l'efficacité de ces trois commandes sachant que les résultats de commande par mode glissant avec action intégrale sont mieux que celles de la commande par mode glissant et celles de la commande vectorielle.



REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE



- [1] **A.ZEMMIT**,«Commande en tension d'une moteur asynchrone à double alimentation et a flux orienté», thèse De Doctorat En Génie Electrique Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2017.
- [2] **Y.BEKAKRA**, «Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées», Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-oued, 2010.
- [3] **A.TOUATI**et**Z.TAMINDJOUTE**,«Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », Mémoire de Master, Université A/Mira de Bejaia ,2016/2017.
- [4] **A.FENNI**,«Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'uneMachine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)», Mémoire de Magister de l'universitéMohamed Khider de Biskra, 2013.
- [5] **H.MEKKI**, «Diagnostic et Commande Tolérante en Mode Dégradé des Systèmes d'Entraînements Electriques », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale polytechnique ,2018.
- [6] **S.TIFOUR**, «Commande Vectorielle d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation Couplée au Réseau (Implémentation sous une carte dSPACE 1104)», Mémoire de Master , Université Constantine 1,2013/2014.
- [7] **N.AMOUCHAS** et**A.BOUTALEB**, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI», Mémoire de Master ; Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2016.
- [8] **H. ABDELLI**, Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation», Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran.
- [9] **M.BOUARAKI**, «étude d'un entrainement à double alimentation pour turbine eolienne a vites variable : Application sur un site à TINDOUF», Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes,2011/2012
- [10] **Y.BEKAKRA**, «Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation», Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider De Biskra, 2014.
- [11] **A.BOYETTE**,« contrôle et commande d'un générateurasynchrone à doublealimentation avec un système de stockage pour la production éolienne», thèsededoctorat de l'université Henri Poincare,Nancy I, 2006.
- [12] **M.MALKI** et **S.ALI BELARBI**, «Etude et Simulation d'un aérogénérateur connecté au réseau (Turbine + MADA + Réseau) en mode continu et discret», Mémoire de Master, Université AboubekrBelkaid de Tlemcen ,2014.
- [13] **H.GUERGAT**, «Etude éolienne à base d'une machine asynchrone double stator type BDFM.», Mémoire de Magister, université du 20 août 1955 de Skikda, 2014.
- [14] **R.AZAIZIA**,«Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux», Mémoire de magister en genieélectrique,Université de Boumerdes, Algérie, 2008..
- [15] **R.ABDESSEMED**, «Modélisation et simulation des machines électriques», Ellipses. p.141-142, 2011.
- [16] **Y.DJERIRI** «Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle» ,Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djilali liabes, sidi bel-abbès, november 2015
- [17] **A.H.MESAI**, **N.KAIS**, «commande de la machine asynchrone à double alimentation –apport des techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire de Master, Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [18] **N .MEDJENAH** et **CH .HAMOUDI**, «Amélioration de la performance de la commande des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée», Mémoire de Master, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2017/2018.
- [19] **K.LOUKAL**, «Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base

- des systèmes Flous Type Deux», thèse de doctorat En Génie Electrique Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2017
- [20] **N. ALIA et A. NEMEUR**, «Application d'une Commande non linéaire dans une Station de Transfert d'énergie par Pompage», Mémoire de Master, Université A. Mira de Bejaia, 2017.
- [21] **N. AIT RAMDANE**, «Commande robuste d'une génératrice asynchrone à double alimentation pour la conversion de l'énergie éolienne», Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2012.
- [22] **M.T. GUITOUBI et T. KORTI**, «La Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Alimentée en Tension par Régulateur PI et RST», Mémoire Master Professionnelle, Université Kasdi Merbah de Ouargla.
- [23] **M. LOUCIF**, «Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur», Thèse de Doctorat, Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, 2016.
- [24] **M. BENAKCHA**, «Contribution à la commande d'un système éolien basé sur une génératrice asynchrone double étoile 'GASDE'.», Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2019.
- [25] **S. MOKRANE**, «Modélisation Et Commande D'un Aérogénérateur À Machine Asynchrone À Double Alimentation En Vue De Simulation Des Problèmes De Cogénération», Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Université du Québec en Abitibi –Témiscamie, Aout 2013.
- [26] **H. ALLAL**, «Modelisation Et Commande D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation Pour Un Systeme D'energie Eolienne», Mémoire De Master, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, Juin 2016.
- [27] **I. MEZERZI**, «Contribution à la modélisation et la commande d'une éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation», Mémoire De Master, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2013.
- [28] **Y. MEKHICHE**, «L'optimisation de puissance des éoliennes à vitesse variable», Mémoire De Master, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2011/2012.
- [29] **R. ROUABHI**, «Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation application énergie éolienne», Mémoire De Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2012.
- [30] **Y. BEKAKRA, D. BEN ATTOUS**, «Sliding mode controls of active and reactive power of a DFIG with MPPT for variable speed windenergy conversion», Australian Journal Of Basic And Applied Sciences, Vol. 5, No. 12, Pp. 2274-2286, 2011.
- [31] **F. DEOUM, L. DJEDDOU ET E. CHERIAT**, «Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone à double alimentation "gada" pour l'utilisation de l'énergie éolienne», Mémoire De D'ingénieur, Université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2011.
- [32] **O. DJAIDJA**, «Conception d'une commande FTC a base de projection pour les machines synchrones a aimants permanents », Mémoire de Master, université de M'sila, 2018.
- [33] **R. ROUABHI**, «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée» These De Doctorat, Université de Batna 2016.
- [34] **S. ZEGHLACHE**, «Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical», Thèse De Doctorat De L'université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2014.
- [35] **Y. ZOUAOUI**, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas De Setif, 2010.
- [36] « All the word's Rotorcraft », <http://www.aviastar.org>.
- [37] [http://WWW.cad-modelltechnik-jung.de/projekte/Kamov Ka-52.htm](http://WWW.cad-modelltechnik-jung.de/projekte/Kamov%20Ka-52.htm).
- [38] **N. TARFAOUI**, «Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur», Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la

- Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf ,2015.
- [39] **S.ARDJOUN**, «Commande en vitesse par mode de glissement d'une machine asynchrone double alimentation», Mémoire De Magister, Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes, 2010.
- [40] **Ch.ARIBI ,I.KRIM et M.HAMLAOUI**, «commande par mode glissant d'un pendule simple», rapport de projet de fin d'étude, De L'université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2016.
- [41] **M.KOUMIR**, «commande intelligente d'une Eolienne à vitesse variables » ,These De Doctorat ,Université Sidi Mohammed Ben Abdellah ,2017.



ANNEXE



PARAMETRE DE LA MADA

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisé dans les simulations des chapitres I, II, III, IV sont résumés dans le tableau suivant [29] :

Paramètre	Valeur numérique
Puissance Nominale	$P_n = 4KW.$
Tension Simple Nominale	$v/U = 220/380V - 50Hz$
Vitesse de Rotation Nominale	$\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$
Courant Nominale	$i/I = 15/8.6A$
Résistance Statorique	$R_s = 1.2\Omega$
Résistance Rotorique	$R_r = 1.8 \Omega$
Inductance Cyclique Statorique	$L_s = 0.1554H$
Inductance Cyclique Rotorique	$L_r = 0.1568H$
Inductance Mutuelle	$M = 0.15H$
Nombre de Paires de pôles	$P = 2$
Coefficient de Frottement	$f = 0.001N. m. s/rd$
Moment d'Inertie	$J = 0.2 \text{ Kg. m}^2$

Résumé:

Actuellement, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude des machines asynchrones à double alimentations (MADA), grâce à leurs avantages au milieu industrielle surtout dans les domaines d'énergie renouvelable. Afin d'obtenir des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'appliquer une commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique. En cas des variations paramétriques, la commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques de type PI ne permet pas de garantir la stabilité et les bonnes performances de la MADA. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui présente une robustesse par rapport aux perturbations. La commande par mode glissant (SMC) est l'une des méthodes de contrôle robuste. Pour bien profité de cette robustesse, deux stratégies de commandes par mode glissant classique (SMC) et avec action intégral (SMC+I) seront adoptées dans ce travail. Afin de montrer l'efficacité des méthodes proposées des simulations numériques à base du logiciel MATLAB sont effectuées.

Mots clés : machines asynchrones à double alimentations (MADA), commande vectorielle, robustesse, commande par mode glissant (SMC), commande par mode glissant avec action intégrale (SMC + I).

Abstract:

Currently, several studies have been directed towards the study of asynchronous machines with dual feeds (MADA), thanks to their advantages in the industrial sector, especially in the renewable energy fields. In order to obtain performances similar to that of the MCC, it is necessary to apply a vector control by flow orientation in order to ensure the control of the flow and that of the current generating the electromagnetic torque. In the case of parametric variations, the vector control based on conventional PI type regulators does not guarantee the stability and the good performance of the MADA. However, there are modern controls that fit better with these requirements and that are robust to disturbances. Sliding mode control (SMC) is one of the robust control methods. To take advantage of this robustness, two classical sliding (SMC) and full-action (SMC + I) control strategies will be adopted in this work. In order to show the effectiveness of the proposed methods, numerical simulations based on MATLAB software are performed.

Key words: dual feed asynchronous machines (MADA), vector control, robustness, sliding mode control (SMC), sliding mode control with integral action (SMC + I).