

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire de fin d'études présenté en vue de l'obtention du diplôme de
Master Académique en Electromécanique

Par :

Yassir Arslane

At-tahir Benhamidouche

Intitulé

**Commande par backstepping de la machine
asynchrone double alimentation**

Soutenu devant le jury composé de :

Dr : Rouabhi Riyadh

Dr : Mekki Hemza

Dr : Djrioui Ali

Dr : Hellali Lallouani

Président

Rapporteur

co_rapporteur

Examineur

N° d'ordre : ELM – 7

Année universitaire : 2019 / 2020

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

أما بعد

فإلي من نزلت في حقهم الآيتين الكريمتين

نهدي هذا العمل المتواضع إى لأبويننا وأمهاتنا الأعزاء حفظهم الله لنا اللذين سهروا وتعبوا
على تعلمنا في إتمام هذا العمل من قريب أو من بعيد والى جدتينا العزيزتين والى أفراد
أسرتينا سندنا في الدنيا

الى كل الأصدقاء والاحباب من دون استثناء الى أساتذتنا الكرام وكل رفقاء الدراسة
وفي الأخير نرجو من الله أن يجعل عملنا هذا نافعا يستفيد منه جميع طلبة العلم

REMERCIEMENTS

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

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

Mr. Mekki Hemza

Mr. Djrioui Ali

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

Nous tenons aussi à remercier

L'ensemble de mes prof tout le long de ces années d'études et à tous les enseignants du département.

Enfin nous remercions toute l'équipe de Génie électrique, qui a encouragé à donner le meilleur d'eux même en l'assurant une formation aussi meilleur que possible.

Table des matières

Liste des Figures.....
Glossaire.....
Introduction générale
Chapitre I : Etat De L'art De La Machine Double Alimentation	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	5
I.3 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	6
I.4 Classification des machines asynchrones à double alimentation.....	7
I.4.1. Machine à Double Alimentation Simple.....	7
I.4.2. Machine A Double Alimentation En Cascade	8
I.4.3. Machine A Double Alimentation Cascade A Un Repère	8
I.4.4. Machine A Double Alimentation Sans Collecteur.....	9
I.4.5. Machine A Double Alimentation Sans Balais	10
I.5 Principe de fonctionnement de la MADA	10
I.5.1 Régimes de fonctionnement de la MADA.....	11
I.5.1.1 Stationnaire ($g = 1$).....	12
I.5.1.2 Hypo synchrone ($0 < g < 1$).....	12
I.5.1.3 Synchrone ($g = 0$).....	13
I.5.1.4 Hyper synchrone ($g < 0$).....	13
I.6 Modes de fonctionnement de la MADA.....	13
I.7 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA	15
I.8 Méthodes de la variation de la vitesse de rotation :.....	17
I.8.1 Par action sur de stator.....	17
I.8.1.1 Modification du nombre de paires de pôles N_p :.....	17
I.8.1.2 Changement de la tension appliquée au moteur	17
I.8.1.3 Changement de la fréquence du réseau :	18
I.8.2 Par action sur le rotor :.....	18
I.8.2.1 Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement) :	18
I.9 Domaine d'application de la MADA :	18
I.9.1 Fonctionnement en alternateur :.....	19
I.9.2 Fonctionnement en moteur avec un convertisseur :.....	20
I.9.3 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :.....	20
I.10 Avantages et inconvénients du MADA	21
I.10.1 Les avantages de la MADA	21
I.10.2 Les inconvénients de la MADA.....	22
I.11 Conclusion	22
Chapitre. II : Modélisation De La Machine Asynchrone Double Alimentation	23
II.1 Introduction :	24
II.2 Modélisation de la MADA	24
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	24
II.2.2 Equation électrique	25
II.2.3 Equations magnétiques :.....	26
II.3 Modèle biphasé de la MADA.....	26
II.3.1 La transformation de Park	26
II.3.2 Application de la transformation de Park à la MADA	28
II.4 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U, V)	29
II.4.1 Choix du référentiel	29
II.4.1.1 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	30
II.4.1.2 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :.....	30
II.4.1.3 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q) :.....	30
II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :.....	31
II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :	32

II.7 Résultats de simulation de la MADA :.....	33
II.7.1 Fonctionnement de la MADA à vide.....	33
II.7.2 Fonctionnement de la MADA En charge($C_r = 10N.m$) à l'instant $t = 3s$	35
II.7.2.1 Interprétation des résultats	36
II.7.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA).....	37
II.7.3.1 Interprétation des résultats	39
II.8 Modélisation du système d'alimentation :	39
II.8.1 Modélisation de L'onduleur de Tension.....	39
II.8.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	41
II.8.3 Simulation de l'association MADA avec Onduleurs à MLI.....	43
II.9 Conclusion.....	44
Chapitre. III : Commande Vectorielle des Puissances Active et Réactive.....	45
III.1 Introduction :.....	46
III.2. Commande Vectorielle	46
III.3 Principe de la Commande Vectorielle de la MADA	47
III.4 Modèle de la MADA A Flux Statorique Oriente.....	47
III.4.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	48
III.4.2 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique	49
III.4.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	49
III.4.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques	50
III.4.5 Type de régulateurs utilisés.....	51
III.4.6 Commande Indirecte Sans Boucle De Puissance	51
III.5 résultat de simulation	52
III.5.1 Résultat de simulation avec onduleur MLI :	56
III.5.2 Interprétation des résultats	59
III.6 Conclusion	60
Chapitre. IV : Commande Par Backstepping des Puissances Active et Réactive	61
IV.1. Introduction.....	62
IV.2. Systèmes Non Linéaires	62
IV.3. Méthodes de Lyapunov.....	63
IV.3.1. Première méthode de Lyapunov.....	63
IV.3.2. Deuxième méthode de lyapunov.....	63
IV.4. Technique de commande par le backstepping.	63
IV.4.1. algorithme de base	63
IV.4.2. Cas Des Systèmes D'ordre N	67
IV.5 Application de la Commande Par Backsteeping à La MADA	68
IV.5.1 Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation	68
IV.5.2 Synthèse de la loi de commande	69
IV.6. Résultat De Simulation	71
IV.6. 2 Interprétation des résultats	76
IV.6. 3 résultat de simulation avec onduleur.....	76
IV.6. 4 Interprétation des résultats	81
IV.7. Etude comparative entre les techniques de commande proposées	81
IV.7.1. comparaison de puissance active dans régime transitoire :.....	82
IV.7.2. comparaison de puissance active dans variation de consigne :.....	83
IV.7.3. comparaison de puissance réactive dans régime transitoire :.....	84
IV.7.4. comparaison de puissance réactive dans variation de cosigne :.....	85
IV.8. Conclusion	86
Conclusion Générale.....	89
Références bibliographiques.....	91
Annexe :	
ملخص	
Résumé.....	

Liste des figures

Chapitre I	
Fig. I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.....	5
Fig. I.2 : Représentation de la structure de la MADA [5] ,	6
Fig. I.3 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	7
Fig. I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....	8
Fig. I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.....	8
Fig. I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.....	9
Fig. I.7 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.....	9
Fig. I.8 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.....	10
Fig. I-9 : Modes de fonctionnement de la MADA.....	14
Fig. I-10 : Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées....	15
Fig. I.11 : MADA utilisée en alternateur.....	19
Fig. I.12 : Schéma synoptique de la MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor...	20
Fig. I.13 : Schéma synoptique de la MADA avec deux convertisseurs AC/AC.....	21
Chapitre II	
Fig. II.1 : Représentation simplifié de la MADA.....	25
Fig. II.2 : Modèle de PARK de la MADA.....	27
Fig. II.3 : Représentation de la machine dans le repère biphasé.....	28
Fig. II.4 : Position spatiale des différents référentiels.....	28
Fig. II.5 : Schéma bloc de simulation de la MADA.....	32
Fig. II.6 : Vitesse et le couple électromagnétique.....	33
Fig. II.7 : puissance statorique active et réactive.....	34
Fig. II.8 : Les composantes du courant statoriques.....	34
Fig. II.9 : Les composantes du courant rotoriques.....	34
Fig. II.10 : Vitesse et le couple électromagnétique.....	35
Fig. II.11 : puissance statorique active et réactive.....	35
Fig. II.12 : Les composantes du courant statoriques.....	36
Fig. II.13 : Les composantes du courant rotoriques.....	36
Fig. II.14 : La tension d'alimentation statorique avec un zoom.....	37
Fig. II.15 : Les courants statoriques triphasées avec un zoom.....	37
Fig. II.16 : Les courants rotoriques triphasées avec un zoom.....	38
Fig. II-17 : Le couple électromagnétique et le flux.....	38
Fig. II-18 : La puissance active et réactive statorique.....	38
Fig. II.19 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	39
Fig. II.20 : Représentation des commutateurs.....	40
Fig. II.21 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	42
Fig. II.22 : Vitesse et le couple électromagnétique.....	43
Fig. II.23 : puissance statorique active et réactive.....	43
Fig. II.24 : Les composantes du courant statorique.....	44
Chapitre III	
Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle.....	47
Fig. III.2 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance.....	51
Fig. III.3 : la puissance active statorique(W).....	52

Fig. III.4 : la puissance réactive statorique(VAR).....	53
Fig. III.5 : le couple électromagnétique (N.m).....	53
Fig. III.6 : le flux statorique direct(Wb).....	54
Fig. III.7 : le flux statorique quadratique(Wb).....	54
Fig. III.8 : courant rotorique direct(A).....	55
Fig. III.9 : courant rotorique quadratique (A).....	55
Fig. III.10 : la puissance active statorique(W).....	56
Fig. III.11 : la puissance réactive statorique(VAR).....	56
Fig. III.12 : le couple électromagnétique (N.m).....	57
Fig. III.13 : le flux statorique direct(Wb).....	57
Fig. III.14 : le flux statorique quadratique (Wb).....	58
Fig. III.15 : courant rotorique direct(A).....	58
Fig. III.16 : courant rotorique quadratique (A).....	59

Chapitre IV

Fig. IV.1 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping.....	71
Fig. IV.2 : la puissance active statorique (W).....	72
Fig. IV.3 : la puissance réactive statorique (VAR).....	72
Fig. IV.4 : couple électromagnétique (N.m).....	73
Fig. IV.5 : flux statorique direct (Wb).....	73
Fig. IV.6 : flux statorique quadratique (Wb).....	74
Fig. IV.7 : courant rotorique direct (A).....	74
Fig. IV.8 : courant rotorique quadratique (A).....	75
Fig. IV.9 : courant rotorique très phasé de phase a (A).....	75
Fig. IV.10 : la puissance active statorique (W).....	76
Fig. IV.11 : la puissance réactive statorique (VAR).....	77
Fig. IV.12 : couple électromagnétique (N.m).....	77
Fig. IV.13 : flux rotorique direct (Wb).....	78
Fig. IV.14 : flux rotorique quadratique (Wb).....	78
Fig. IV.15 : flux statorique direct (Wb).....	79
Fig. IV.16 : flux statorique quadratique (Wb).....	79
Fig. IV.17 : courant rotorique direct (A).....	80
Fig. IV.18 : courant rotorique quadratique (A).....	80
Fig. IV.19 : courant rotorique très phasé de phase a (A).....	81
Fig. IV.20 : la puissance active statorique avec zoom (régime transitoire) (C.V) (W).....	82
Fig. IV.21 : la puissance active statorique (régime transitoire) (C.B) (W).....	82
Fig. IV.22 : la puissance active statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.V) (W).....	83
Fig. IV.23 : la puissance active statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.B) (W).....	83
Fig. IV.24 : la puissance réactive statorique avec zoom (régime transitoire) (C.V) (VAR).....	84
Fig. IV.25 : la puissance réactive statorique avec zoom (régime transitoire) (C.B) (VAR).....	84
Fig. IV.26 : la puissance réactive statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.V) (VAR)..	85
Fig. IV.27 : la puissance réactive statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.B) (VAR)..	85

Glossaire

MADA	: Machine asynchrone à double alimentation.
GADA	: Génératrice asynchrone à double alimentation.
M.L.I	: Modulation de largeur d'impulsions
f_s	:Fréquence des grandeurs statorique
f_r	:Fréquence des grandeurs rotorique
f_p	:Fréquence de la porteuse
S_1, S_2, S_3	: sont les impulsions de commande de l'onduleur
V_{dc}	: La tension de bus continue
a, b, c	: Indice correspondents aux trois phases a, b, c
C, V	: Commande vectorielle
B, C	:Commande par backstepping
s, r	: Indice du stator, du rotor
d, q	: Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature
R_s	: Résistance des enroulements statoriques.
R_r	: Résistance des enroulements rotoriques
l_s	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique
T_r	: Constante de temps rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
M_{sr}	: Inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
φ_s, φ_r	: Respectivement flux statorique rotorique
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$:Les flux statorique directes et en quadrature
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$:Les flux rotorique directes et en quadrature
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants triphasés statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants triphasés rotoriques
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions simples triphasées statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions rotoriques triphasées
V_{sd}, V_{sq}	: Tension statorique directes et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	: Tension rotorique directes et en quadrature
θ_s, θ_r	: Angel électrique statorique, rotorique
W_r	: Pulsation rotorique

W_s	: Pulsation statorique.
W_m	: Pulsation mécanique
P	: Nombre de paires de pôles.
g	: Glissement
L_r	: Inductance cyclique d'un phase rotorique
L_s	: Inductance cyclique d'un phase statorique
M	: L'inductance mutuelle.
$[Ap]$: Matrice de PARK.
$[Ap]^{-1}$: Matrice inverse de PARK.
J	: Moment d'inertie.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
P_s	: La puissance statorique active.
Q_s	: La puissance statorique réactive.
PI	: Proportionnel – Intégrale.
kp	: Gain de l'action proportionnel du régulateur PI.
ki	: Gain de l'action intégrale du régulateur PI.

Introduction générale

Introduction générale

L'électricité est une forme d'énergie. C'est un phénomène énergétique associé à la mobilité ou au repos de particules chargées positivement ou négativement [1]. La consommation d'énergie électrique croissante dans le monde, la limitation et l'épuisement progressif des ressources fossiles (pétrole, gaz, charbon...) caractérisées des émissions du gaz carbonique produit lors de leurs combustions d'une part, et le risque des centrales nucléaires (les radiations d'uranium) avec une production de déchets radioactifs difficiles à traiter dans le cas du nucléaire d'autre part, sont des problèmes bien réels qui ont poussé les chercheurs à exploiter d'autres sources d'énergies durables et plus respectueuses de l'environnement. Ces moyens de substitutions dont on parle, sont bien sûr les « énergies renouvelables » [2], [3], [4].

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables, il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation « MADA », c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions. La machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne et l'application dans les entraînements de grande puissance. Nos travaux concernent le fonctionnement en moteur à vitesse variable, pour l'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA [34] [31].

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hypo synchrone, synchrone, hyper synchrone) [34] [31].

Actuellement plusieurs recherches et études ont émergé dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine à courant alternatif. Dans ce sens, Blaschk et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : à savoir la commande vectorielle dite aussi commande à flux orienté. Ce dernier est d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine.

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes grandes performantes, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande par backstepping, conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves.

L'objectif de ce travail est d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle et la commande par backstepping de la machine asynchrone à double alimentation.

Ce travail est structuré comme suit :

Le premier chapitre, aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA), afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Dans le deuxième chapitre on présentera le modèle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), sa mise en équation permettra de simuler sont modèle dans le mode moteur et générateur et avec onduleur a deux niveaux MLI.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par une vitesse fixe. Le stator de la MADA et alimentée par une source triphasée et le rotor est connectée à un onduleur a deux niveau triphasé à MLI, commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale, L'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Les résultats de simulation par MATLAB/Simulink seront présentés.

Dans le quatrième chapitre nous présenterons la théorie de la commande par Backstepping, en occurrence, toutes les relations concernant ce mode de réglage, Nous aborderons ensuite la conception de l'algorithme de commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec ses différentes étapes. Les performances de la méthode seront justifiées par des tests de simulation.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche envisagées.

Chapitre I.

Etat de l'art de la Machine Double Alimentation

I.1 Introduction

Les machines électriques les plus utilisées dans les entraînements électriques sont les machines asynchrones triphasées. Les machines asynchrones peuvent être divisées en deux catégories à savoir, celles à rotor à cage d'écureuil et celles à rotor bobiné.

Ces dernières sont alimentées par des systèmes alternatifs triphasés aussi bien au stator qu'au rotor et sont souvent désignées par Machine Asynchrone Doublement Alimentée(MADA) [55]

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

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois [53].

I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Générateur) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motors) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure I.1 représente le symbole d'une MADA [52].

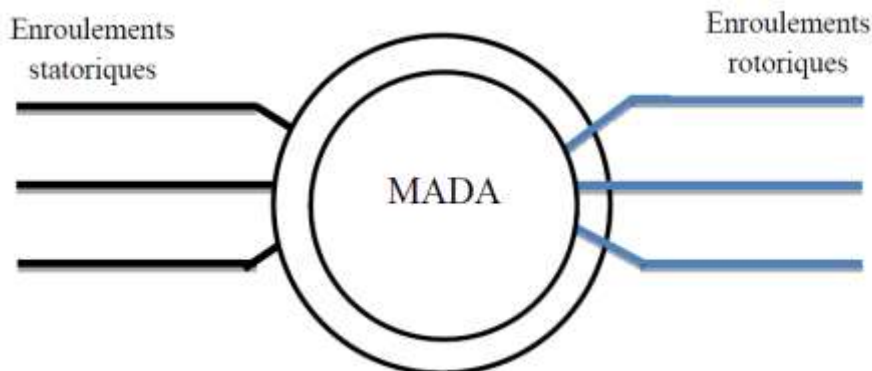


Fig I-1 Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation.

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

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (A), et le rotor (B) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur de puissance [51]

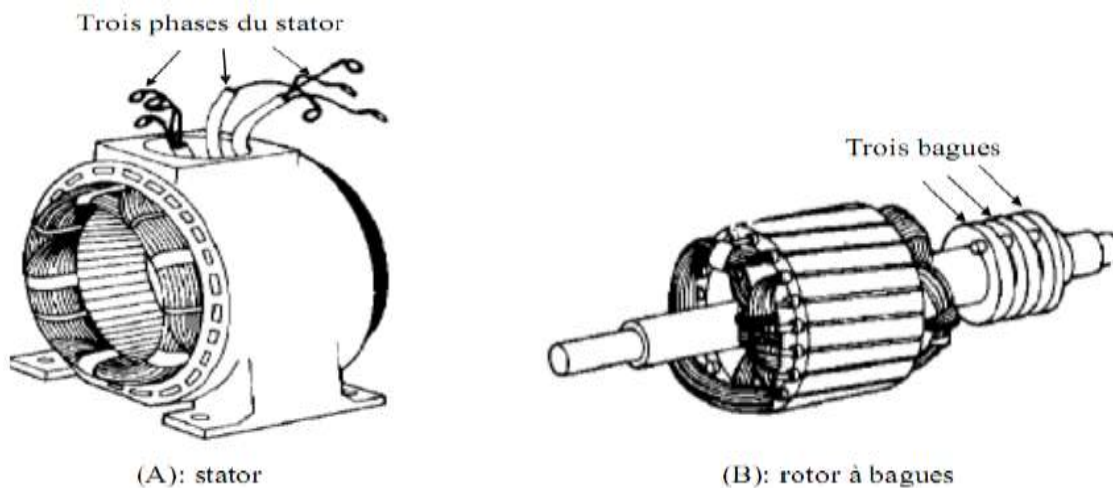


Fig I-2 Représentation de la structure de la MADA [5]

I.3 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

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

La figure ci-dessus 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 décalés 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 [6] [7] [8].

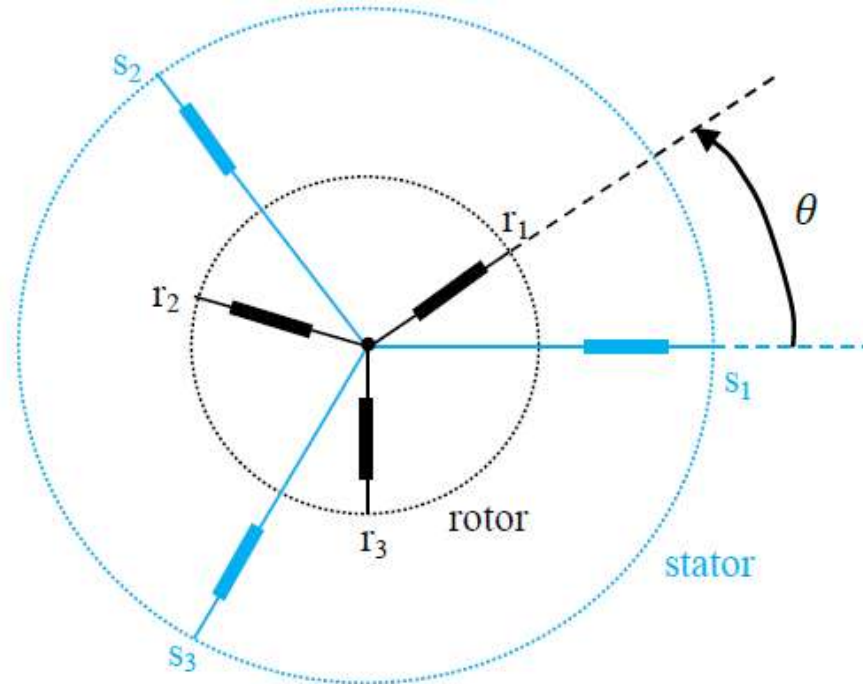


Fig I-3 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

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 [9], et à production des énergies renouvelables.

I.4 Classification des machines asynchrones à double alimentation

I.4.1. Machine à Double Alimentation Simple

La machine à double alimentation simple (MADA), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [10], [11], [12].

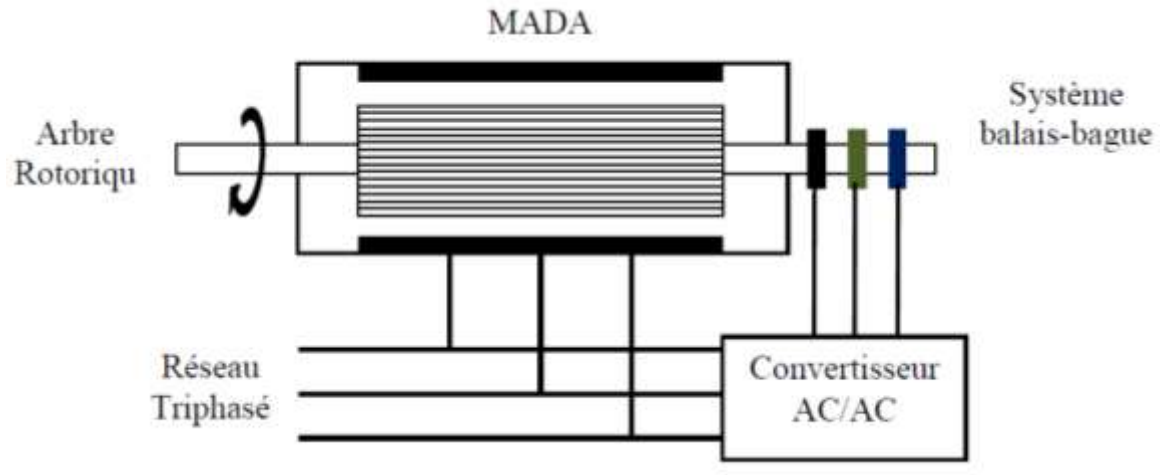


Fig I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

1.4.2. Machine A Double Alimentation En Cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascade Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statorique sont reliés à deux sources de tensions triphasées [13].

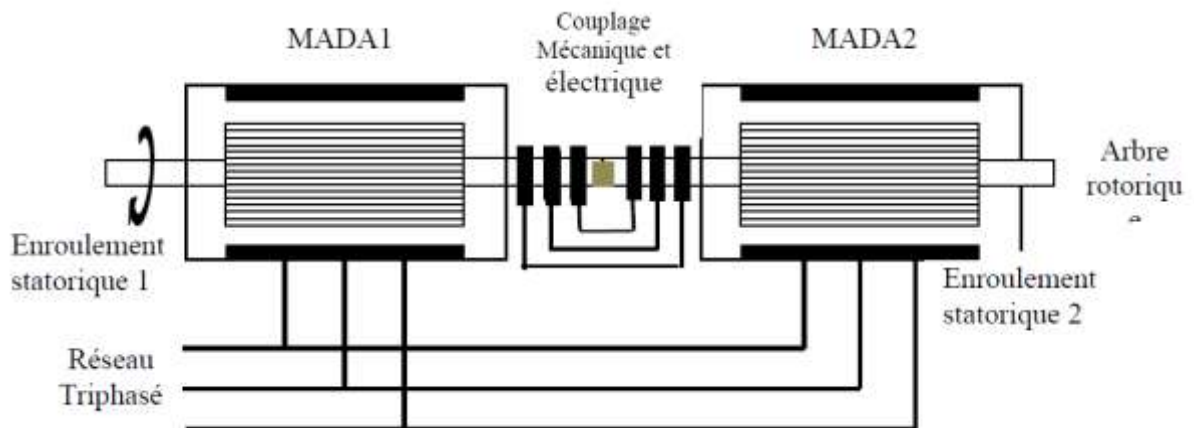


Fig I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

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

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.6) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est

connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [13].

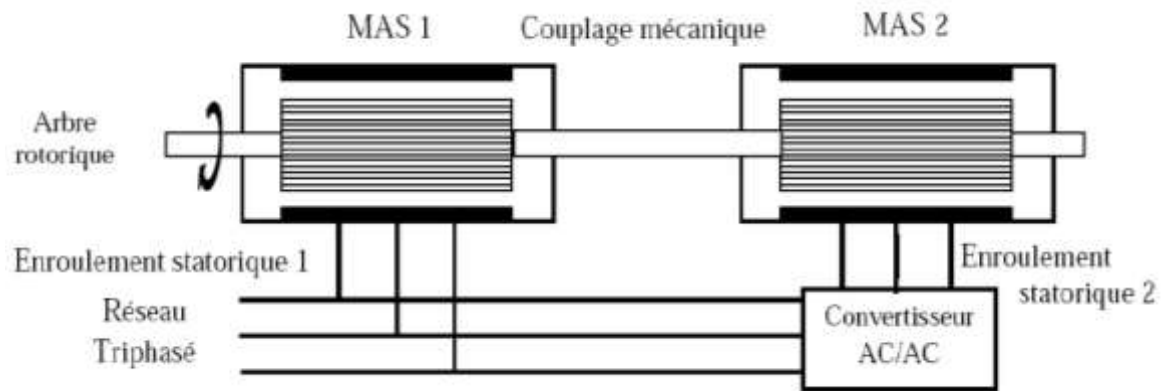


Fig I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère. [13].

I.4.4. Machine A Double Alimentation Sans Collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.7). Ce type de machine consiste de deux enroulements statorique ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles [11].

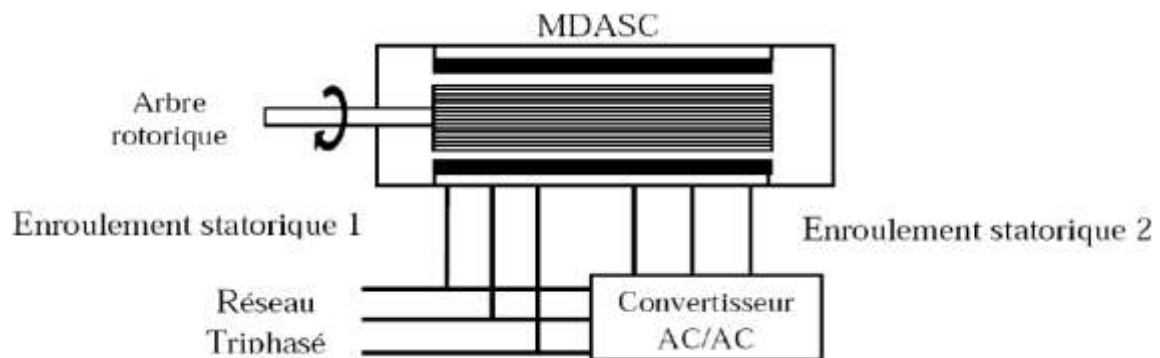


Fig I.7 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.

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

I.4.5. Machine A Double Alimentation Sans Balais

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statorique des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotorique sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [13].

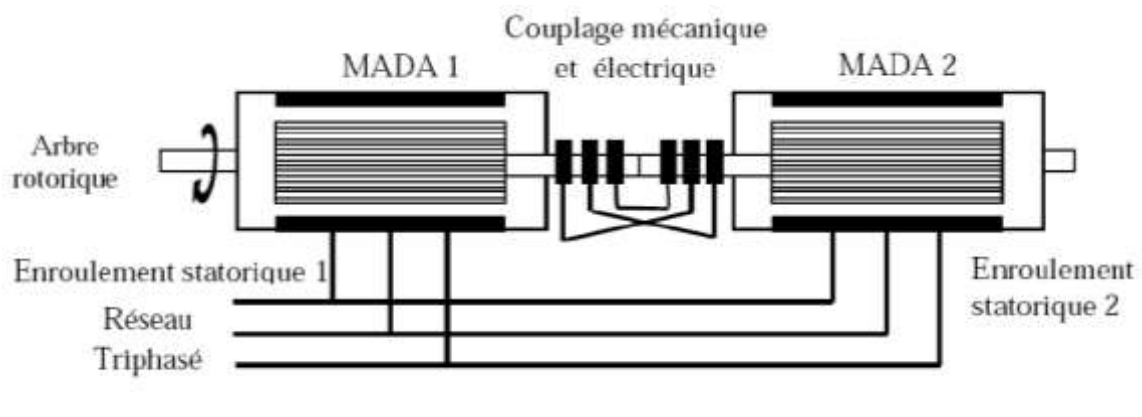


Fig I.8 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais [13].

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [11].

I.5 Principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone à bobinage m_1 phase stator, à rotor bobiné m_2 phase muni de bagues. La seule différence avec la machine asynchrone d'induction est que le secondaire (rotor) n'est pas mis en court-circuit [11].

A l'arrêt :

Si le stator est le seul alimenté par induction, les f.é.m. agissantes au secondaire existent, mais les circuits secondaires étant ouverts, il n'y a pas de courant de circulation au secondaire.

Aucun couple n'existe dans cette machine. Le rotor reste à l'arrêt. La pulsation des f.é.m. agissantes au secondaire est alors ω_s . Donc la machine se comporte comme un transformateur. [11].

En rotation :

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

Donc la machine se comporte comme un transformateur, avec le rotor bloqué, mais de plus comme déphaseur par réglage de θ_0 (retard de l'amorçage d'un thyristor) en décalant le rotor et comme changeur du nombre de phases si m_1 stator $\neq m_2$ rotor [11].

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des fmms des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_g telle que [14] :

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

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

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés. Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence f_r définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_r$, c'est-à-dire [15] :

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

I.5.1 Régimes de fonctionnement de la MADA

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

nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par [16].

$$w_m = w_s \pm w_r = n_p \Omega_m \quad (\text{I.3})$$

Ω_m : la vitesse mécanique du rotor.

''s'' et ''r'' désignent les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

n_p : le nombre de paires de pôles.

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

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

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

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

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

$$g = f_r / f_s = (w_s - w_m) / w_s \quad (\text{I.5})$$

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

I.5.1.1 Stationnaire ($g = 1$)

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

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

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus

la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.

I.5.1.3 Synchronisme ($g = 0$)

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

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

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

I.6 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 [17] [18] [19].

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 fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est Alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].

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].

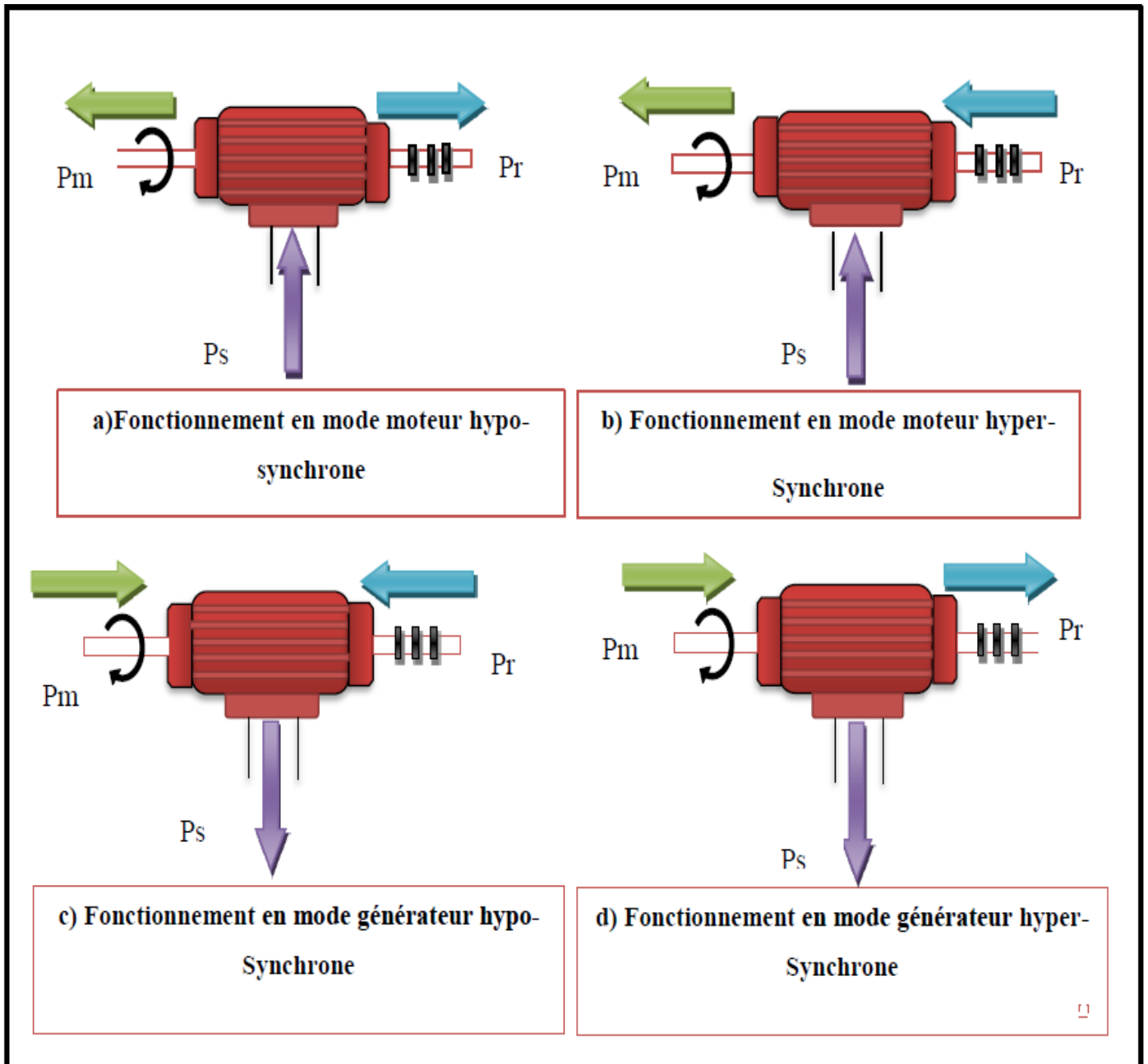


Fig I-9 : Modes de fonctionnement de la MADA.

c) Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone :

La puissance est fournie par le stator 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 [16].

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 fonctionner dans les mêmes conditions mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [20] [8].

I.7 Notions hypo et hyper-Synchrone de la MADA

Avant d'introduire la machine asynchrone à double alimentation, revenons au moteur à rotor bobiné classique. Comme d'habitude, son stator est branché à une source de fréquence de 50 Hz. Cependant, au lieu de brancher au rotor une charge résistive triphasée à travers un ensemble de bagues et balais, on relie plutôt le rotor à une deuxième source ayant une fréquence de 14 Hz (Figure I.10) [23].

Question : Comment se comporte cette machine à double alimentation ?

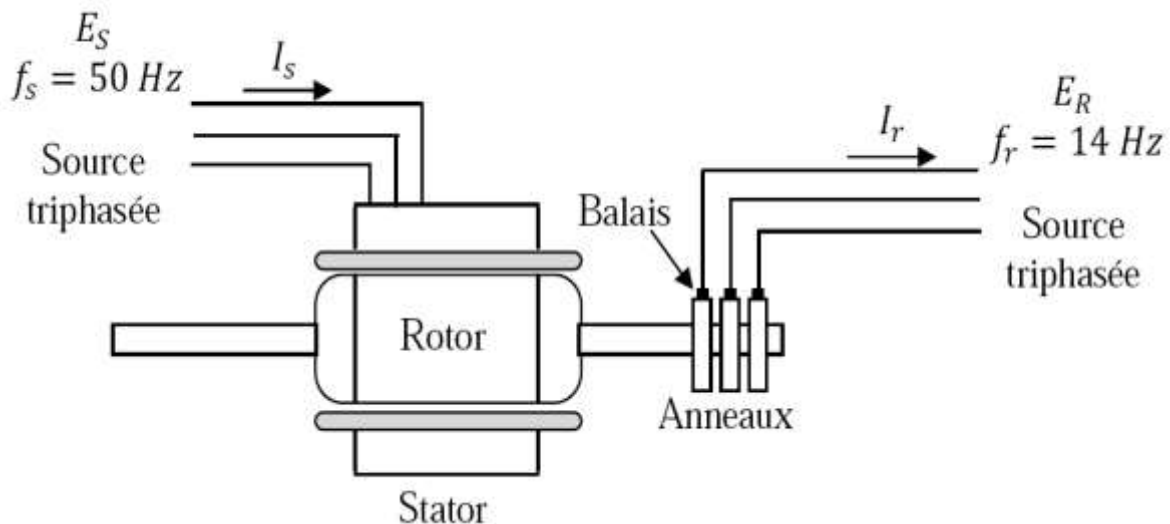


Fig I-10 : Moteur à rotor bobiné à double alimentation connecté à deux sources triphasées [23].

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

à une vitesse $n_s = \frac{60f_s}{n_p} = 60 \cdot \frac{14}{2} = 420$ tr/min par rapport au rotor. Ce flux tourne également dans le sens horaire par rapport au rotor.

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

On constate donc que cette machine peut fonctionner en moteur si, et seulement si, sa vitesse est exactement de 1080 tr/min. On dit alors qu'elle fonctionne à une vitesse sous-synchrone ou hyposynchrone.[28]

En permutant deux des trois fils de la source à 14 Hz reliées aux balais, on force le flux tournant produit par le rotor à changer de sens par rapport au rotor (sens anti-horaire). Dans ces conditions, pour que les pôles du stator restent alignés avec les pôles du rotor, il faut que le rotor tourne maintenant à une vitesse de $1500 + 420 = 1920$ tr/min. On dit alors que le moteur fonctionne à une vitesse hyper-synchrone. [28]

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

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s - f_r) \quad \text{hypo-synchrone} \quad (\text{I.6})$$

Ou:

$$n = \frac{120}{N_p} (f_s + f_r) \quad \text{hyper-synchrone} \quad (\text{I.7})$$

n : vitesse du rotor [tr/min].

f_s : fréquence appliquée au stator [Hz].

f_r : fréquence appliquée au rotor [Hz].

N_p : nombre de paire de pôles de la machine.

Pour une fréquence f_r donnée, la vitesse n dépend de la séquence des phases de la tension triphasée appliquée au rotor. Une séquence directe produit une vitesse sous-synchrone (I.6), alors qu'une séquence inverse produit une vitesse hyper-synchrone (I.7).

I.8 Méthodes de la variation de la vitesse de rotation :

Le domaine de variation de la vitesse est très étendu :

- Dans la gamme du kW : les applications domestiques avec l'électroménager, la domotique et les outils portatifs [29].
- Dans la gamme de 1 à 300 kW : les entraînements industriels pour la manutention, les pompes et ventilateurs pour le transfert des fluides, les machines-outils et la robotique pour l'usinage [29].
- Dans la gamme de plusieurs MW : les grands équipements et la traction ferroviaire [29].

Le marché global de la vitesse variable représente le quart des ventes de machines et il est en expansion. Le tout électrique gagne du terrain (chars d'assaut, avions de lignes commerciales...). Les solutions électriques représentent 80 % du marché des variateurs et l'évolution montre que les machines alternatives, principalement les asynchrones à commande vectorielle, occupent déjà la moitié de ce marché. L'émergence des nouveaux marchés, par exemple pour la protection de l'environnement, avec le traitement de l'air et de l'eau, ne peut que confirmer cette tendance [29]. La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse. Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor [30].

I.8.1 Par action sur de stator :

I.8.1.1 Modification du nombre de paires de pôles N_p :

Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré [31].

I.8.1.2 Changement de la tension appliquée au moteur :

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un

gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage des charges à caractéristique de couple quadratique [31].

I.8.1.3 Changement de la fréquence du réseau :

Pour varier la vitesse tout en assurant de bonnes performances, il faut varier la fréquence d'alimentation à l'aide de convertisseurs (onduleur MLI ou plein on de cyclo-convertisseur), ce sont les onduleurs de tension.

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine, ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant.

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cyclo-convertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence, en courant ou vectoriellement [32].

I.8.2 Par action sur le rotor :

I.8.2.1 Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement) :

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo-synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [33].

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

I.9 Domaine d'application de la MADA :

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens, [pfecha18]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que [21] :

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

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [13] :

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

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage [34].

La machine à double alimentation est une machine à rotor bobiné possédant des enroulements triphasés au stator et au rotor. Cette machine a fait l'objet de trois variantes de fonctionnement

- La première fonctionne en alternateur.
- La seconde fonctionne en moteur, et elle est alimentée par un seul convertisseur.
- La troisième fonctionne aussi en moteur mais elle est alimentée par deux convertisseurs.

I.9.1 Fonctionnement en alternateur :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la fig. (I.11). Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixe même lors d'une fluctuation de la vitesse.

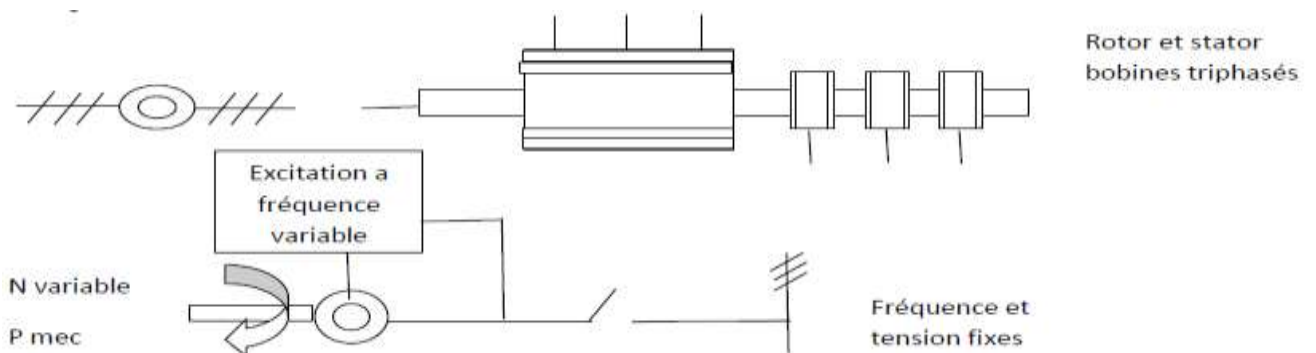


Fig. I.11 : MADA utilisée en alternateur.

I.9.2 Fonctionnement en moteur avec un convertisseur :

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répandue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure I.12). En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations.

Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la MADA dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable.

La configuration considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances qui seront exposés par la suite. [13, 28].

Les travaux présentés dans la littérature de la MADA montrent les bonnes performances de cette dernière avec cette configuration. Ces travaux s'intéressent principalement aux stratégies de commande. Dans notre travail nous nous intéressons non seulement aux stratégies de commande de la MADA mais aussi aux convertisseurs de puissances associés à cette dernière.

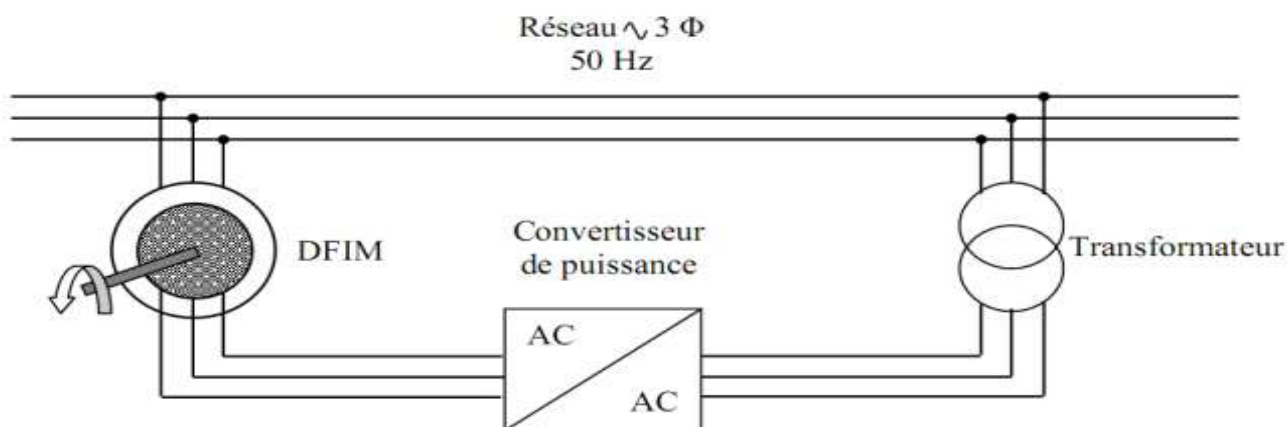


Fig. I.12 : Schéma synoptique de la MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor.

I.9.3 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :

Cette solution consiste à alimenter la MADA par deux convertisseurs AC/AC, l'un au stator et l'autre au rotor (figure I.13).

Cette dernière est généralement plus répandue dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable que ceux de génération. Cette configuration offre une grande souplesse à la commande que celle précédente, ainsi qu'elle permet de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs, ce qui réduit les pertes fer dans la machine et par conséquent augmente le rendement [35].

En plus, elle présente dans les applications de grandes puissances de bonnes performances à très basses vitesses pour un fonctionnement sans capteur de vitesse, ainsi qu'elle offre la possibilité de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. Cependant, cette configuration présente des inconvénients majeurs notamment : [21]

- Elle est plus volumineuse. L'aspect multi-convertisseurs augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent, le prix.
- Le marché traditionnel est dominé par la première configuration qui est très étudié et très connue.
- Elle nécessite une commande plus ou moins compliquée par rapport à la première configuration.

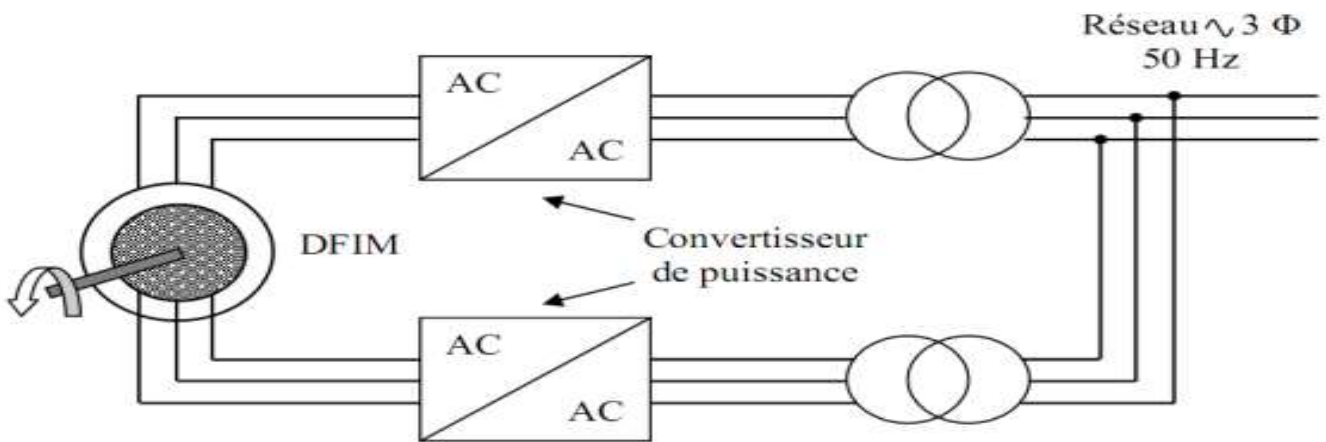


Fig. I.13 : Schéma synoptique de la MADA avec deux convertisseurs AC/AC.

I.10 Avantages et inconvénients du MADA

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

I.10.1 Les avantages de la MADA

- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [24].
- 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 [24].
- 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.

I.10.2 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 [9].

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la MADA avec les configurations d'alimentation du rotor et du stator par l'utilisation d'un convertisseur au rotor (onduleur ou cycloconvertisseur) et d'un stator relié directement au réseau. Ainsi que les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur). Comme nous avons effectué une étude de comparaison et de classification des différentes variantes de la machine asynchrone à double alimentation, sans oublier la présentation des différentes configurations de cette machine. À travers ce chapitre nous avons montré que les différentes caractéristiques de la machine asynchrone à double alimentation dépendent directement du glissement et de l'alimentation du stator et du rotor.

Chapitre. II
Modélisation de la Machine Asynchrone Double
Alimentation

II.1 Introduction :

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. La modélisation d'une machine électrique est une phase intrinsèque de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Notre objectif est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine Asynchrone à double alimentation sous forme d'état selon le choix des différents repères. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α , β). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées [19].

Pour obtenir le modèle d'un système ; trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, sera présente la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisi dont les paramètres sont donnés dans l'annexe.

II.2 Modélisation de la MADA

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

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les Pertes ferromagnétiques négligeables.

- De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements [56] [57].

Comportement de la machine asynchrone à double alimentation

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

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

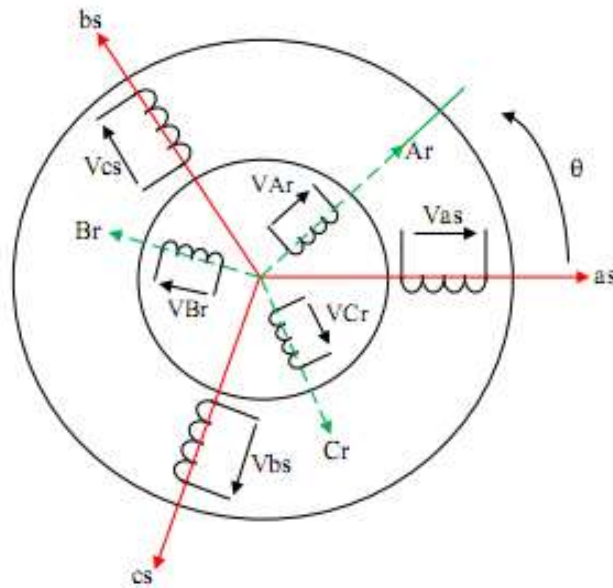


Fig. II.1 Représentation simplifié de la MADA [58].

II.2.2 Equation électrique

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

- *Pour le stator :*

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

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

- *Pour le rotor :*

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

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

II.2.3 Equations magnétiques :

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

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

Les valeurs des inductances mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques sont ;

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

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

II.3 Modèle biphasé de la MADA

II.3.1 La transformation de Park

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

La machine asynchrone est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple.

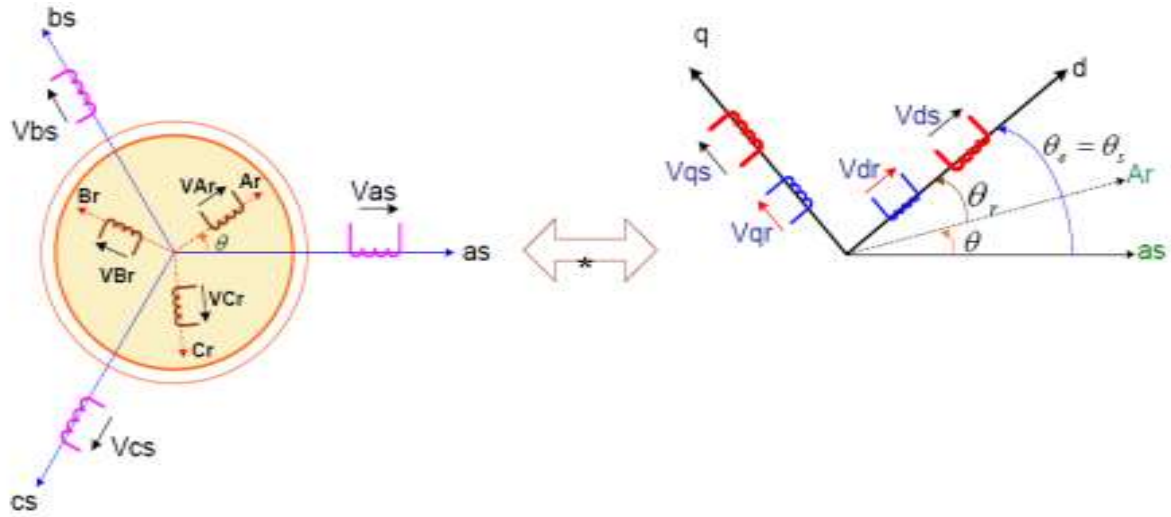


Fig. II.2 Modèle de PARK de la MADA.

Le modèle biphasé (d-q) donné par la transformation de Park est alors utilisé. Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park qui s'exprime par [50] :

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

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

Dans le cas de la conservation de la puissance nous avons $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$

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

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante : [59]

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

La composante homopolaire (O) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [59]

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

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

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

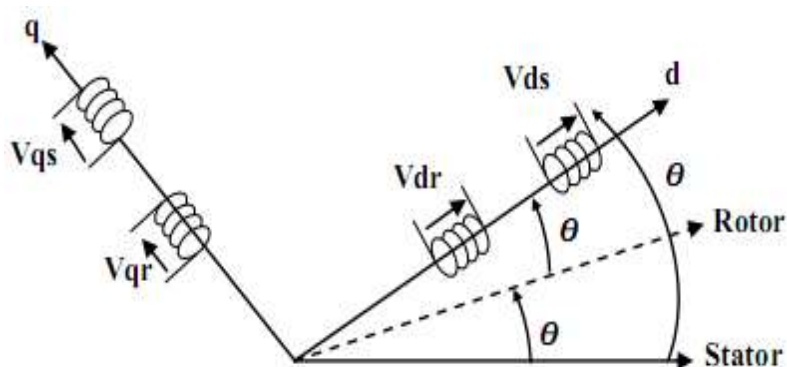


Fig. II.3 Représentation de la machine dans le repère biphasé [50].

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

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

Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park [59]

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

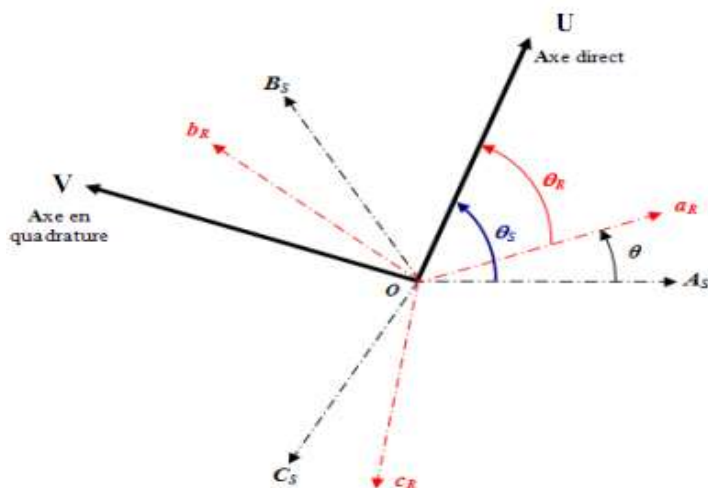


Fig. II.4 Position spatiale des différents référentiels [59].

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

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

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

Avec :

ω : Vitesse rotorique.

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

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

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

Avec :

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

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

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

II.4.1 Choix du référentiel

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

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

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

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

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

Les équations électriques prennent la forme :

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

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

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

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

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

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

Les équations électriques prennent la forme :

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

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

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

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

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

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

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

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} & (a) \\ \varphi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} & (b) \\ \varphi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} & (c) \\ \varphi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} & (d) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

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

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

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

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

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par : [50]

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{qs} I_{dr} - \varphi_{ds} I_{qr}) \quad (\text{II.18})$$

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

Avec :

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

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

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

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit : [60]

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

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Telle que :

$$[X] = [\varphi_{ds} \quad \varphi_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t; \quad [U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad V_{dr} \quad V_{qr}]^t;$$

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

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

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

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

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

Telle que :

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

II.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

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

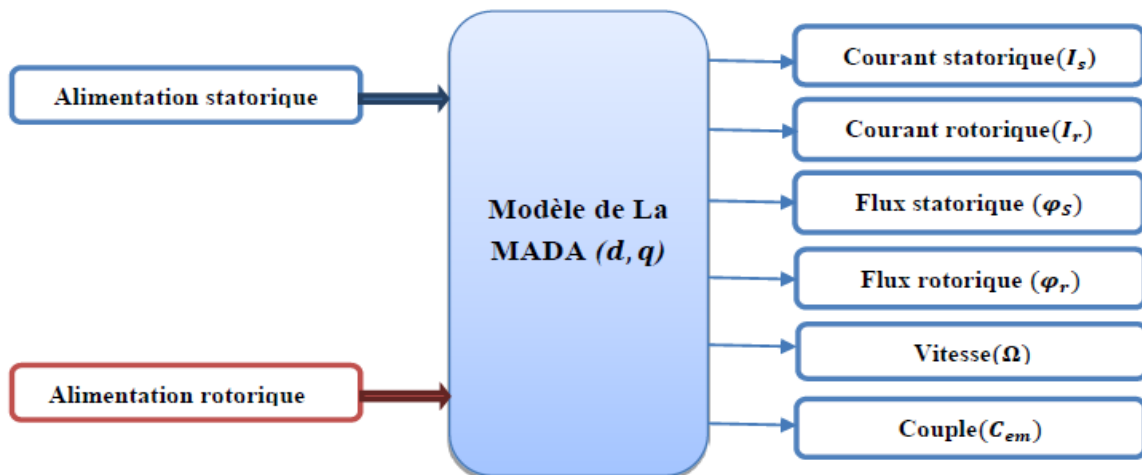


Fig. II.5 : Schéma bloc de simulation de la MADA.

II.7 Résultats de simulation de la MADA :

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

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

II.7.1 Fonctionnement de la MADA à vide

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur à rotor en court-circuit sont regroupés dans la figure (II.6), (II.7), (II.8), (II.9) concernant respectivement la vitesse, le couple, la puissance active et réactive, les Composantes du courant statoriques, les composantes du courant rotorique et les courants de phase.

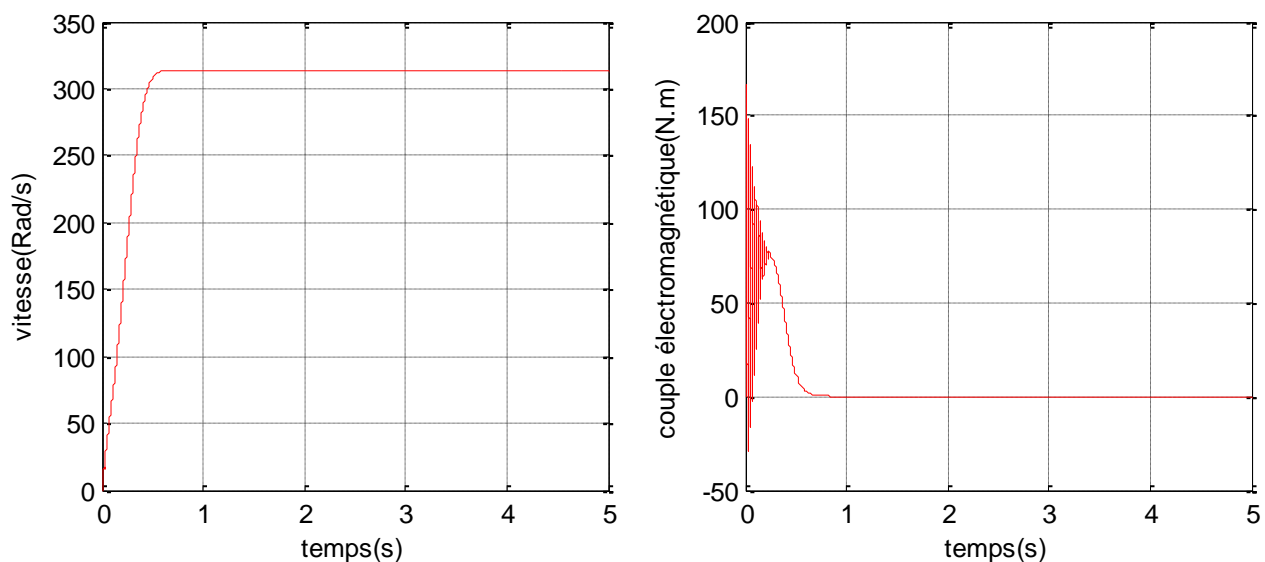


Fig. II-6 : Vitesse et le couple électromagnétique.

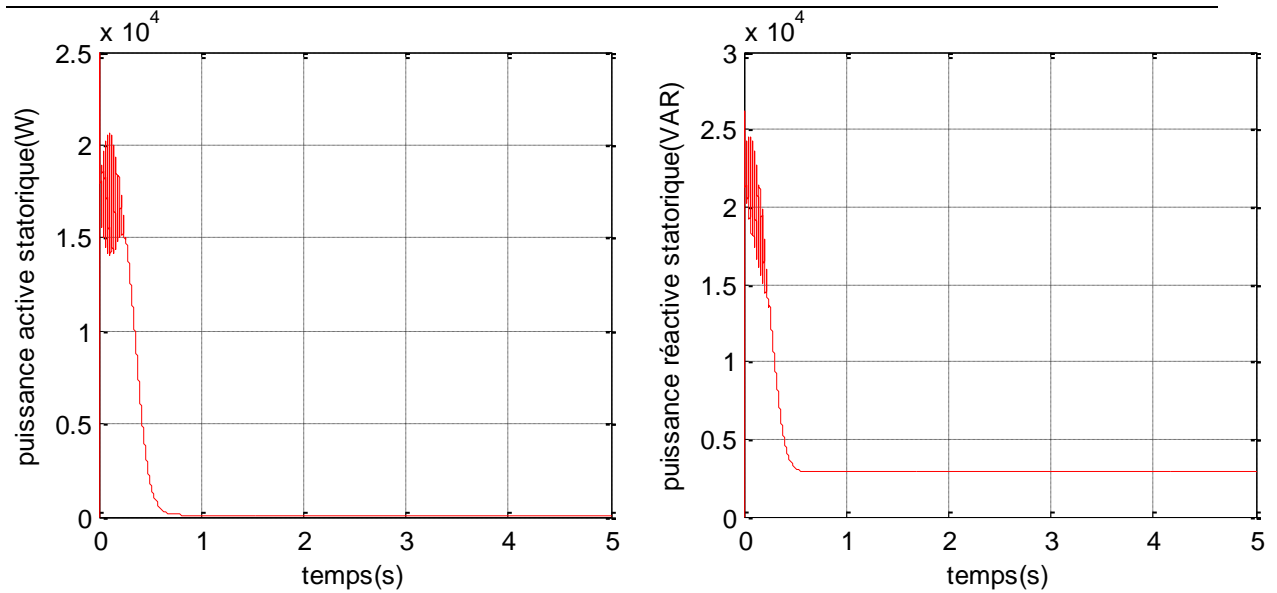


Fig. II-7 : puissance statorique active et réactive.

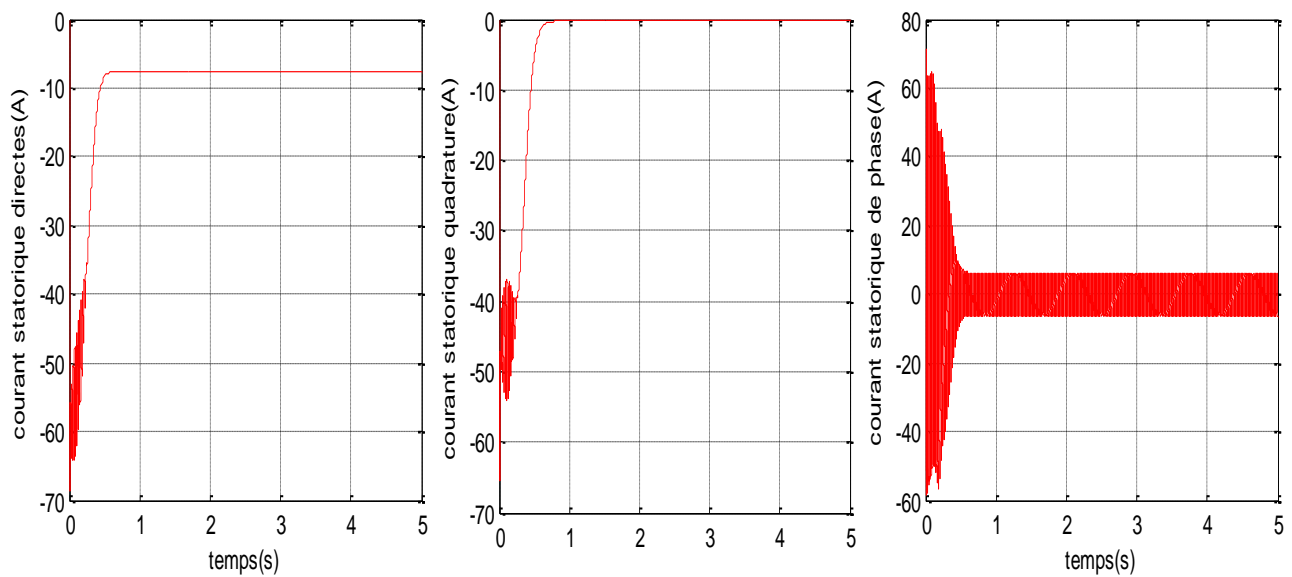


Fig. II-8 : Les composantes du courant statoriques.

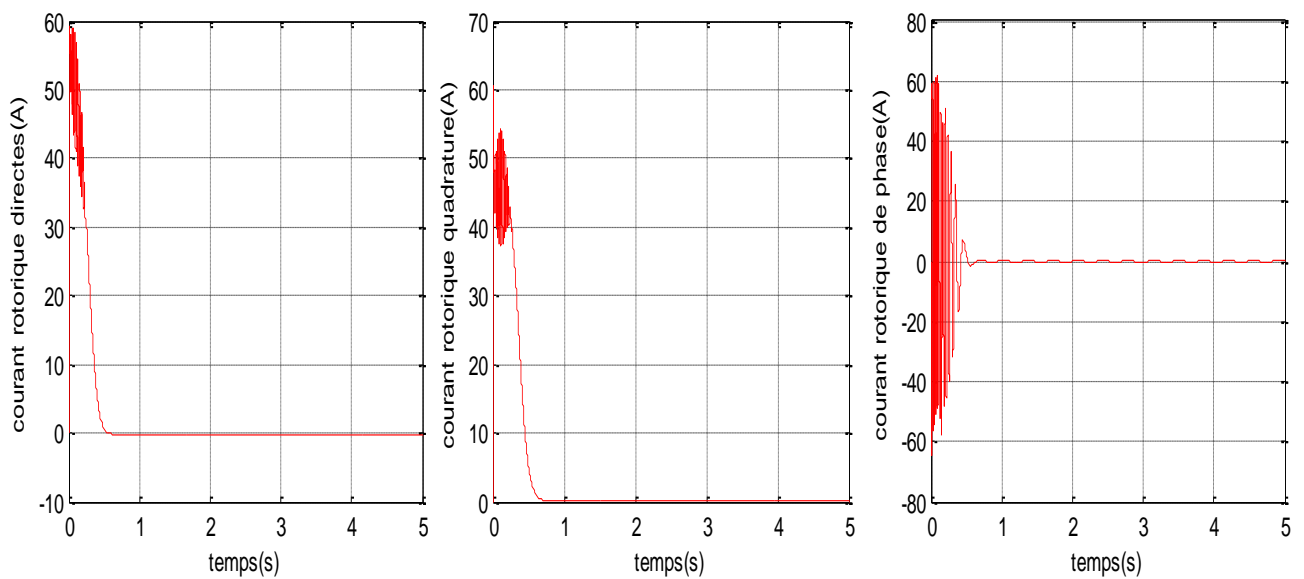


Fig. II-9 : Les composantes du courant rotoriques.

II.7.2 Fonctionnement de la MADA En charge ($C_r = 10\text{N.m}$) à l'instant $t = 3\text{s}$

Les résultats de simulation de la MADA en fonctionnement moteur à rotor en court circuit lors de variation de la charge sont présentés sur la figure (II.10), (II.11), (II.12), (II.13).

Après l'application de la charge à l'instant $t = 3\text{s}$, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 314 rad/s à 307 rad/s , traduite par une augmentation du glissement de la machine et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés à cause du glissement qui devient plus important.

Nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de référence 10 N.m qui compensent l'effet de charge et des frottements.

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

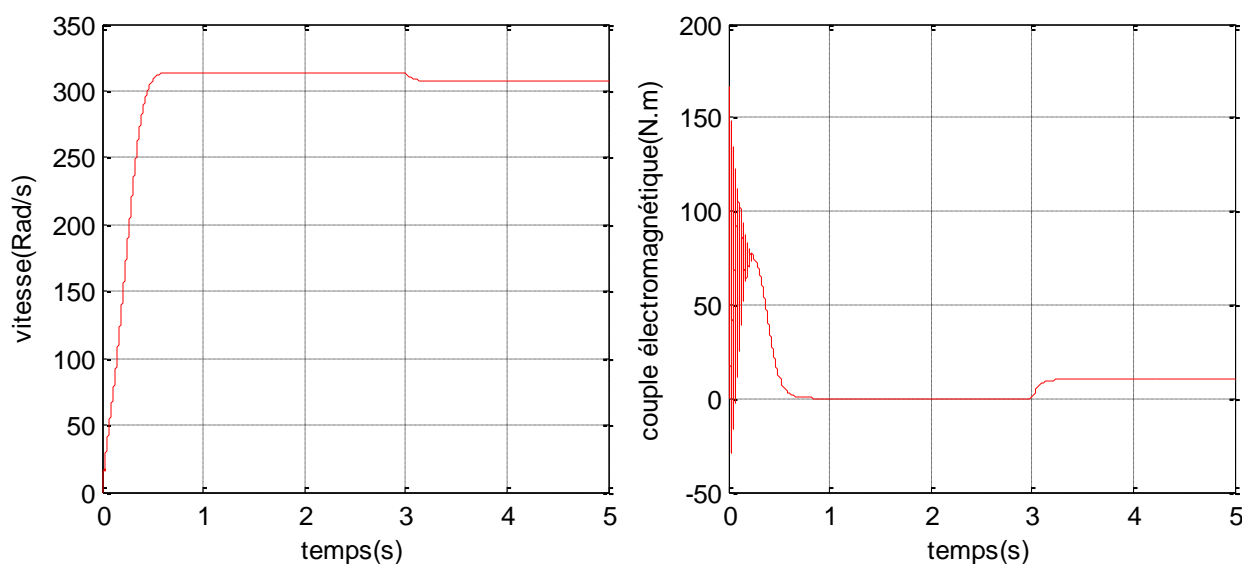


Fig. II-10 : Vitesse et le couple électromagnétique.

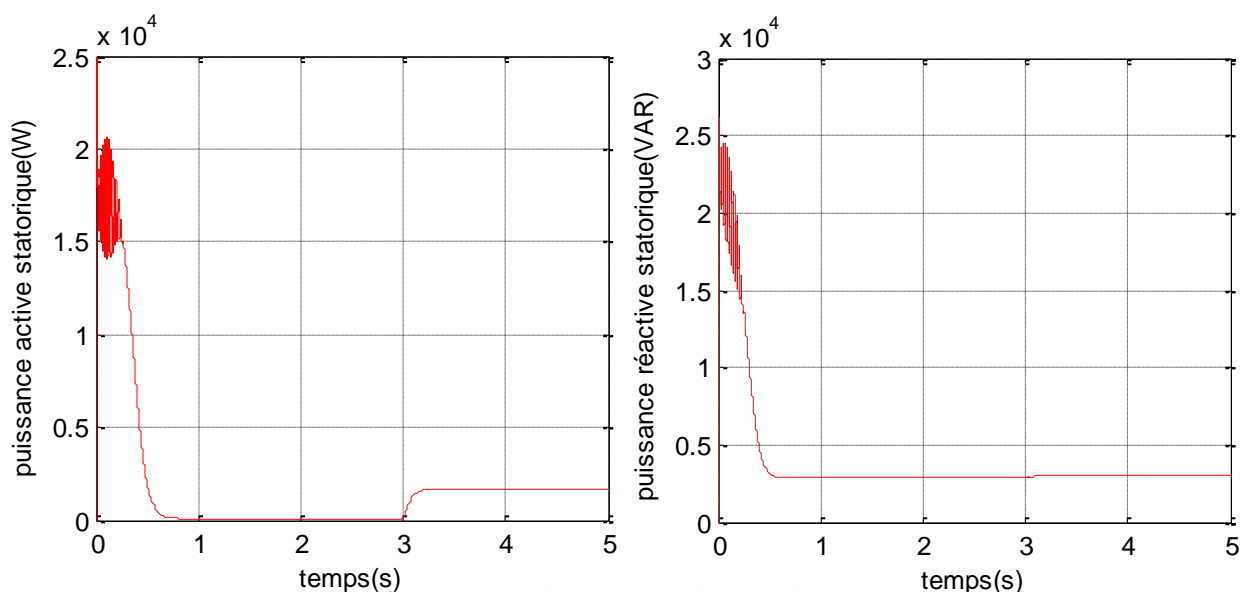


Fig. II-11 : puissance statorique active et réactive.

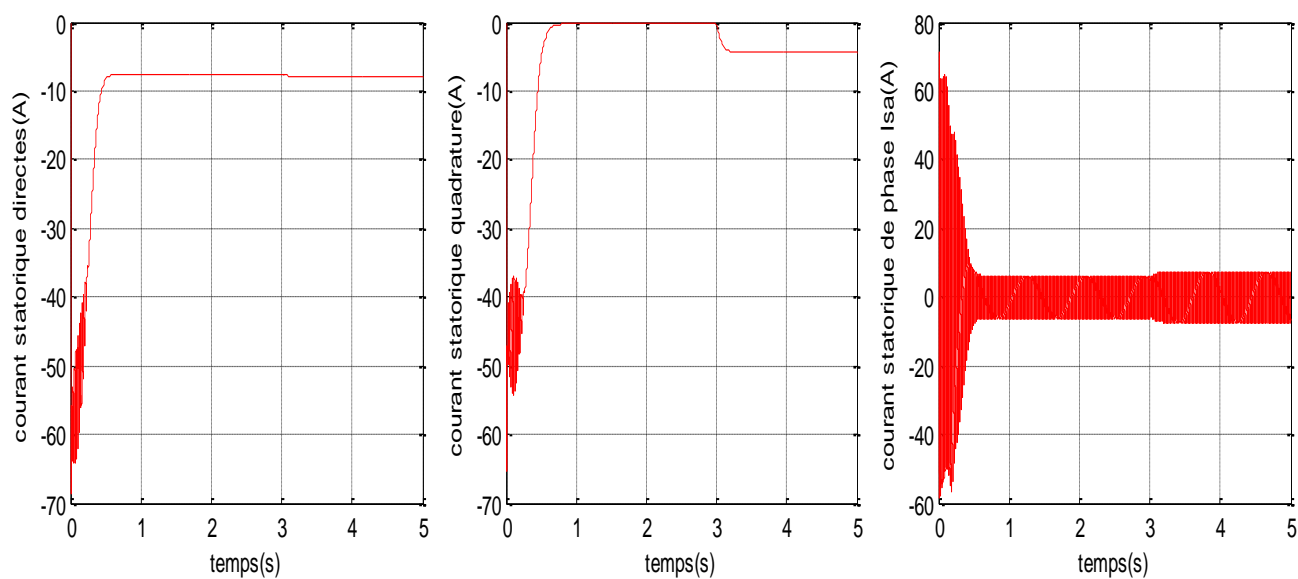


Figure II-12 : Les composantes du courant statoriques.

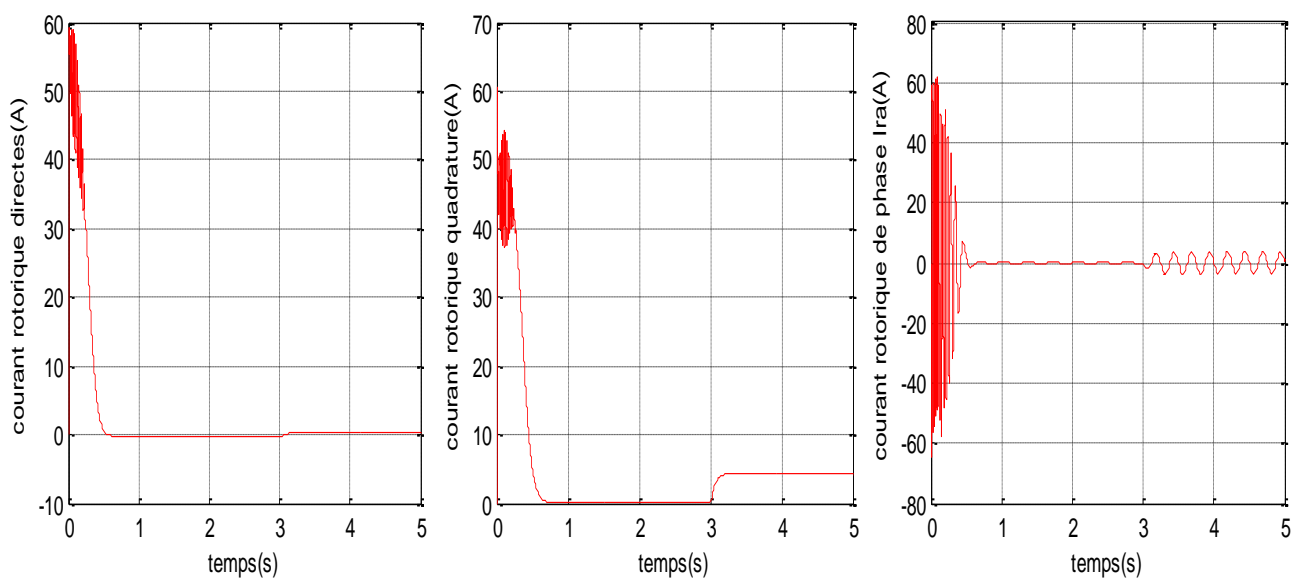


Fig. II-13 : Les composantes du courant rotoriques.

II.7.2.1 Interprétation des résultats

On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme et une fréquence des courants rotoriques presque nulle (un très faible glissement). En plus, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur proche du zéro (présence de frottements visqueux). L'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple

électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants rotoriques. La machine fonctionne alors en moteur hypo synchrone.

II.7.3 Résultats de simulation fonctionnement générateur (GADA)

Les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle de MADA, entraînée à une vitesse fixe égale à $1425tr/min$, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfait. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est $50Hz$ et d'amplitude de $220V$, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de $12V$ et une fréquence égale à la fréquence rotorique.

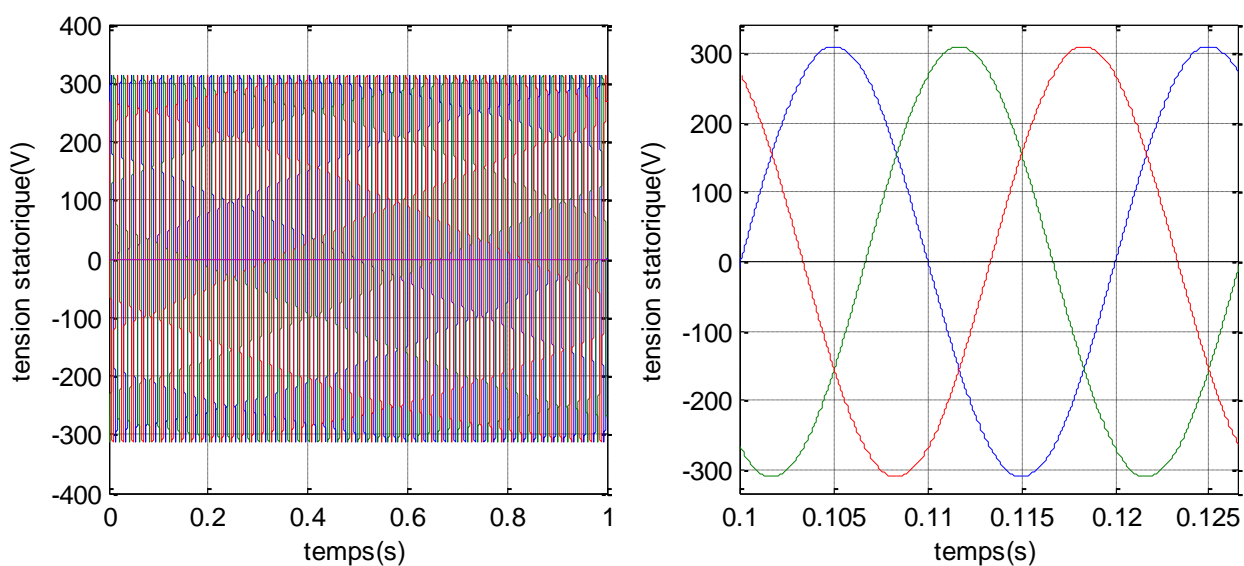


Fig. II-14 : La tension d'alimentation statorique avec un zoom.

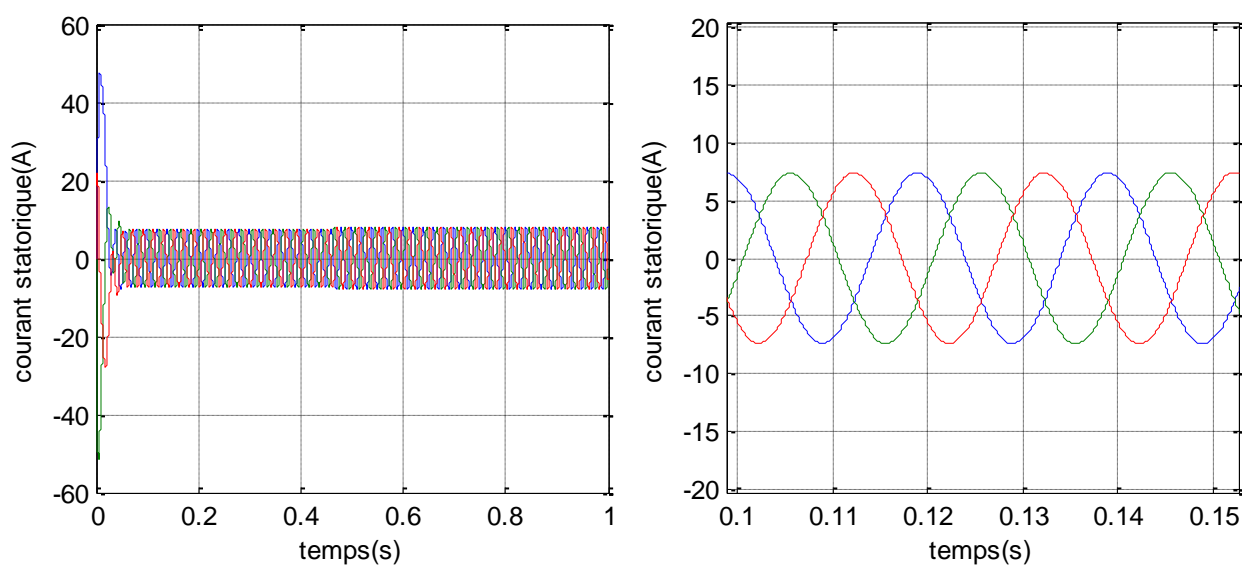


Fig. II-15 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom.

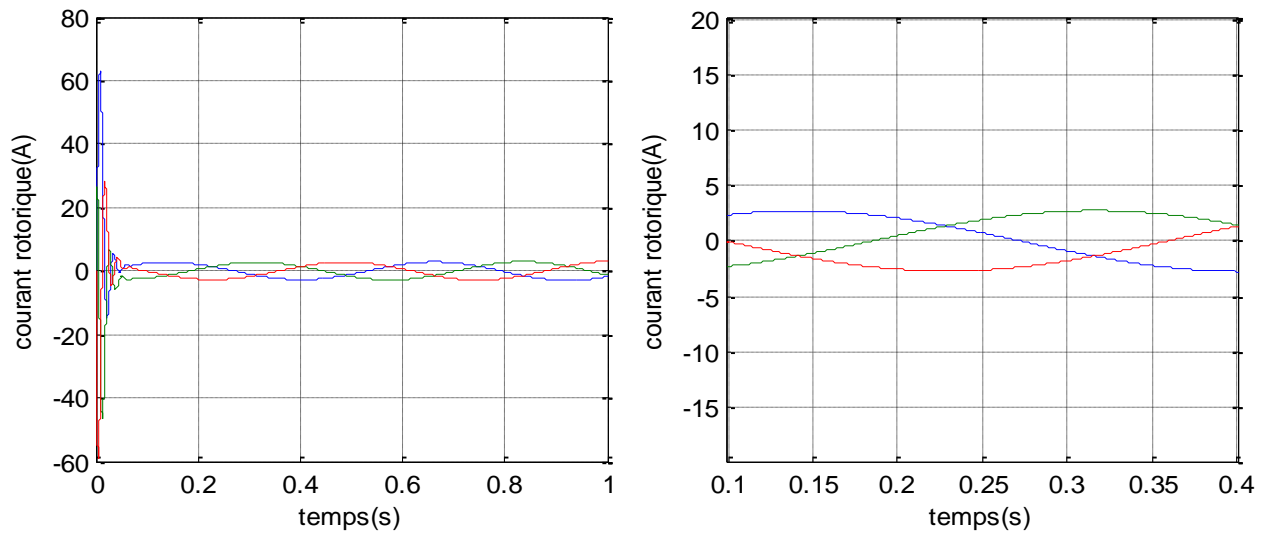


Fig. II-16 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

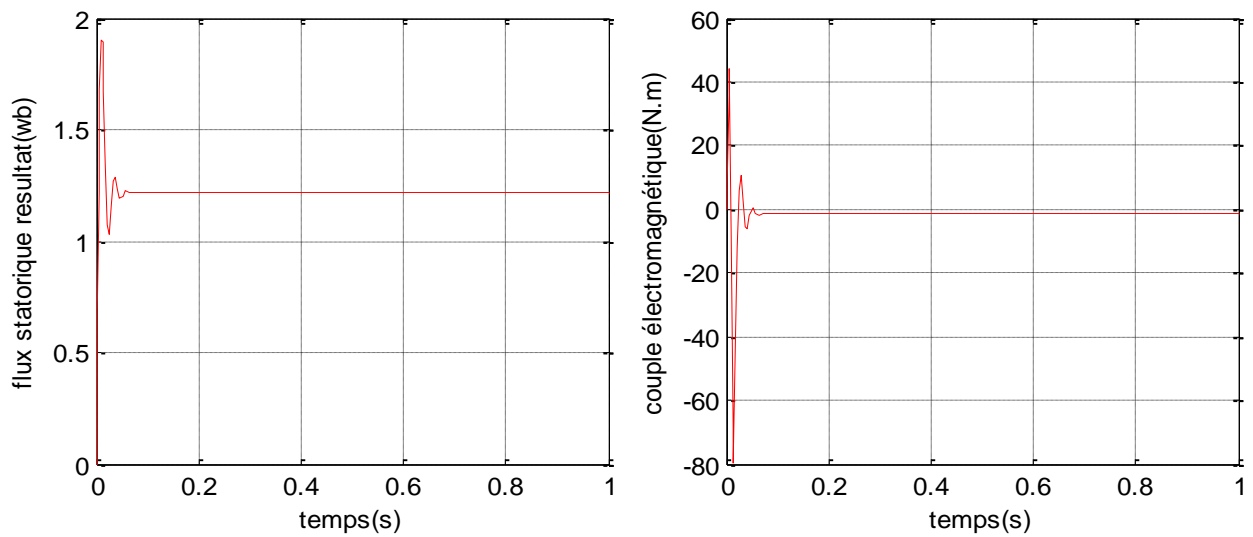


Fig. II-17 : Le couple électromagnétique et le flux.

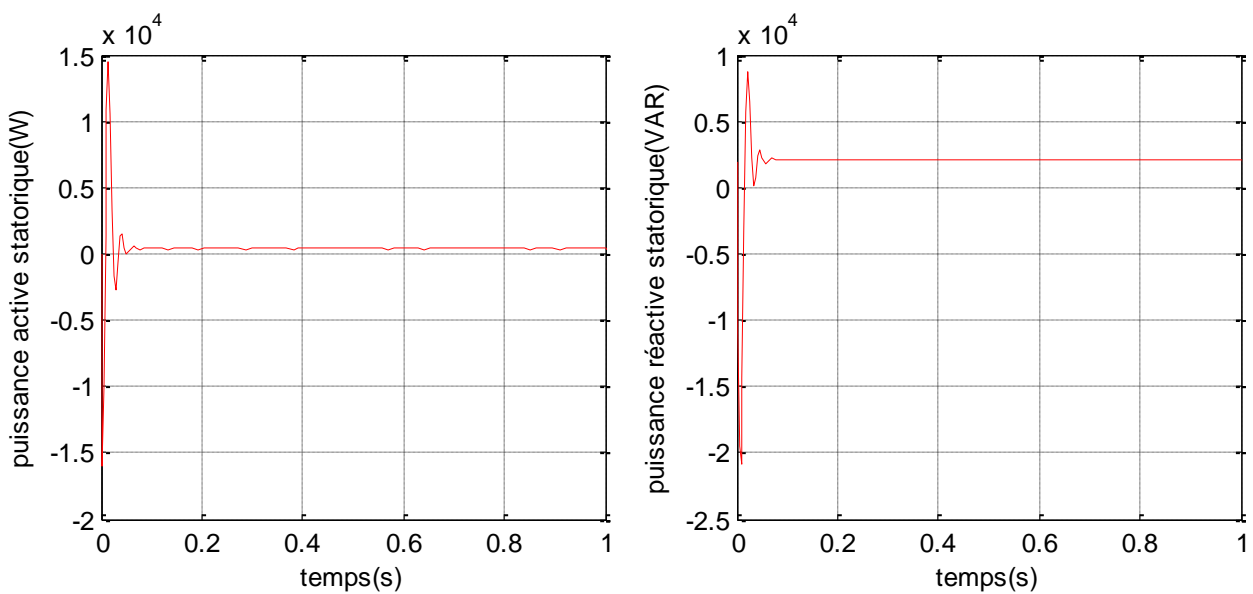


Fig. II-18 : La puissance active et réactive statorique.

II.7.3.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif atteint au démarrage une valeur maximale $-80N.m$. On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environs $0,06s$, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de $50Hz$ pour les courants statoriques.

II.8 Modélisation du système d'alimentation :

II.8.1 Modélisation de L'onduleur de Tension

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche. [60]

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure II.18). Les couples d'interrupteurs (K1, K4), (K2, K5), (K3, K6) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [59]

Les diodes D_{ij} ($ij = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

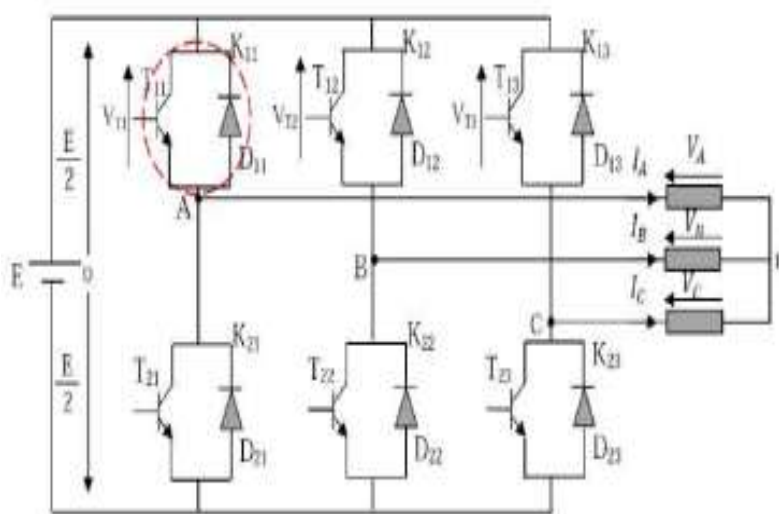


Fig. II.19: Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [59].

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

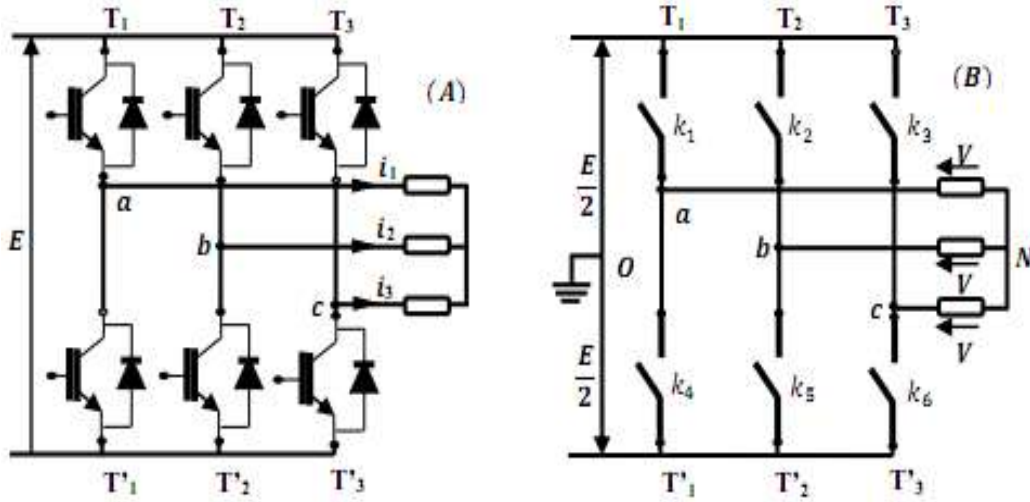


Fig. II.20 : Représentation des commutateurs [54].

Pour simplifier l'étude, nous supposons que : [60]

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

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

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

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

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

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0$$

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.23})$$

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

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

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

Les impulsions des commandes (S1, S2, S3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture) [59] [61].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

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

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

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

❖ **Algorithme de commande**

L'algorithme de commande de la stratégie triangle sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en 2 étapes [27]

❖ Etape 1 :

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

❖ Etape 2 :

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

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

Le schéma de principe est donné par la figure (II.21)

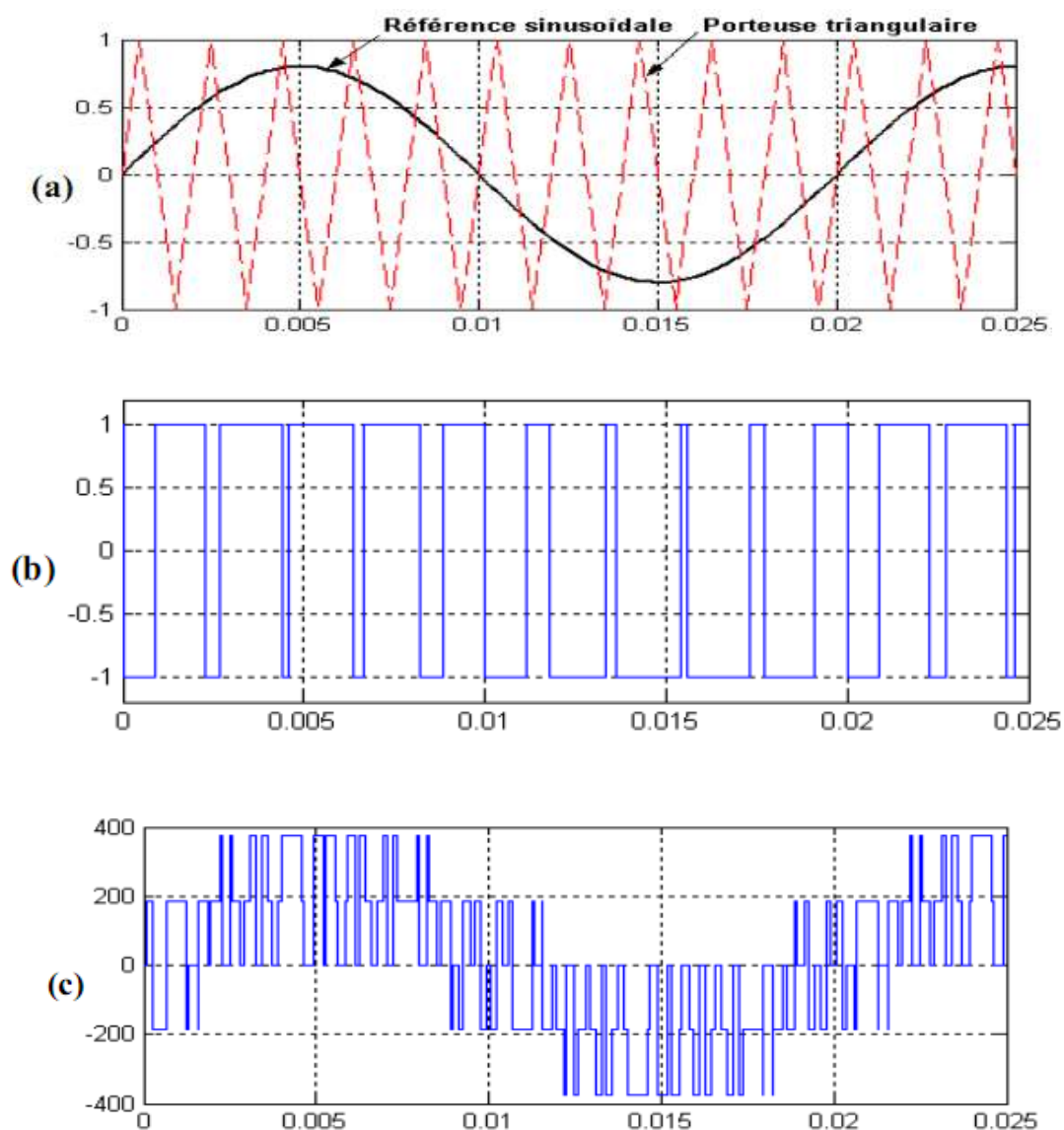


Fig. II.21 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

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

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

Les Figure (II.22), (II.23), (II.24), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par un seul onduleur coté stator ($\sqrt{2} \cdot 220V, 50Hz$) avec une application d'un couple de charge égale $C_r = 10N.m$ à $t = 3s$

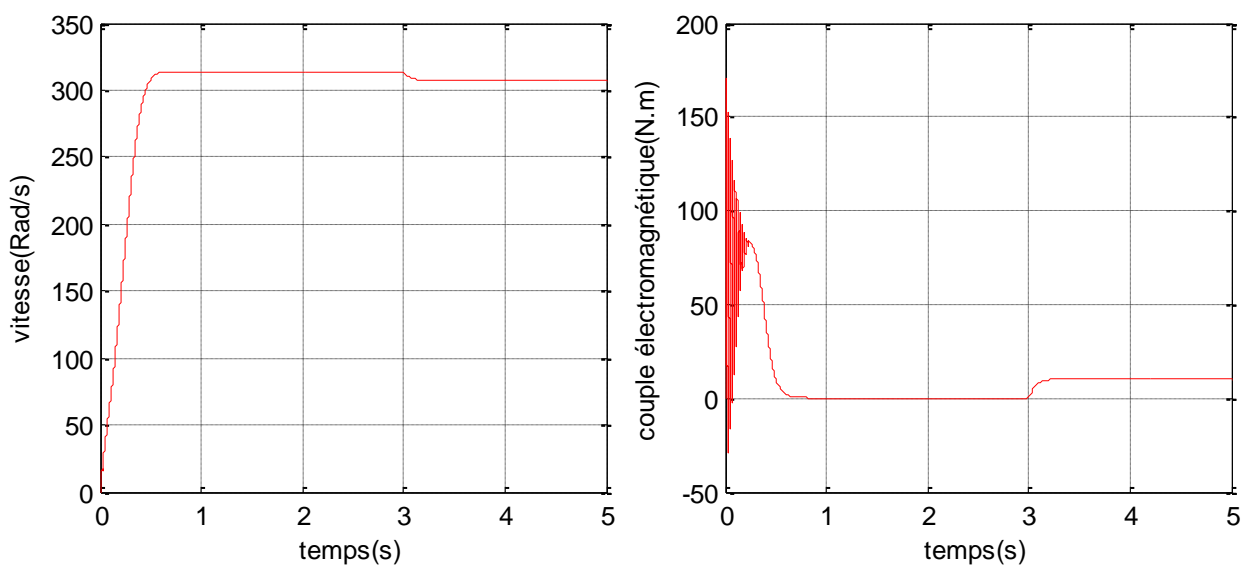


Figure II-22 : Vitesse et le couple électromagnétique.

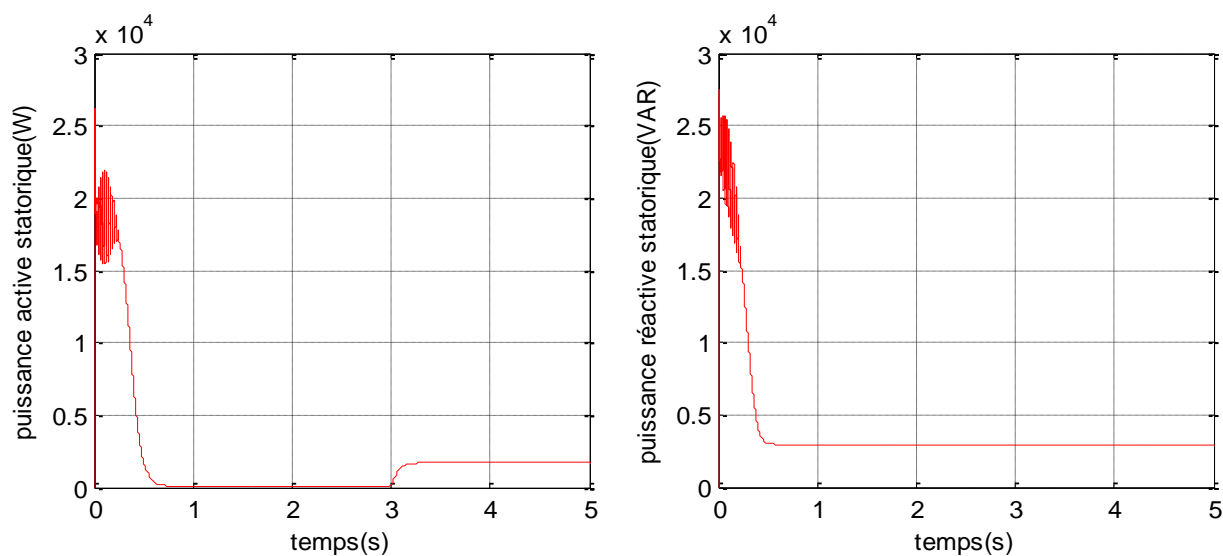


Fig. II-23 : puissance statorique active et réactive.

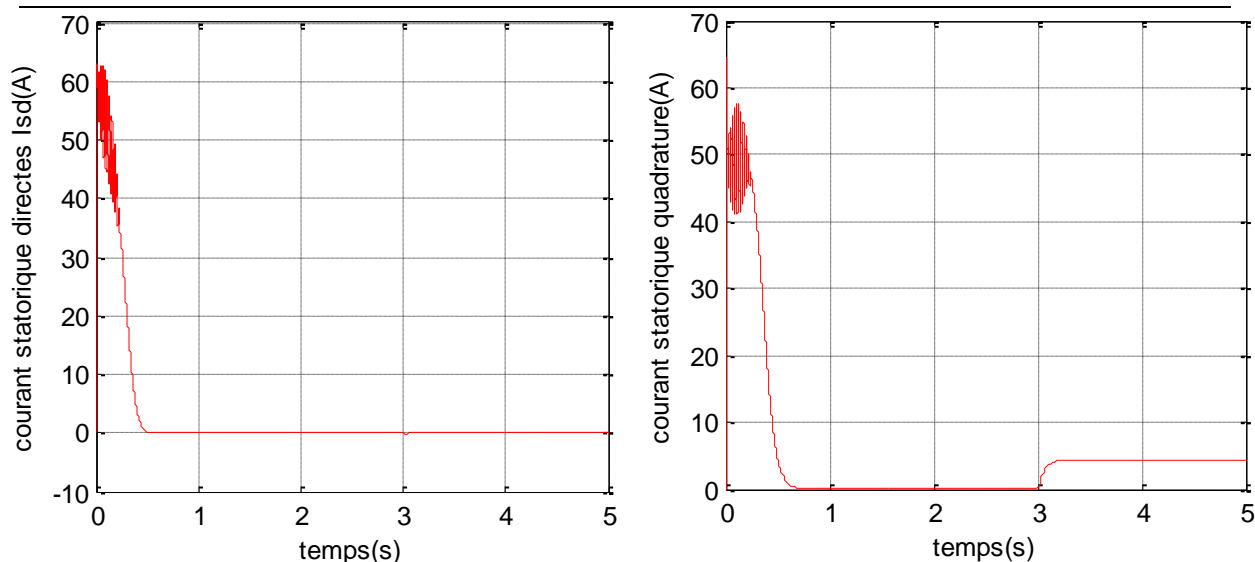


Fig. II-24 : Les composantes du courant statoriques.

Les résultats représentés par les figure (II.22), (II.23), (II.24), sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Le problème du couplage entre le flux et le couple est existé toujours. Afin de régler ce problème le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes structures de la machine asynchrone à double alimentation que envisagées dans l'industrie.

Afin de mieux comprendre les avantages que peut procurer cette machine par rapport aux structures classiques, nous avons étudié les possibilités qu'elle offre en fonctionnement moteur et génératrice dans les quatre quadrants.

Les résultats de simulation montrent que pour le fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur et moteur avec onduleur a deux niveaux MLI ou générateur. Ainsi l'étude comparative entre les deux modes de fonctionnement de la MADA faite apparaître la stabilité pour le cas de fonctionnement générateur par rapport au moteur.

Ce modèle sera exploité pour étudier la stratégie de commande de la machine asynchrone à double alimentation en puissance active et réactive au chapitre suivant.

Chapitre. III

Commande Vectorielle des Puissances Active et Réactive

III.1 Introduction :

Durant des années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier au problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles exigeant un couple important en basse vitesse [36].

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques qui nous permet d'établir un mode de fonctionnement découplé en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Le principe du contrôle vectoriel permet de modéliser la MADA pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée ou le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit. A cet effet il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple [37].

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

Donner Une meilleure place dans le domaine de la conversion d'énergie en régime moteur avec le contrôle indépendant du flux et du couple et générateur avec le contrôle indépendant des puissances active et réactive [31] .Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA.

III.2. Commande Vectorielle

La commande vectorielle par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones, est présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [28].

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont

permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [21].

III.3 Principe de la Commande Vectorielle de la MADA

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre le courant et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant producteur de flux et le courant producteur de couple). Dans notre cas le découplage se fait entre la puissance active et réactive du stator.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) où l'un de ces axes coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer.

Ce repère nous permet d'avoir deux composantes directe et en quadrature, l'une de flux statorique et l'autre de courant rotorique.

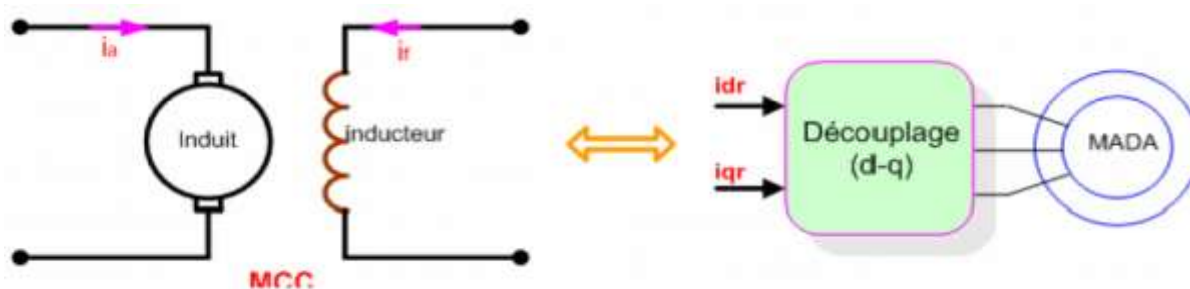


Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle.

III.4 Modèle de la MADA A Flux Statorique Oriente

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe d du repère de Park est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas au hasard mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constant au stator de la machine [8], [38].

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

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

III.4.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

$$\text{Avec un flux statorique constant et orienté, } \varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{III.2})$$

ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante [39] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_s \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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 [8], [40], [41] :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = u_s = \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s = l_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = l_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.4.2 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statoriques (équation(III.5)), Nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III.4.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{aligned} P_s &= v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s &= v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

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

$$\begin{aligned} P_s &= v_s i_{qs} \\ Q_s &= v_s i_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

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

$$\begin{aligned} P_s &= -\frac{v_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{qr} \\ Q_s &= \frac{v_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{v_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Il ressort de l'expression (III. 9) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique D'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d à une constante près $\frac{v_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$ imposée par le réseau [21].

III.4.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

A partir du système d'équation (III. 6), les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) i_{dr} + \frac{M \varphi_s}{L_s} \\ \varphi_{qr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \sigma i_{dr} + \frac{M \varphi_s}{L_s} \\ \varphi_{qr} = L_r \sigma i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Où : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_r \sigma i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_r \sigma i_{dr} + \omega_r \frac{M \varphi_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

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

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s L_r \sigma i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s L_r \sigma i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{cases} v_{dr} = [R_r + L_r \sigma S] I_{dr} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \\ v_{qr} = [R_r + L_r \sigma S] I_{qr} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

v_{dr} et v_{qr} sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus.

$\frac{M V_s}{L_s}$: est le terme de couplage entre les deux axes.

III.4.5 Type de régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. 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.

Alors on a choisé la technique de commande vectorielle :

III.4.6 Commande Indirecte Sans Boucle De Puissance

Cette commande ne consiste pas à réguler directement les puissances comme la commande précédente, mais elle est basée sur la régulation indirecte des courants rotoriques mesurées qui seront asservis avec les courants de références déjà déterminés par les puissances statoriques de références imposés à la machine [8] [21].

$$\begin{aligned}
 i_{qr}^{ref} &= -\frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\
 i_{dr}^{ref} &= \frac{v_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref}
 \end{aligned}
 \tag{III.15}$$

Les régulateurs de cette structure sont calculés de la même façon que pour la commande directe, Ils sont identiques pour chaque axe. Nous obtenons ainsi la structure de commande présentée sur la figure ci-dessous.

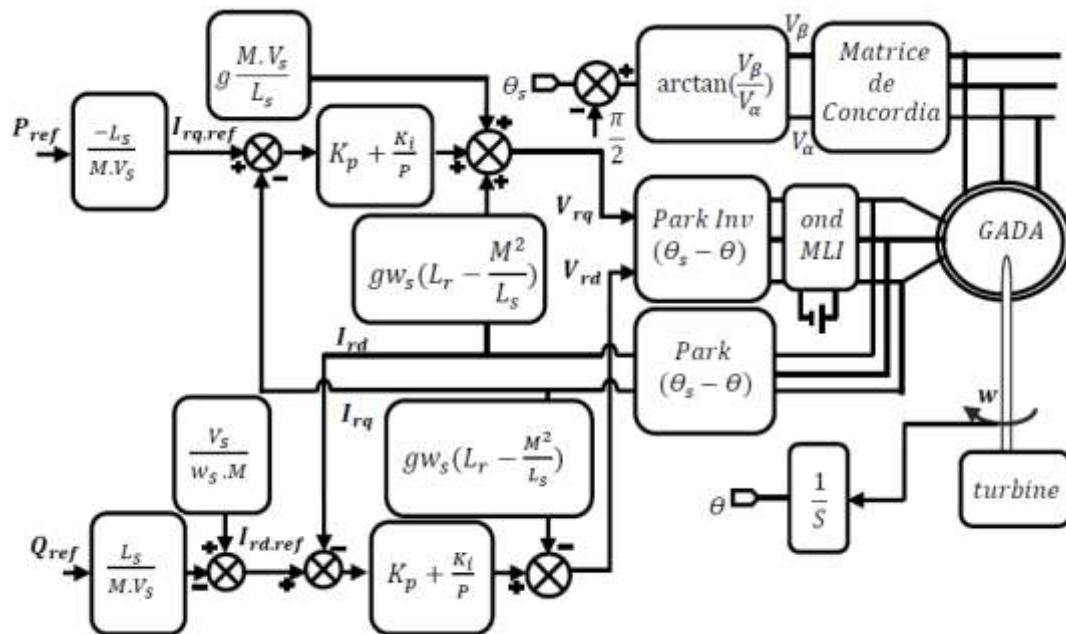


Fig. III.2 : Schéma bloc de la structure de commande indirecte sans boucle de puissance [50].

III.5 Résultat de simulation

Les figures ci-dessous montrent les performances des commandes vectorielle (indirecte sans boucle de puissance), Ce paragraphe va permettre d'analyser les résultats obtenus par simulation, utilisé avec le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, sans réglage de vitesse (vérification de découplage) avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active $P_s = -3500$ w entre $t = 1$ s et $t = 3$ s , et une puissance réactive $Q_{sref} = 1400$ VAR

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min
- Entre les instants $t = 1$ s et $t = 3$ s: échelon négative pour la puissance active (P_{sref} passe de 0 a -3500 w) .
- Entre les instants $t = 2$ s et $t = 4$ s: échelon positif pour la puissance réactive (P_{sref} passe de 0 a 1400 w) .

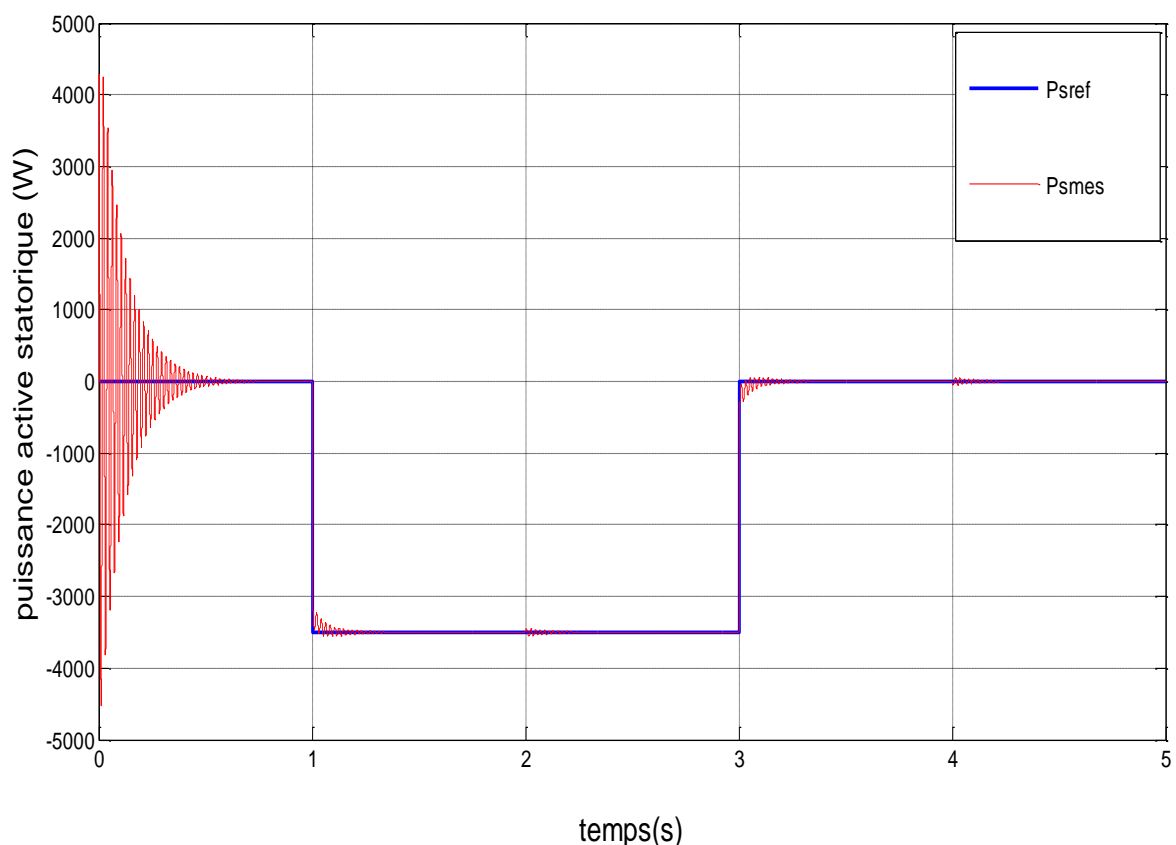


Fig. III.3 : la puissance active statorique(W).

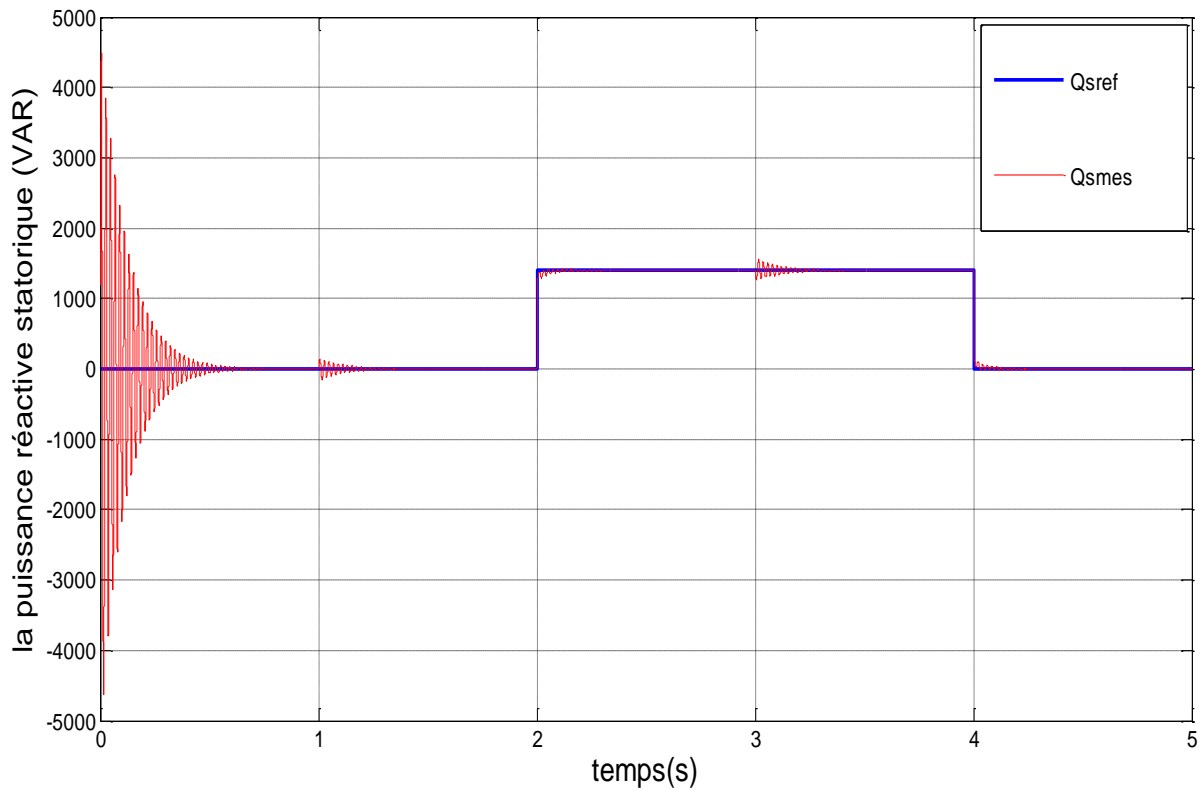


Fig.III.4 : la puissance réactive statorique (VAR).

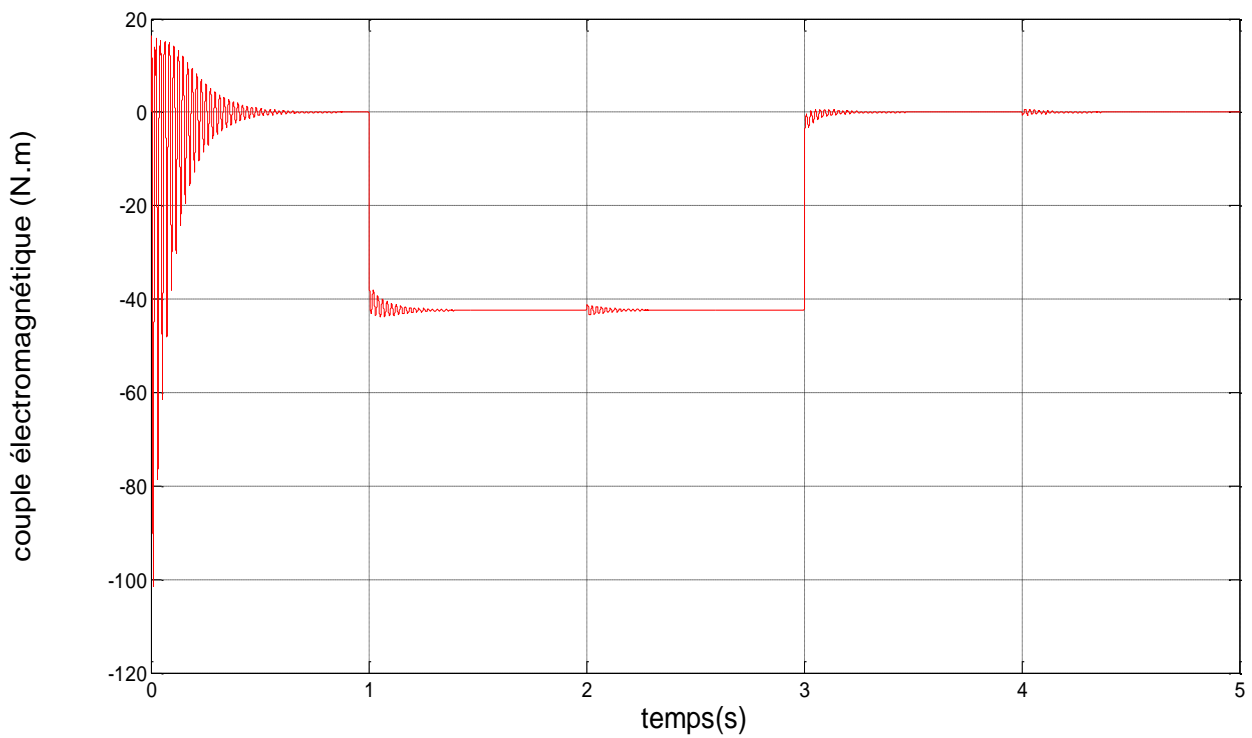


Fig. III.5 : le couple électromagnétique (N.m).

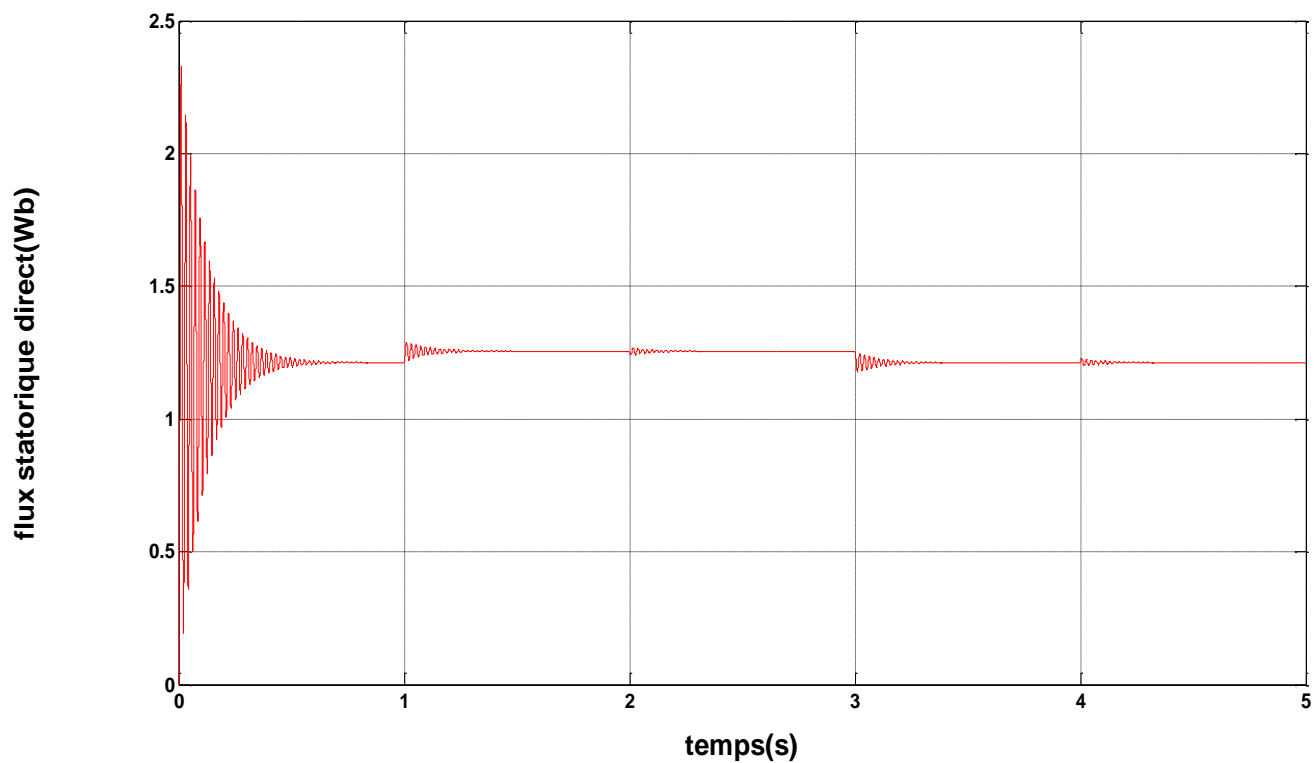


Fig. III.6 : le flux statorique direct(Wb).

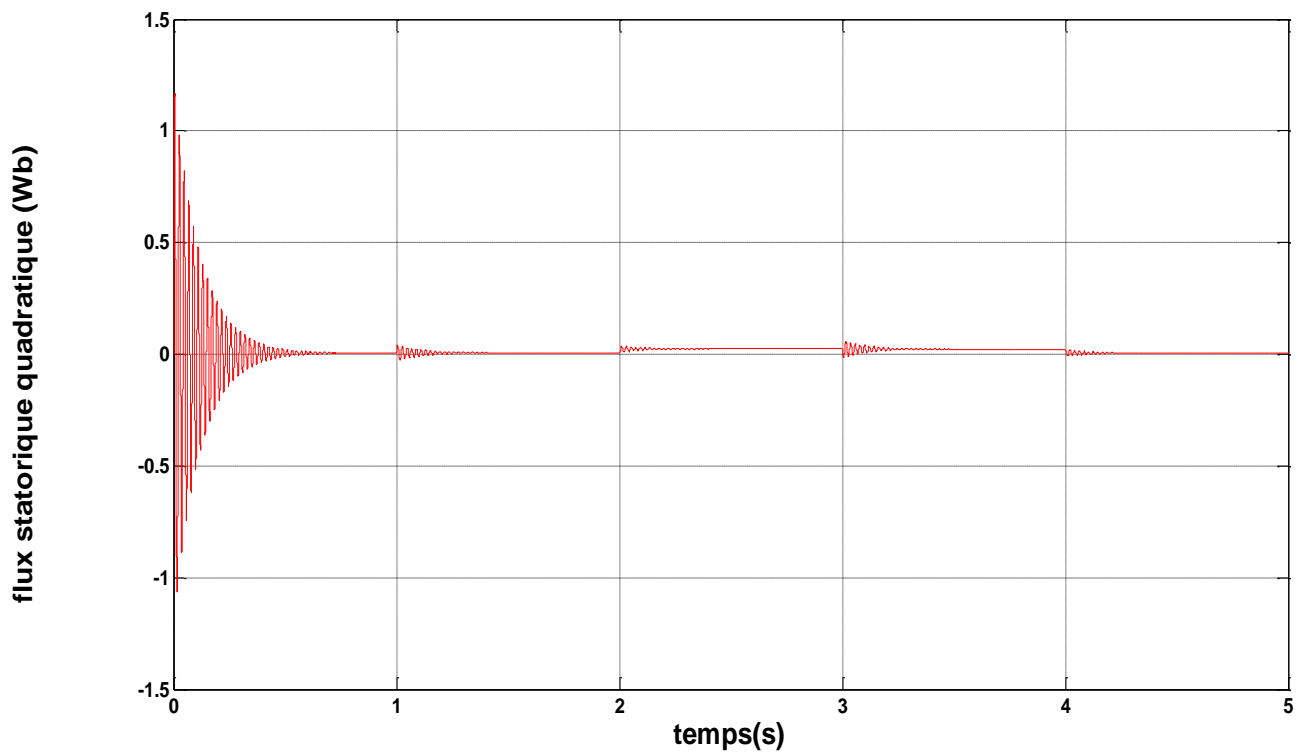


Fig. III.7 : le flux statorique quadratique(Wb).

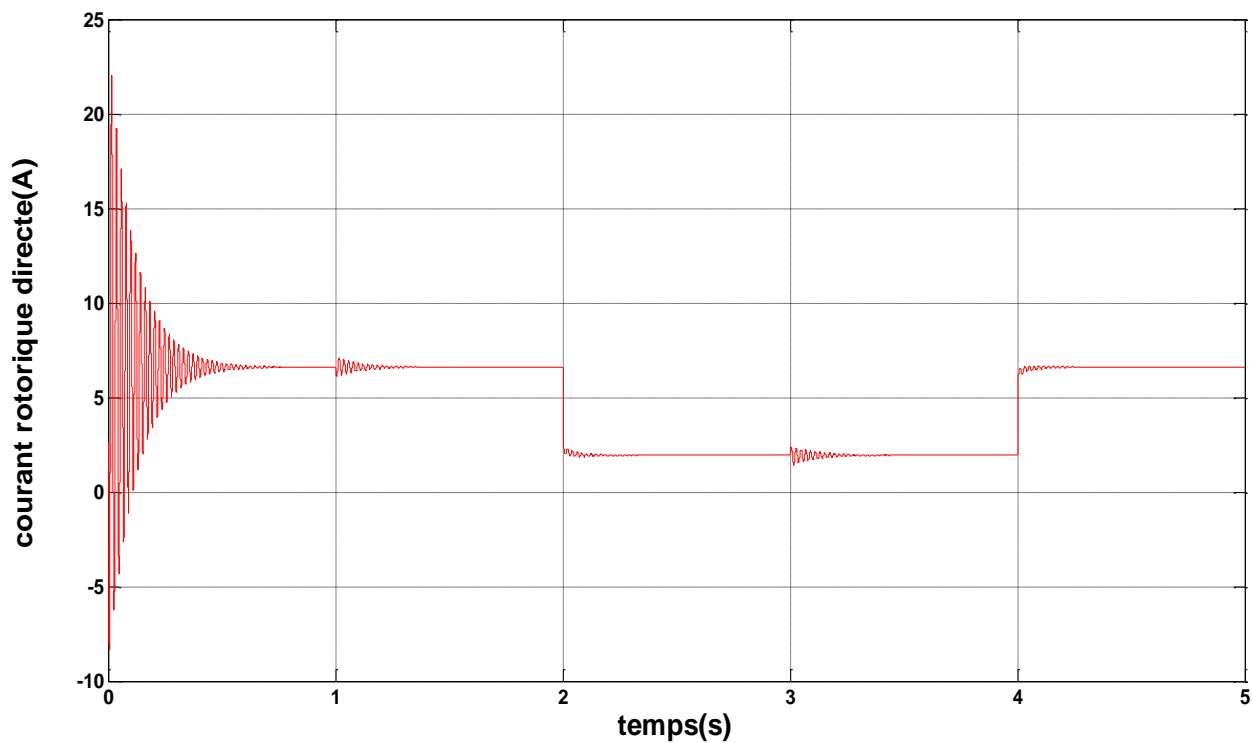


Fig. III.8 : courant rotorique direct(A).

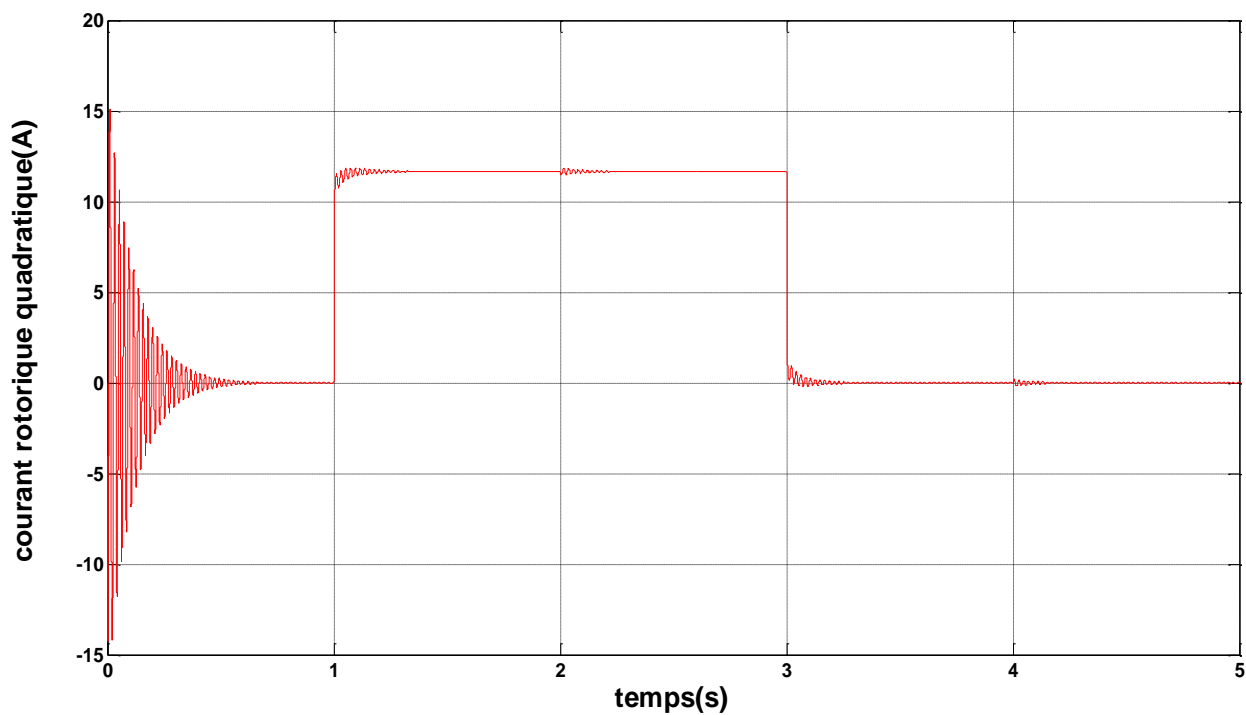


Fig. III.9 : courant rotorique quadratique (A).

III.5.1 Résultat de simulation avec onduleur MLI :

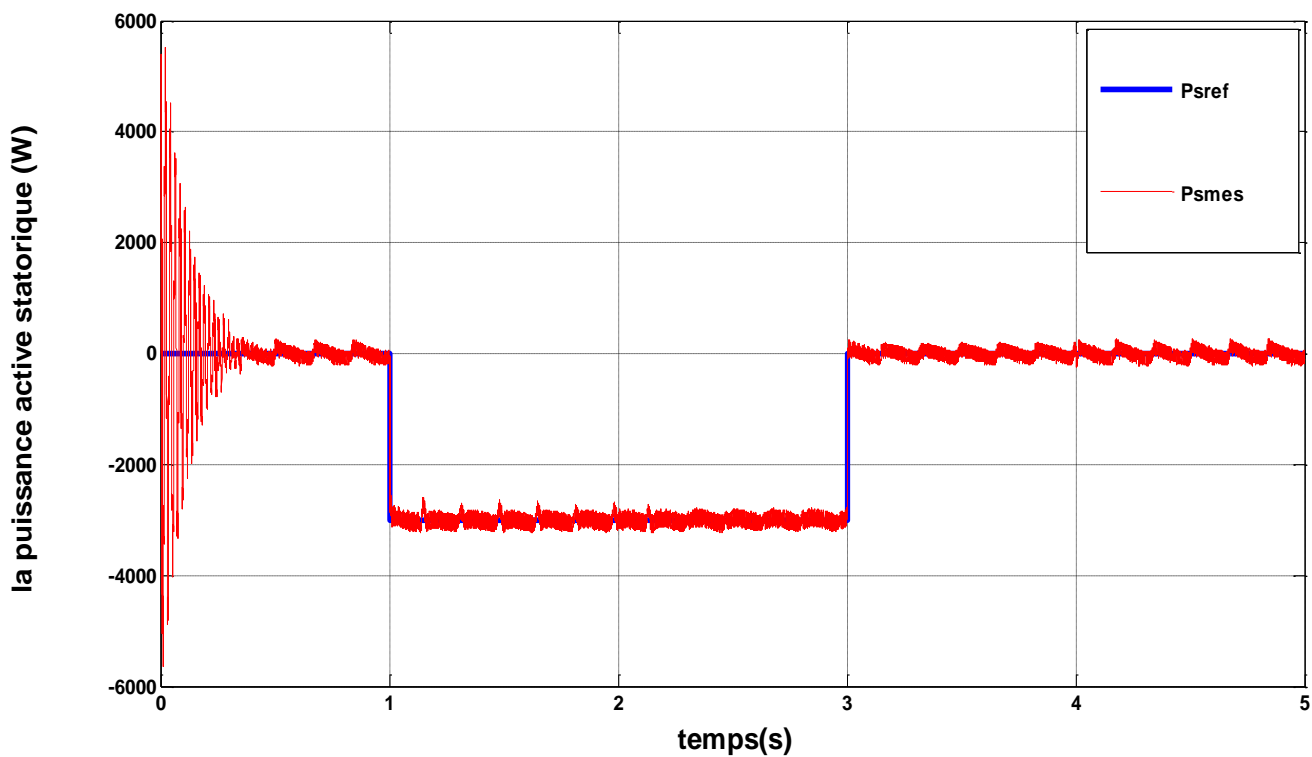


Fig. III.10 : la puissance active statorique(W).

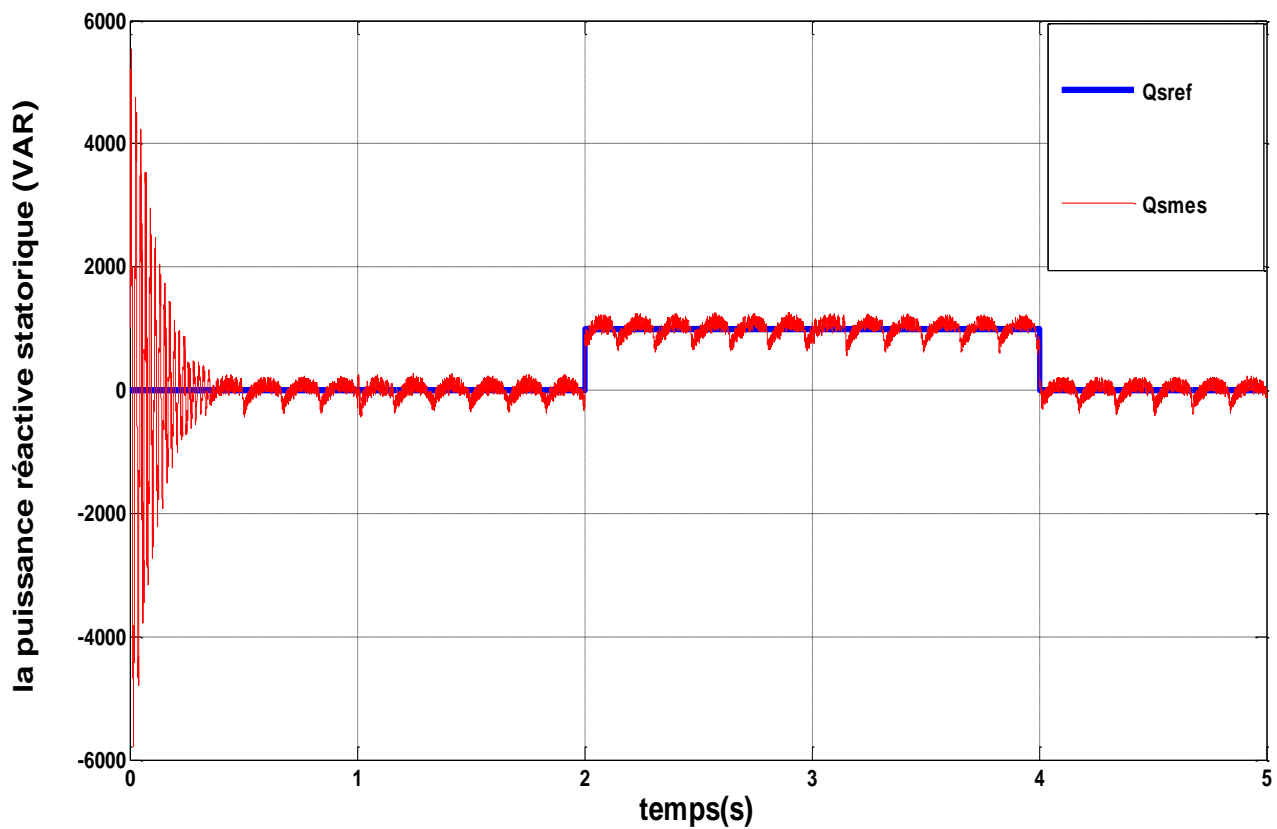


Fig. III.11 : la puissance réactive statorique(VAR).

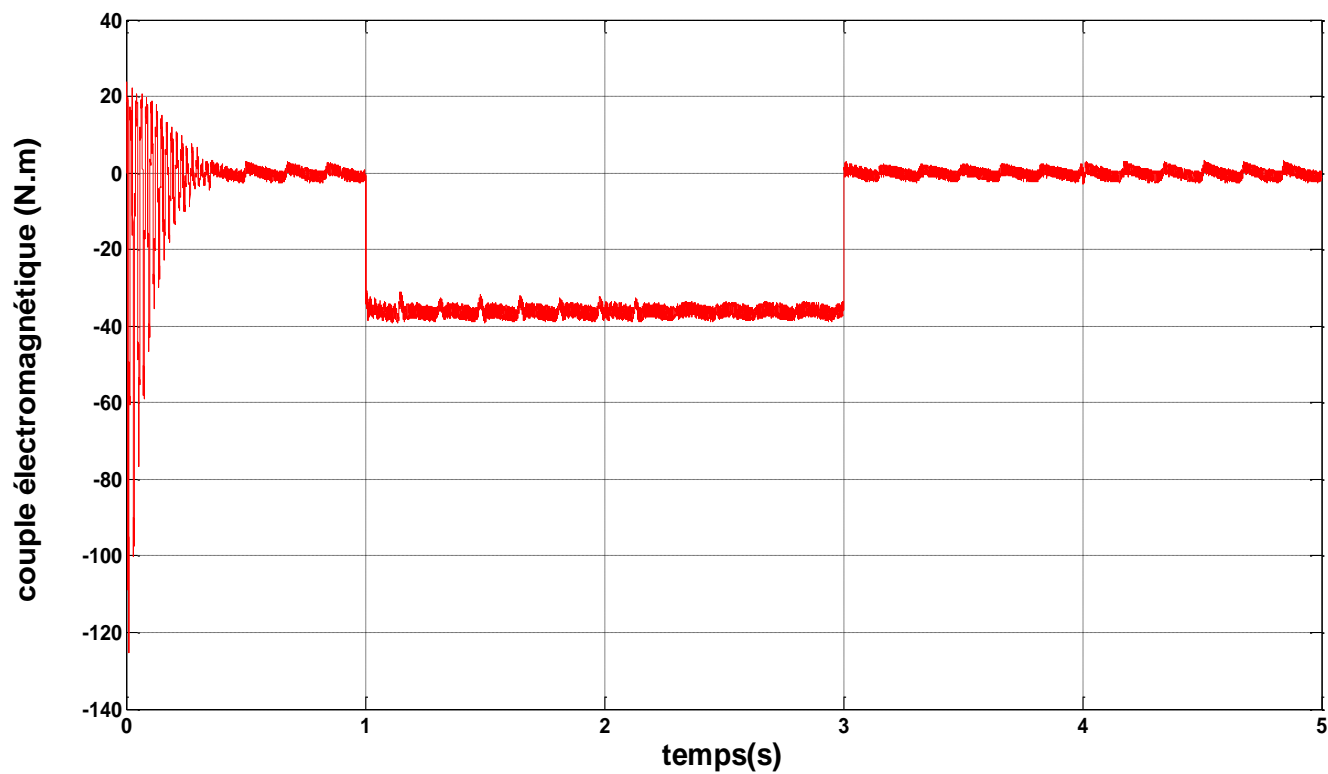


Fig. III.12 : le couple électromagnétique (N.m) .

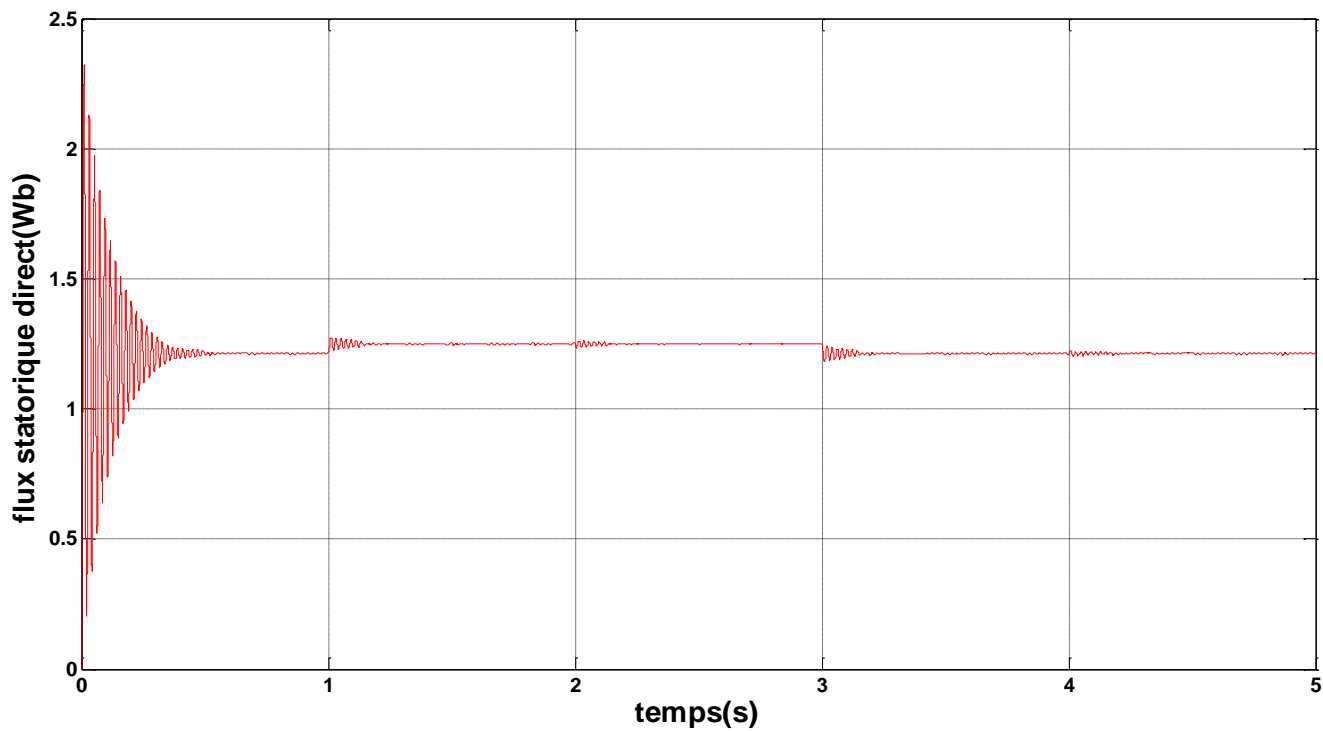


Fig. III.13 : le flux statorique direct (Wb).

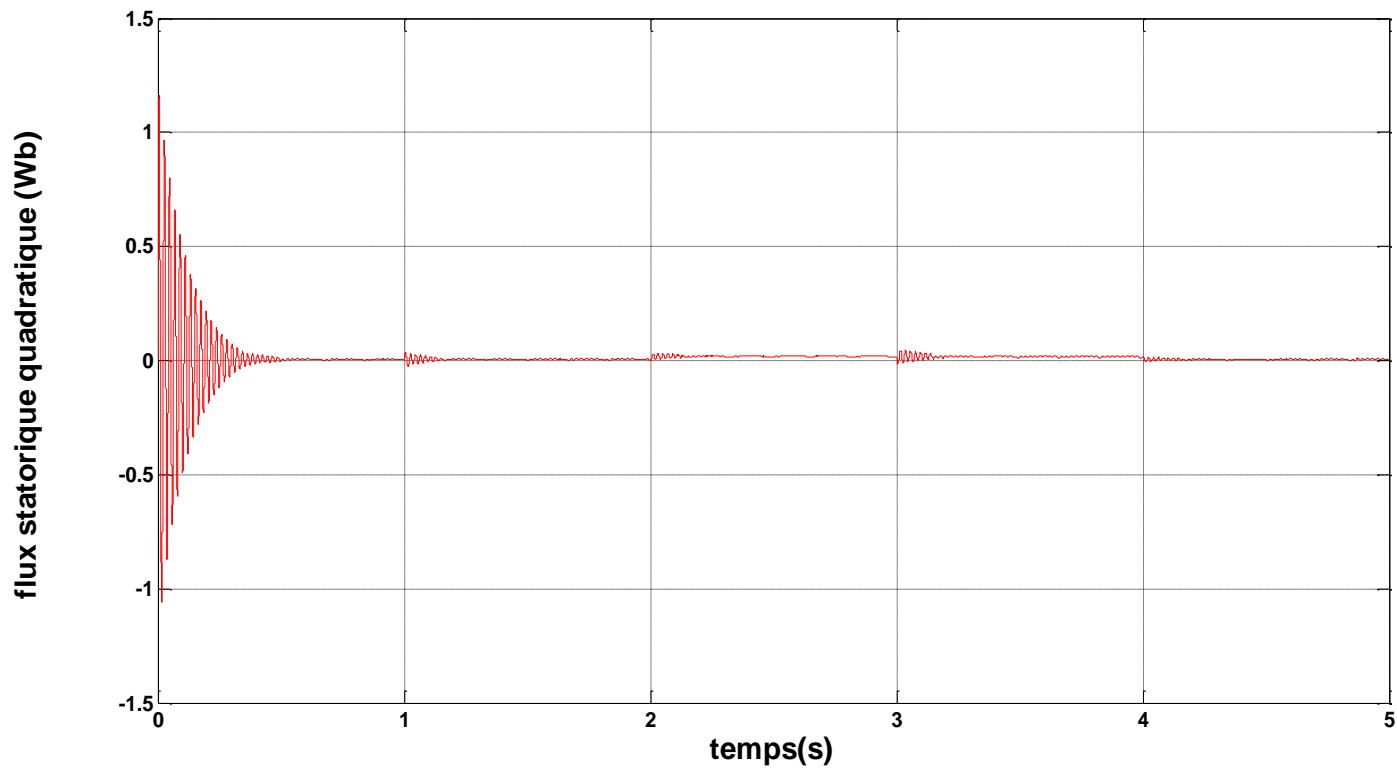


Fig. III.14 : le flux statorique quadratique (Wb).

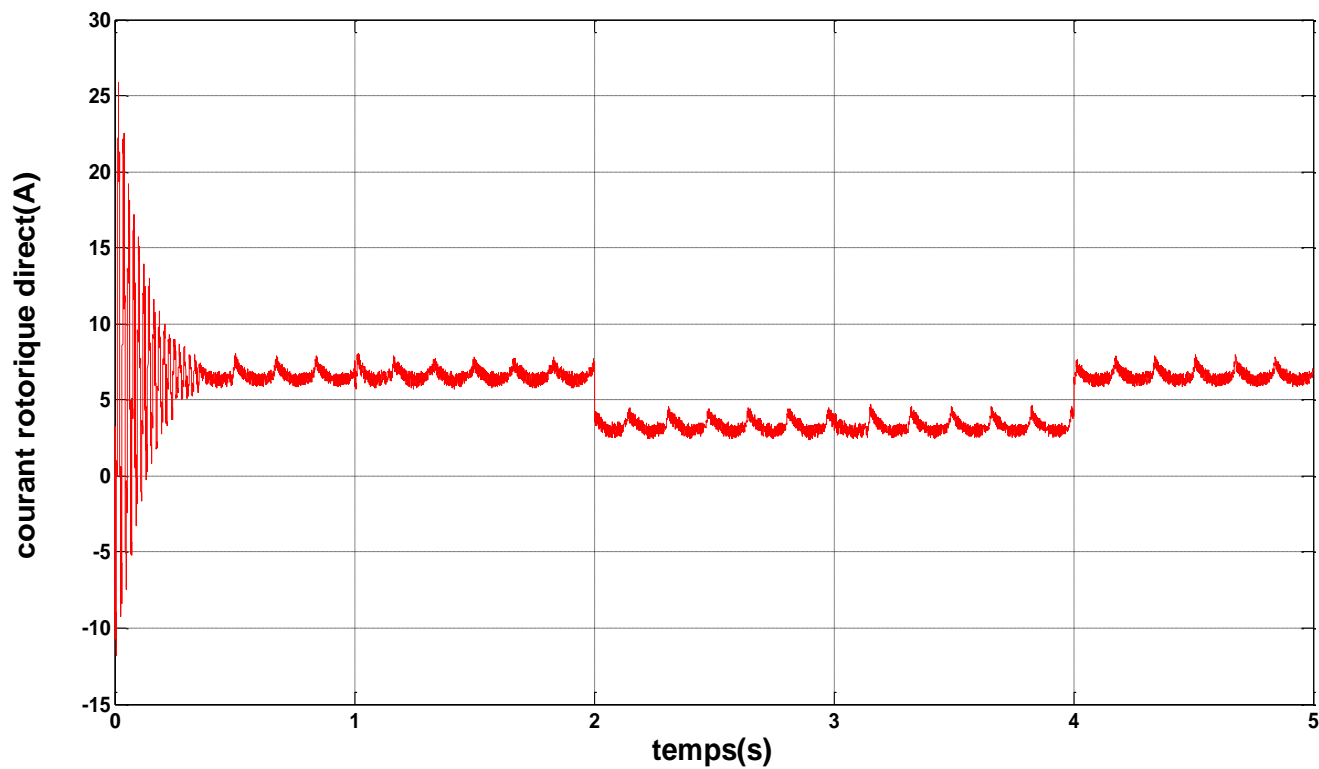


Fig. III.15 : courant rotorique direct(A).

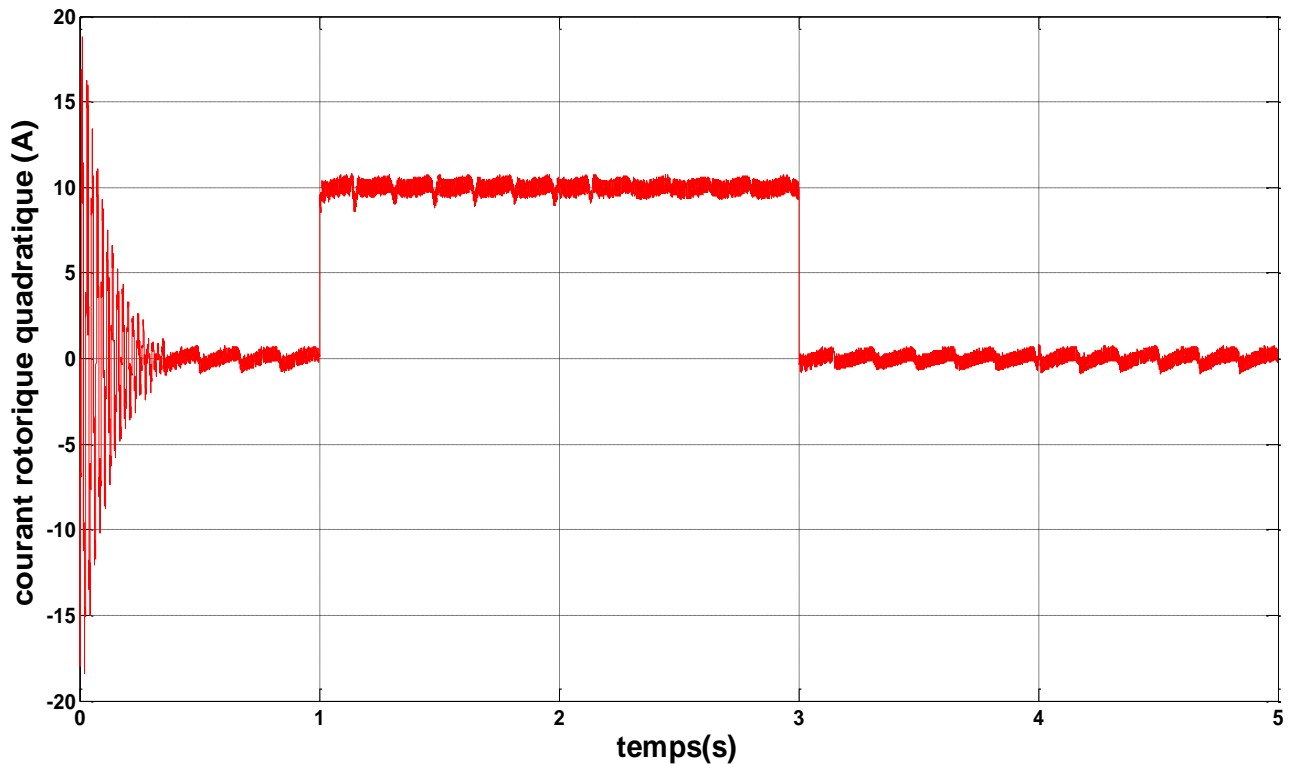


Fig. III.16 : courant rotorique quadratique (A).

III.5.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentent les différentes courbes obtenus par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA, cette commande permet de découpler les expressions de la puissance actives est réactives du générateur ou encoure celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique I_{qr} contrôle la puissance active, et la composante directe I_{dr} contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

- Nous pouvons constater que le flux statorique suit sa référence suivant l'axe (d,q) avec une composante quadrature presque nulle, ce qui signifie que le découplage de la machine est réalisé avec succès.
- La puissance active du coté statorique est négative entre les instant $t= 1s$ et $t= 3s$ ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA

- La puissance réactive est nulle les instant $t= 1s$ et $t= 2s$ c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire .On retrouve ainsi le découplage si avantageux des moteurs à courant continu.
- Nous pouvons également observer la présence d'une erreur statique sur les deux axes ceci est du au fait que dans ce mode de contrôle, la puissance n'est pas mesurée directement mais est plutôt reconstruite à partir de la mesure des courants rotoriques. Ce sont en fait ces mêmes courants qui sont asservis. Or les équations utilisées pour la reconstruction sont basées sur le modèle simplifié qui néglige la résistance R_s .

III.6 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,q. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. 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.

Dans ce chapitre, on a présente les résultats de simulation dans le GADA avec commande vectorielle et GADA avec onduleur MLI et commande vectorielle. Cette technique de commande possède un inconvénient majeur car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est dégradé lors la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation.

Dans le chapitre suivant, on va voir une nouvelle technique de commande non linéaire, c'est la Commande par backstepping, qui élimine l'utilisation des régulateurs.

Chapitre. IV
Commande par Backstepping des Puissances Active
et Réactive

IV.1. Introduction

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique backstepping a été inspirée par les travaux de Feurer et Morse en 1978 et développée par Kanellako poulos (1991). Cette dernière propose une méthode de synthèse systématique destinée à une classe de systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre [42].

Cette méthode de commande est récursive représentant un outil bien connu pour l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques à base de la théorie de Lyapunov. L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande en plusieurs étapes afin de garantir une certaine fonction (de Lyapunov) qui soit toujours positive et sa dérivée soit toujours négative, ce qui garantit instantanément la stabilité globale du système. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue ensuite récursivement en partant de l'intérieur de la boucle [45], [44], [43].

Dans ce chapitre, il sera question d'exposer le principe de la technique du Backstepping avec application aux systèmes du second et du troisième ordre afin de se familiariser avec cette technique en vue de l'appliquer à la commande du générateur asynchrone à double alimentation, nous allons présenter des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, et une étude théorique développée de la commande « backstepping ». La structure et la synthèse de cette commande seront détaillées pour pouvoir élaborer par la suite un algorithme adéquat basé sur le principe de l'orientation du flux statorique, et d'assurer par la suite la stabilité et l'équilibre du système. Enfin, nous présenterons les résultats de simulations qui montrent l'efficacité de cette commande par rapport à la dernière commande.

IV.2. Systèmes Non Linéaires

Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques régis par des équations différentielles à coefficients variables, autrement dit le principe de superposition ne s'applique pas. L'application des techniques classiques de commandes des systèmes linéaires sur les systèmes non linéaires nécessite la linéarisation de ces derniers [47], [46].

IV.3. Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée.

IV.3.1. Première méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité [48].

IV.3.2. Deuxième méthode de lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système [48].

IV.4. Technique de commande par le backstepping.

IV.4.1. Algorithme de base

Afin d'illustrer le principe de la méthode backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [46], [49]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3).u \end{cases} \quad (\text{IV. 1})$$

Avec :

$$x_1 = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}$$

Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

Etape 1 :

On considère d'abord le premier sous-système :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{IV. 2})$$

La variable d'état x_2 est traitée comme une commande et on définit la première valeur désirée :

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \quad (\text{IV. 3})$$

La première variable d'erreur se définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{IV. 4})$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{IV. 5})$$

Pour un tel système, la fonction quadratique est :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{IV. 6})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1 + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{IV. 7})$$

Un choix judicieux de x_2 rendra \dot{V}_1 négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (IV. 2). Ce choix est donné comme suit :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1} [-k_1 e_1 - f_1 + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{IV. 8})$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de design.

Par conséquent, l'équation (IV. 7) devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{IV. 9})$$

Etape 2 :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_1(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (\text{IV. 10})$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV. 11})$$

La dynamique des erreurs (e_1, e_2) s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{IV. 12})$$

On choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{IV. 13})$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 = e_1 [f_1 + g_1(e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + [f_2 + g_2x_3 - \dot{\alpha}_1] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2 + g_1 e_1 + g_2x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{IV. 14})$$

On prend x_3 comme une deuxième commande virtuelle, et sa valeur est donnée par :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2} [-g_1 e_1 - f_2 - k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1] \quad (\text{IV. 15})$$

Où $k_2 > 0$ avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (\text{IV. 16})$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV. 17})$$

Etape 3 :

Le système (IV. 1) est maintenant considéré dans son intégralité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{IV.18})$$

Ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3):

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 - \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 - \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{\alpha}_2 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{IV.20})$$

Sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [g_3 u + g_2 e_2 + f_3 - \dot{\alpha}_2] \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

Le choix approprié de la vraie commande u est donné par :

$$u = \frac{1}{g_3} [-g_2 e_2 - f_3 - k_3 e_3 + \dot{\alpha}_2] \quad (\text{IV. 22})$$

Où $k_3 > 0$ avec $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}} \quad (\text{IV. 23})$$

Avec ce choix, on trouve :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (\text{IV. 24})$$

D'où la stabilité en boucle fermée du système original (IV. 2) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite ($y - y_r$). Les deux principaux objectifs du design (la stabilité et la poursuite) sont alors atteints.

IV.4.2. Cas Des Systèmes D'ordre N

L'extension de la procédure récursive de conception de la commande par backstepping à un système d'ordre n du type [DUR 14, BEN 00, ZEG 14]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1) x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2) x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = f_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n) + g_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n) u \end{cases} \quad (\text{IV. 25})$$

Donne :

$$\begin{cases} (x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \\ (x_{i+1})_d \triangleq \alpha_i = \frac{1}{g_i} [\varphi_i - g_{i-1} e_{i-1} - w_i - k_i e_i] \\ \vdots \\ \vdots \\ u = \frac{1}{g_i} [\varphi_i - g_{i-1} e_{i-1} - w_i - k_i e_i] \end{cases} \quad (\text{IV. 26})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} e_i = x_i - \alpha_{i-1} \\ \varphi_i = \sum_{k=1}^i \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} g_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k-1)}} y_r^{(k)} \right) - w_i \quad i = 1, \dots, n \\ \vdots \\ \varphi_i = f_i - \sum_{k=1}^i \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} f_k \right) \end{array} \right. \quad (\text{IV. 27})$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i (x_j - \alpha_{j-1})^2 \quad (\text{IV. 28})$$

IV.5 Application de la Commande Par Backstepping à La MADA

Ce dernier chapitre est consacré à l'application de la commande « backstepping » notre système. Dans cette commande, il s'agit de combiner deux principes de commandes différentes pour avoir une commande hybride via le Backstepping et le contrôle vectoriel.

Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions de commande d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande hybride ainsi obtenue permet d'assurer le suivi et le contrôle indépendamment de puissances active et réactive générées, en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et celles réelles des puissances.

IV.5.1 Modèle de la génératrice asynchrone double alimentation

La technique backstepping est basé sur le contrôle vectoriel comme nous avons fait dans le précédent chapitre.

Dans ce cas, la commande sera appliquée dans le repère (d,q) en considérant l'orientation du flux statorique suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV. 29})$$

Dans cette partie, on considère le nouveau modèle de la MADA dans le repère (d q) donné par :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = u_s = \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV. 30})$$

Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

$$\begin{cases} P_s^{ref} = -\frac{v_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{qr}^{ref} \\ Q_s^{ref} = \frac{v_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{v_s \cdot M}{L_s} \cdot i_{dr}^{ref} \end{cases} \quad (\text{IV. 31})$$

$$\begin{cases} i_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ i_{dr}^{ref} = \frac{v_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{IV. 32})$$

Equations des dérivées de courants rotoriques de références

$$\begin{cases} \dot{i}_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot \dot{P}_s^{ref} \\ \dot{i}_{dr}^{ref} = -\frac{L_s}{v_s \cdot M} \cdot \dot{Q}_s^{ref} \end{cases} \quad (\text{IV. 33})$$

Equations des dérivées de courants rotoriques

$$\frac{di_{dr}}{dt} = (V_{dr} - R_r \cdot I_{dr} + g\omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \quad (\text{IV. 34})$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = (V_{qr} - R_r \cdot I_{qr} - g\omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g\omega_s \cdot \frac{M \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s}) \cdot \frac{1}{L_r \cdot \sigma}$$

IV.5.2 Synthèse de la loi de commande

La combinaison du contrôle vectoriel et du backstepping nous permet d'éliminer les régulateurs PI dans le contrôle vectoriel par un algorithme de contrôle. Le calcul des grandeurs de références des courants et des tensions de commande se fait sur la base des fonctions de Lyapunov. Cette commande est basée sur deux étapes qui sont données comme suit.

Etape 1

Cette étape consiste à identifier les erreurs (E_1) et (E_2), qui représentent respectivement l'erreur entre la puissance active statorique réelle (P_s) et la puissance de référence (P_{sref}) qui sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe (q), ainsi que la puissance réactive statorique (Q_s) et celui de référence (Q_{sref}) qui sera proportionnelle au courant rotorique d'axe (d).

$$\begin{cases} E_1 = (i_{qr}^{ref} - I_{qr}) \\ E_2 = (i_{dr}^{ref} - I_{dr}) \end{cases} \quad (IV. 35)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = (\dot{i}_{qr}^{ref} - \dot{I}_{qr}) \\ \dot{E}_2 = (\dot{i}_{dr}^{ref} - \dot{I}_{dr}) \end{cases} \quad (IV. 36)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V = \frac{1}{2} (E_1^2 + E_2^2) \quad (IV. 37)$$

Pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\dot{E}_1 = -K_1 E_1 \quad \text{et} \quad \dot{E}_2 = -K_2 E_2$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V} = -K_1 E_1^2 - K_2 E_2^2 \quad , \quad K_1 > 0 \text{ et } K_2 > 0$$

En remplace (IV. 34) dans (IV. 36) :

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = (\dot{i}_{qr}^{ref}) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} (V_{qr} - R_r \cdot I_{qr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g w_s \cdot \frac{M \cdot v_s}{\omega_s \cdot L_s}) \\ \dot{E}_2 = (\dot{i}_{dr}^{ref}) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} (V_{dr} - R_r \cdot I_{dr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \end{cases} \quad (IV.38)$$

Etape 2

$$\begin{cases} -K_1 E_1 = (\dot{i}_{qr}^{ref}) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{qr} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} (-R_r \cdot I_{qr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g \cdot \frac{M \cdot v_s}{L_s}) \\ -K_2 E_2 = (\dot{i}_{dr}^{ref}) - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} \cdot V_{dr} - \frac{1}{L_r \cdot \sigma} (-R_r \cdot I_{dr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \end{cases} \quad (IV.39)$$

$$\begin{cases} V_{qr} = (L_r \cdot \sigma((I_{qr}^{ref}) + K_1 E_1)) + R_r \cdot I_{qr} + g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} + g \cdot \frac{M \cdot v_s}{L_s} \\ V_{dr} = (L_r \cdot \sigma((I_{dr}^{ref}) + K_2 E_2)) + R_r \cdot I_{dr} - g w_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (IV.40)$$

Le schéma bloc de la commande par backstepping est illustré par la figure ci-dessous.

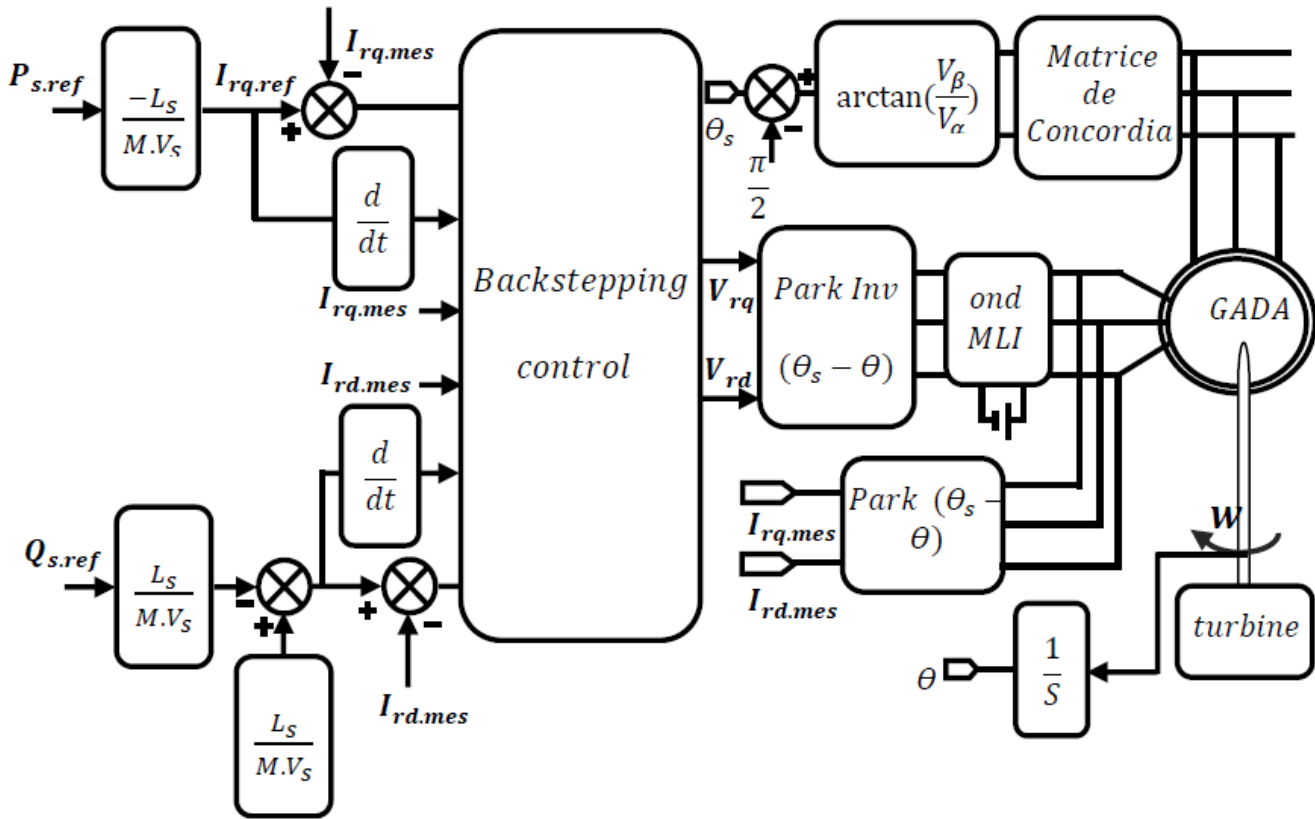


Fig. IV.1 : Schéma bloc de la structure de commande par Backstepping [50].

IV.6. Résultat De Simulation

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 $P_s = -3500$ w entre $t = 1s$ et $t = 3s$, et une puissance réactive $Q_{sref} = 1400$ VAR entre $t = 2s$ et $t = 4s$

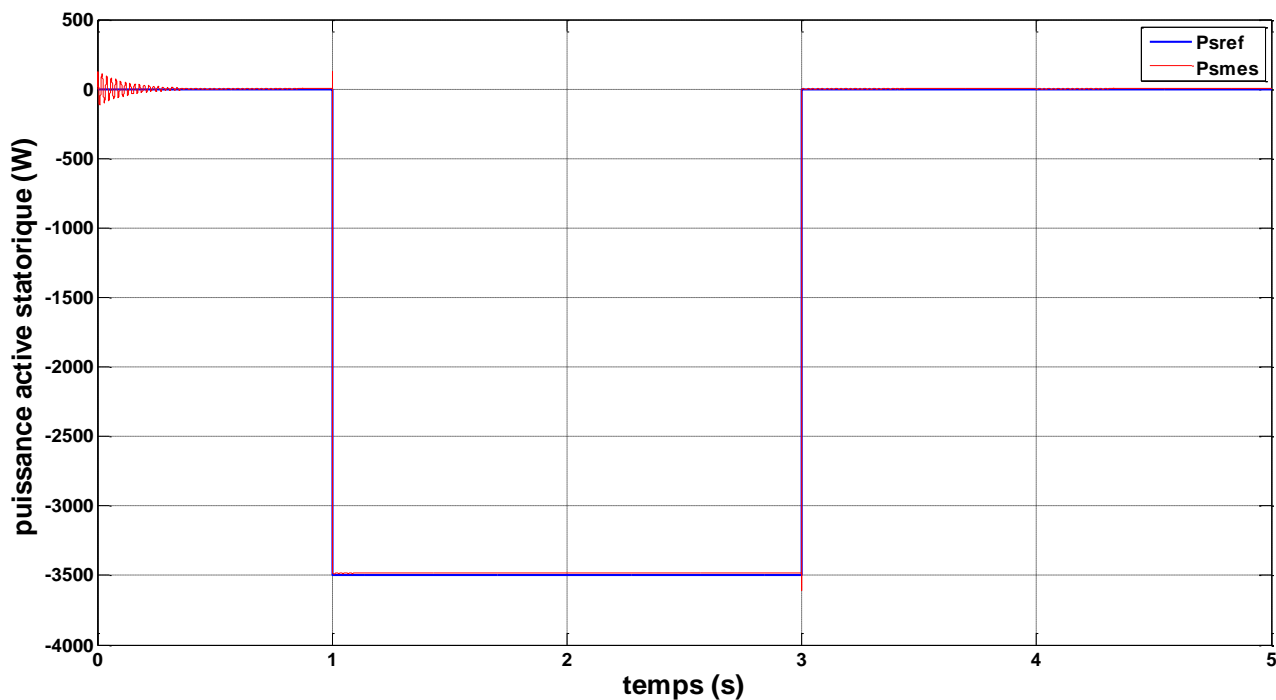


Fig. IV.2 : la puissance active statorique (W).

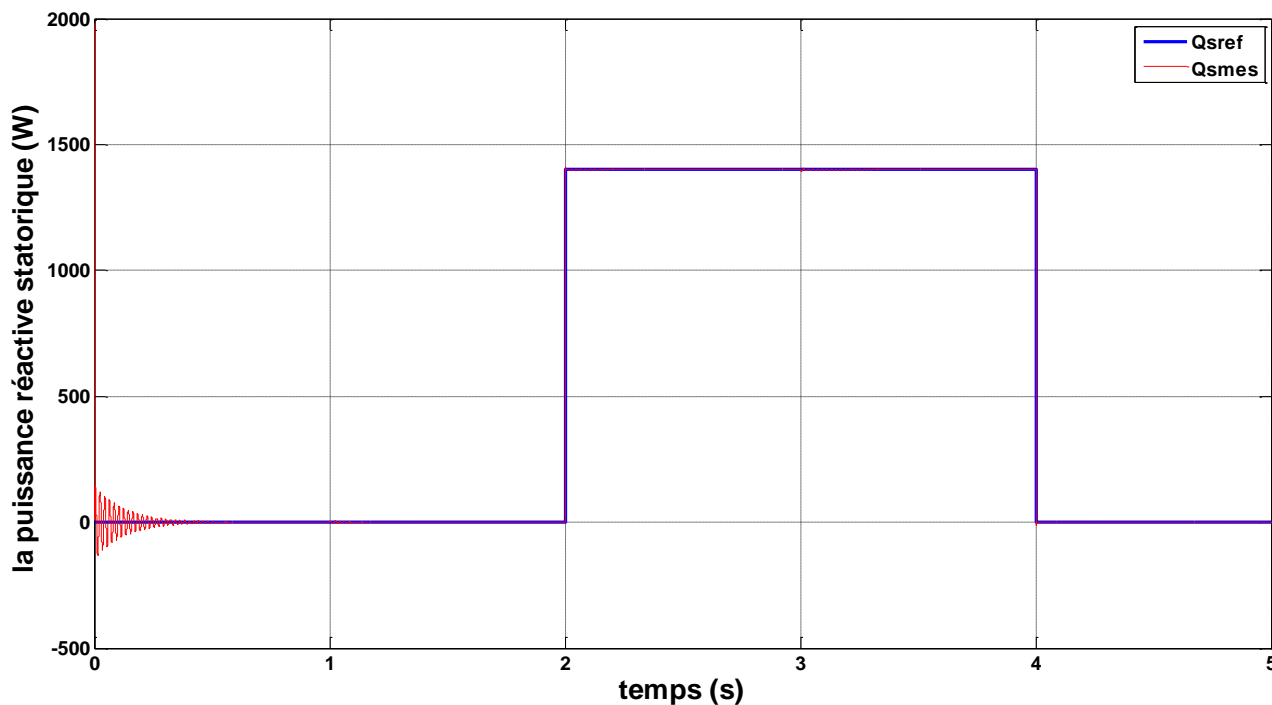


Fig.IV.3 : la puissance réactive statorique (VAR).

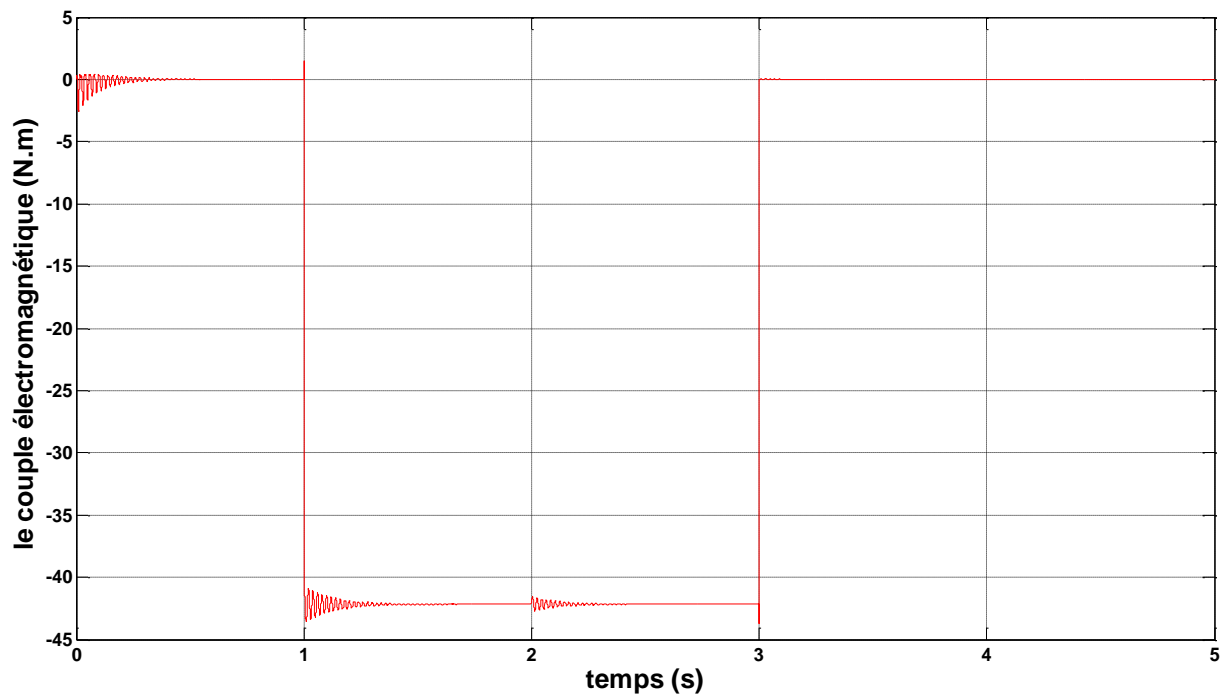


Fig. IV.4 : couple électromagnétique (N.m)

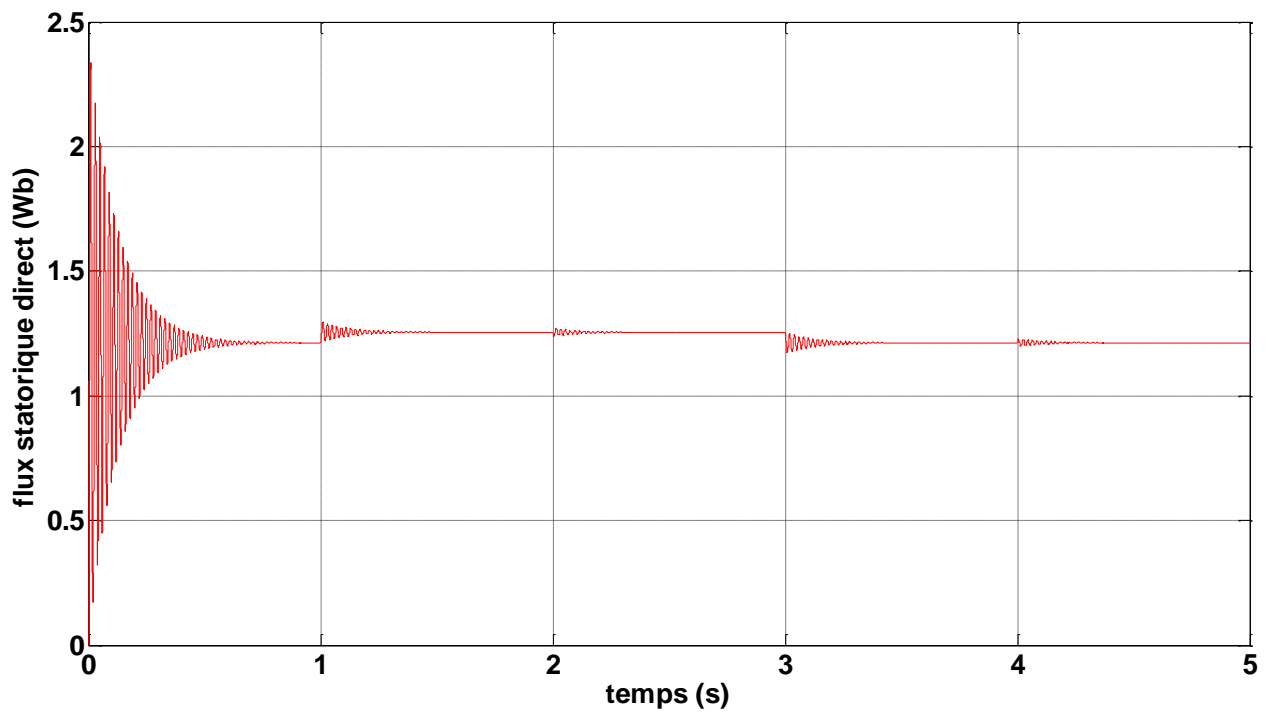
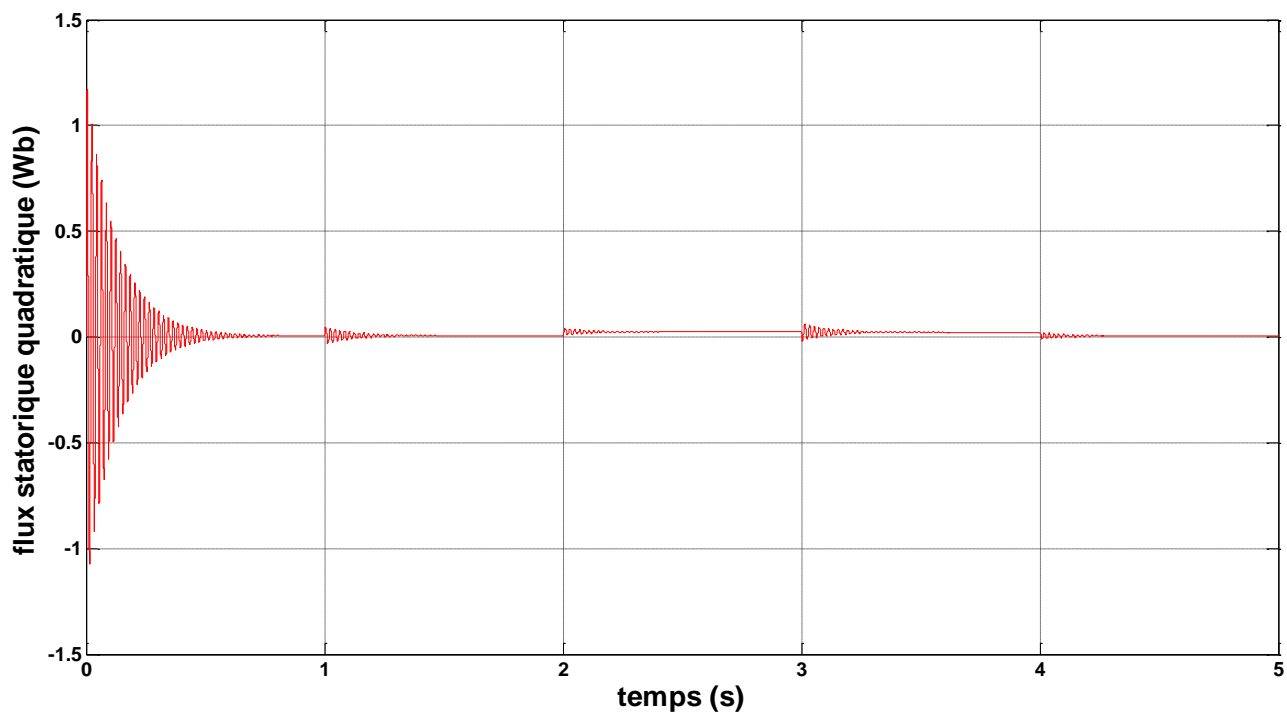
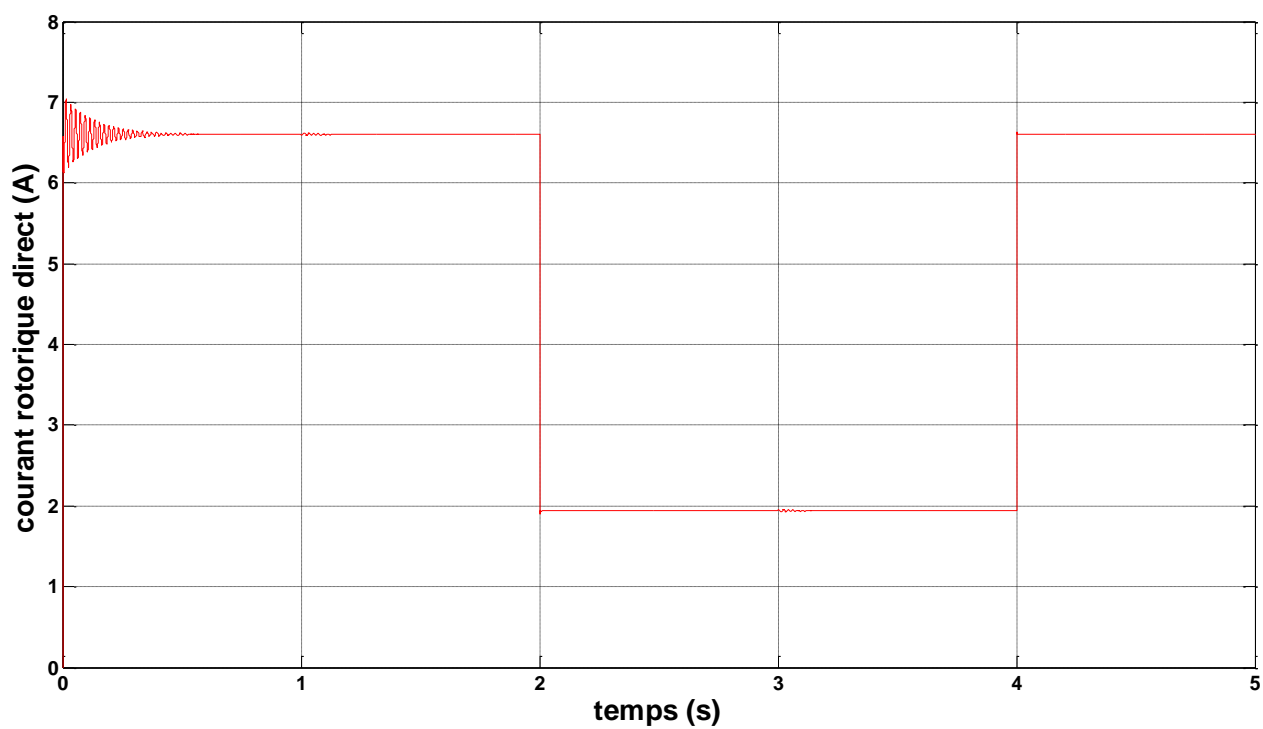


Fig. IV.5 : flux statorique direct (Wb)

**Fig. IV.6 :** flux statorique quadratique (Wb)**Fig. IV.7 :** Courant rotorique direct (A)

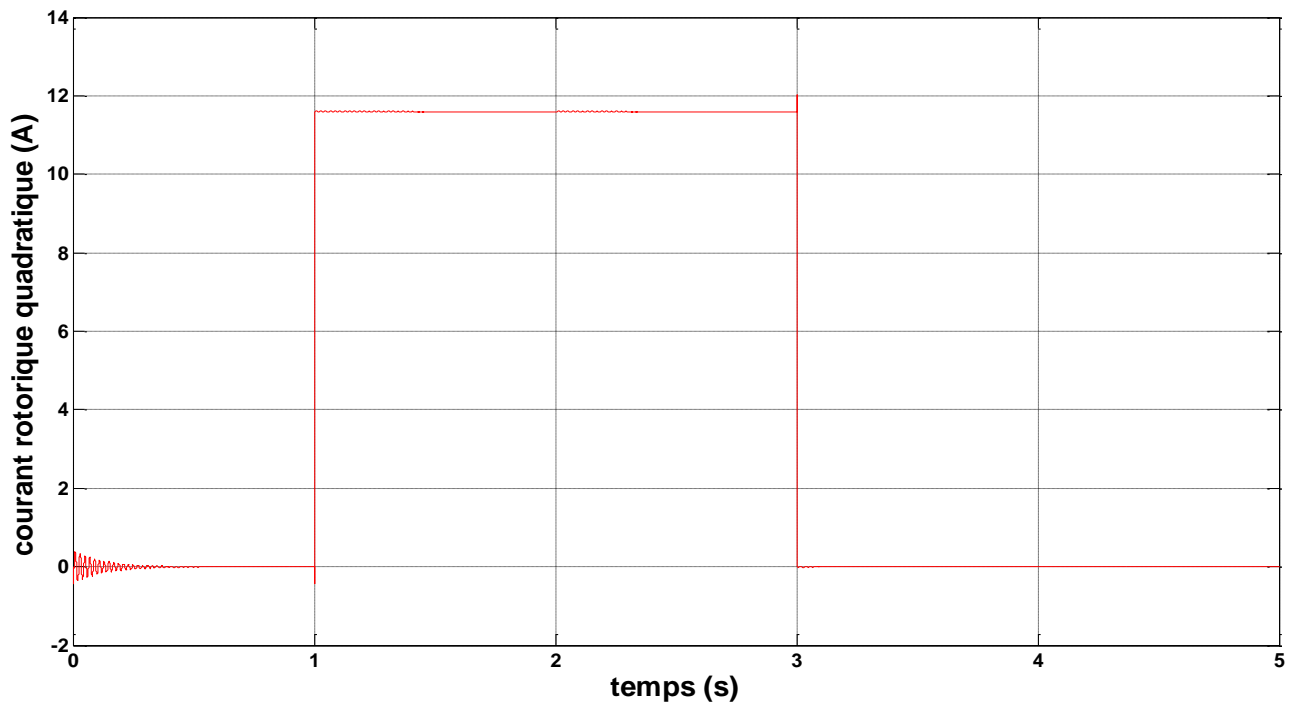


Fig. IV.8 : Courant rotorique quadratique (A)

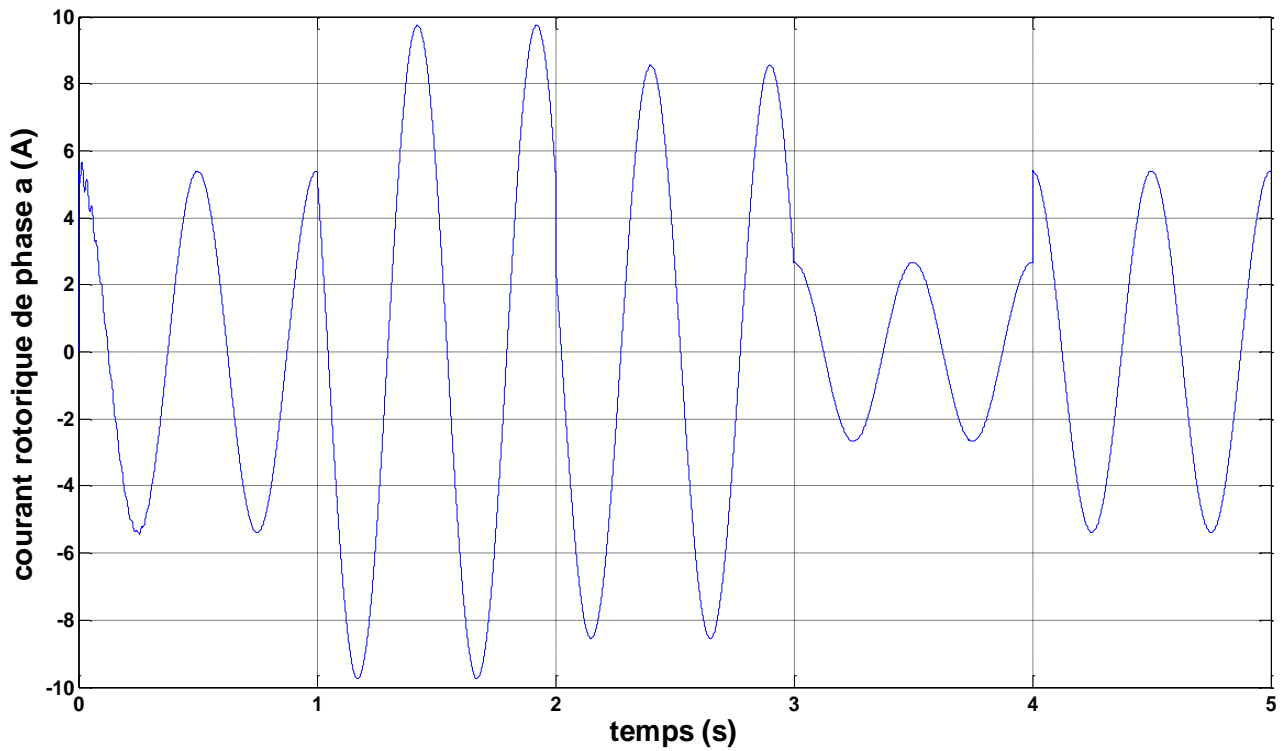


Fig. IV.9 : courant rotorique triphasé de phase a (A)

IV.6. 2 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les différentes courbes obtenues par la commande par backstepping des puissances active et réactive de la GADA.

La figure (IV.2) et (IV.3) montre la fiabilité et la robustesse de cette commande qui est donnée un bon poursivre de puissance active et réactive statorique sa référence. En commande par backstepping les réponses sont sans dépassement, rapide en régime transitoire et l'erreur statique tend vers zéro. Dans notre cas, le réglage des puissances active et réactive par cette commande apporte une amélioration remarquable par rapport aux régulateurs classiques PI. Cette technique a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux composantes de la puissance statorique. La figure (IV.7) et (IV.8) représente les deux composants du courant rotorique, dont on peut déduire le découplage entre la commande des deux puissances

IV.6. 3 Résultat de simulation avec onduleur

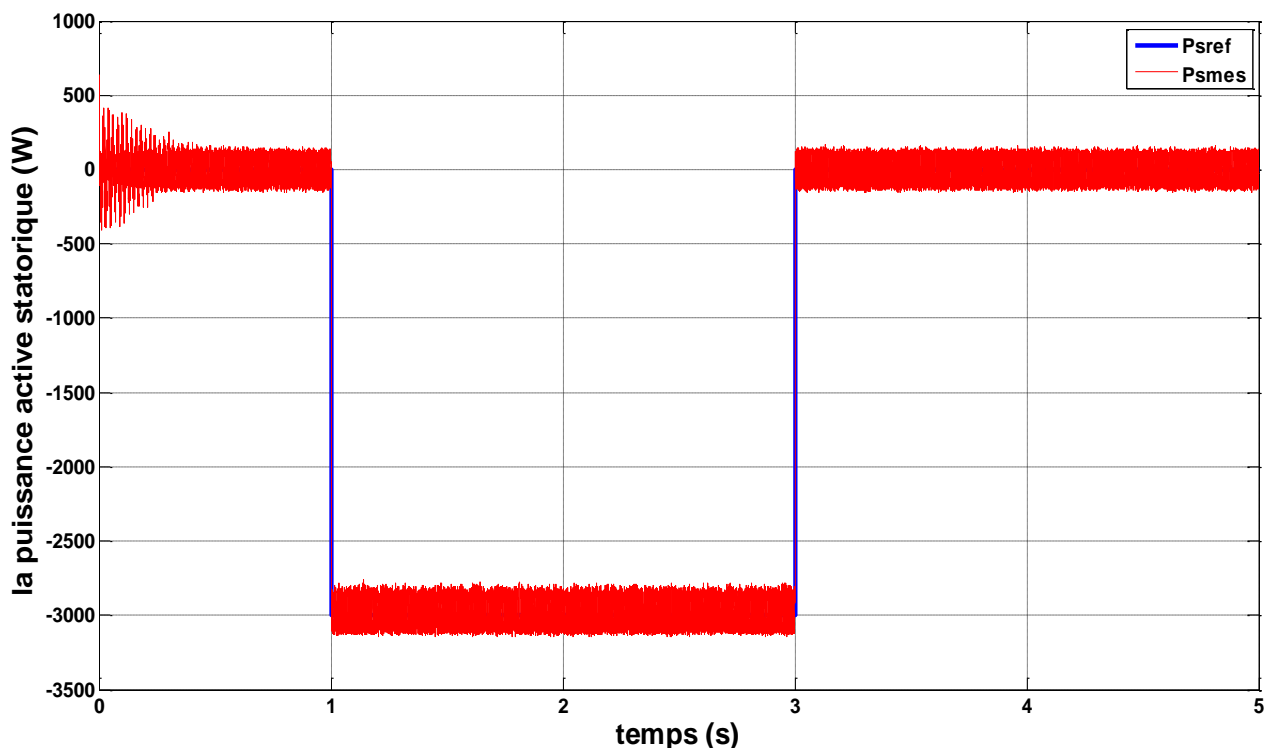


Fig. IV.10 : la puissance active statorique (W).

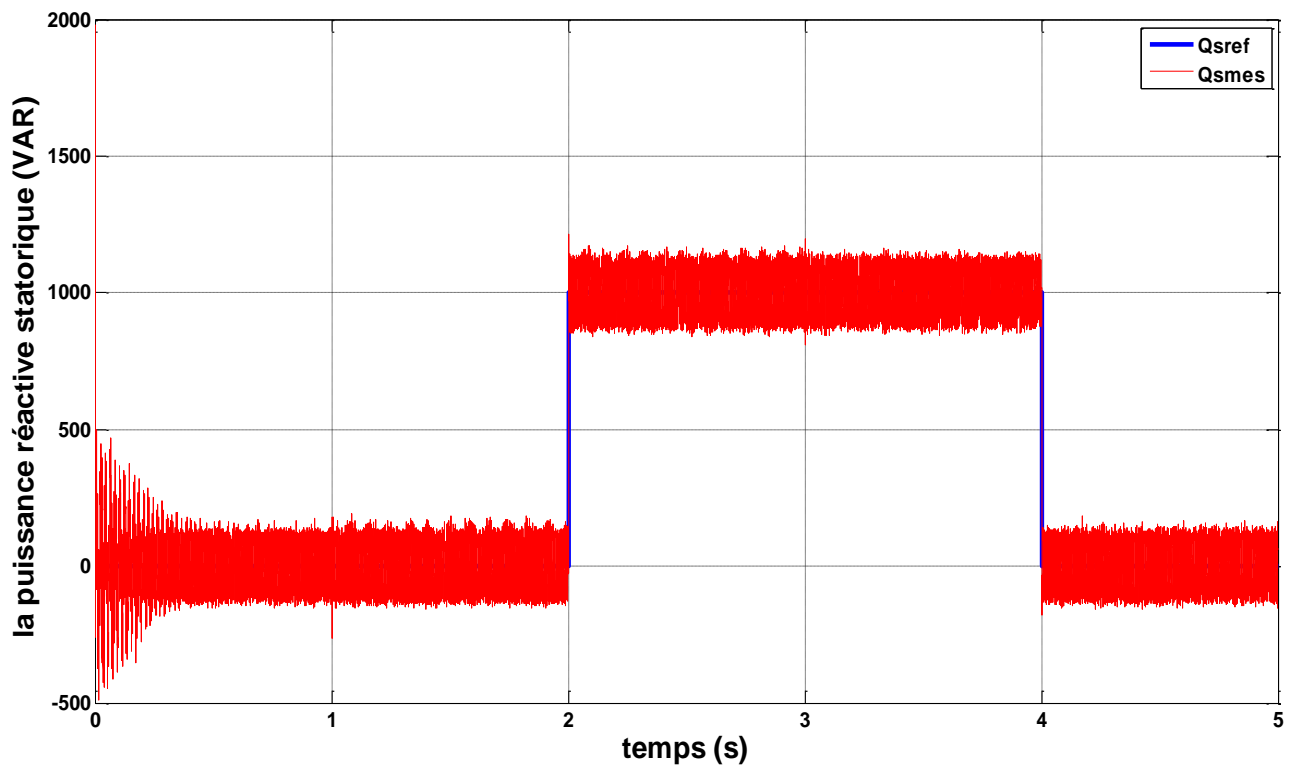


Fig. IV.11 : la puissance réactive statorique (VAR).

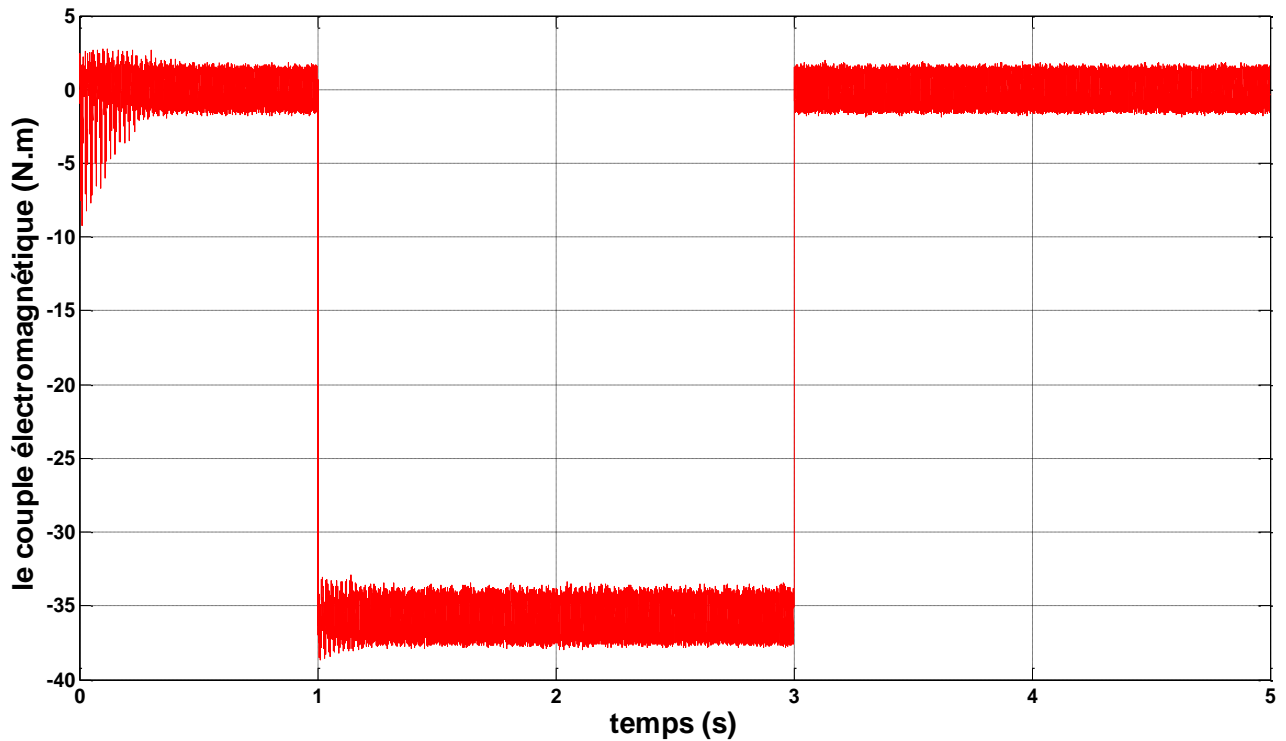


Fig. IV.12 : couple électromagnétique (N.m)

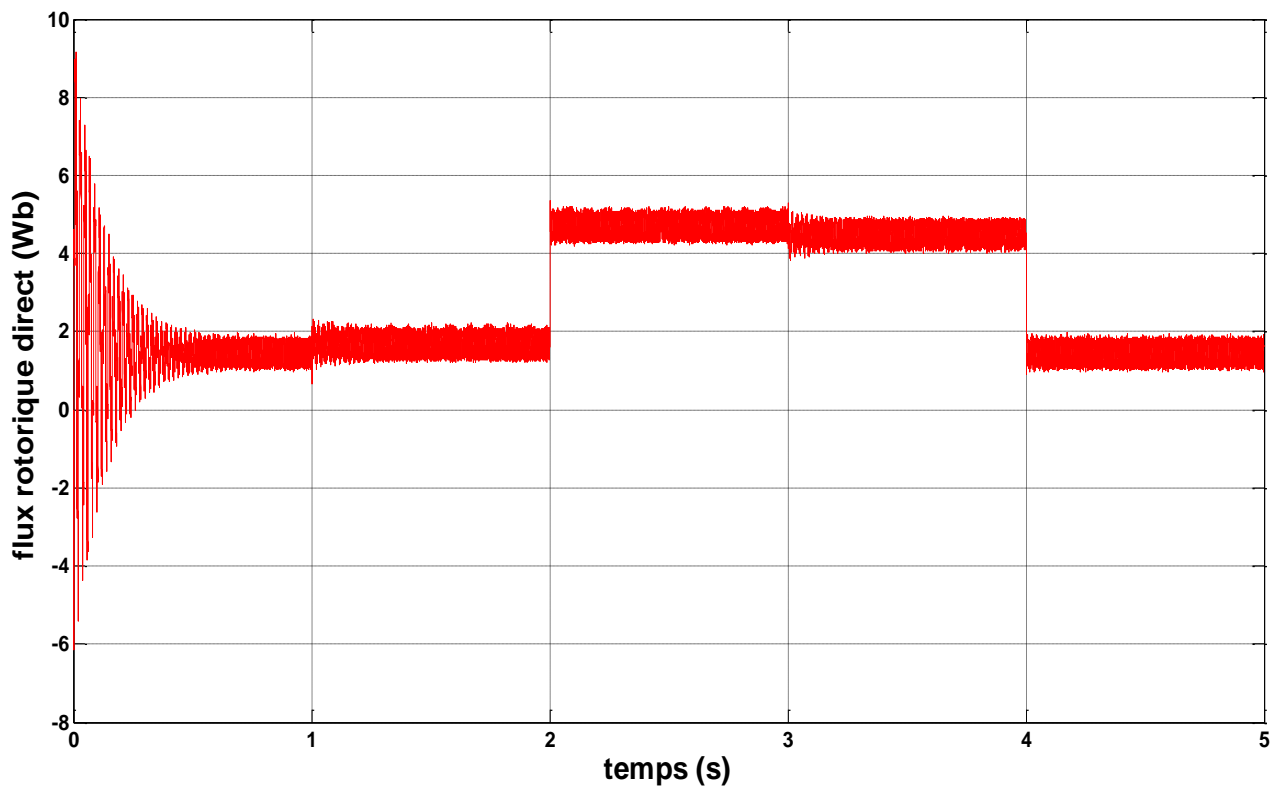


Fig. IV.13 : flux rotorique direct (Wb)

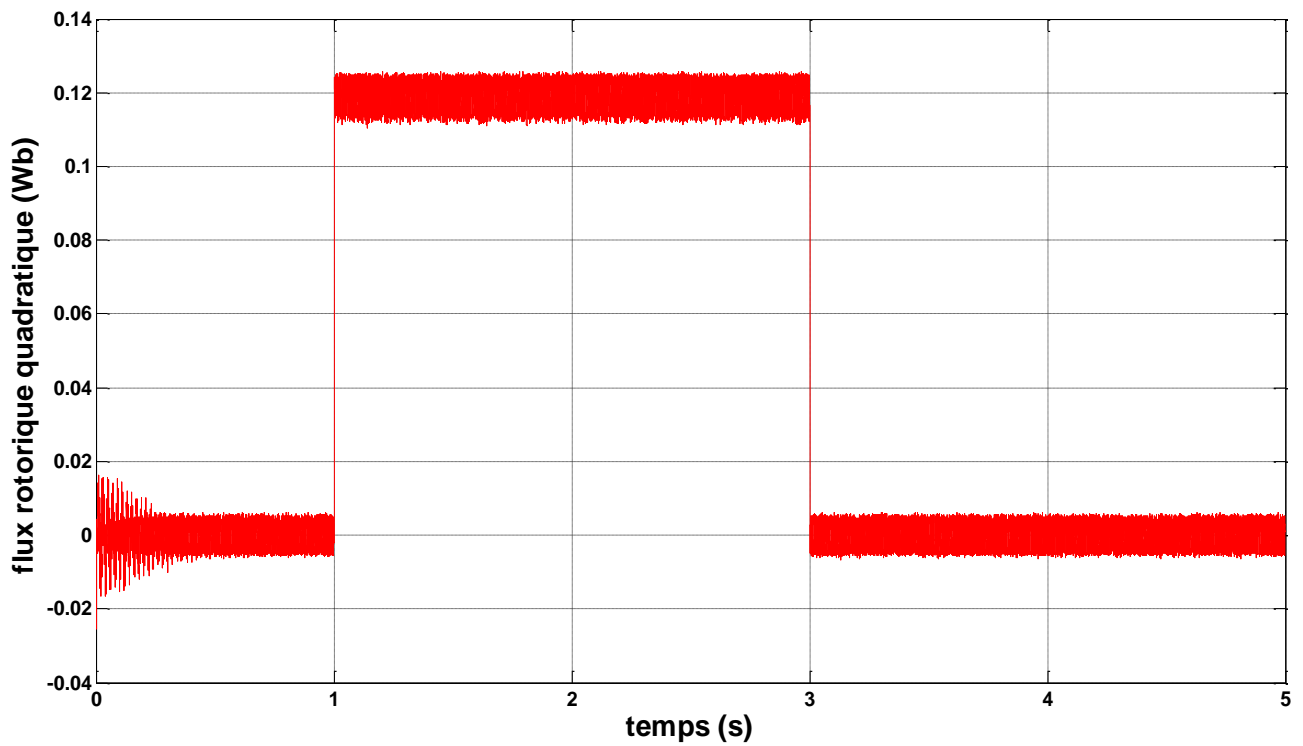


Fig. IV.14 : flux rotorique quadratique (Wb)

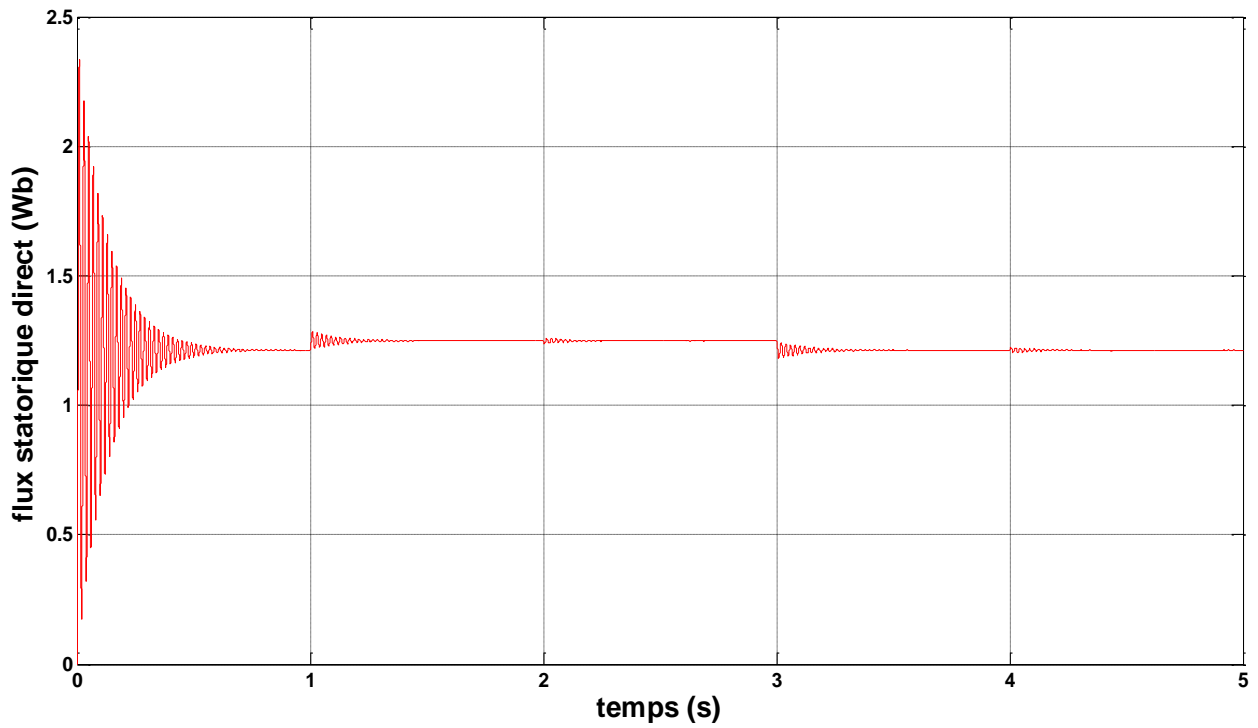


Fig. IV.15 : flux statorique direct (Wb)

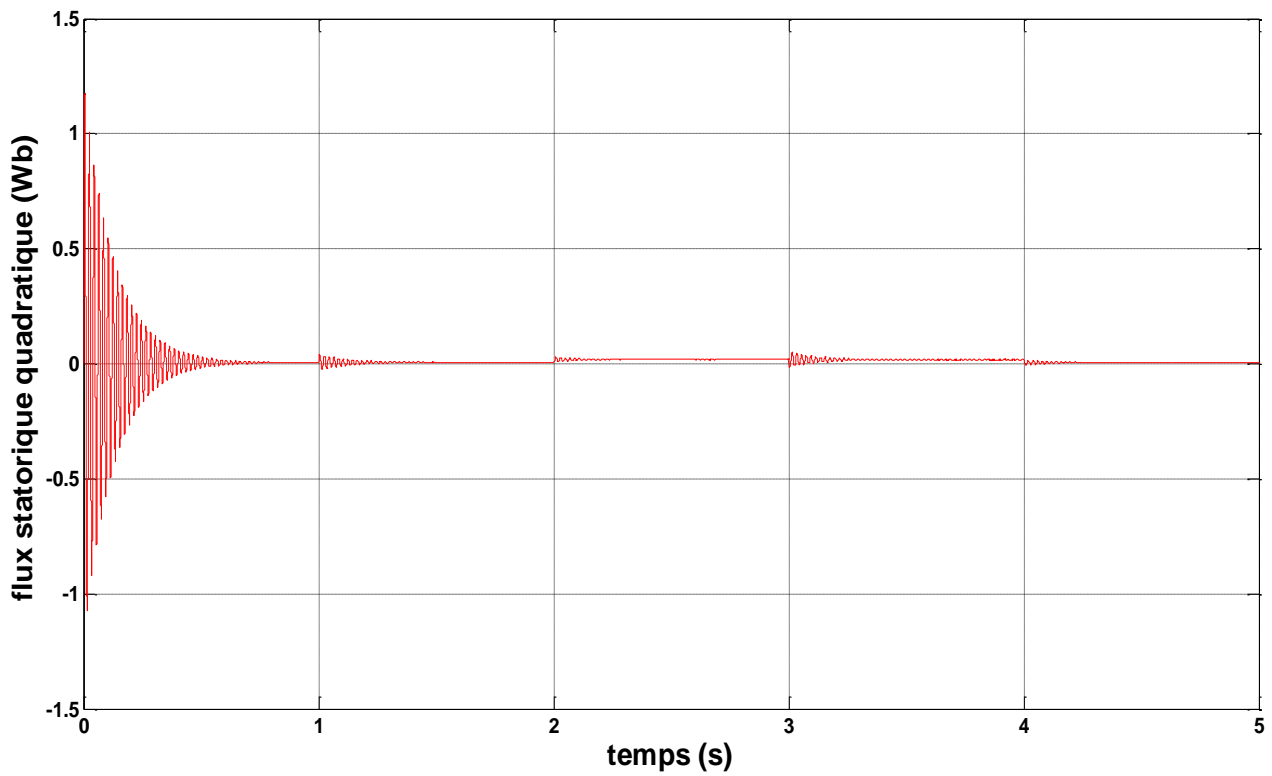


Fig. IV.16 : flux statorique quadratique (Wb)

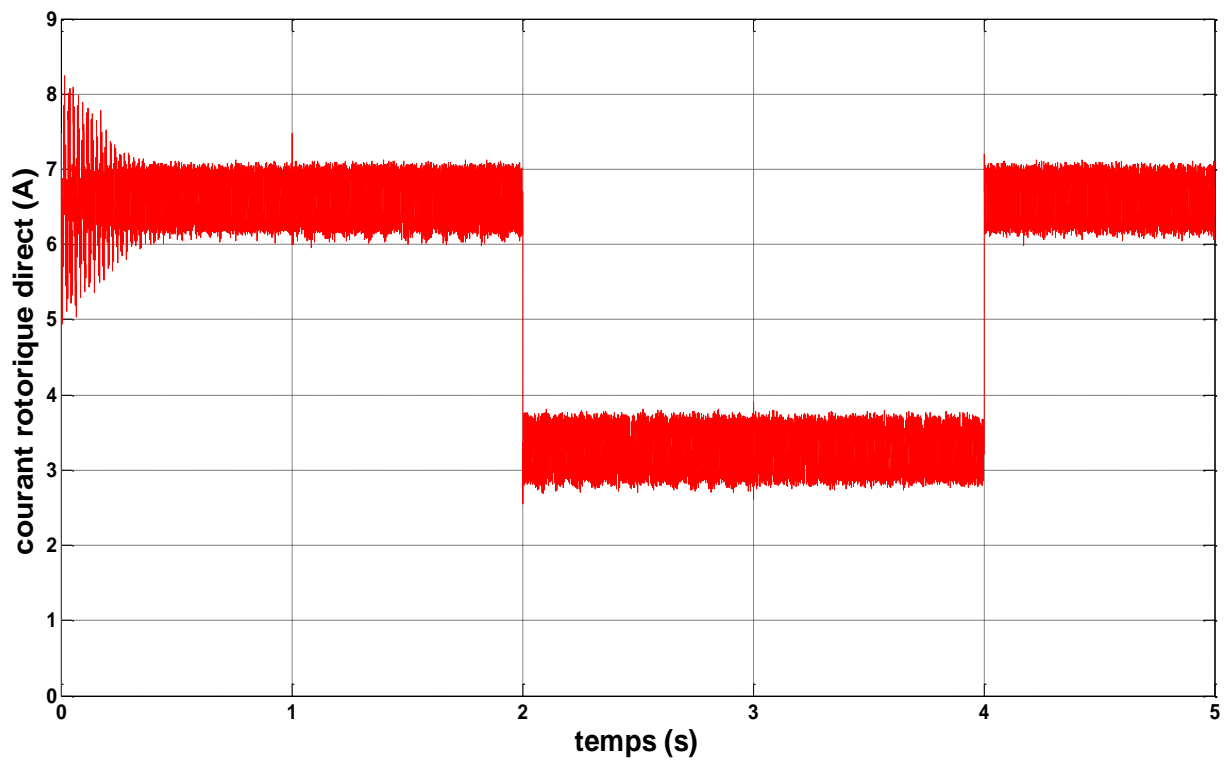


Fig. IV.17 : courant rotorique direct (A)

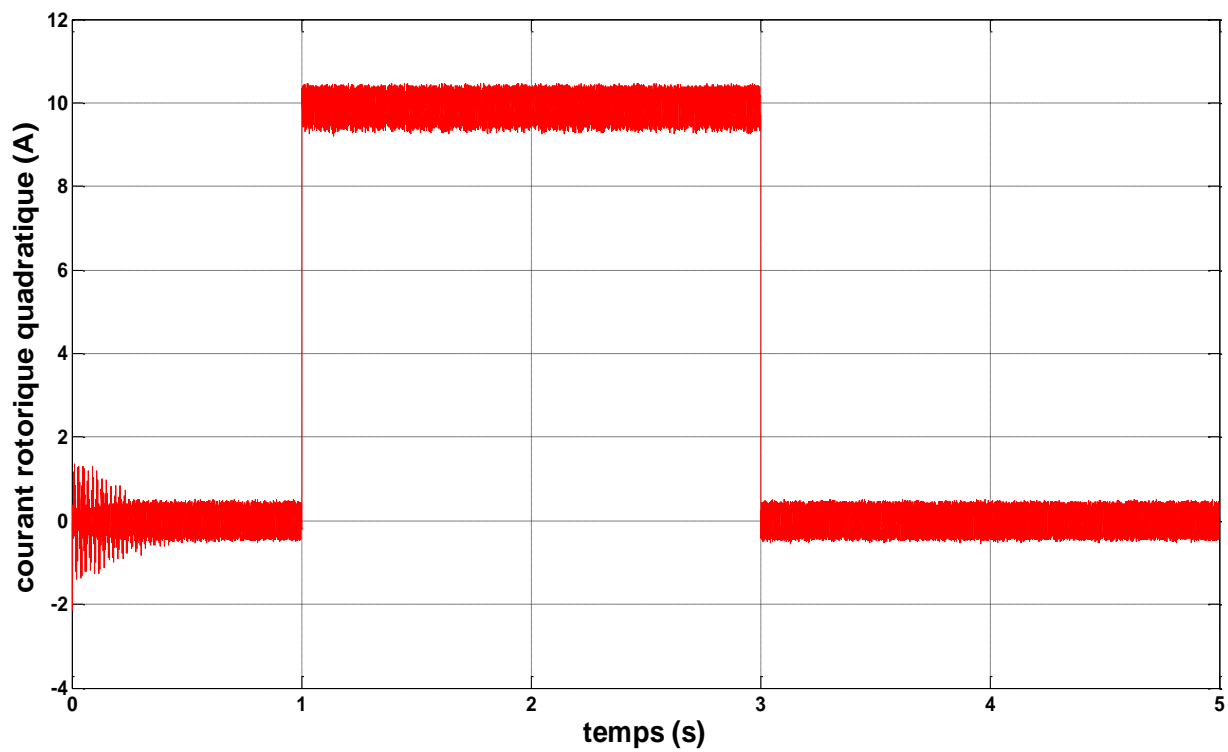


Fig. IV.18 : courant rotorique quadratique (A)

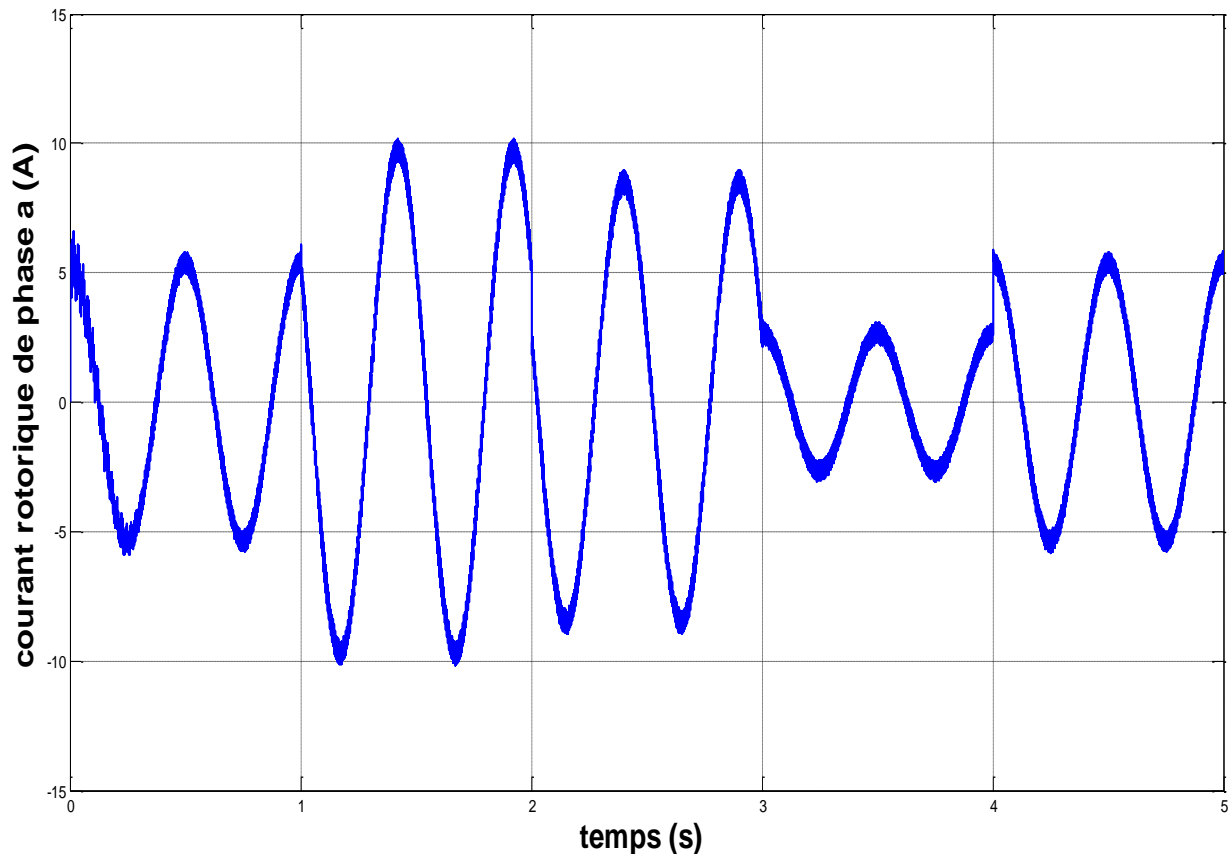


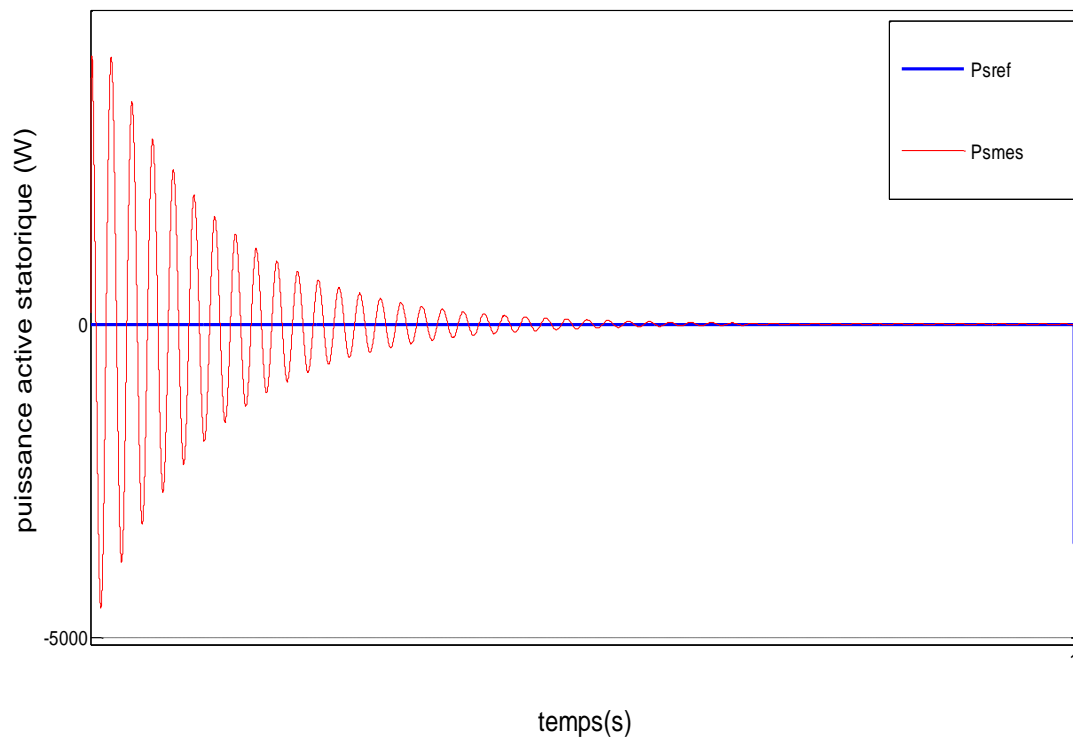
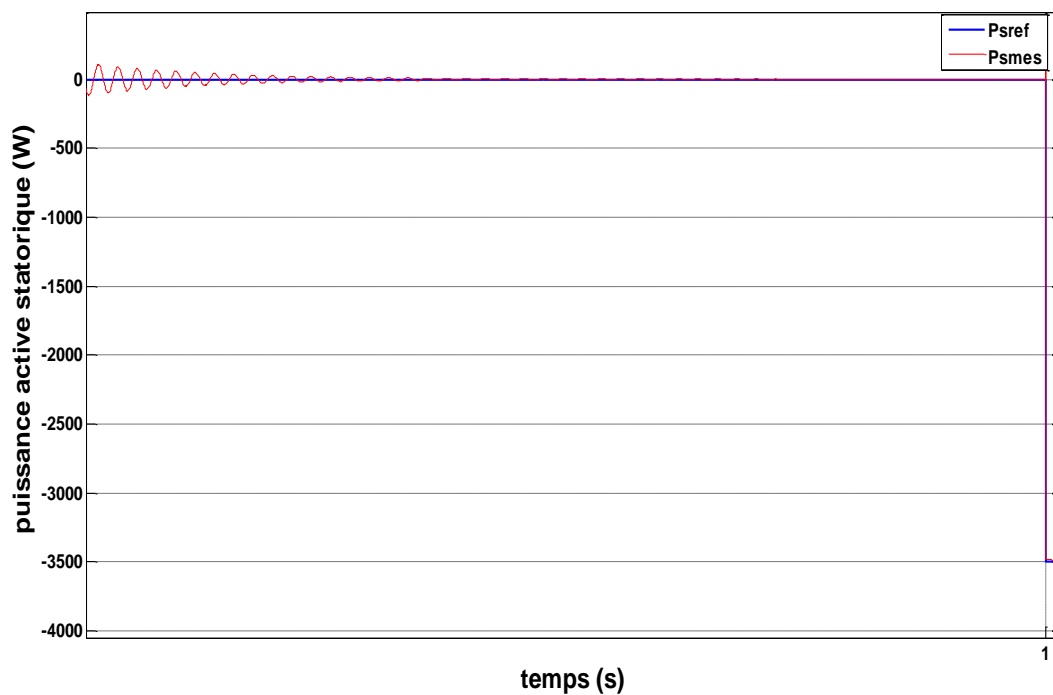
Fig. IV.19 : courant rotorique triphasé de phase a (A)

IV.6. 4 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les différentes courbes obtenues par la commande backstepping des puissances active et réactive de la GADA qui est entraînée par une vitesse fixe. Lorsque l'onduleur rotorique est pris en compte dans les simulations. Les perturbations induites par l'onduleur ne permettent pas de distinguer des différences de comportements entre les régulateurs en termes de temps de réponse. Toutefois, on peut constater une absence de dépassements importants et une bonne régularité des signaux de puissance dans le cas de la commande par backstepping. La présence de l'onduleur et du modèle de la GADA ont permis d'effectuer une simulation dans des conditions proches de celles d'un système réel.

IV.7. Etude comparative entre les techniques de commande proposées

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans ce chapitre et le précédent.

IV.7.1. Comparaison de puissance active dans régime transitoire :**Fig. IV.20** : la puissance active statorique avec zoom (régime transitoire) (C.V) (W).**Fig. IV.21** : la puissance active statorique (régime transitoire) (C.B) (W).

IV.7.2. Comparaison de puissance active dans variation de consigne :

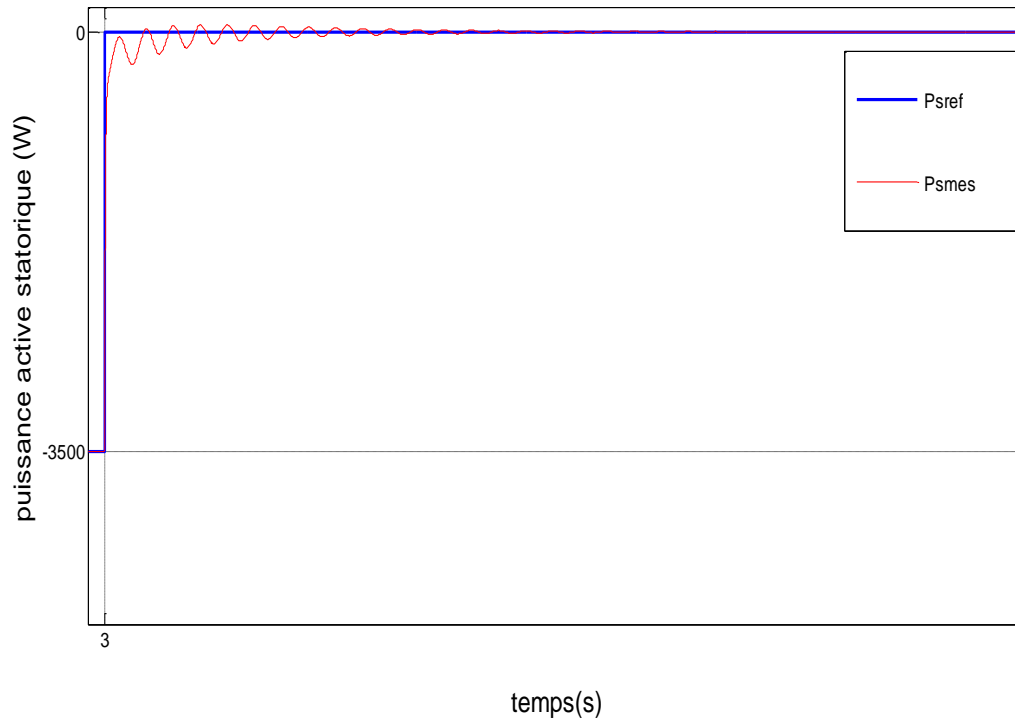


Fig. IV.22 : la puissance active statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.V) (W).

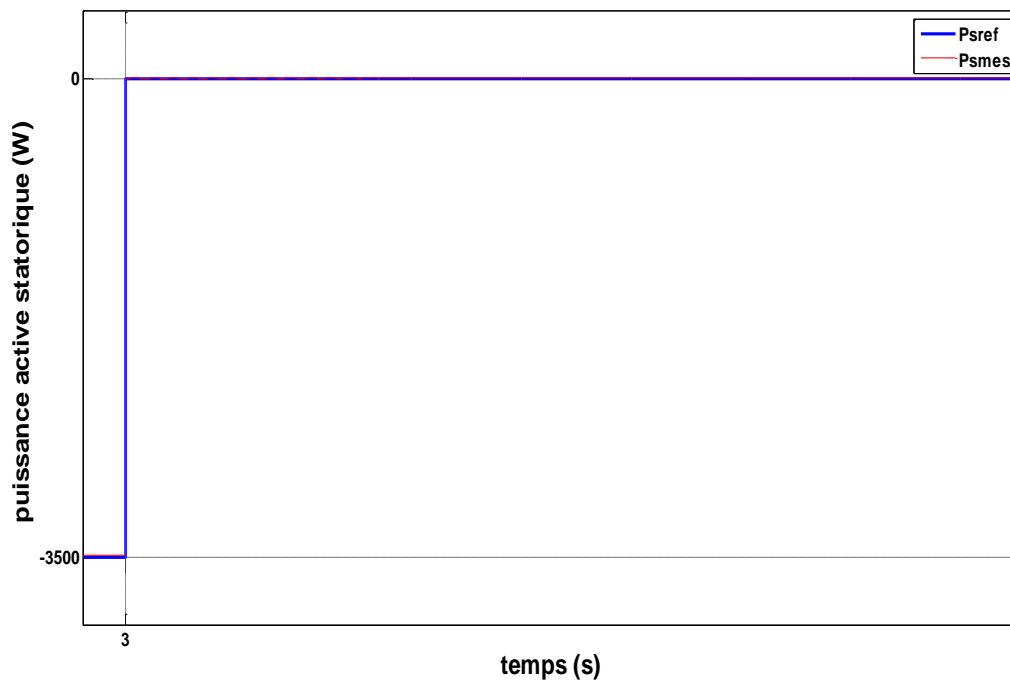


Fig. IV.23 : la puissance active statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.B) (W).

IV.7.3. Comparaison de puissance réactive dans régime transitoire :

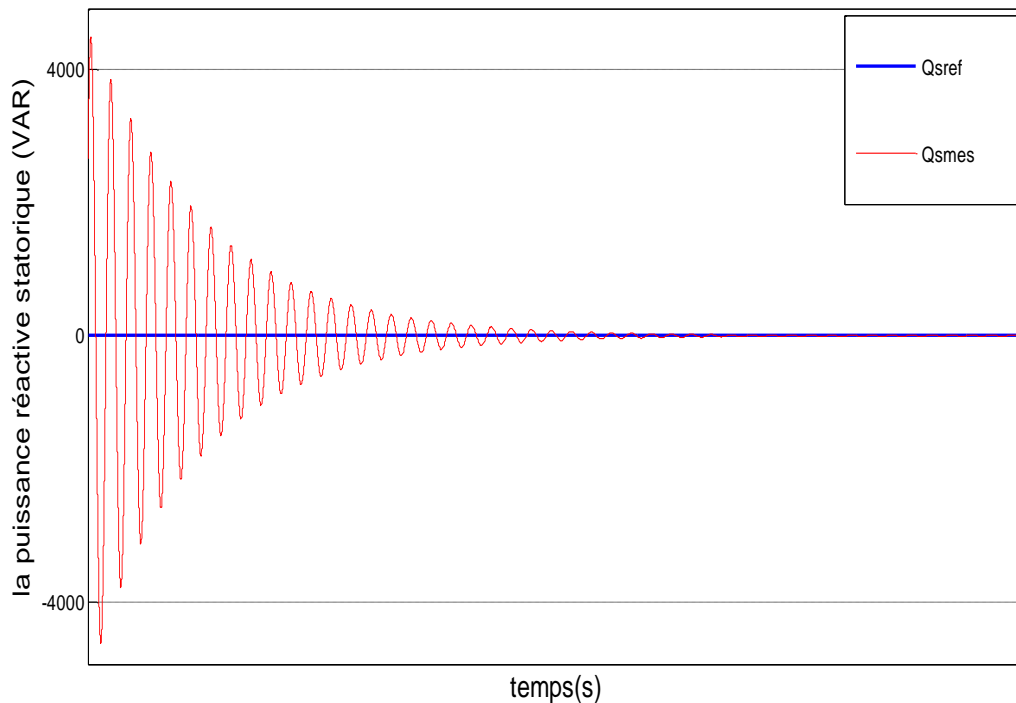


Fig. IV.24 : la puissance réactive statorique avec zoom (régime transitoire) (C.V) (VAR)

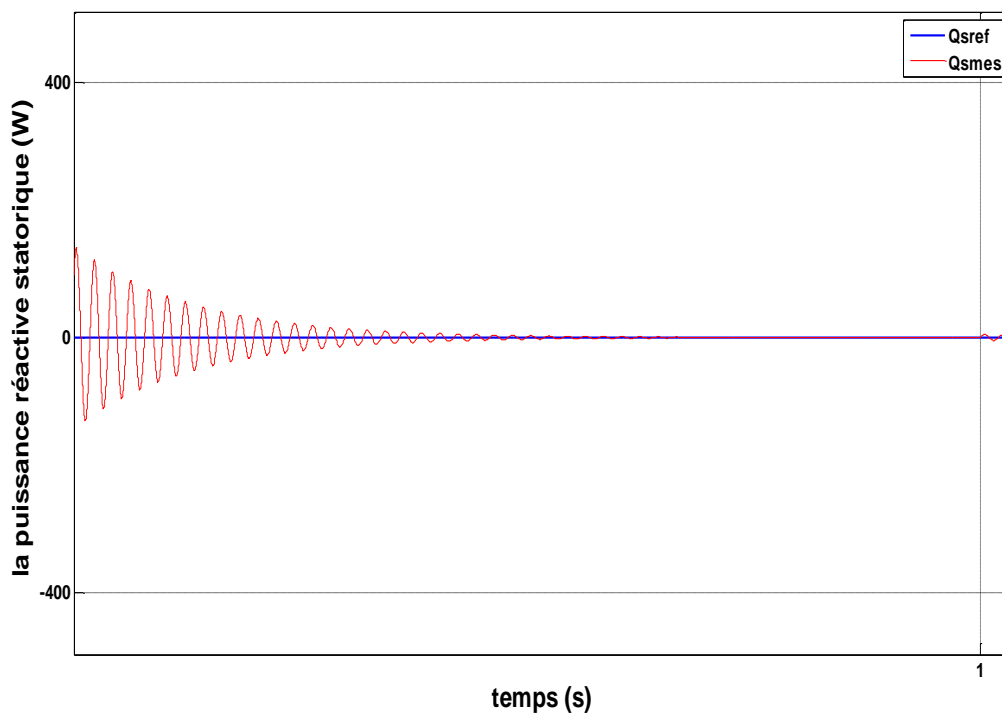


Fig. IV.25 : la puissance réactive statorique avec zoom (régime transitoire) (C.B) (VAR)

IV.7.4. Comparaison de puissance réactive dans variation de cosigne :

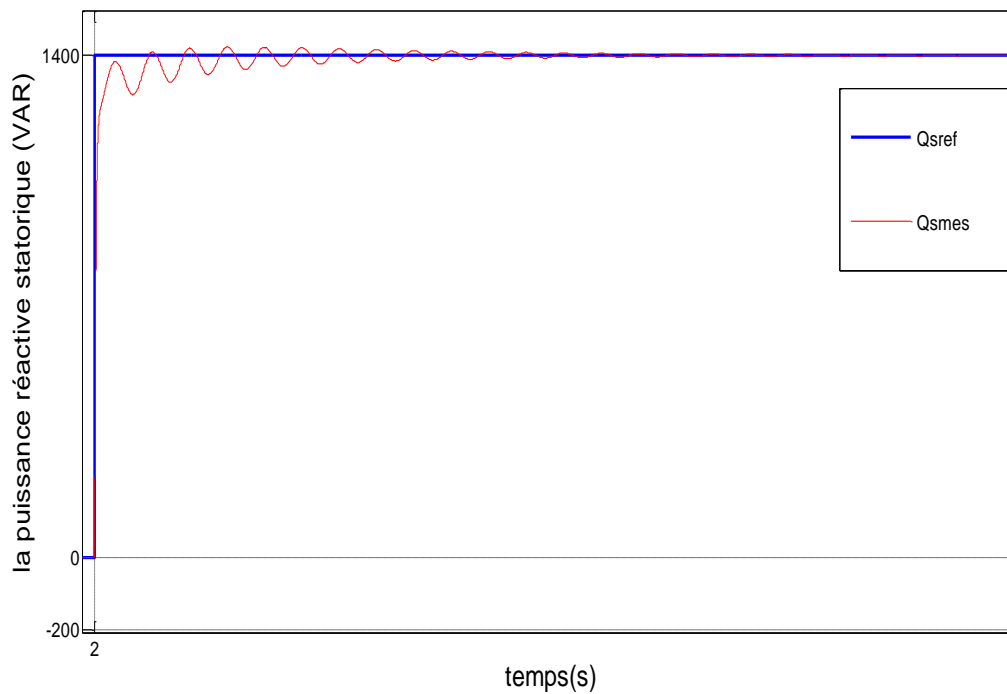


Fig. IV.26 : la puissance réactive statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.V) (VAR).

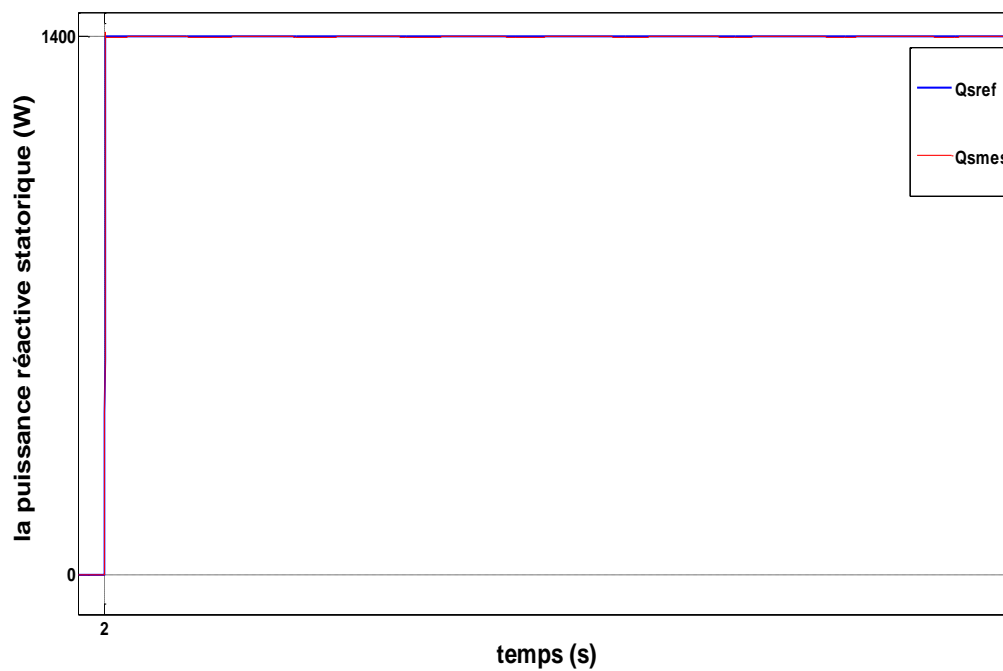


Fig. IV.27 : la puissance réactive statorique avec zoom (variation de cosigne) (C.B) (VAR).

Les résultats que nous avons vus par simulation numérique de la génératrice asynchrone à double alimentation sous Matlab, cette génératrice est pour l'utilisation de produire l'électricité. nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande vectorielle (C.V) et la commande par backstepping (C,B) pour la régulation des puissances active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

Ces résultats montrent que les performances de poursuite de la puissance active et réactive sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais les résultats obtenus par la commande par backstepping obtenus sont meilleures par apport de la commande vectoriel.

Remarque

On remarque que la commande par backstepping avait un temps de réponse très faible que la commande vectoriel, en plus la commande vectorielle prend des perturbations très importants au régime transitoire au démarrage (dépassements), par contre de la commande par backstepping est très faible presque nul.

On peut conclure que le contrôle des puissances par backstepping présente des meilleures performances que celles de la commande vectorielle.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle loi de commande par backstepping appliquée au système de production d'énergie d'une génératrice asynchrone à double alimentation basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant. où nous avons présenté les principales définitions relatives à cette technique, à savoir : la stabilité et l'équilibre des systèmes non linéaires, la méthode d'analyse de Lyapunov qui est l'élément essentiel de la technique du backstepping aussi, nous avons présenté la synthèse et la technique de cette commande par la méthode directe de Lyapunov Enfin, nous avons calculé une loi de commande backstepping pour commander indépendamment les puissances produites par la GADA à flux orienté. 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 augmente la fiabilité de nos système.

Nous avons présenté, une étude comparative des résultats obtenus par les deux commandes (commande vectorielle par orientation de flux statorique et la commande par backstepping).

Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, rapidité...).

Finalement, cette commande présente un algorithme de contrôle simple qui a l'avantage d'être facilement implantable dans un calculateur.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le but de ce travail était la modélisation et la commande de la machine asynchrone à double alimentation et synthétiser un algorithme robuste pour une commande efficace de la MADA.

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

Afin de mieux maîtriser la machine, le chapitre deux on a présenté la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de PARK. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Moteur et Générateur a été faite et ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement et brancher aussi la machine avec onduleur à deux niveau MLI, Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab nous confirment la possibilité de double alimentation par la stabilité des différentes grandeurs de la machine étudiée pour un fonctionnement générateur que moteur.

Dans le chapitre trois, on a présenté la commande vectorielle est en puissance active et réactive statoriques. Dans ce chapitre, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la GADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de cette machine par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances statoriques "active et réactive" par les puissances réelles débitées par le stator de la machine a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation par onduleur à deux niveaux MLI.

Dans le dernier chapitre, on a appliqué la technique de commande par backstepping, Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. A l'issue de ce travail, nous exposons une synthèse des résultats et de simulation obtenus afin d'établir les perspectives futures envisagées. On applique cette commande pour contrôler indépendamment des puissances actives et réactives générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux.

On peut donc conclure que la technique de commande backstepping utilisée pour la commande du la machine asynchrone double alimentation a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleur par rapport à la commande vectorielle.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] O.belounis « cours energie renouvelable 2019 faculté de technologie université de m'sila spécialité électromécanique master 2 »
 - [2] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
 - [3] K. Belmokhtar, M.L. Doumbia , K. Agbossou, « Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator) ». Energy, Vol. 76, 2012, pp. 679-693.
 - [4] Abdullah Asuhaimi B.Mohd Zin, Mahmoud Pesaran H.A, Azhar B, Khairuddin, Leila Jahanshaloo, Omid Shariati, « An overview on doubly fed induction generators' controls and contributions to wind based electricity generation ». Renewable and Sustainable Energy Reviews, 27(20), pp. 692–708.
 - [5] H. Ihssen, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", Mémoire de Magister, ENP d'Alger, 20 janvier 2008.
 - [6] M.BOUARAKI, «étude d'un entraînement 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.
 - [7] 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.
 - [8] A.BOYETTE,« contrôle et commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne», thèse de doctorat de l'université Henri Poincare, Nancy I, 2006.
 - [9] 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.
 - [10] B. Hopfenspeger et D.J.Atkinson, « Doubly- fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras,2001.
 - [11] R. Abdessemed « Modélisation et simulation des Machines Electriques »,Livre, Edition TECHNOSUP, Batna, Mai 2012.
-

- [12] DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques », Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila, Algérie, 2012.
- [13] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [14] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, June 2003.
- [15] Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l'Intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat, université de Batna, 2010.
- [16] F. Atman, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Mémoire de Magister, université Mohamed Khider de Biskra, 19 décembre 2013.
- [17] 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.
- [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. Université de M'sila, 2017.
- [20] 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..
- [21] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France,2003.
- [22] 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.
-

- [23] R.ABDESSEMED, «Modélisation et simulation des machines électriques», Ellipses. p.141-142, 2011.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] M. Latreche, " Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisé dans un système éolien ", Mémoire de Magister, Université de Setif, 2012.
- [28] S. Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [29] M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert, « Principe De L'électrotechnique », DUNOD, Paris, 2005.
- [30] Z. Boudjemaa, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou » , Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran ,Algérie, 2009.
- [31] Zemmit, « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes », thèse doctorat, université de m'sila 2017.
- [32] Philippe LE BRUN, "Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones", Cours En Electrotechnique, Lycée Louis Armand, Strasbourg, France.
- [33] J.-P Louis, C. Bergman, "Commande numérique, régimes intermédiaires et transitoires". Techniques d'ingénieur D 3 643.
-

- [34] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna,2009.
- [35] SALLOUM G. « Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a doublé alimentation », Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2007, France.
- [36] M.Charane, «Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation avec régulateur flou», Thèse d'ingénieur d'état en Automatique, Université Mouhamed Boudiaf d'Oran,2010.
- [37] T.Belkacem, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de magister en électrotechnique de l'université de Batna,2010.
- [38] Omar BOUHALI, « Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement d'origine éolienne sur un réseau électrique ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger 2008.
- [39] D. AOUZELLAG, K. GHEDAMSI, E.M. BERKOUK. « Network power flux control of a wind generator ». Renewable Energy, Volume 34, Issue 3, pp 615- 622, Elsevier 2009.
- [40] BOLDEA. « *Variable speed generators* ». Taylor & Francis 2006.
- [41] K. GHEDAMSIA, D. AOUZELLAGA, E.M. BERKOUK. « Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system ». Renewable Energy, Volume 33, Issue 9, pp 2145-2156, Elsevier 2008.
- [42] ABBAS. M-MECHENTEL. M, « Modélisation et commande d'une MADA Alimentée par Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne ». Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale polytechnique, Alger- Algérie 2010.
- [43] Nabanita Adhikary, Chitralakha Mahanta, « Integral backstepping sliding mode control for underactuated systems: Swing-up and stabilization of the Cart–Pendulum System ». ISA Transactions, Vol. 52, 2013, pp. 870-880.
- [44] M. Loucif, A. Boumediene and A. Mechernene, « Backstepping Control of Double Fed Induction Generator Driven by Wind Turbine ». Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013IEEE.
- [45] M.Mohamed Moustafa EZZAT, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes. 17 Mai 2011.
-

- [46] Benaskeur, « Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires ». Thèse Doctorat, Université du Laval, février 2000.
- [47] L. Nicolas Pacquin, « Application du backstepping à une colonne de flottation ». Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'université Laval pour l'obtention du grade de maître ès sciences (MSc.) 2000.
- [48] CHAIBA Azeddine, « Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [49] S. ZEGHLACHE, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical ». Thèse de Doctorat, université de m'sila 2014.
- [50] R. Riyadh, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse de doctorat, Université de, Batna 2, 2016.
- [51] B. Rouf et B. Boualem, "Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne)", mémoire d'Ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2011.
- [52] B. François, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 30 Septembre 2008.
- [53] A Sid Ahmed El Mahdi, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SIDI-BEL-ABBES, 2010.
- [54] S. Asif, M. F. Leonid, S. Sarah, « Variable Structure Systems from principles to implementation », IEEE The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- [55] L Bilal, « Commande vectorielle et transfert des puissances de la machine asynchrone à double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, UNIVERSITE de SKIKDA, 2011.
- [56] Mechernene, « Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone » Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
- [57] Michel, « Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents », Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2007.
-

- [58] H. Bühler, « Réglage par logique floue », Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [59] K. Nafissa .K Nessrine, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », mémoire de master, Université kasdi merbah ouargla, 2015.
- [60] B. Ismail, « Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2,2016.
- [61] T. Boumediene, « Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone Double Alimentée utilisée en Aérogénérateur » Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
-

Annexes

Annexe :

Les paramètres de la machine à induction double Alimentée

Valeurs nominales :

Puissance nominale : $P_n = 4 \text{ kW}$.

Tension nominale : $v/u = 220/380 - 50 \text{ Hz}$.

Courant nominale : $i/I = 15/8.6 \text{ A}$

Lavitesse nominale : $\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$.

Paramètres de la MADA:

Résistance statorique: : $R_s = 1.2 \Omega$.

Résistance rotorique: : $R_r = 1.8 \Omega$.

Inductance cyclique statorique: : $L_s = 0.1554 \text{ H}$.

Inductance cyclique rotorique: : $L_r = 0.1568 \text{ H}$.

Inductance cyclique mutuelle: : $L_m = 0.15 \text{ H}$.

Le nombre de paires de pôles est: : $p = 2$.

Constantes mécaniques de la MADA:

Moment d'inertie : $J = 0.2 \text{ kg.m}^2$.

Coefficient de frottement : $f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى تقديم المفاهيم الأساسية ومبدأ التشغيل لآلة التغذية المزدوجة غير المتزامنة ، كما قدمنا مساهمة في تطوير النمذجة والتحكم في هذه الآلة. تم تقديم ومحاكاة النمذجة في الإطار المرجعي لـ Park لآلة "GADA" باستخدام MATLAB ، بالإضافة إلى التحكم الاتجاهي الخاص بها ، وفي النهاية قدمنا استراتيجية تحكم غير خطية من خلال تطبيق backstepping على النظام. تسمح لنا هذه التقنية بتعديل مشاكل استخدام قانون تحكم غير خطي قوي مع أوجه عدم اليقين في النموذج. الهدف هو تطبيق هذا الأمر للتحكم بشكل مستقل في الطاقة النشطة والتفاعلية الناتجة عن الآلة غير المتزامنة المنفصلة عن طريق اتجاه تدفق الجزء الثابت

كلمات مفتاحية: مولد غير متزامن ثنائي التغذية، التحكم الشعاعي المتجه، منظم كلاسيكي، التحكم ب backstepping.

Résumé

Ce travail a pour objectif la présentation des notions fondamentales et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double alimentation, nous avons donné aussi une contribution au développement de la modélisation et la commande de cette machine. La modélisation dans le repère de Park de cette machine « GADA » a été présentée et simulée en utilisant MATLAB, ainsi que sa commande vectorielle, en fin on a présenté une stratégie de commande non linéaire par backstepping appliquée au système. Cette technique nous en permet d'ajuster les problèmes d'utilisation d'une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle. L'objectif est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone découplée par orientation du flux statorique.

Mots clés : Générateur asynchrone à double alimentation (GADA), commande vectorielle, Régulateur classique (PI), commande par backstepping.