

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة الشهيد حمه لخضر - الوادي
Université Echahid Hamma Lakhdar - El-oued



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT en Électrotechnique

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Commande Électrique

Laboratoire d'Exploitation et de Valorisation des Ressources Énergétiques Sahariennes LEVRES

Présentée par: **ZELLOUMA Dalal**

THÈME

**Commande Robuste d'un Moteur Asynchrone en
utilisant les Méthodes Métaheuristiques**

Soutenue publiquement le : 13/05/2024 devant le Jury :

ALLAL Abderrahim	Professeur	Université d'El Oued	Président
BEKAKRA Youcef	Professeur	Université d'El Oued	Directeur de thèse
SERHOUD Hicham	MCA	Université d'El Oued	Co-directeur de thèse
BENCHOUIA Mohamed Toufik	Professeur	Université de Biskra	Examineur
SRAIRI Kamel	Professeur	Université de Biskra	Examineur
LAMMOUCHI Zakaria	MCA	Université d'El Oued	Examineur

RÉSUMÉ

Le domaine du contrôle des machines électriques, notamment des machines asynchrones, suscite l'intérêt de nombreuses équipes de recherche. Le développement de stratégies de contrôle est important afin d'augmenter les performances et la durabilité des systèmes de machines. Ainsi, afin d'obtenir des performances élevées et une grande durabilité pour ces systèmes automatisés utilisant des moteurs asynchrones, nous devons nous concentrer sur les stratégies de contrôle en proposant des contrôles performants et d'une grande durabilité.

La stratégie backstepping est l'une des stratégies non linéaires qui se caractérise par des performances satisfaisantes et une grande durabilité dans l'amélioration des caractéristiques des systèmes de contrôle. Cependant, cette stratégie est affectée par les modifications des paramètres de la machine, ce qui constitue un élément négatif qui limite sa propagation. En conséquence, cette thèse aborde ou propose des solutions efficaces afin de surmonter les problèmes et les inconvénients de la stratégie backstepping pour une machine asynchrone en utilisant de nouvelles stratégies, où diverses stratégies sont combinées comme solution pour surmonter ces problèmes. En outre, des méthodes métaheuristiques sont utilisées comme solution pour déterminer les valeurs des gains de la stratégie de backstepping afin de réduire les ondulations de couple et la valeur de total harmonic distortion (THD). Afin de contrôler l'onduleur de la machine, la stratégie de modulation à grande échelle est utilisée à cet effet. Les solutions proposées se caractérisent par leurs hautes performances et leur capacité à améliorer les caractéristiques d'une stratégie. L'environnement MATLAB a été utilisé pour mettre en œuvre ces solutions et les comparer avec la stratégie traditionnelle. Enfin, les résultats de simulation ont clairement montré la bonne performance des solutions proposées.

Mots clés

Machine asynchrone, stratégie backstepping, méthodes métaheuristiques, total harmonic distortion, ondulations de couple, environnement MATLAB.

ABSTRACT

The field of control of electrical machines, especially asynchronous machines, arouses the interest of many research teams. Developing control strategies is important to increase the performance and durability of machine systems. Therefore, in order to obtain high performance and high durability of these automated systems that use asynchronous motors, emphasis must be placed on control strategies by providing high-performance controllers with high durability. The backstepping strategy is considered a nonlinear strategy that is characterized by satisfactory performance and high robustness in improving the characteristics of control systems. However, this strategy is affected by changes in machine parameters, which

constitutes a negative element that limits its spread. Accordingly, this thesis addresses or proposes effective solutions to overcome the problems and drawbacks of the induction motor's back off strategy using new strategies, where different strategies are combined as a solution to overcome these problems. Moreover, metaphysical methods were used as a solution to determine the gain values of the back-off strategy to reduce the torque ripples and the total harmonic distortion (THD) value. In order to control the machine inverter, a large-scale modulation strategy is used for this purpose. The proposed solutions are distinguished by their high performance and their ability to improve the characteristics of the strategy. The MATLAB environment was used to implement these solutions and compare them with the traditional strategy. Finally, the simulation results clearly showed the good performance of the proposed solutions.

Keywords

Induction motor, backstepping strategy, metaheuristic methods, torque ripples, total harmonic distortion, MATLAB environment.

ملخص

يثير مجال التحكم في الآلات الكهربائية، وخاصة الآلات غير المتزامنة، اهتمام العديد من فرق البحث. يعد تطوير استراتيجيات التحكم أمراً مهماً لزيادة أداء ومتانة أنظمة الماكينة. وبالتالي، ومن أجل الحصول على أداء عالي ومتانة عالية لهذه الأنظمة الآلية التي تستخدم المحركات غير المتزامنة، يجب التركيز على استراتيجيات التحكم من خلال تقديم أدوات تحكم عالية الأداء ذات متانة عالية.

تعتبر استراتيجية التراجع من الاستراتيجيات غير الخطية التي تتميز بالأداء المرضي والمتانة العالية في تحسين خصائص أنظمة التحكم. إلا أن هذه الاستراتيجية تتأثر بالتغيرات التي تطرأ على معلمات الآلة، مما يشكل عنصراً سلبياً يحد من انتشارها. وعليه فإن هذه الأطروحة تتناول أو تقترح حلولاً فعالة للتغلب على مشاكل وعيوب استراتيجية التراجع للآلة غير المتزامنة باستخدام استراتيجيات جديدة، حيث يتم دمج الاستراتيجيات المختلفة كحل للتغلب على هذه المشاكل. علاوة على ذلك، تم استخدام الطرق الماورائية كحل لتحديد قيم الكسب لاستراتيجية التراجع لتقليل تموجات عزم الدوران وقيمة التشوه التوافقي الكلي (THD). من أجل التحكم في عاكس الآلة، يتم استخدام استراتيجية التعديل واسعة النطاق لهذا الغرض. وتتميز الحلول المقترحة بأدائها العالي وقدرتها على تحسين خصائص الاستراتيجية. وتم استخدام بيئة MATLAB لتنفيذ هذه الحلول ومقارنتها بالاستراتيجية التقليدية. وأخيراً أظهرت نتائج المحاكاة بوضوح الأداء الجيد للحلول المقترحة.

الكلمات الدلالية

الماكينة غير متزامنة، الاستراتيجية بالخطوة الخلفية، طرق ميتاهيروستيك، تموجات العزم، التشوه التوافقي الكلي، بيئة ماتلاب.

NOTATIONS et SYMBOLES

1) Abréviations utilisées

En Français	
MAS	Machine Asynchrone à Cage
MCC	Machine à courant continu
FFT	Transformation de fourrier rapide
PI	Action proportionnelle et intégrale
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
Kp, Ki	Les éléments proportionnels et intégraux du régulateur PI
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
En Anglais	
THD	Total Harmonic Distortion
FOC	Filed Oriented Control
BC	Backstepping Control
FLC	Fuzzy logic controller
FO	Order fractional
SMC	Sliding mode controller
SSMC	Synergetic Sliding mode controller
RTO	Rooted Tree Optimization
ALO	Ant Lion Optimizer

2) Symboles

Paramètres de la Machine asynchrone (MAS)	
R_s	Résistance statoriques(Ω)
R_r	Résistance rotorique (Ω)
L_s	Inductance propre statorique (H)
L_r	Inductance propre rotorique (H)
M_s	Mutuelle inductance entre phase statorique (H)

M_r	Mutuelle inductance entre phase statoriques (H)
M_{sr}	Mutuelle inductance (entre stator et rotor) (H)
J	Moment d'inertie du rotor (Kg.m^2)
P	Nombre de paires de pôles
T_s	Constante de temps statorique (s)
T_r	Constante de temps rotorique (s)

Grandeurs électriques au stator et au rotor

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions statoriques (V)
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions rotoriques (V)
V_{sd}, V_{sq}	Tension statorique dans le repère (d q) (V)
V_{rd}, V_{rq}	Tension rotorique dans le repère (d q) (V)
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courant statorique (A)
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courant rotorique (A)
i_{sd}, i_{sq}	Courant statorique dans le repère (d q) (A)
i_{rd}, i_{rq}	Courant rotorique dans le repère (d q) (A)

Grandeurs magnétiques au stator et au rotor

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statorique (Wb)
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotorique (Wb)
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statorique directe et en quadrature (Wb)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotorique directe et en quadrature (Wb)

Grandeurs mécaniques

Ω_r	Vitesse de rotation mécanique (rad/s)
ω_s	Vitesse angulaire de statorique (rad/s)
ω_r	Pulsation électrique rotorique (rad/s)
σ	Coefficient de dispersion
g	Glissement de la vitesse de rotation

LISTE DES FIGURES

<u>CHAPITRE I :</u>	PAGE
Figure I.1 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge triphasée	5
Figure I.2 : Schéma fonctionnel de la technique par MLI	6
Figure I.3 : Une MAS est représentée dans un repère triphasé (a, b, c)	7
Figure I.4 : Principe de la transformation de Park (a, b, c) à (d, q)	9
Figure I.5 : Représentation de l'orientation du flux rotorique	11
Figure I.6 : Schéma global de la commande FOC à la MAS	12
Figure I.7 : Découplage par compensation	13
Figure I.8 : Boucle de régulation de vitesse	14
Figure I.9 : Boucle de régulation du flux rotorique	15
Figure I.10 : Schéma bloc de la régulation des courants	16
Figure I.11 : Résultats de simulation de la commande FOC à la MAS avec ($C_r=4$ N.m à $t = 3$ s).	18
Figure I.12 : Résultats de simulation de la commande FOC à la MAS en variation de couple de charge	19
Figure I.13 : Résultats de simulation de la commande FOC à la MAS en de l'inversion du sens de rotation	21
 <u>CHAPITRE II :</u>	
Figure II.1 : Les entrées virtuelles (a) le courant i_{sdref} et (b) le courant i_{sqref}	27
Figure II.2 : Les entrées virtuelles (a) la tension V_{sdref} et (b) la tension V_{sqref}	29
Figure II.3 : Schéma de fonctionnement de la technique BC à la MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux à MLI	29
Figure II.4 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en à vide et en couple de charge	31
Figure II.5 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en variation de couple de charge	33
Figure II.6 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en de l'inversion du sens de rotation	35
 <u>CHAPITRE III :</u>	
Figure III.1 : Région de stabilité d'un système linéaire invariant dans le temps d'ordre fractionnaire	40
Figure III.2 : Structure générale interne d'un système flou	41
Figure III.3 : Fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques	42
Figure III.4 : Schéma de principe d'un contrôleur flou	43
Figure III.5 : Structure du contrôleur FOFL	44
Figure III.6 : Schéma de la technique BC avec des régulateurs FOFL à la MAS	46
Figure III.7 : Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en fonctionnement à vide et en couple de charge	47

Figure III.8 :	Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en variation de couple de charge	49
Figure III.9 :	Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en l'inversion du sens de rotation	51

CHAPITRE IV :

Figure IV.1 :	Fonction signe de la commande adoucie	55
Figure IV.2 :	Diagramme montrant la solution de l'équation de fonction pour différentes conditions initiales	56
Figure IV.3 :	Schéma de la technique BC avec des régulateurs SSMC-ALO et SSMC-RTO proposé	62
Figure IV.4 :	Les variations de la fonction objective. (a) : RTO. (b) : ALO	63
Figure IV.5 :	Concentration en 2D d'erreur de vitesse. (a) : RTO. (b) : ALO	63
Figure IV.6 :	Concentration en 3D d'erreur de vitesse. (a) : RTO. (b) : ALO	63
Figure IV.7 :	Concentration en 2D d'erreur de flux. (a) : RTO. (b) : ALO	64
Figure IV.8 :	Concentration en 3D d'erreur de flux. (a) : RTO. (b) : ALO	64
Figure IV.9 :	Concentration en 2D d'erreur de courant q. (a) : RTO. (b) : ALO	64
Figure IV.10 :	Concentration en 3D d'erreur de courant q. (a) : RTO. (b) : ALO	64
Figure IV.11 :	Concentration en 2D d'erreur de courant d. (a) : RTO. (b) : ALO	65
Figure IV.12 :	Concentration en 3D d'erreur de courant d. (a) : RTO. (b) : ALO	65
Figure IV.13 :	Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO avec un couple de charge	66
Figure IV.14 :	Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO en variation de couple de charge	68
Figure IV.15 :	Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO en de l'inversion du sens de rotation	70

LISTE DES TABLEUX

CHAPITRE II :

Tableau II.1 :	Temps de réponse vitesse, couple, flux (test 1)	32
Tableau II.2 :	Ondulations de couple et de flux (test 1)	32
Tableau II.3 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 1)	32
Tableau II.4 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 1)	32
Tableau II.5 :	Ondulations de couple et de flux (test 2)	34
Tableau II.6 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 2)	34
Tableau II.7 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 2)	34
Tableau II.8 :	Ondulations de couple et de flux (test 3)	35
Tableau II.9 :	Erreur statique vitesse et le flux (test 3)	35
Tableau II.10 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 3)	35

CHAPITRE III :

Tableau III.1 :	Les règles de régulateur floue.	42
Tableau III.2 :	Les caractéristiques du régulateur flou	43
Tableau III.3 :	Temps de réponse vitesse, couple, flux (test 1)	48
Tableau III.4 :	Ondulations de couple et de flux (test 1)	48
Tableau III.5 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 1)	48
Tableau III.6 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 1)	48
Tableau III.7 :	Ondulations de couple et de flux (test 2)	49
Tableau III.8 :	Erreur statique de vitesse et le flux (test 2)	49
Tableau III.9 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 2)	49
Tableau III.10 :	Ondulations de couple et de flux (test 3)	51
Tableau III.11 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 3)	51
Tableau III.12 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 3)	51

CHAPITRE IV :

Tableau IV.1 :	Temps de réponse vitesse, couple, flux (test 1)	64
Tableau IV.2 :	Ondulations de couple et de flux (test 1)	64
Tableau IV.3 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 1)	64
Tableau IV.4 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 1)	64
Tableau IV.5 :	Ondulations de couple et de flux (test 2)	69
Tableau IV.6 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 2)	69
Tableau IV.7 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 2)	69
Tableau IV.8 :	Ondulations de couple et de flux (test 3)	71
Tableau IV.9 :	Erreur statique de vitesse et de flux (test 3)	71
Tableau IV.10 :	Dépassements de vitesse et de flux (test 3)	71

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	i
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES	iii
LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX	v
TBLE DES MATIÈRES	ix
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

CHAPITRE I

Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone par la méthode du flux rotorique orienté

I.1	Introduction	4
I.2	Structure de la machine asynchrone	4
I.3	Alimentation de la machine asynchrone	4
I.3.1	Modélisation de l'onduleur de tension	4
I.3.2	Commande d'onduleur à MLI (sinus-triangle)	6
I.4	Modélisation de la machine asynchrone	7
I.4.1	Hypothèses simplificatrices pour la modélisation	7
I.4.2	Modèle de la MAS dans le repère triphasé	7
I.4.3	Modèle biphasé de Park	8
I.4.4	Application de la transformation de Park	9
I.5	Principe de la commande vectorielle	10
I.5.1	Découplage par compensation	13
I.5.2	Dimensionnement des régulateurs	14
I.6	Résultats de simulation	16
I.6.1	Test 1 Démarrage à vide d'une introduction de couple de charge	16
I.6.2	Test 2 Tests de robustesse	18
I.6.2.1	Variation du couple de charge	18
I.6.2.2	Inversion du sens de rotation	19
I.7	Conclusion	21

CHAPITRE II**Commande backstepping de la machine asynchrone**

II.1	Introduction	22
II.2	Théorie de Lyapunov	22
II.2.1	Première méthode de Lyapunov	22
II.2.2	Deuxième méthode de Lyapunov	22
II.3	Principe de backstepping	22
II.3.1	Étape 1 : Calculer le premier ordre virtuel	23
II.3.2	Étape 2 : Réglage de la variable x_2	24
II.3.3	$n^{\text{ième}}$ Étapes : Réglage de la variable $n^{\text{ième}}$	24
II.4	Application la technique backstepping à la MAS	25
II.4.1	Algorithme de la technique backstepping	26
II.4.2	La première étape	26
II.4.3	Deuxième étape	28
II.5	Structure de la technique backstepping à la MAS	29
II.6	Avantages et inconvénients	30
II.7	Résultats de simulation	30
II.7.1	Test 1 : Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge	30
II.7.2	Test 2 : Tests de robustesse	32
II.7.2.1	Performance en variation du couple de charge	32
II.7.2.2	Performance en inversion du sens de rotation	34
II.8	Conclusion	36

CHAPITRE III**Amélioration de la commande backstepping de la machine asynchrone**

III.1	Introduction	37
III.2	La Commande d'Ordre Fractionnaire	37
III.2.1	Définitions fondamentales	37
III.2.2	Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire	38
III.2.3	Méthode d'approximation de Oustaloup	38
III.2.4	Représentation d'état d'ordre fractionnaire	39
III.3	Principe de la logique floue	40
III.3.1	Avantages et inconvénients de la logique floue	40
III.3.2	Structure générale d'un système flou	41
III.3.3	Structure de base d'un contrôleur flou	42
III.4	Régulateurs floue d'ordre fractionnaire	43

III.5	La structure commande backstepping en utilisant les régulateurs FOFL à la MAS	44
III.6	Résultats de simulation	46
III.6.1	Test 1 Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge	46
III.6.2	Test 2 : Tests de robustesse	48
III.6.2.1	Variation du couple de charge	48
III.6.2.2	Inversion du sens rotation	50
III.7	Conclusion	52

CHAPITRE IV

Optimisation par les algorithmes métaheuristiques de la commande backstepping de la machine asynchrone

IV.1	Introduction	53
IV.2	Conception de la commande par mode de glissement	53
IV.2.1	Choix des surfaces de glissement	53
IV.2.2	Condition d'existence et de convergence	54
IV.2.3	Détermination de la loi de commande	54
IV.2.4	Commande de type adoucie	55
IV.3	La commande synergétique	55
IV.3.1	Conception de commande synergétique	55
IV.3.2	Principe de commande synergétique mode glissant	56
IV.4	Les méthodes métaheuristiques	57
IV.4.1	Caractéristiques principales des méthodes métaheuristiques	57
IV.4.2	Avantages et inconvénients des méthodes métaheuristiques	58
IV.5	Optimisation des racines des arbres (Rooted Tree Optimization)	58
IV.6	Optimisation de Fourmi Lion (Ant-Lion Optimizer)	59
IV.7	Optimisation des gains de SSMC par algorithmes ALO et RTO	61
IV.8	Résultats de simulation	62
IV.8.1	Test 1 Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge	65
IV.8.2	Test 2 :Tests de robustesse	67
IV.8.2.1	Variation du couple de charge	67
IV.8.2.2	Inversion du sens de rotation	69
IV.9	Conclusion	71

CONCLUSION GÉNÉRALE	72
ANNEXES	75
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	79
PRODUCTION SCIENTIFIQUE	85

INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les moteurs asynchrones (MAS) ou à induction sont des moteurs électriques à courant alternatif (AC) dans lesquels le champ magnétique de l'enroulement du stator agit comme un inducteur électromagnétique pour générer un couple dans le rotor. Les rotors des moteurs à induction peuvent être à cage d'écureuil ou enroulés. En raison de leur durabilité, de leur fiabilité et de leur rentabilité, les moteurs à induction triphasés à cage d'écureuil trouvent de nombreuses applications dans les appareils industriels [1] [2].

Au cours des trente dernières années environ, un certain nombre de techniques de commande appliquées à la MAS ont été créées pour obtenir une commande découplée de cette machine, présentent des performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu (MCC) [3] [4]. Ces dernières années, le développement de technologies de traitement des signaux a permis de créer de nouvelles structures de commande beaucoup plus évoluées et non linéaires, telles que les commandes : Les commande vectorielle (FOC) [5]. La commande directe du couple (DTC) [6], La commande par backstepping (BC) [7], La commande Prédictive [8]. La commande directe de puissance (DPC) [8], La commande basée sur les intelligentes artificielles [9] et les algorithmes métaheuristiques d'optimisation, peuvent être utilisées pour commander à la MAS.

Dans un premier temps, la commande vectorielle utilisée pour le réglage de la linéarisation était basée sur des régulateurs classiques de type proportionnel intégral (PI) conventionnel [10]. Cependant, lorsque les paramètres changent à la machine, les paramètres du régulateur sont incertains, ce qui entraîne la diminution des qualités de régulation nécessaires. En effet, la robustesse des régulateurs linéaires ne peut être utilisée qu'à proximité du point de fonctionnement linéarisé du système. Dans ce contexte, nous suggérerons d'utiliser une technique non linéaire. La stratégie BC est une technique de contrôle récursive et représente un outil pour étudier la stabilité dynamique des systèmes non linéaires. Cette stratégie s'appuie sur la stabilité de Lyapunov [11], afin qu'il devienne possible d'établir un contrôle global du système [12]. De plus, de nombreuses recherches sont menées pour développer les performances de cette stratégie BC. Dans cette étude, nous avons appliqué une commande synergétique (SY) qui est une conception non linéaire et robuste, similaire au contrôle en mode glissant SMC [13].

Les stratégies intelligence artificielle (IA) courantes incluent à développer les performances de cette stratégie de commande, Simultanément, des nouvelles techniques peuvent évaluer des estimés et contrôler les systèmes fonctionnels non linéaires complexes avec le niveau de précision requis [14]. Les applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance, telles que la

théorie de la logique floue FLC, ont été proposées et de plus en plus utilisées [15] [16]. Ils possèdent les caractéristiques de protection contre les fluctuations harmoniques d'entrée et la dureté aux variations de paramètre [17].

Aujourd'hui, les métaheuristiques basées sur la population sont plus exploratoires et permettent une plus forte diversification de l'espace de recherche [18]. Ces algorithmes décrivent des comportements sociaux simples des animaux dans la nature. Les optimiseurs métaheuristiques sont regroupés en trois classes distinctes. La première sous-classe est celle des algorithmes basés sur l'évolution (EA). Décrit les lois de l'évolution dans la nature. Le deuxième groupe concerne les techniques basées sur la physique. De tels algorithmes décrivent généralement les règles physiques de l'univers. Le troisième groupe est l'intelligence en essaim (SI). Certains des principaux algorithmes populaires sont l'optimisation à base de l'algorithme de fourmilion (Ant Lion Optimization (ALO)) qui ont été inspirés par le comportement social des troupeaux des fourmis dans une colonie de fourmis [19]. L'optimisation par les racines des arbres (Rooted Tree Optimisation (RTO)) qui du comportement des racines pour rechercher de l'eau à la distance la plus proche. Habituellement, cet algorithme s'inspire de l'environnement désertique.

Dans ce cas, Les deux méthodes métaheuristiques utilisées suggérées ont été testées dans l'environnement Matlab et appliquées à la commande SSMC. Les résultats de la méthode classique ont été comparés aux performances de ces méthodes.

L'objectif de cette thèse est d'améliorer les performances de la commande BC, appliquée à la MAS alimentée par onduleur à MLI par l'utilisation des commandes non linéaires (par synergétique par mode glissant), la technique d'intelligence artificielle (fractionnaire logique floue). Et Applications les algorithmes d'optimisation (ALO et RTO) par des régulateurs synergétiques par mode glissant à la commande BC à la MAS.

L'ensemble des travaux réalisés de cette thèse est structuré en quatre chapitres :

➤ Le premier chapitre est contenu deux parties, la première partie est étude et modélisation de l'onduleur à deux niveaux. Ensuite, la description et modélisation à la MAS en utilisant les transformations de PARK. En appliquant cette transformation au MAS, on obtient un modèle à deux axes (d, q) qui est l'image du modèle à trois phases (a, b, c). Deuxième partie : présenté le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et l'implantation des régulateurs classiques Intégral-Proportionnel (PI) classique pour la commande de la MAS, À la fin du chapitre, les résultats de la simulation sont fournis pour montrer l'efficacité de la technique de contrôle pour différents systèmes d'exploitation à la MAS.

➤ Le deuxième chapitre est consacré à la théorie du BC. Par la suite, Il présente les deux étapes principales de l'application BC à la MAS afin d'améliorer ses performances dynamiques.

Sur la base des références de vitesse et de flux, nous pouvons calculer des références de courant statiques, et sur la base de ces courants, nous pouvons calculer des références de tension statiques. Enfin, nous disposons d'un modèle mathématique pour la stratégie BC à la MAS. Dans le but de vérifier la robustesse de la technique de contrôle proposée, des tests de robustesse seront effectués et comparés aux résultats obtenus dans le premier chapitre.

➤ Le troisième chapitre vise à développer commande BC par la logique floue d'ordre fractionnaire FOFL. Ensuite, une étude de l'outil qui sera utilisée pour développer ce travail. Cette étude représente les différents aspects qui caractérisent cette branche d'intelligence artificielle, telle que l'architecture, le principe de fonctionnement. Finalement, comparaison des simulations par les différents régulateurs présentés.

➤ Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué la technique de régulation synergétique par mode glissant à la commande BC. Après cela, l'optimisation de la performance globale déjà obtenue en utilisant et en comparant l'algorithme des fourmis (ALO) et l'optimisation de la racine de l'arbre (RTO), la commande synergétique par mode glissant à la commande BC notée par : SSMC-ALO et SSMC-RTO pour surmonter les limitations des méthodes utilisées jusque-là, à des variations paramétriques à la MAS et minimaux des temps de réponse et de montée, réduction des ondulations de couple et de flux en diminuant les harmoniques du courant statorique à la MAS. Les résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre pour différents modèles présentés.

Enfin, cette thèse se conclue par une conclusion générale sur la contribution commune de notre étude et sur des perspectives pour de futurs travaux de recherche dans ce domaine.

CHAPITRE I

Modélisation et commande vectorielle
d'une machine asynchrone par la
méthode du flux rotorique orienté

I.1 Introduction

Le moteur électrique le plus couramment utilisé dans l'industrie est le moteur asynchrone ou à induction. Ils ont beaucoup d'avantages par rapport aux autres moteurs. Une structure très simple, une réponse fiable au couple, une densité de puissance élevée, un rendement élevé, une grande robustesse et la capacité de fonctionner dans des conditions difficiles sont leurs principaux avantages [20].

Le contenu de ce chapitre est divisé en deux parties principales. La première partie présente la structure et les principes de fonctionnement des machines asynchrones. La modélisation de Park est ensuite présentée. Cela nous permet de développer un modèle simplifié de machine asynchrone. La deuxième partie de ce chapitre est consacré au principe de la commande vectorielle, détermination des paramètres des régulateurs et la présentation de résultats de simulation.

I.2 Structure de la machine asynchrone

La machine asynchrone MAS est aussi appelée machine à induction car l'induction électromagnétique transfère l'énergie du stator au rotor ou inversement [21] [22]. La machine asynchrone est constituée de :

- Le primaire, le stator est fixe, porte généralement les enroulements triphasés, est monté dans des encoches et connecté à l'alimentation électrique.
- Le secondaire est généralement équipé d'un rotor qui peut être enroulé et court-circuité et tourne librement ou en cage d'écureuil.

I.3 Alimentation de la machine asynchrone

I.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension anglais (Voltage Source Inverter (VSI)) est un convertisseur statique utilisé pour générer une tension alternative monophasée ou multiphase à partir d'une source de tension continue [22]. Le schéma de principe d'un onduleur triphasé à deux niveaux qui alimente une charge triphasée (ici la MAS) est illustré dans la figure (I.1). Pour chaque bras, il existe donc deux états distincts. Il est possible de considérer ces deux états comme la grandeur booléenne suivante :

- $S_i = 0$: si l'interrupteur du haut (S_a, S_b, S_c) est ouvert et celui du bas ($\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$) fermé.
- $S_i = 1$: si l'interrupteur du haut (S_a, S_b, S_c) est fermé et celui du bas ($\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$) ouvert.

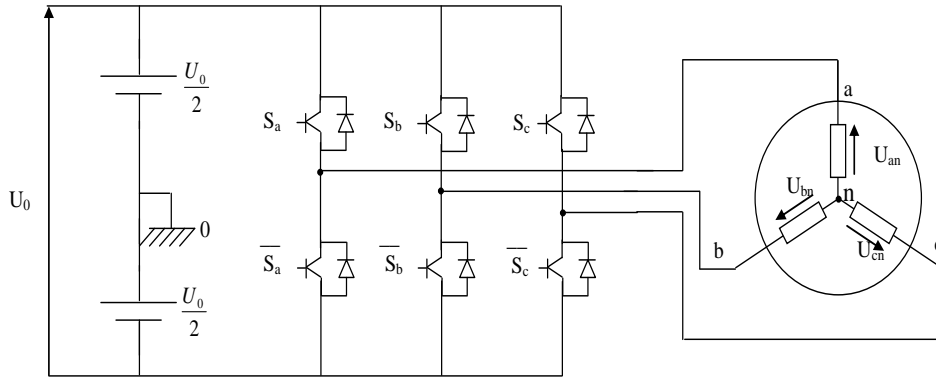


Figure I.1: Schéma de principe d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge triphasée.

• **Calcul des tensions des nœuds**

Les tensions des nœuds a, b, c par rapport au point milieu fictif « o » de l'onduleur s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.1)$$

avec:

n: l'indice du point neutre du côté alternatif.

• **Calcul des tensions composées**

Les sorties de l'onduleur produisent des tensions composées :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.2)$$

Les tensions U_{an}, U_{bn}, U_{cn} ont nécessairement une somme nulle.

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.3)$$

En remplaçant (I.3) dans (I.2) on obtient :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.4)$$

En remplaceant (I.4) dans (I.3), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = 1/3(2U_{ao} - U_{bo} - U_{co}) \\ U_{bn} = 1/3(-U_{ao} + 2U_{bo} - U_{co}) \\ U_{cn} = 1/3(-U_{ao} - U_{bo} + 2U_{co}) \end{cases} \quad (I.5)$$

• **Calcul des tensions simples**

Le système d'équation (I.6) peut être écrit en utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs, ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Le modèle mathématique de l'onduleur à MLI est présenté dans le système $[U_{an}, U_{bn}, U_{cn}]^T$

I.3.2 Commande de l'onduleur de tension à MLI (sinus-triangle)

En général, un onduleur utilise la technique de MLI avec deux signaux [23] [24]. Le principe du sinus-triangle MLI (Modulation de la Largeur d'Impulsion) est simple. est obtenu en comparant une porteuse haute fréquence (souvent triangulaire symétrique) avec une tension de référence basse fréquence (également appelée modulante) (voir figure I.2) [25] [26]. Ainsi, les paramètres de base de MLI sont :

- Le facteur de modulation "m":

$$m = \frac{F_m}{F_p} \quad (\text{I.7})$$

F_m : La fréquence de modulation.

F_p : La fréquence de porteuse.

- Coefficient d'adaptation de la tension "r":

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{I.8})$$

V_m : La valeur maximale de l'onde de MLI (i=1, 2 ou 3).

V_p : Le pic le plus élevé de l'onde porteuse.

Pour obtenir une relation entre les signaux de référence et de sortie, l'indice de modulation m_s peut varier de 0 à 1 [27].

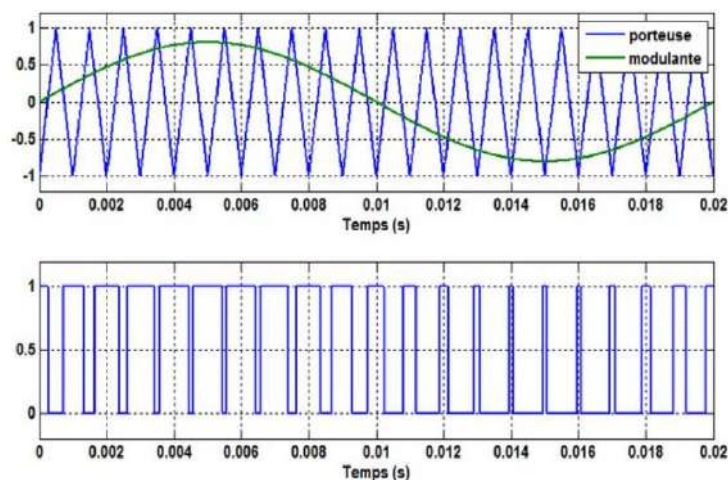


Figure I.2: Schéma fonctionnel de la technique par MLI.

I.4 Modélisation de la machine asynchrone

I.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone, traduisons les lois électromagnétiques dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [28] :

- Hypothèse 1 : La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Les harmoniques spatiales de la distribution du flux ne sont pas prises en compte ;
- Hypothèse 2 : Il est supposé que les pertes dues à l'hystérésis et au courant de Foucault ne sont pas négligeables ;
- Hypothèse 3 : Pas de saturation et une perméabilité relative du fer constante ;
- Hypothèse 4 : Les grandeurs statoriques ont une composante homopolaire nulle, ce qui signifie que le système multiphase est équilibré.

I.4.2 Modèle de la MAS dans le repère triphasé

La figure (I.3) représente schématiquement le modèle d'une MAS dans un repère triphasé.

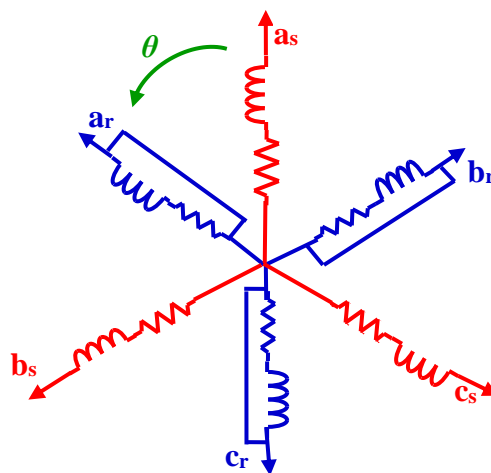


Figure I.3 : Une MAS est représentée dans un repère triphasé (a, b, c).

Nous pouvons écrire les équations de tension et de flux de la MAS en appliquant la loi d'Ohm généralisée aux bornes de chacune des phases statorique et rotorique.

- **Equations électriques**

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} V_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} V_{ar} = R_r \cdot i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r \cdot i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r \cdot i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

• **Equations magnétiques :**

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} \phi_{as} = L_s \cdot i_{as} + M_s \cdot i_{bs} + M_s \cdot i_{cs} + M_{sr} \cdot i_{ar} \\ \phi_{bs} = M_s \cdot i_{as} + L_s \cdot i_{bs} + M_s \cdot i_{cs} + M_{sr} \cdot i_{br} \\ \phi_{cs} = M_s \cdot i_{as} + M_s \cdot i_{bs} + L_s \cdot i_{cs} + M_{sr} \cdot i_{cr} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} \phi_{ar} = L_s \cdot i_{ar} + M_s \cdot i_{br} + M_s \cdot i_{cr} + M_{sr} \cdot i_{as} \\ \phi_{br} = M_s \cdot i_{ar} + L_s \cdot i_{br} + M_s \cdot i_{cr} + M_{sr} \cdot i_{bs} \\ \phi_{cr} = M_s \cdot i_{ar} + M_s \cdot i_{br} + L_s \cdot i_{cr} + M_{sr} \cdot i_{cs} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

avec:

$$[M_{sr}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

L_s et L_r : Les inductances statorique et rotorique sont respectivement propres.

M_s et M_r : Les inductances mutualisées entre les phases statorique et rotorique.

• **Choix de référentiel**

Le choix du repère d'axe est basé sur l'objectif de l'application, comme suit :

- Référentiel lié au stator : $\omega_{coor} = d(\theta_s)/dt = 0$
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{coor} = d(\theta_s)/dt = \omega$
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{coor} = d(\theta_s)/dt = \omega_s$

avec:

ω_{coor} : vitesse à laquelle le système biphasé tourne par rapport au stator fixe.

I.4.3 Modèle biphasé de Park

La projection des trois phases (a, b, c) de la machine sur un repère biphasé orthogonal est représentée par la représentation vectorielle de Park. La machine est supposée électriquement équilibrée dans le repère au champ tournant (d, q), en plus des simplifications dans la modélisation triphasée. En utilisant la transformation de Park permettant la conservation des puissances. La figure I.4 représente schématiquement le passage (a, b, c) à (d, q).

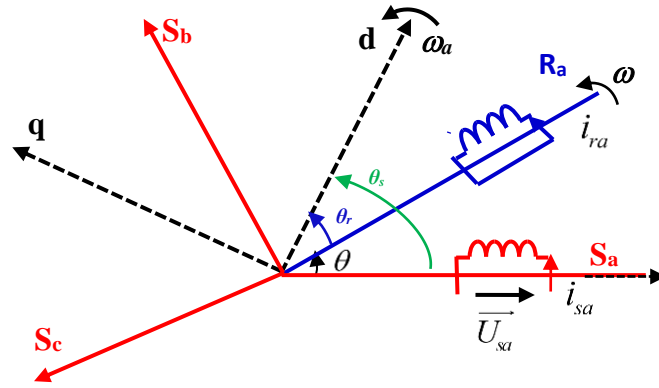


Figure I.4 : Principe de la transformation de Park (a, b, c) à (d, q).

On peut passer du système (a, b, c) à (d, q) en introduisant la transformation modifiée suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \text{ et } [P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park et Park inverse, pour les grandeurs tension, courant ou flux sont obtenues :

$$\begin{aligned} [X_{dco}] &= [P][X_{abc}] \\ [X_{abc}] &= [P]^{-1}[X_{dco}] \end{aligned}$$

avec :

[X] : Tension, courant ou flux.

d : Indice de l'axe (d).

q : Indice de l'axe (q).

o : Indice de l'axe homopolaire.

I.4.4 Application de la transformation de Park

Nous allons maintenant décrire la modélisation et la commande de la MAS en utilisant la transformation de Park dans un repère lié au champ tournant ($\omega_{coor} = \omega_s$). Dans ce cas, le modèle de la MAS décrite suivant :

• Les équations électriques

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

- **Les équations magnétiques**

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

- **Equation mécanique**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.17})$$

Où :

Ω : Vitesse de rotation du rotor de la MAS.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant (couple de la charge).

J : Le moment d'inertie de la MAS.

f : Le coefficient de frottement de la MAS.

Pour la machine triphasée ramenée à la machine biphasée, Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3M}{2L_r} \cdot P (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{I.18})$$

I.5 Principe de la commande vectorielle

En 1972, Blaschke a proposé la théorie de la commande vectorielle, également appelée commande par orientation de flux (FOC) [29] [30]. Cette commande a été conçue pour augmenter le comportement dynamique de la MAS et fournir une variabilité de vitesse importante.

La commande par orientation du flux est principalement utilisée pour contrôler le flux et le couple électromagnétique de MAS [31], En utilisant la transformation de Park dans un repère lié au tournant biphasé (d, q), ceux-ci s'apprécient indépendamment, qui permet un comportement comparable à celui d'une machine à courant continu [32].

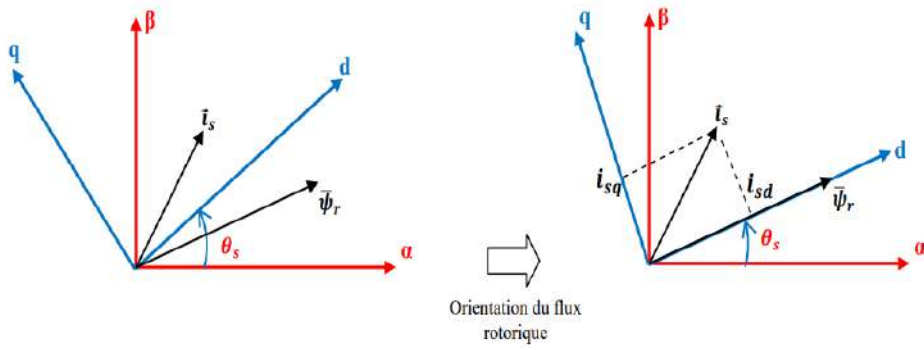


Figure I.5 : Représentation de l'orientation du flux rotorique.

Si nous choisissons le référentiel tournant, L'orientation du flux rotorique selon l'axe direct (d) annule sa composante quadratique (q) comme indiqué sur la figure I.5, c'est-à-dire contrôler le module $\|\bar{\phi}_{rd}\|$ et la position θ_s , on a alors utilisé la notation suivante [33] [34]:

$$\begin{cases} \phi_{rq} = 0 \\ \bar{\phi}_r = \phi_{rd} + j\phi_{rd} \end{cases} \Rightarrow \|\bar{\phi}_{rd}\| = \phi_{rd} = \phi_r \quad (I.19)$$

En conséquence, la composante du courant statorique, qui est l'équivalent du courant i_{sd} inducteur de la machine à courant continu (MCC), peut être utilisée pour contrôler le flux de la machine. Le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu peut être réglé par la composante i_{sq} [35].

Le couple électromagnétique est alors égal à :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} = (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq}^{=0} \cdot i_{sd}) \quad (I.20)$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot i_{sq} \Rightarrow C_{em} = K \cdot \phi \cdot i_a \quad (I.21)$$

Il existe deux méthodes principales pour la commande à flux orientée. Instructions vectorielles directes et indirectes. Ces deux méthodes sont aussi classées selon le mode d'alimentation, en tension ou en courant [36].

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\delta \cdot L_r T_r}\right) i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{\delta L_r T_r} \phi_{rd} + \delta V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\delta \cdot L_r T_r}\right) i_{sq} - \omega_s \cdot i_{sd} - \frac{M}{\delta L_r} \omega \cdot \phi_{rd} + \delta V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} \frac{pM}{JL_r} \phi_{rd} \cdot i_{sq} - \frac{C_{em}}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (I.22)$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; \delta = \frac{1}{\sigma L_s}; \sigma = \frac{M}{L_s L_r}$$

La formule suivante représente le modèle vectoriel mathématique d'une MAS alimentée en tension en fonction des variables d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (I.23)$$

$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T$: Vecteur d'état.

$Y = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$: Vecteur de sortie de la machine asynchrone.

$U = [U_{sd} \ U_{sq}]^T$: Vecteur de commande connue (entrée) de la machine asynchrone.

A: matrice dynamique connue, B : matrice de commande connue et C : matrice de sortie.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\delta L_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\delta L_r T_r} & \frac{M}{\delta L_r} \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\delta L_r T_r}\right) & -\frac{M}{\delta L_r} & \frac{M}{\delta L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où

$T_s = L_s / R_s$: Temps statorique constant.

$T_r = L_r / R_r$: Temps rotorique constant.

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: Représente la Coefficient de dispersion de Blondel.

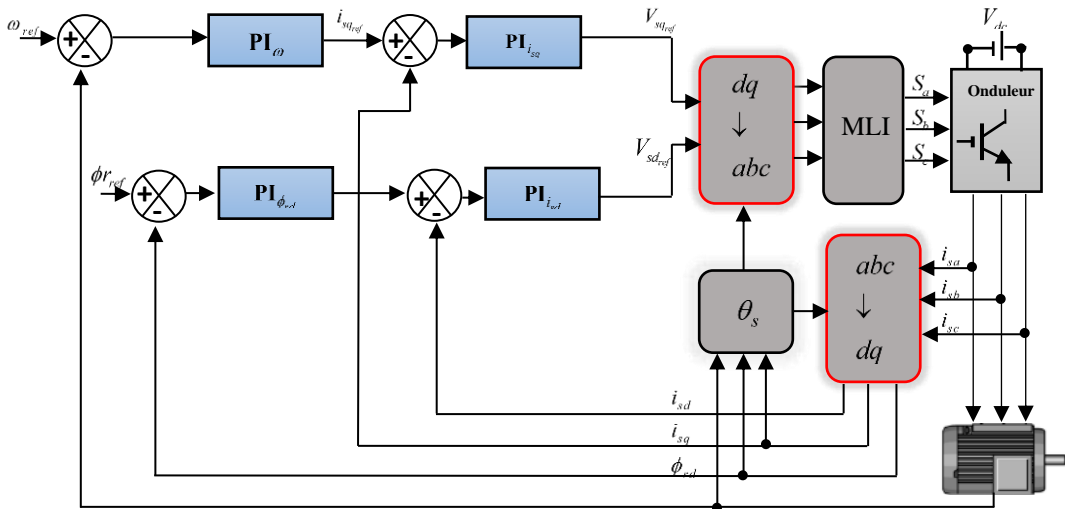


Figure I.6 : Schéma global de la commande FOC de la MAS.

I.5.1 Découplage par compensation

Les "termes de couplage", qui présentent les termes de compensation, sont les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression.

À partir de ces relations, il est évident que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas complètement indépendants. Ainsi, le système d'équations (I.24) peut être divisé en deux. Pour ce faire, nous utilisons la méthode de décompensation, qui permet de découpler le couple et le flux [37] :

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} + E_d \\ V_{sq} = U_{sq} + E_q \end{cases} \quad (I.24)$$

avec :

$$\begin{cases} E_d = \frac{M}{L_r T_r} \phi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ E_q = \omega_s \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M \phi_{rd}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (I.25)$$

La fonction de transfert de Laplace qui suit est donc obtenue :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_s + \sigma \tau_s s} \\ \frac{i_{sq}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_s + \sigma \tau_s s} \end{cases} \quad (I.26)$$

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée en figure I.7 :

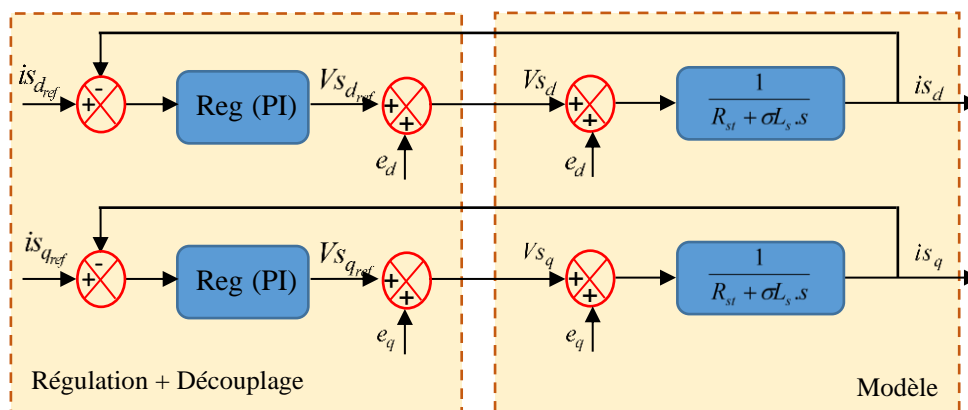


Figure I.7 : Découplage par compensation.

La tension $V_{s_{d_{ref}}}$ permet de commander le courant i_{sd} donc le flux ϕ .

La tension $V_{s_{q_{ref}}}$ de commander le courant i_{sq} donc le couple C_{em} .

I.5.2 Dimensionnement des régulateurs

- **Calcul du régulateur de vitesse**

Le régulateur de vitesse calcule le couple de référence pour maintenir la vitesse appropriée. L'équation mécanique suivante fournit la dynamique de la vitesse :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (I.27)$$

En Laplace, la fonction de transfert est donnée par :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{f + JS} \quad (I.28)$$

La figure I.8 représente le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

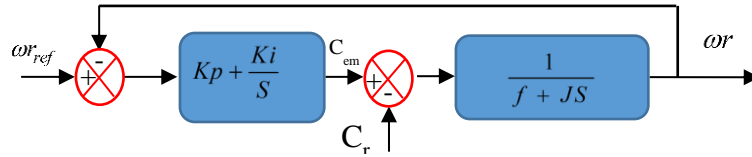


Figure I.8: Boucle de régulation de vitesse.

Avec $C_r=0$ la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{K_p}{S} \left(S + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{f + JS} \quad (I.29)$$

En utilisant la technique de placement de pôle, la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est fournie par 2^{ème} ordre est donnée par:

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left(S + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JS^2 + (f + K_p)S + K_i} \quad (I.30)$$

La représentation de l'équation caractéristique est la suivante :

$$\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} \right) S + 1 \quad (I.31)$$

alors:

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2}, \quad \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (I.32)$$

Le coefficient d'amortissement est ensuite sélectionné ζ et ω_0

$$\begin{cases} K_i = J \left(\frac{4.75}{\tau^2} \right)^2 \\ K_p = 2J \left(\frac{4.75}{\tau^2} \right) - f \end{cases} \quad (I.33)$$

- **Régulateur de flux**

$$ML_{sd} = \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{I.34})$$

La figure I.9 représente le schéma de bloc de la régulation du flux rotorique.



Figure I.9 : Boucle de régulation du flux rotorique.

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{FTBO}(S) = \frac{\phi_r(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{M}{1 + T_r S} \quad (\text{I.35})$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{Kp}{Ki} = T_r \quad (\text{I.36})$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M \cdot \tau_\phi} \\ K_p = \frac{T_r}{M \cdot \tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

- **Régulateur des courants**

Nous permettant de procéder à la régulation des courants statorique i_{ds} et i_{qs} de même fonction de transfert de premier ordre.

Ainsi, la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) du système est la suivante :

$$\begin{cases} G_{FTBO}(S) = \frac{I_{ds}(S)}{V_{ds}(S)} = \frac{I_{qs}(S)}{V_{qs}} = \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{\sigma L_s}{R_s} S\right)} \\ G_{FTBO}(S) = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s S)} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Par compensation de pôle :

$$\begin{cases} \frac{Ki}{Kp} = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \\ G_{FTBO}(S) = \frac{Ki}{\sigma \cdot L_s \cdot S} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Donc en boucle fermée (FTBF), on a :

$$\left\{ \begin{aligned} G_{FTBF}(S) &= \frac{\frac{Ki}{\sigma.L_s.S}}{1 + \frac{Ki}{\sigma.L_s.S}} = \frac{1}{1 + \tau_s.S} \\ \tau_s &= \frac{\sigma.L_s}{Kp} \end{aligned} \right. \quad (I.40)$$

Le schéma bloc global de la régulation des courants (i_{ds} , i_{qs}) est représenté sur la figure I.10.

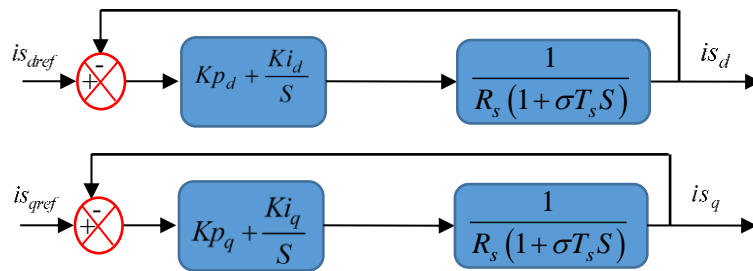


Figure I.10 : Schéma bloc de la régulation des courants.

I.6 Résultats de simulation

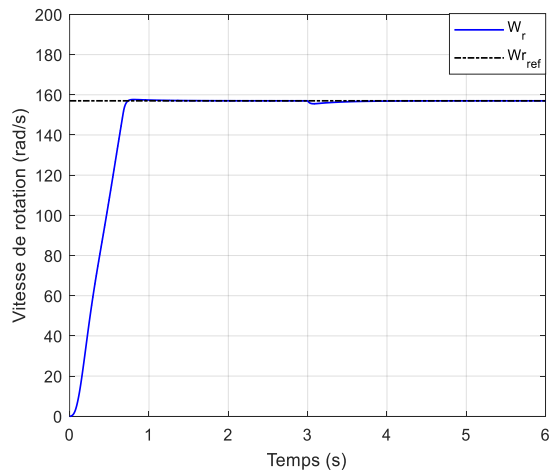
Afin de tester les performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à deux niveaux à MLI, En utilisant l'environnement Matlab/Simulink, on a simulé le fonctionnement d'un ensemble de la commande vectorielle de la MAS avec un onduleur. Les paramètres de cette machine sont mentionnés dans l'annexe A.

La vitesse de référence de 157 rad/s et un couple de charge est appliqué 4 N.m, Le flux rotorique de référence est $\phi_{r_{ref}} = 1 \text{ Wb}$.

I.6.1 Test 1 Démarrage à vide d'une introduction de couple de charge

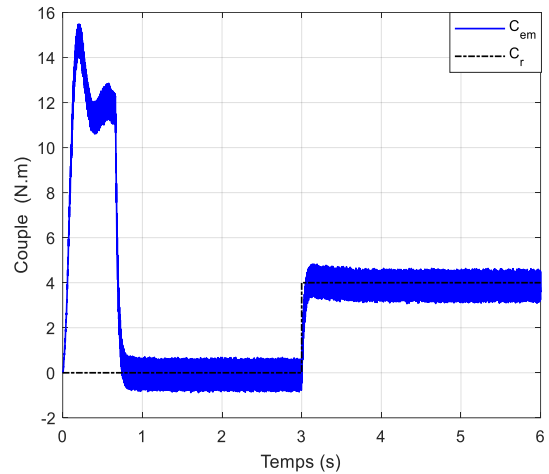
La figure I.11 représente les résultats de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté appliqué à la MAS alimentée par onduleur à deux niveaux. Lors du démarrage, à vide pour une vitesse de référence (157 rad/s), le temps $t = 3\text{s}$, On applique un couple de charge de 4N.m sur la MAS.

Lors du démarrage, les résultats montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse se stabilise avec une bonne dynamique $t=0.8\text{s}$ représenté dans figure I.11.a. Le couple électromagnétique égalise la valeur de couple de charge représenté dans figure I.11.b. Le courant i_{sq} est l'image du couple, et le courant i_{sd} est constant. A la fin du régime transitoire en figure I.11.c, on remarque que la valeur du flux ϕ_{dr} reste parfaitement constante figure I.11.d. Le courant de phase i_{as} sont indiquées dans la figure I.11.f, est acceptable au démarrage, il est d'environ de 1.8 A. En charge sa valeur passe à 2 A pour produire un couple qui va compenser le couple de charge appliqué à $t = 3\text{s}$.



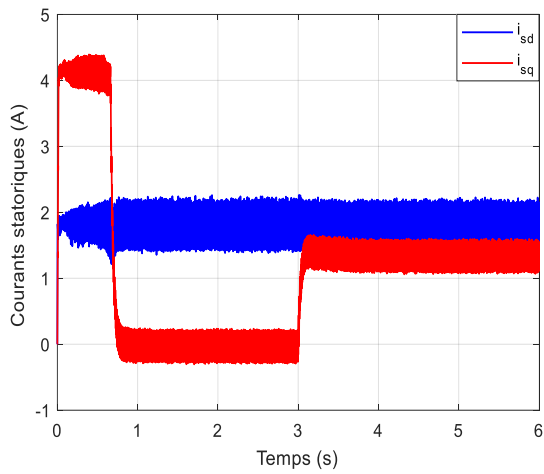
(a)

Vitesse rotorique.



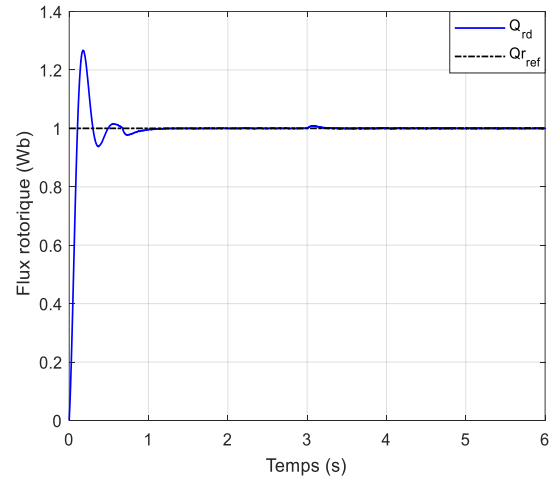
(b)

Couple électromagnétique.



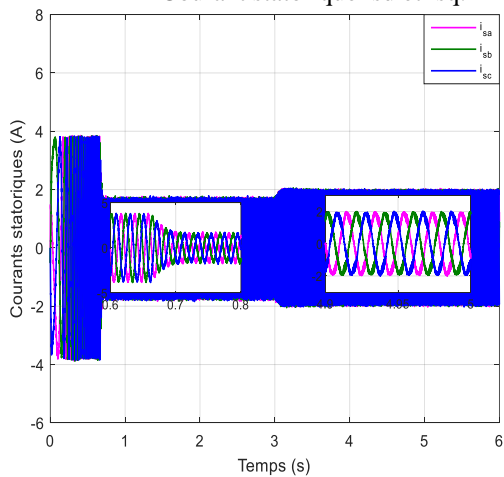
(c)

Courant statorique isd et isq.



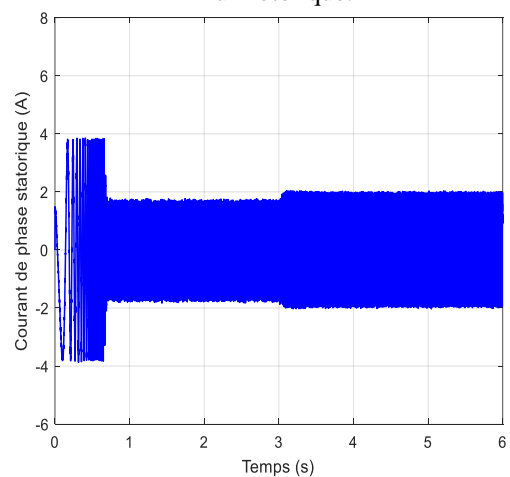
(d)

Flux rotorique.



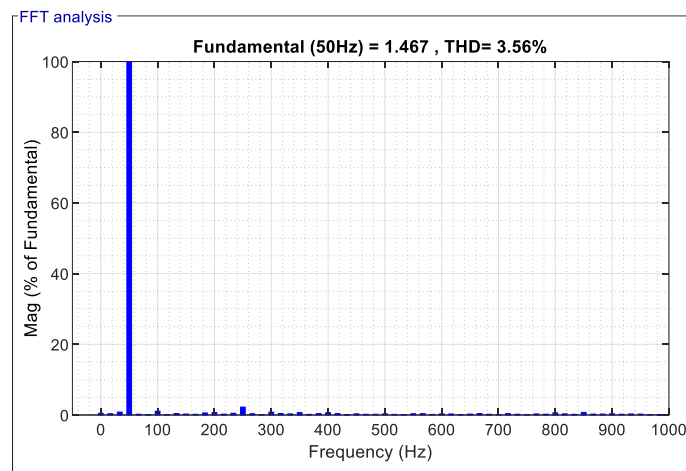
(e)

Courant statorique $i_{s_{abc}}$.



(f)

Courant statorique d'une phase.



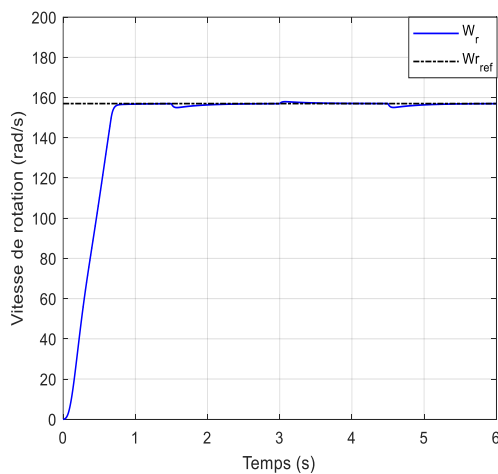
(g)

Specre d'harmonique d'une phase du courant statorique.

Figure I.11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec ($C_r=4 \text{ N.m}$ à $t = 3\text{s}$).

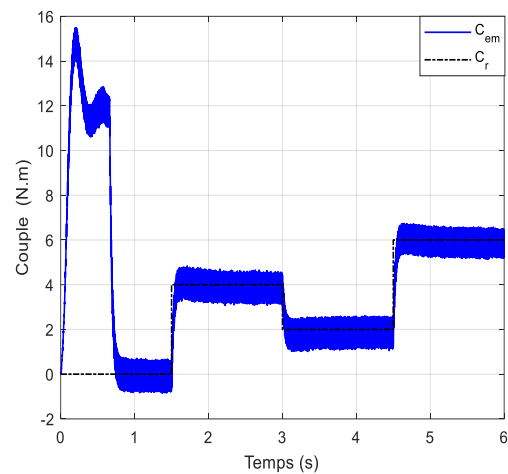
I.6.2 Test 2 Tests de robustesse

I.6.2.1 Variation du couple de charge



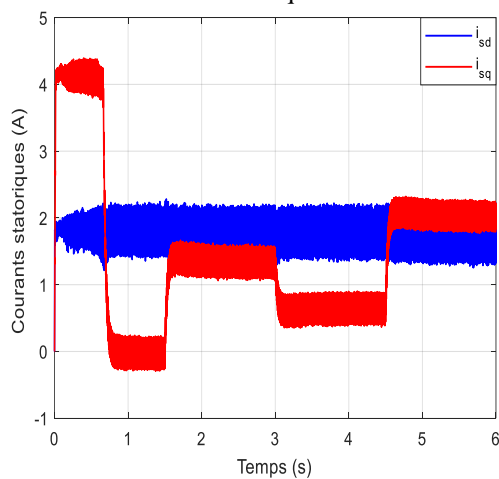
(a)

Vitesse rotorique.



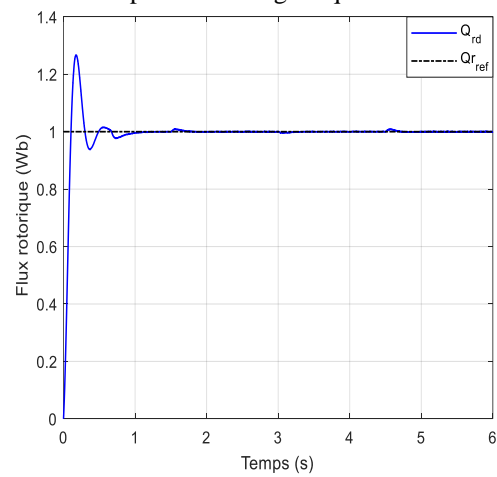
(b)

Couple électromagnétique.



(c)

Courant statorique i_{sd} et i_{sq} .



(d)

Flux rotorique.

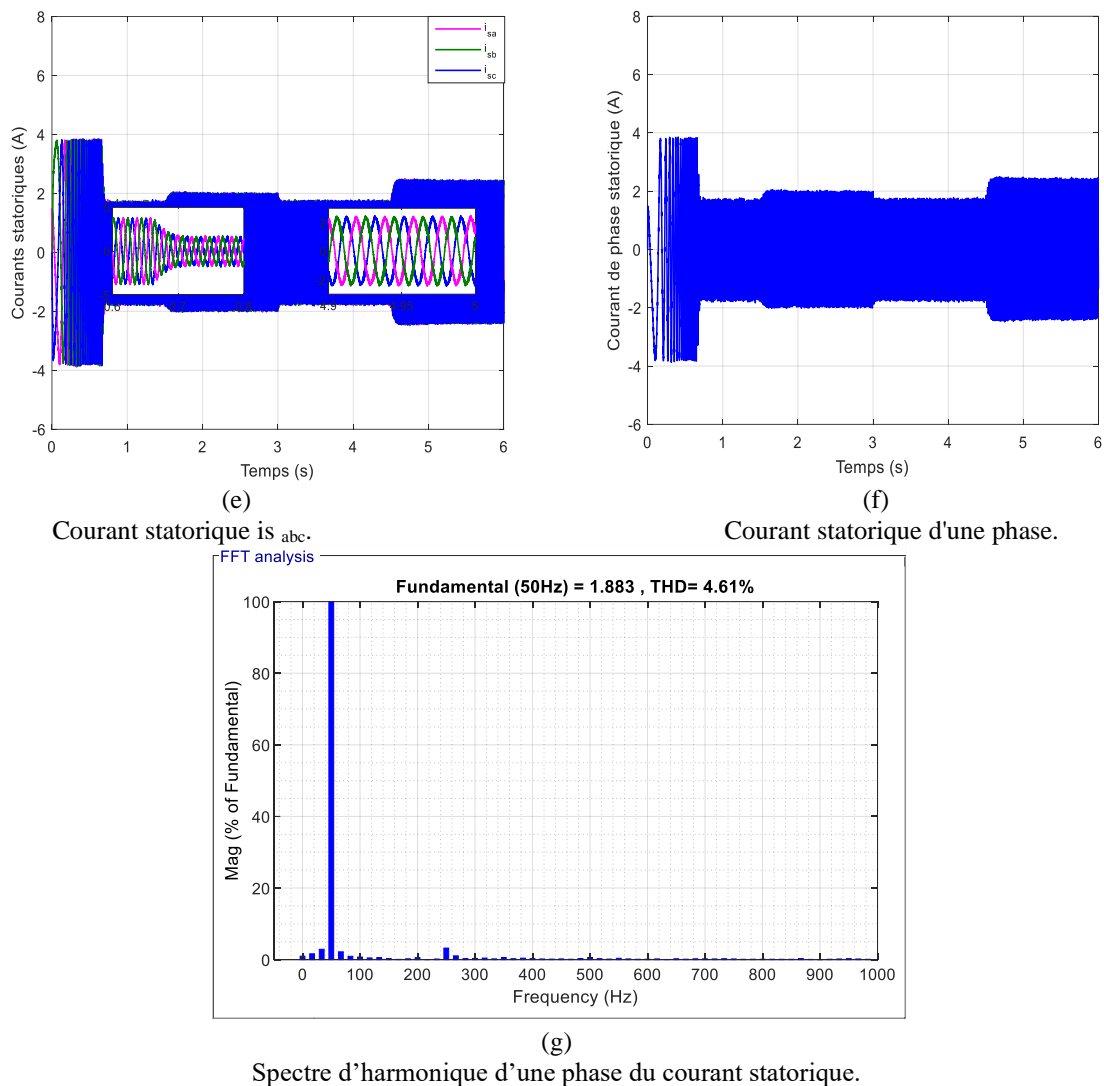
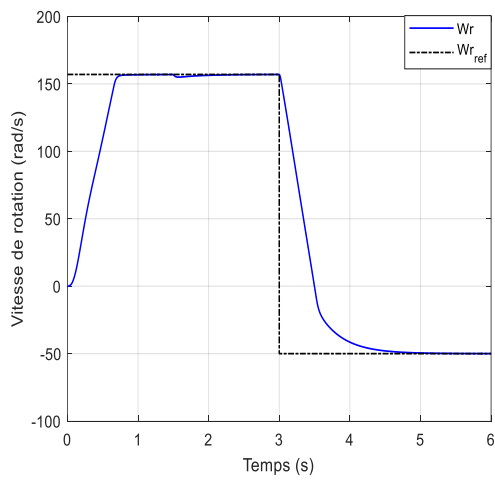


Figure I.12 : Résultats de simulation de la commande FOC à la MAS en variation de couple de charge.

I.6.2.2 Inversion du sens de rotation

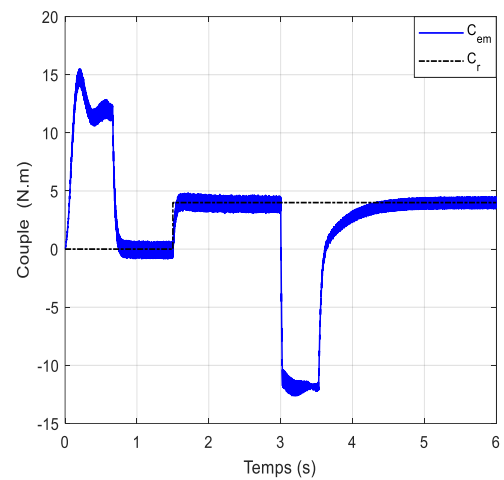
Au commencement de ce test, la machine démarre en charge et tourne à une vitesse de 157rad/s. Cependant, à l'instant 1s, la machine tourne en sens inverse à -50 rad/s. La figure I.13 regroupe les résultats de la simulation. Les résultats montrent que le transitoire est relativement important dans ce test, en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique suit la référence sans erreur statique après un pic.

On peut conclure du point de vue de la commande que la variation de la vitesse d'où le système est parfaitement commandé an un impact positif sur les variables illustrées.



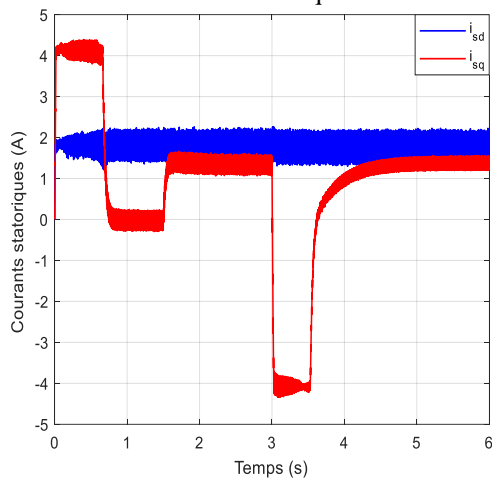
(a)

Vitesse rotorique.



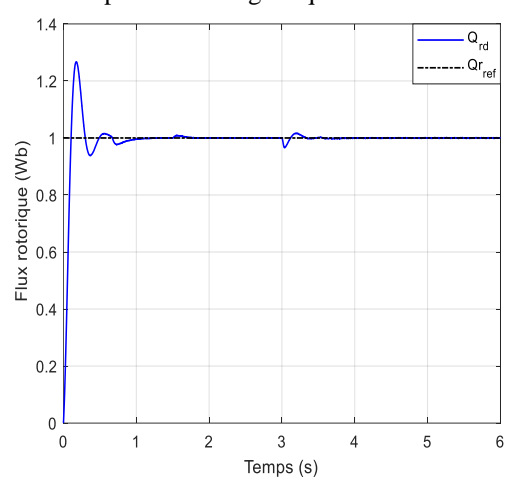
(b)

Couple électromagnétique.



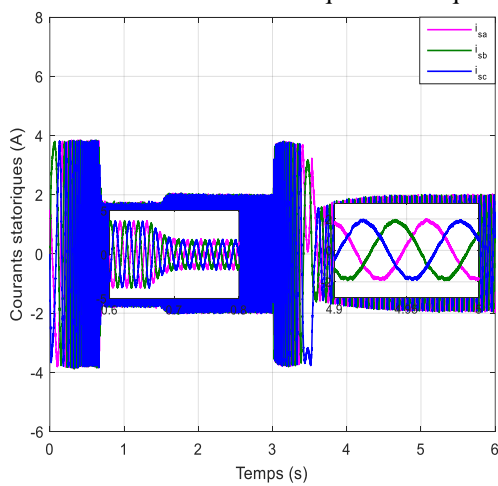
(c)

Courant statorique isd et isq.



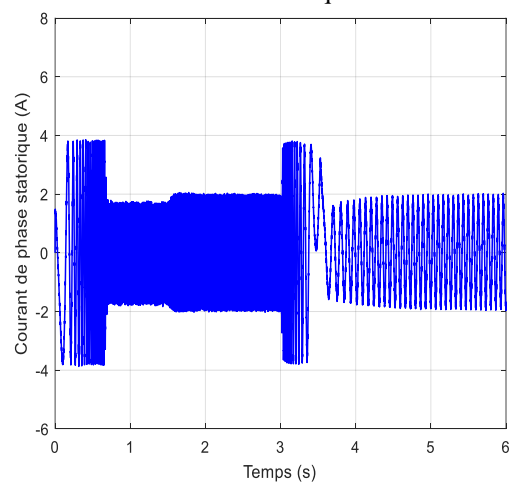
(d)

Flux rotorique.



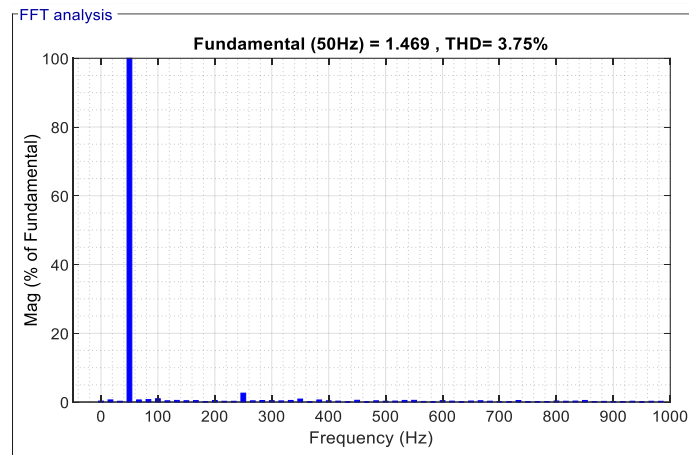
(e)

Courant statorique is abc.



(f)

Courant statorique d'une phase.



(g)

Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique.

Figure I.13 : Résultats de simulation de la commande FOC à la MAS en de l'inversion du sens de rotation.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone par des régulateurs PI classique. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances classiques de la commande vectorielle. Pour maintenir les performances dynamiques ciblées on doit utiliser d'autres techniques de commande.

Le chapitre suivant propose une méthode de commande plus efficace pour à la MAS récente appelée la commande par Backstepping.

CHAPITRE II

Commande backstepping de la machine
asynchrone

II.1 Introduction

La technique du backstepping s'est inspirée des travaux de Feurer et Morse en 1978 et a été développée par Kanellakopoulos (1991) [38] [39]. Ce dernier propose une méthode d'ajustement systématique dédiée à la classe des systèmes non linéaires de forme triangulaire. Pour les systèmes non linéaires, la technologie de contrôle backstepping est relativement nouvelle. En utilisant la fonction Lyapunov, des méthodes systématiques et séquentielles, il permet de déterminer la loi des commandes du système [40].

Ce chapitre traite de l'étude de la commande backstepping (BC) à la MAS basée sur le principe de l'orientation du flux du rotor (FOC). Cette approche permet de déterminer les composantes de la tension d'alimentation de la machine tout en assurant la stabilité globale à l'aide de la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue permet de contrôler la vitesse, flux et les courants, en assurant dans chaque cas une dynamique stable par rapport aux erreurs dans les grandeurs réelles et de référence. Les résultats de simulation de cette commande sont présentés à la fin de ce chapitre, ainsi qu'une étude comparative résumant les principales différences entre la commande FOC et la commande BC, L'étude de cette stratégie confirme les performances élevées de la commande BC par rapport à la commande FOC, le couple et flux très lisse, le temps de montée et de réponse transitoire plus rapide.

II.2 Théorie de Lyapunov

Il y a deux types de travail avec cette théorie : la première concerne les systèmes de contrôle linéaires et la seconde consiste à déterminer une fonction de Lyapunov qui permet de définir certaines conditions de fonctionnement pour les systèmes en boucle fermée [41].

II.2.1 Première méthode de Lyapunov

Le but de la première méthode de Lyapunov est de vérifier la stabilité locale, cependant cette méthode ne permet pas d'obtenir des données sur la stabilité globale.

II.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov

Le but de la deuxième méthode de Lyapunov est de concevoir l'énergie dans un système. L'outil principal de cette méthode est l'analyse de la stabilité du système.

II.3 Principe de backstepping

Le principe du backstepping est de calculer une loi de commande de telle sorte que la dérivée d'une fonction de Lyapunov soit toujours positive et que cette dérivée soit toujours négative [42]. Il s'agit de décomposer le système en un ensemble de sous-systèmes emboîtés d'ordre décroissant [41].

La fonction de Lyapunov est calculée de manière itérative dans la boucle. Dans cette première étape, afin d'en savoir plus sur la notion de commande BC, la théorie est présentée pour les systèmes du deuxième et du troisième ordre.

La technique de BC construit récursivement une loi de commande stabilisante pour les systèmes ayant la forme triangulaire inférieure suivante [43] [44] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})u, \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

avec :

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

II.3.1 Étape 1 : Calculer le premier ordre virtuel

$$(x_1)_d = y_{0ref} = \alpha_0 \quad (\text{II.2})$$

$(x_1)_d$: c'est le cas de la situation désirée.

La première variable d'erreur du sous-système est représentée par [45] [46] :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - \alpha_0 \\ \dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \end{cases} \Rightarrow \dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II.3})$$

Dans un tel sous-système, on sélectionne d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{II.4})$$

Sa dérivée temporelle \dot{V}_1 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

De fait, le choix judicieux de x_2 permet de donner \dot{V}_1 un caractère négatif à la stabilité dynamique de et de l'assurer. Pour ce faire, on prend $x_2 = \alpha_1$.

La stabilité du sous-système nécessite, selon Lyapunov, que \dot{V}_1 soit négative. Pour cela, on choisit \dot{V}_1 qui se présente comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -k_1 e_1^2 \leq 0 \\ f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 &= -k_1 e_1^2 \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

$k_1 > 0$ représente une constante de calcul.

Donc, la loi de commande pour le système (II.6) s'obtient sous la forme suivante :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{II.7})$$

Ce choix repose sur l'hypothèse suivante :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{II.8})$$

II.3.2 Étape 2 : Réglage de la variable x_2

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{II.9})$$

La seconde variable d'erreur est donnée comme suit :

$$\begin{cases} e_2 = x_2 - \alpha_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \end{cases} \Rightarrow \dot{e}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{II.10})$$

La fonction de Lyapunov V_2 est choisie :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{II.11})$$

La dérivée \dot{V}_2 est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La commande virtuelle est ainsi obtenue :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{II.13})$$

Ce choix suppose que :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{II.14})$$

II.3.3 n^{ième} étapes : Réglage de la variable n^{ième}

Dans le même ordre d'idées, la référence à utiliser pour cette étape sera la suivante :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{II.15})$$

Donc, l'erreur de commande et la dérivée de l'erreur est :

$$\begin{cases} e_n = x_n - \alpha_{n-1} \\ \dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \end{cases} \Rightarrow \dot{e}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{II.16})$$

La fonction de Lyapunov étendue a la forme suivante :

$$V_n = V_1 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \quad (\text{II.17})$$

Dérivée de la fonction de Lyapunov :

$$\begin{cases} \dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ \dot{V}_n = -K_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec, $K_n > 0$ est une constante de conception.

La loi de commande pour l'ensemble du système est donc indiquée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} \left[-K_n e_n^2 - f_n(x_1, \dots, x_n) + \dot{\alpha}_{n-1} \right] \quad (\text{II.19})$$

La négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue est ainsi garantie :

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 - \dots - K_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{II.20})$$

Le grand problème de la technique BC est l'explosion de la complication, résultant des dérivations virtuelles à chaque étape de la conception. En termes de complexité, la conception de la loi de commande augmente avec l'ordre du système.

II.4 Application la technique backstepping à la MAS

Dans cette étude, la commande de vitesse d'une MAS est proposée à l'aide d'une conception de commande BC basée sur l'orientation du flux FOC. Cette technique est utilisée pour obtenir la vitesse de rotation demandée et pour contrôler le flux en fonction de variations de paramètres et de perturbations du couple de charge. Les performances du système de commande proposée sont vérifiées à l'aide de simulations numériques.

Pour appliquer la technique de la BC à la MAS, il faut suivre les étapes suivantes :

- La première commande virtuelle d'un sous-système est calculée à partir de l'erreur de suivi $e_1 = (y_{référence} - y)$ et de la dynamique relative à l'adaptation, et utilisée dans la deuxième étape comme signal de référence pour l'état ultérieur.
- Déterminer la fonction de Lyapunov de manière à ce qu'elle ait une dérivée négative.
- Répétons l'opération jusqu'au $n^{ème}$ étage (ordre du système) qui nous permet de générer la commande qui garantit la stabilité globale du système et qui va lui être appliquée

II.4.1 Algorithme de la technique backstepping

Le système d'équations différentielles représentant la machine sera le modèle réduit ci-dessous, l'équation du flux rotorique ϕ_{rq} est désormais éliminée vu qu'on impose l'orientation du flux rotorique sur l'axe d [47] [48]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = N_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + N_2 \phi_{rd} + \delta V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = N_1 i_{sq} - \omega_s i_{sd} - N_3 \omega \phi_{rd} + \delta V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = N_4 \phi_{rd} i_{sq} - \frac{T_L}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

avec :

$$N_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\delta L_r T_r}\right); N_2 = \frac{M}{\delta L_r T_r}; N_3 = \frac{M}{L_s T_r}; N_4 = \frac{3}{2} \frac{pM}{J L_r}; \sigma = \frac{M}{L_s L_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; \delta = \frac{1}{\sigma L_s}$$

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A[x] + B[u] \\ y &= C[x]\end{aligned}$$

x : vecteur d'état.

u : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

$u = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$: l'entrée de la machine à induction.

$y = [i_{sd} \ i_{sq}]$: vecteur de courant statorique

Le modèle de la machine asynchrone est représenté sous la forme matricielle suivante :

$$A = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & N_2 & N_3 \\ 0 & N_1 & -N_3 & N_2 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

II.4.2 La première étape

Le principe de cette étape est d'éliminer les régulateurs de vitesse et de flux. Les erreurs et sont définies comme l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse de référence, et l'erreur entre le module de flux et sa référence, respectivement.

L'erreur de suivi de la vitesse et du flux du rotor est déterminée par la formule suivante :

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_3 = \phi_{ref} - \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.22)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \Rightarrow \dot{\Omega}_{ref} - N_4 \phi_{rd} i_{sq} - \frac{T_L}{J} \\ \dot{e}_3 = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_{rd} \Rightarrow \dot{\phi}_{ref} - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.23)$$

La fonction de Lyapunov V définie comme :

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \tag{II.24}$$

Cela a dérivé V devient ainsi :

$$\begin{cases} V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \Rightarrow \dot{V} = e_1\dot{e}_1 + e_3\dot{e}_3 \\ \dot{V} = e_1 \left[\dot{\Omega}_{ref} - N_4\phi_{rd}i_{sq} - \frac{T_L}{J} \right] + e_3 \left[\dot{\phi}_{ref} - \frac{M}{T_r}i_{sd} + \frac{1}{T_r}\phi_{rd} \right] \end{cases} \tag{II.25}$$

La condition dérivée de Lyapunov V comme :

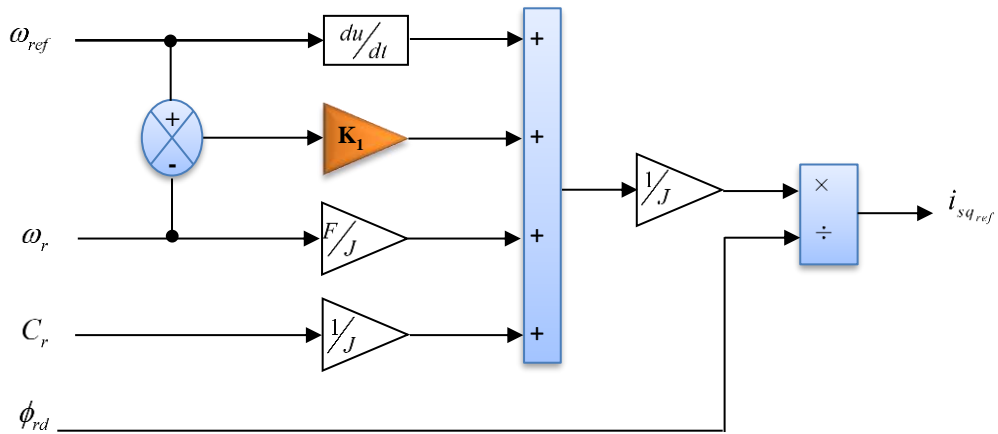
$$\begin{cases} \dot{V} < 0 \\ -K_1e_1^2 - K_3e_3^2 < 0 \end{cases} \tag{II.26}$$

Les courants de références s'écrivent comme suit :

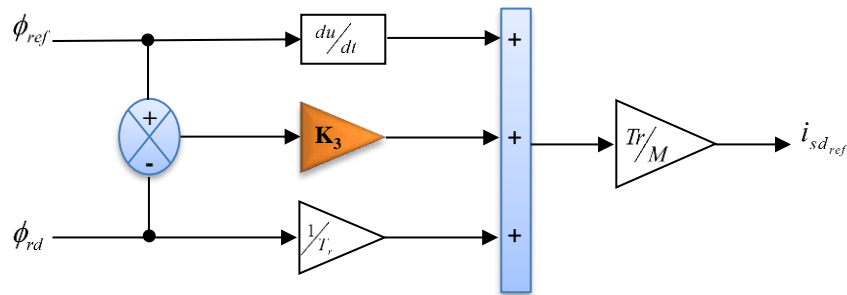
$$\begin{cases} i_{sq_{ref}} = \frac{1}{N_4\phi_{rd}} \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{T_L}{J} + K_1e_1 \right] \\ i_{sd_{ref}} = \frac{T_r}{M} \left[\dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r}\phi_{rd} + K_3e_3 \right] \end{cases} \tag{II.27}$$

k_1 et k_3 : sont des constantes positives.

Le système d'équations (II.27) peut être schématisé comme suit :



(a) Le courant statorique $i_{sq_{ref}}$



(b) Le courant statorique $i_{sd_{ref}}$

Figure II.1 : Les entrées virtuelles (a) le courant $i_{sd_{ref}}$ et (b) le courant $i_{sq_{ref}}$

II.4.3 Deuxième étape

Le but de cette étape est de déterminer les tensions de commande. Nous avons défini les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références. On définit la fonction de Lyapunov candidate (V_e) pour notre système comme suit :

$$\begin{cases} e_2 = i_{sq_{ref}} - i_{sq} \\ e_4 = i_{sd_{ref}} - i_{sd} \end{cases} \quad (II.28)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov se présente comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \dot{i}_{sq_{ref}} - \dot{i}_{sq} \Rightarrow \dot{i}_{sq_{ref}} + N_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + N_3 \omega \phi_{rd} - \delta V_{sq} \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{sd_{ref}} - \dot{i}_{sd} \Rightarrow \dot{i}_{sd_{ref}} + N_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - N_2 \phi_{rd} - \delta V_{sd} \end{cases} \quad (II.29)$$

Cela donne l'expression suivante :

$$\begin{cases} V_e = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2] \Rightarrow \dot{V}_e = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \\ \dot{V}_e = \dot{V} + e_2 \dot{e}_2 + e_4 \dot{e}_4 \end{cases} \quad (II.30)$$

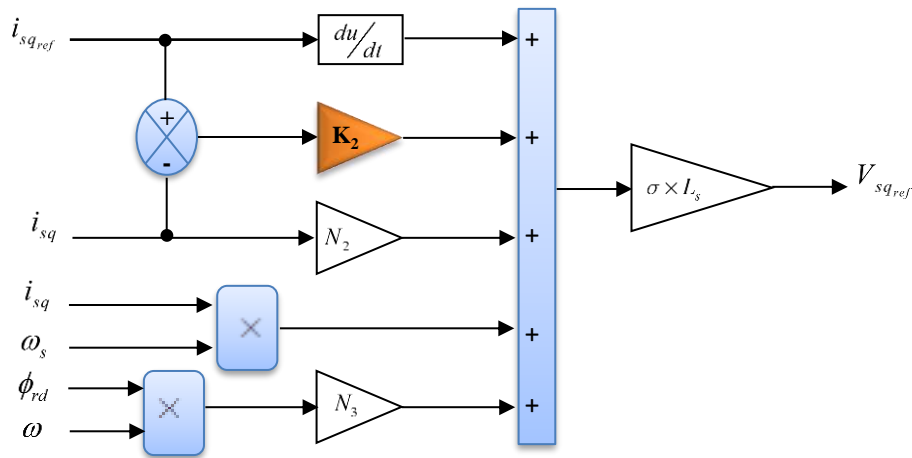
Ainsi, on peut déduire :

$$\begin{cases} \dot{V}_e < 0 \\ \dot{e}_2 = -K_2 e_2 \\ \dot{e}_4 = -K_4 e_4 \end{cases} \quad (II.31)$$

Finalement, les tensions références écrites comme suivent :

$$\begin{cases} V_{sq_{ref}} = \delta [\dot{i}_{sq_{ref}} + N_1 i_{sq} + \omega_s i_{sd} - N_3 \omega \phi_{rd} + K_2 e_2] \\ V_{sd_{ref}} = \delta [\dot{i}_{sd_{ref}} + N_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - N_2 \phi_{rd} + K_4 e_4] \end{cases} \quad (II.32)$$

K_2 et K_4 : sont des constantes positives



(a) La tension statorique $V_{sq_{ref}}$

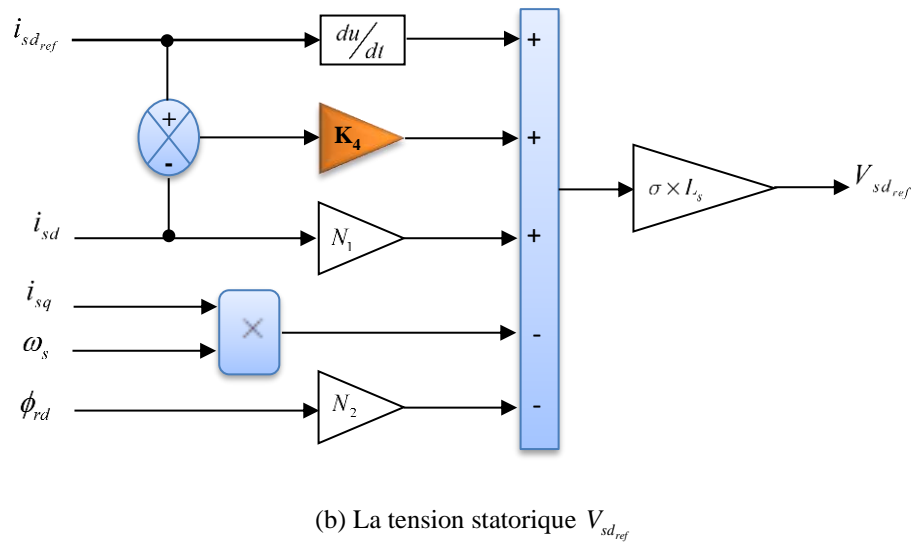


Figure II.2: Les entrées virtuelles (a) la tension V_{sdref} et (b) la tension V_{sqref}

II.5 Structure de la technique Backstepping à la MAS

La structure suivante représente la stratégie de la technique BC à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux à MLI.

La vitesse et le flux à la MAS sont contrôlés par la stratégie de la commande BC. La figure II.3 montre où surveiller le courant et la tension du stator.

La commande BC proposée présente de bons avantages par rapport à la commande FOC par les régulateurs PI classique.

La commande BC améliore les ondulations du couple et du flux rotorique ainsi que réduction la valeur THD du courant statorique.

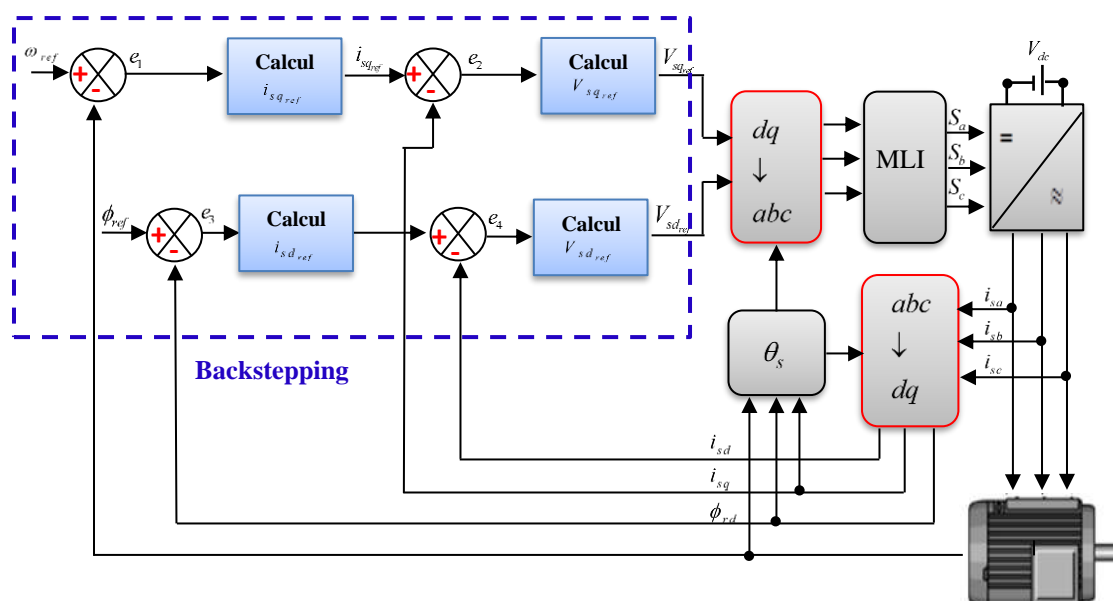


Figure II.3 : Schéma de fonctionnement de la technique BC à la MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux à MLI.

II.6 Avantages et inconvénients

Les avantages de cette technique sont :

- Il utilise un modèle simplifié de la machine ;
- Le temps de réponse dynamique de la vitesse et du flux rotoriques est très rapide.
- Les transformations coordonnées ne doivent pas, car les courants et les tensions sont connectés à un repère lié au stator ;
- Par rapport à certaines méthodes traditionnelles, les performances de contrôle sont améliorées ;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- Une interprétation et implémentation simple ;

Les inconvénients de cette technique sont :

- La conception demande de modèles mathématiques du processus à commander ;
- Chaque état du système doit être connu ;
- Les conditions ont explosé. Portée plus grande du système de commande ;
- Pour implémenter l'algorithme récursif de BC, il est nécessaire d'écrire le système non linéaire sous forme de rétroaction.

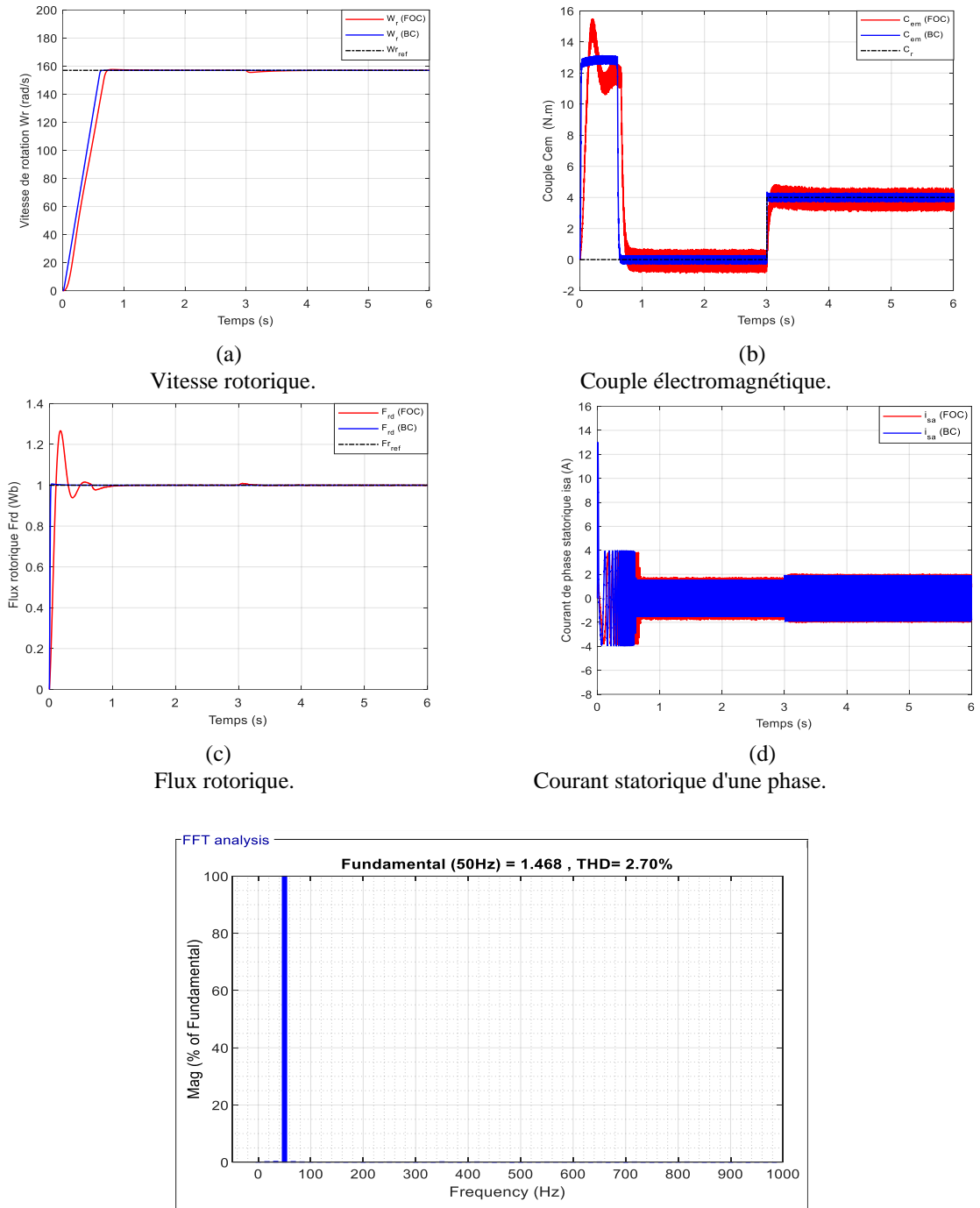
II.7 Résultats de simulation

II.7.1 Test 1 Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge

Le premier essai représente l'évolution des caractéristiques à la MAS par les deux commandes classiques FOC-PI et la commande BC. Au démarrage, la vitesse du rotor dans la figure II.4.a, En régime transitoire le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale figure II.4.b, puis se stabilise à une valeur quasi nulle en régime établi avec oscillation à FOC-PI, à l'instant 3s, la machine fonctionne avec un couple de charge ($C_r=4$ Nm), avec peu d'effet sur la vitesse du rotor, qui revient rapidement à sa référence (157 rad/s) dans le cas de la commande BC par rapport à la commande FOC-PI classique.

Le flux rotorique atteint son maximum au démarrage pendant une fraction de deuxième dans la commande FOC-PI par rapport au contrôle proposé qui est inférieur, puis se stabilise et continue sa route selon ses références sont indiquées dans la figure II.4.c. La figure II.4.d présente la réponse du courant statorique de la phase A aux changements des conditions imposées par la charge, et sa forme est très proche de la sinusoïde dans les deux types de commande. La figure II.4.e montre le spectre harmonique du courant statorique de la phase A

dans le cas du BC, où la valeur de THD (2.70%) est inférieure à la valeur de l'autre commande (3.56 %) étudié dans le premier chapitre.



(e) Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique.

Figure II.4 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en à vide et en couple de charge.

Les formules et les calculs permettant de remplir les tableaux sont présentés à l'Annexe B, Les résultats du premier test pour chaque système en termes de caractéristiques de commande sont comparés dans les tableaux suivants.

Le tableau II.1 et le tableau II.2 représentent respectivement une comparaison du temps de réponse et les ondulations dans deux systèmes de contrôle de machine asynchrone en termes de vitesse, de couple et de flux magnétique. Alors que le tableau II.3 représente les ondulations pour le couple et le flux, Avec deux techniques, dans le cas technique BC, les ondulations sont les plus faibles, Le rapport entre eux est de 57.5 % en couple et de 66.66 % en flux. La technique BC a donné une meilleure erreur statique que la méthode FOC-PI, comme le montre le tableau II.3. L'erreur a été calculée à 65.71 % en vitesse et 96.66 % en flux. Nous pouvons dire que la technique BC est la meilleure et les plus effectifs, elle présente des taux de réduction très élevés tant pour les vagues que pour les valeurs d'erreur statique.

Tableau II. 1 : Temps de réponse vitesse, couple, flux (test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux $Fr(\text{wb})$</i>
FOC	0.67	0.173	0.098
BC	0.58	0.022	0.018
Pourcentages	13.43%	87.28%	81.63%

Tableau II. 2 : Ondulations de couple et de flux (test 1).

	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux $Fr(\text{wb})$</i>
FOC	0.4	0.3
BC	0.17	0.01
Pourcentages	57.5%	66.66%

Tableau II. 3 : Erreur statique de vitesse et de flux (test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Flux $Fr(\text{wb})$</i>
FOC	0.35	0.3
BC	0.12	0.01
Pourcentages	65.71%	96.66%

Tableau II. 4 : Dépassements de vitesse et de flux test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
FOC	0.40	26.6
BC	0.025	0.63
Pourcentages	93.75%	97.63%

II.7.2 Test 2 : Tests de robustesse

II.7.2.1 Performance en variation du couple de charge

Pour vérifier la robustesse de la technique BC à la MAS étudiée, qui est présentée dans ce travail, La figure II.5 montre les résultats de la simulation pour la variation du couple de charge à vitesse fixe de 157 rad/s. Observez le temps de réponse à la vitesse de la technique BC. La figure II.5.a le temps de réponse de la vitesse à la technique BC est rapide par rapport FOC-PI. La figure II.5.b et dans la figure II.5.c, c'est affiché, les ondulations de couple et flux à la technique BC, sa réduction par rapport FOC-PI.

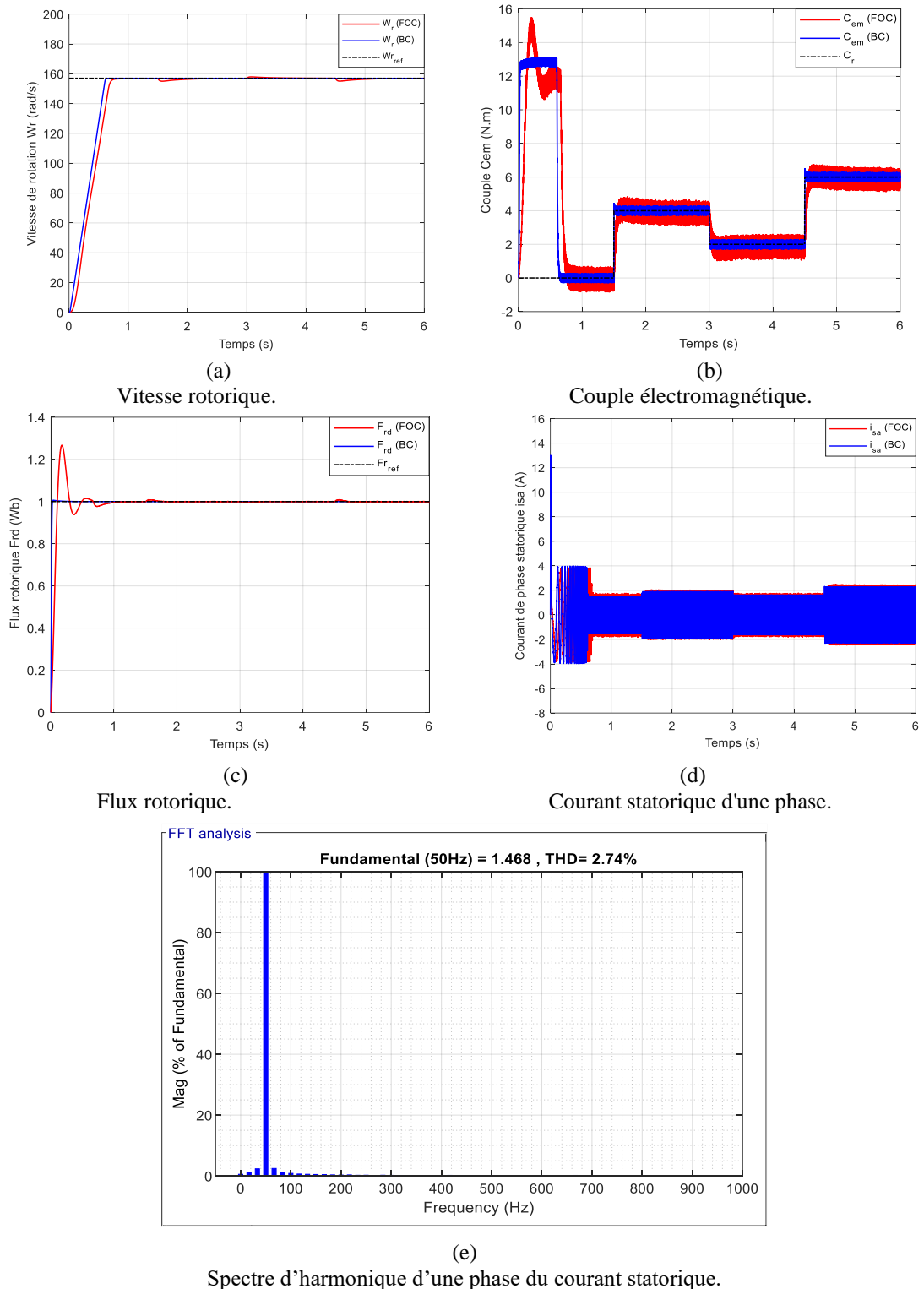


Figure II.5 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en variation de couple de charge.

La technique de BC a présenté des ondulations réduites par rapport à la technique FOC-PI, où les valeurs du couple et du flux sont présentées dans le tableau II.5. Grâce à ce tableau, la technique de BC est meilleure que la technique FOC-PI en termes de réduction des ondulations

et les taux de réduction étaient de 56.34 % pour le couple et 74.21 % pour le flux, respectivement.

Tableau II. 5 : Ondulations de couple et de flux (test 2).

	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux Φ_r(wb)</i>
FOC	0.252	0.19
BC	0.11	0.049
Pourcentages	56.34 %	74.21%

Tableau II. 6 : Erreur statique de vitesse et de flux (test 2).

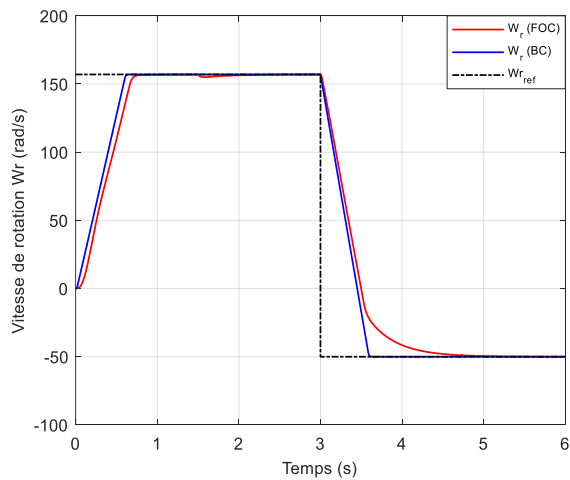
	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Φ_r(wb)</i>
FOC	0.38	0.19
BC	0.2	0.01
Pourcentages	47.36%	94.73%

Tableau II. 7 : Dépassements de vitesse et de flux (test 2).

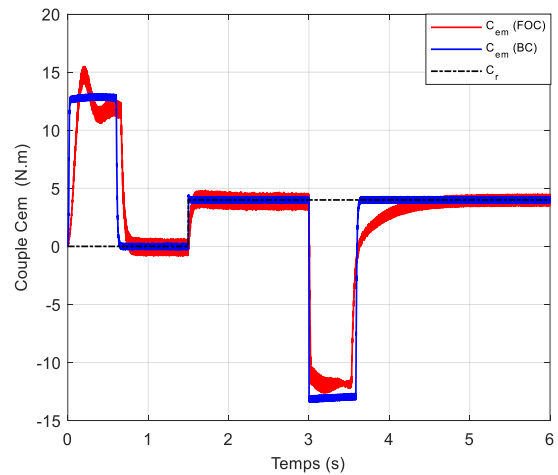
	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Φ_r (wb)</i>
FOC	0.1367	0.2663
BC	0.022	0.064
Pourcentages	83.90%	75.96%

II.7.2.2 Performance en inversion du sens de rotation

Au début de ce test, la MAS est démarrée à vide et tourne à une vitesse de 157 rad/s. Au temps $t= 1.5$ s, un couple de charge de 4N.m est appliqué. Au temps $t=3$ s, le sens de rotation de la MAS est inversé à (-50 rad/s). Les résultats de la simulation sont présentés dans les figures II.6, est montré une bonne performance de la technique BC par rapport à la commande FOC-PI. En outre, le temps de réponse est réduit, le temps de montée en vitesse est rapide, les ondulations du couple et du flux dans le technique BC sont faibles par rapport au technique FOC.



(a) Vitesse rotorique.



(b) Couple électromagnétique.

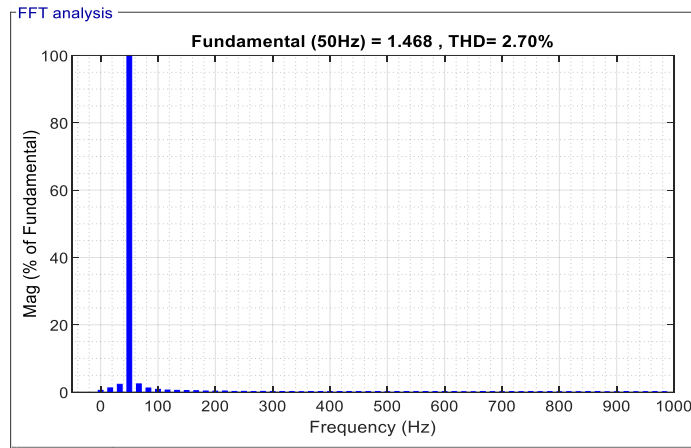
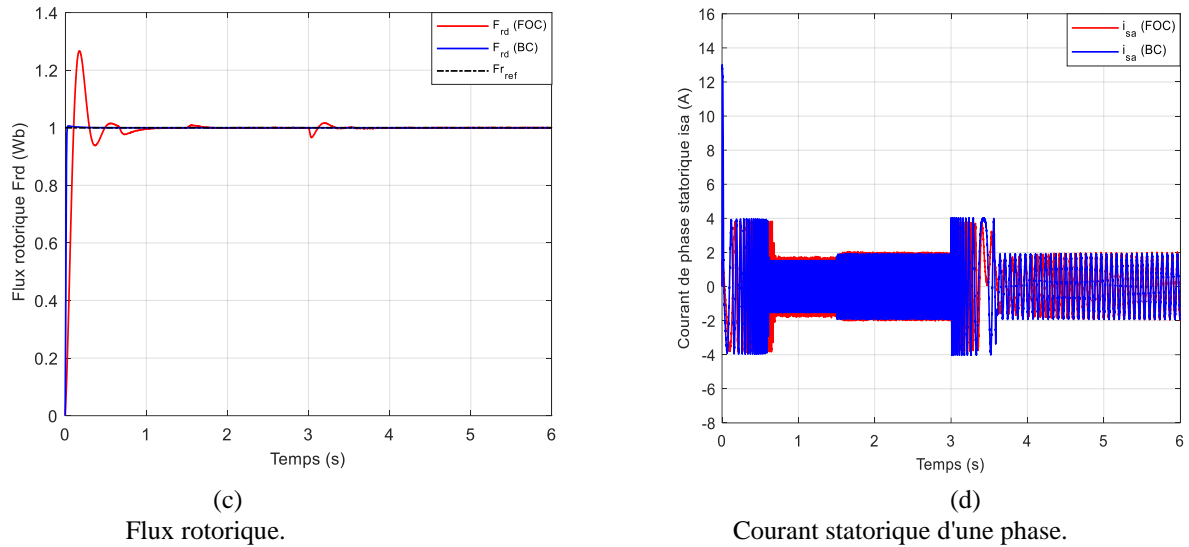


Figure II.6 : Résultats de simulation de la technique BC à la MAS en de l'inversion du sens de rotation.

Tableau II. 8 : Ondulations de couple et de flux (test 3).

	Couple C_{em} (N.m)	Flux Φ_r (wb)
FOC	0.252	0.34
BC	0.11	0.066
Pourcentages	56.34 %	80.58%

Tableau II. 9: Erreur statique de vitesse et de flux (test 3).

	Vitesse w (rad/s)	Flux Φ_r (wb)
FOC	0.38	0.19
BC	0.2	0.01
Pourcentages	47.36%	94.73%

Tableau II. 10 : Dépassements de vitesse et de flux (test 3).

	Vitesse w (rad/s)	Flux Φ_r (wb)
FOC	0.14	0.2663
BC	0.025	0.064
Pourcentages	82.14%	75.96%

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on applique une technique de BC basée sur le principe de la commande vectorielle FOC à la MAS, C'est une méthode de commande qui permet d'assurer la stabilité du système en boucle fermée à l'aide de la fonction de Lyapunov. Les résultats obtenus permettent de conclure que les réponses dynamiques avec la technique BC sont plus rapides et plus robustes à vide et plus robustes lors des variations des conditions de charge par rapport la commande FOC-PI à la MAS.

Dans le prochain chapitre, une autre approche du réglage sera évoquée, qui s'appelle la commande d'ordre fractionnaire logique floue applique (FOFL) par la technique backstepping a été proposée pour assurer une stabilisation rapide et en temps des systèmes. Elle combine les avantages de deux techniques (la commande par logique floue et la commande d'ordre fractionnaire).

CHAPITRE III

A

**mélioration de la commande
Backstepping de la machine
asynchrone**

III.1 Introduction

Les techniques d'intelligence artificielle (IA) sont aujourd'hui bien connues pour leur capacité à résoudre les problèmes liés à l'automatisation des processus industriels, tels que le contrôle, l'identification des commandes et l'estimation des paramètres des systèmes électriques. La logique floue (FL) intelligente appartient à la classe des systèmes basés sur des modèles de connaissance. Elle est de plus en plus appliquée au réglage des machines asynchrones et à une meilleure adaptation de leur commande.

Les contrôleurs basés sur l'ordre fractionnaire (FO) sont de bien en mieux connus des chercheurs dans le domaine du contrôle. La structure ou l'application de ces contrôleurs peut inclure des opérateurs et/ou des systèmes d'ordre fractionnaire. Leur introduction dans les applications de contrôle a pour effet un meilleur fonctionnement de commande du système.

L'utilisation complémentaire des régulateurs FOFL dans commande BC sera détaillée dans ce chapitre pour améliorer les performances de la commande BC classique utilisant des contrôleurs par les gains méthode traditionnels, Pour atteindre ces objectifs, les gains de BC conventionnels seront remplacés par des régulateurs à logique floue fractionnaire (FL et FOFL), ont été combinées afin d'obtenir une méthode non linéaire plus flexible et robuste.

Les résultats des simulations permettent de comparer les deux stratégies proposées et d'évaluer leurs performances en termes de trajectoire et de robustesse aux différences paramétriques.

III.2 La Commande d'Ordre Fractionnaire

III.2.1 Définitions fondamentales

Le principe du calcul fractionnaire est une application de l'intégration et de la différenciation à l'opérateur fondamental d'ordre différent. On définit l'opérateur différentiel intégral en continu de la forme suivante [49] [50] [51]:

$${}_t D_t^\alpha \begin{cases} \frac{d^a}{dt^a} & \text{si } \Re(a) > 0 \\ 1 & \text{si } \Re(a) = 0 \\ \int_{t_0}^t (d\tau)^{-a} & \text{si } \Re(a) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où :

$\alpha \in \mathfrak{R}$, α : est l'ordre de fonctionnement de l'opération,

t et t_0 sont les bornes de l'opération et $Re(\alpha)$ est la partie réelle de α .

Dans ce cas, l'ordre fractionnaire peut être un nombre complexe. Dans le présent travail, nous sommes intéressés par le cas où l'ordre fractionnaire est un nombre réel (alors que : $\alpha \in \mathbb{R}$) [52].

Il dans la littérature, Il existe plusieurs définitions mathématiques pour la dérivation et l'intégration d'ordre fractionnaire [53]. On choisira trois définitions les plus fréquemment utilisées pour la généralisation de la dérivée et l'intégrale fractionnaire qui sont [54]:

- Définition de Rieman Lioville (R.L).
- Définition de Granwold-letnikov (G.L)]
- Définition de Caputo

III.2.2 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

La simulation d'un opérateur d'ordre fractionnaire " δ^s et μ^s " est dans la plupart des cas très compliquée. La littérature présente un nombre de techniques de simulation d'opérateurs d'ordre fractionnaire. La principale d'entre elles est basée sur l'approximation dans le domaine "s" de la fonction irrationnelle (d'ordre non entier) de l'opérateur par une fonction rationnelle (d'ordre entier). Ces dernières impliquent le calcul de la sortie du système à l'aide d'un modèle rationnel continu équivalent avec une représentation spécifique [55]. Elles sont appelées des approximations analogiques ou des approximations du domaine fréquentiel. Parmi ces méthodes on peut trouver [56] [57]:

- La méthode de l'expansion par fractionnaire continues EFC
- La méthode de Carlson
- La méthode de Matsuda
- La méthode de Charef
- La méthode d'Oustaloup.

III.2.3 Méthode d'approximation de Oustaloup

La technique est basée sur le calcul approximatif en temps continu de la fonction de transfert irrationnelle de l'opérateur d'ordre fractionnaire S en une fonction de transfert rationnelle $S^\alpha, \alpha \in [-1,1] \subseteq \mathbb{R}$. Cette approximation utilise une distribution récursive N zéros, et N pôles se trouvant dans la bande de fréquence $[W_b, W_h]$. Le calcul de l'approximation d'Oustaloup de l'opérateur fractionnaire S^α est donné par la formule suivante [58] [59]:

$$H(s) = s^\alpha \cong s_{[w_b, w_h]}^\alpha \cong k \prod_{-N}^N \frac{s + \dot{w}_k}{s + w_k}, \quad \alpha \in \mathfrak{R} \quad (\text{III.2})$$

avec :

N : désigne le nombre des pôles et zéros récursifs.

Où: le gain, les pôles et les zéros peuvent être calculés respectivement à partir de :

$$k = w_h^\alpha \quad (III.3)$$

Les zéros est :

$$\dot{w}_k = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}} \quad (III.4)$$

Les pôles est :

$$w_k = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1+\alpha)}{2N+1}} \quad (III.5)$$

$k = \text{gain}$

III.2.4 Représentation d'état d'ordre fractionnaire

Dans toutes les situations, il y a deux équations pour représenter l'état d'un ordre fractionnaire. L'équation d'observation qui nécessite la dérivation du vecteur d'état de FO réel est identique à celle de la formation de cas. Elle se définit donc comme suit :

$$\begin{cases} D^q (x(t)) = A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) = C.x(t) + D.u(t) \\ x(0) = x_0 \end{cases} \quad 0 < q < 1 \quad (III.6)$$

$u(t)$: le vecteur d'entrée, $y(t)$: le vecteur de sortie.

q : est l'ordre de dérivation ($0 < q < 1$). Les matrices A, B, C et D sont de dimension appropriée et à coefficients constants appelées respectivement matrice d'évolution, matrice de commande, matrice d'observation et matrice d'action directe.

$$\begin{aligned} x(t) \in \mathfrak{R}^n, \quad u(t) \in \mathfrak{R}^m, \quad y(t) \in \mathfrak{R}^p \\ \sigma(t) = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\} \end{aligned} \quad (III.7)$$

- Le système (u) est stable si est seulement si :

$$|\arg(\lambda_i)| > \frac{\alpha\pi}{2}, \quad \lambda_i \in \sigma(A), \quad \text{pour tout } i = 1, 2, \dots, n \quad (III.8)$$

- Le système (u) est instable si est seulement si :

$$|\arg(\lambda_i)| \geq \frac{\alpha\pi}{2}, \quad \lambda_i \in \sigma(A), \quad \text{pour tout } i = 1, 2, \dots, n \quad (III.9)$$

Selon la théorie de la stabilité, il existe différentes régions, sous forme de régions stables et instables. La figure III.1 montre les régions stables et instables.

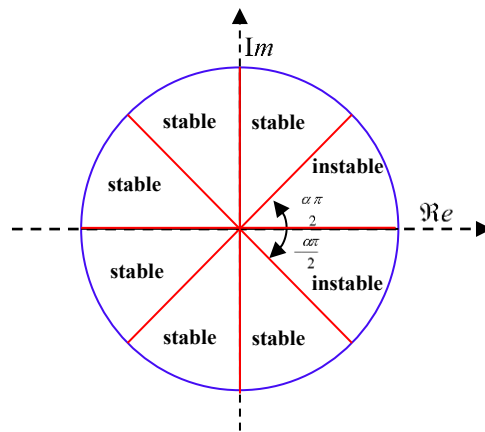


Figure III.1: Région de stabilité d'un système linéaire invariant dans le temps d'ordre fractionnaire.

III.3 Principe de la logique floue

Le principe du contrôle par logique floue FL peut être vu dans l'approche humaine lorsque la variable traitée n'est pas une variable logique mais une variable linguistique proche du langage humain. En outre, ces facteurs linguistiques sont traités à l'aide de règles basées sur une certaine connaissance du fonctionnement du système [60]. De nombreuses idées de base sont développées avec des erreurs logiques. En utilisant ces idées, il est possible de démontrer et de justifier certains principes de base.

III.3.1 Avantages et inconvénients de la logique floue

Le contrôle par logique floue, comme toutes les techniques, a des avantages et des inconvénients [61].

Avantages de la logique floue

- La théorie est simple et peut être utilisée pour des systèmes complexes.
- Il n'est pas requis de modèle mathématique pour superviser le processus.
- La fragilité de la commande incertaine par rapport aux doutes.
- Contrôle automatique des variations du processus.
- La Simplicité de conception et d'application.
- Diminution du temps de programmation et de maintenance.

Inconvénients de la logique floue

- Technique de réglage basée sur l'expérimentation.
- Les performances sont dépendantes de l'expérience.
- Il est impossible de donner une définition globale de la stabilité et de la robustesse.

- Avant de procéder à la synthèse du régulateur flou, un rappel sur la structure de ce type de régulateurs paraît indispensable afin de monter les différentes étapes de leur conception.

III.3.2 Structure générale d'un système flou

Tous les systèmes basés sur la logique floue sont composés de quatre blocs principaux. La figure III.2 montre le schéma fonctionnel interne d'un régulateur flou [62].

- Base de connaissances : règles et paramètres des fonctions d'appartenances.
- Bloc de prise de décision d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Fuzzification : transformation des entrées mesurées en des grandeurs floues.
- Défuzzification : détermination des résultats flous des variables précise de sortie.

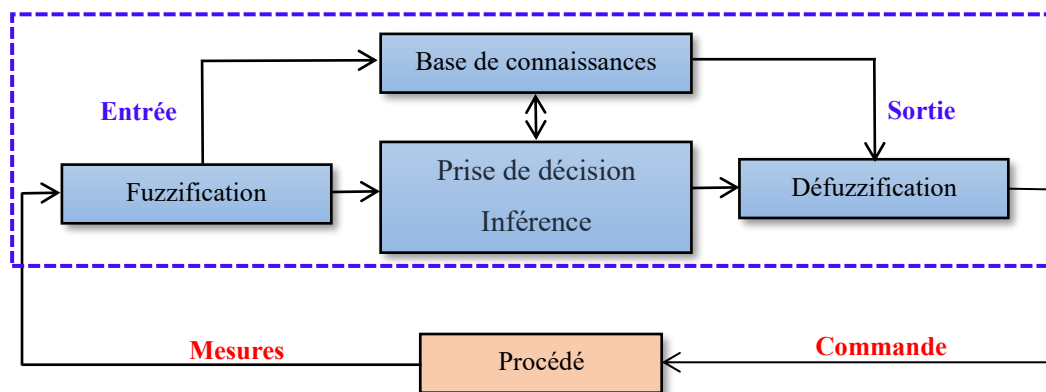


Figure III.2 : Structure générale interne d'un système flou.

Dans cette étude, nous avons réalisé un contrôleur flou à sept ensembles [63], afin de déterminer la bonne performance pour le contexte, représenté ainsi par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure III.3. Les fonctions d'appartenance choisies ont une forme triangulaire avec des extrémités trapézoïdale lors de l'inférence des opérations sur les règles.

Pour obtenir des variables d'entrée floues, il faut procéder à une normalisation de ces variables, ce qui induit une mise à l'échelle de l'erreur de cette variable et de sa variation d'erreur, les limitant ainsi à un intervalle bien défini $[-10,10]$. Pour distribuer ces quantités dans des espaces flous, il faut d'abord définir des ensembles flous. Nous le définissons ainsi :

NG : Négatif Grand, PG : Positif Grand, NM : Négatif Moyen, PM : Positif Moyen, NP : Négatif Petit, PP : Positif Petit, EZ : Environ de Zéro,

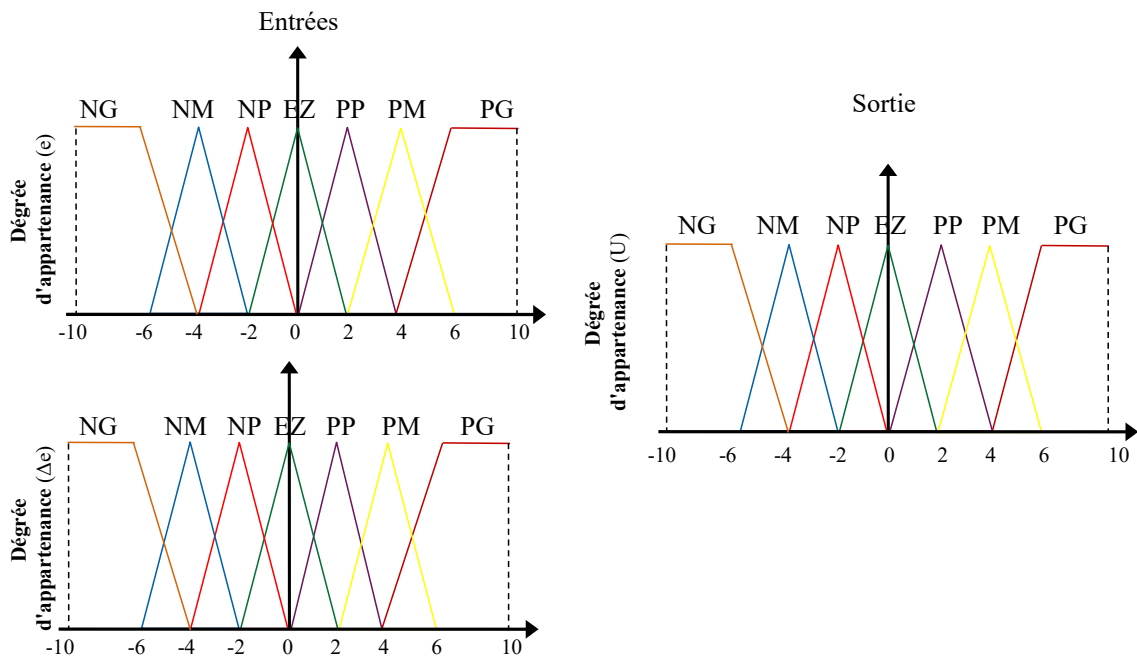


Figure III.3 : Fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.

Les inférences floues ou les règles floues, utilisées pour déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrée déduites de la table des règles. Dans ce cas, la table d'inférence comprend 49 règles, comme le montre le tableau III.1 [64] [65].

Tableau III.1 : Les règles de régulateur floue.

E Δe	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NM	EZ
NM	NG	NG	NM	NP	NM	EZ	PM
NP	NG	NM	NP	NM	EZ	PM	PP
EZ	NM	NP	NM	EZ	PM	PP	PM
PP	NP	NM	EZ	PM	PP	PM	PG
PM	NM	EZ	PM	PP	PM	PG	PG
PG	EZ	PM	PP	PM	PG	PG	PG

III.3.3 Structure de base d'un contrôleur flou

Dans la commande floue, plusieurs méthodes peuvent être utilisées, et ces méthodes se différencient en fonction des entrées et des sorties du régulateur et de leur nombre. La figure III.4 illustre la conception du régulateur flou proposé. Où K_e , $K_{\Delta e}$ et K_u sont des gains associés à e , Δe et U respectivement. Le résultat du régulateur flou est alors utilisé comme unité d'incrément de la robustesse de la commande [66] [67].

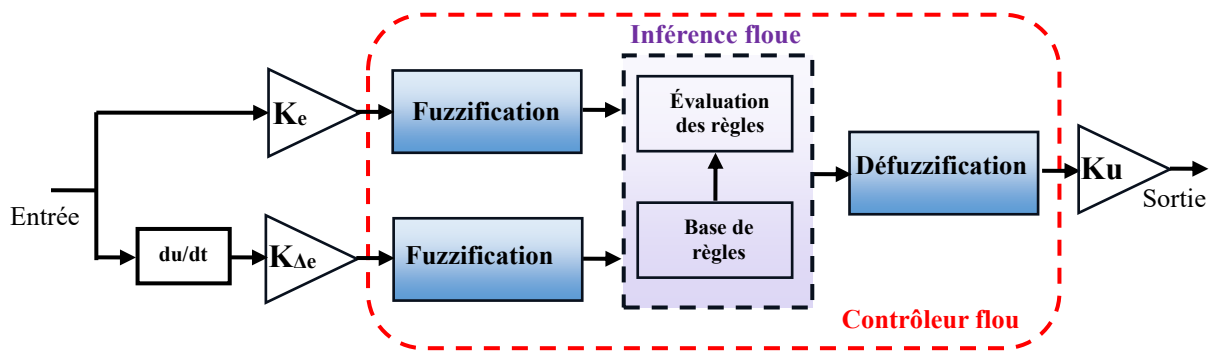


Figure III.4: Schéma de principe d'un contrôleur flou.

Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer [68] [69] [70]. La structure de FL est très simple et facile à utiliser. Mamdani: Ces contrôleurs sont dits symboliques. Les caractéristiques de ce contrôleur sont présentées dans le tableau III.2.

Tableau III.2 : Les caractéristiques du régulateur flou.

Fis type	Méthode Mamdani
Inférences floues	Max-Min
ET	Min
OU	Max
Implication	Min
Alors	Max
Defuzzification	Centroïde

La logique floue FL est largement utilisée dans la commande à la MAS. Il est basé sur la notion de "variables linguistiques". Les régulateurs à FL utilisent le concept de logique floue, que des experts peuvent développer, pour construire une approche de régulation automatique. Bien que la FL ne nécessite pas de calculs mathématiques complexes, elle peut fournir des résultats précis dans la commande de MAS.

III.4 Régulateurs floue d'ordre fractionnaire

Selon l'équation (III.10), qui représente la forme mathématique de la technique proposée, cette technique peut être illustrée par une image simplifiée du contrôleur proposé. La simplicité, la facilité d'exécution et la facilité de contrôle de la réponse font partie de ses caractéristiques les plus importantes.

La réponse du contrôleur est définie à l'aide de k_1 , k_2 , k_3 et τ . La figure III.5 montre la technique FOFL proposée dans ce travail ont utilisée pour améliorer les caractéristiques de la technique BC à la MAS.

Le paramètre τ représente la stratégie de commande d'ordre fractionnaire et, grâce à ce paramètre, la commande peut passer de la technique FOFL à la technique FL si ce paramètre prend la valeur 1.

L'avantage de la commande proposée est qu'elle joue le rôle de deux commandes différentes en même temps sans modifier le système ou la commande, et dans les deux cas, nous obtenons une commande qui n'est pas liée aux paramètres du système, ce qui est l'un des points forts de cette commande par rapport au reste des autres commandes.

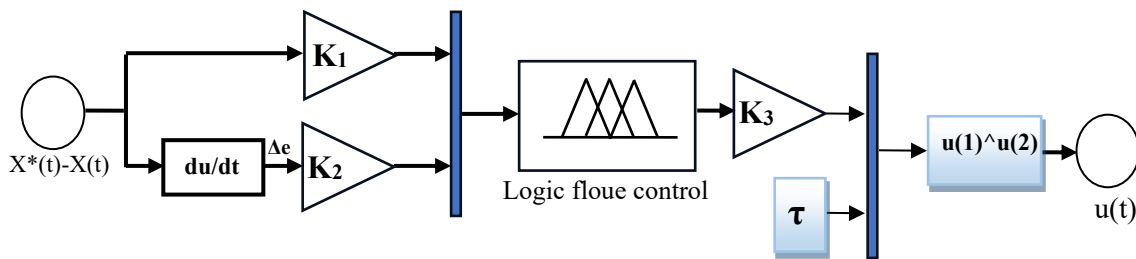


Figure III.5 : Structure du contrôleur FOFL.

Dans le régulateur proposé, le fonctionnement est contrôlé par le paramètre τ , en fonction de sa valeur, deux contrôleurs différents peuvent être obtenus, ce qui constitue son plus grand avantage. Dans le cas où $\tau = 1$, le contrôleur proposé devient une technique FL. Dans ce cas l'équation (III.10):

$$u(t) = \text{Fuzzy}(X^*(t) - X(t)) \quad (\text{III.10})$$

Dans le cas de $\tau \neq 0$ et $\tau \neq 1$, le contrôleur proposé est un contrôleur FOFL. Ainsi, pour obtenir le contrôleur FOFL, les valeurs de τ doivent être différentes de 1 et ne pas être égales à 0. En conséquence, on peut dire que la technique proposée a d'excellentes propriétés, car en fonction de 1, il est possible d'obtenir le type de contrôleur, et c'est une chose bonne et souhaitable.

III.5 La structure technique backstepping en utilisant les régulateurs FOFL à la MAS

Dans la technique FOFL, les erreurs sont d'abord identifiées, ces erreurs par on applique la technique backstepping étant représentées par les équations (III.11) et (III.12) [67] [71] [72]. Après avoir déterminé les erreurs, le régulateur proposé dans l'équation (III.10) est utilisé pour calculer les valeurs de courant de référence et les valeurs de tension de référence. Ces dernières sont représentées dans l'équation (III.13) et dans l'équation (III.14) (ce système de la commande BC voire chapitre II), où les valeurs de référence du courant doivent être connues pour calculer les valeurs de référence de la tension. Les valeurs de référence du courant sont calculées à l'aide de l'équation (III.15).

Les valeurs de référence de la tension sont calculées à l'aide de l'équation (III.16).

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_3 = \phi_{ref} - \phi_{rd} \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\begin{cases} e_2 = i_{sqref} - i_{sq} \\ e_4 = i_{sdref} - i_{sd} \end{cases} \quad (III.12)$$

Les équations (III.13) et (III.14) représenté les équations BC classique :

$$\begin{cases} i_{sqref} = \frac{1}{N_4 \phi_{rd}} \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{T_L}{J} + K_1 e_1 \right] \\ i_{sdref} = \frac{T_r}{M} \left[\dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + K_3 e_3 \right] \end{cases} \quad (III.13)$$

$$\begin{cases} V_{sqref} = \delta \left[\dot{i}_{sqref} + N_1 i_{sq} + \omega_s i_{sd} - N_3 \omega \phi_{rd} + K_2 e_2 \right] \\ V_{sdref} = \delta \left[\dot{i}_{sdref} + N_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - N_2 \phi_{rd} + K_4 e_4 \right] \end{cases} \quad (III.14)$$

Les valeurs de courant de référence du stator sont calculées conformément à l'équation (III.15).

$$\begin{cases} i_{sqref} = \frac{1}{N_4 \phi_{rd}} \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{T_L}{J} + fuzzy(K_1 e_1)^{\tau_1} \right] \\ i_{sdref} = \frac{T_r}{M} \left[\dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + fuzzy(K_3 e_3)^{\tau_3} \right] \end{cases} \quad (III.15)$$

Les valeurs de tension de référence du stator sont calculées conformément à l'équation (III.16).

$$\begin{cases} V_{sqref} = \delta \left[\dot{i}_{sqref} + N_1 i_{sq} + \omega_s i_{sd} - N_3 \omega \phi_{rd} + Fuzzy(K_2 e_2)^{\tau_2} \right] \\ V_{sdref} = \delta \left[\dot{i}_{sdref} + N_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - N_2 \phi_{rd} + Fuzzy(K_4 e_4)^{\tau_4} \right] \end{cases} \quad (III.16)$$

La figure III.6 montre la structure générale pour la commande par FOFL-BC à la MAS alimenté par un onduleur à MLI. Cette figure montre où surveiller le courant et la tension du stator. La vitesse et le flux à la MAS sont contrôlés par les régulateurs FOF.

La technique FOFL-BC proposée présente de bons avantages par rapport à BC. cette technique est amélioré la réponse dynamique du couple électromagnétique et du flux rotorique ainsi que la valeur THD du courant statorique.

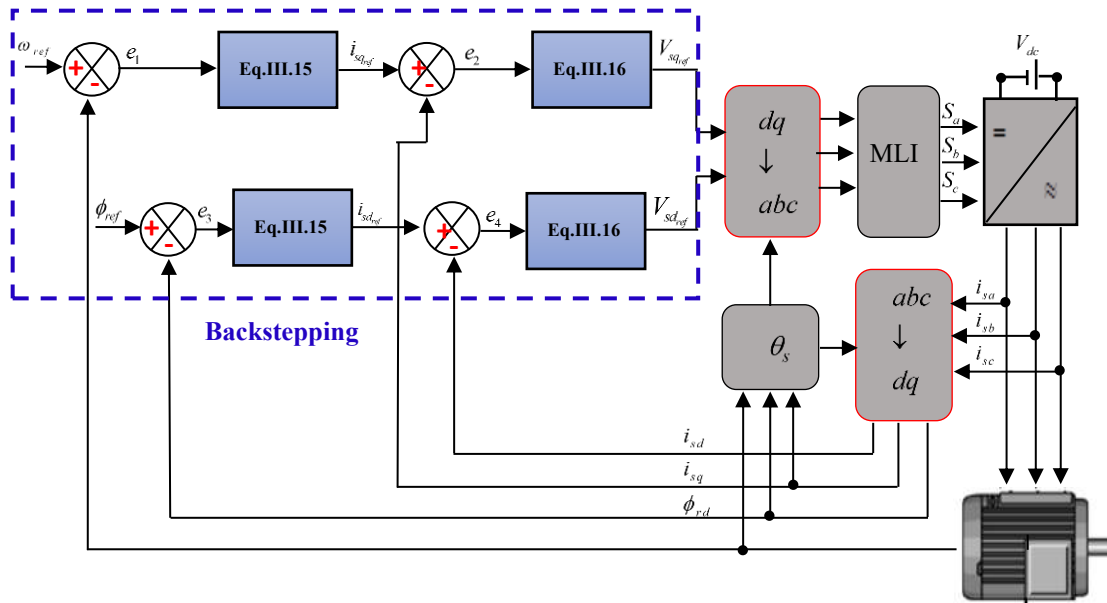


Figure III.6: Schéma de la technique BC avec des régulateurs FOFL à la MAS.

III.6 Résultats de simulation

Cette section présente la comparaison des résultats de simulation entre les deux stratégies de régulateurs sont appliquée à BC à la MAS.

Les régulateurs de vitesse, flux, et deux courants de commande BC classique est remplacé par deux contrôleurs (FL et FOFL). Et dont les entrées des régulateurs sont l'erreur de la vitesse, l'erreur du flux, et l'erreur des courants statoriques.

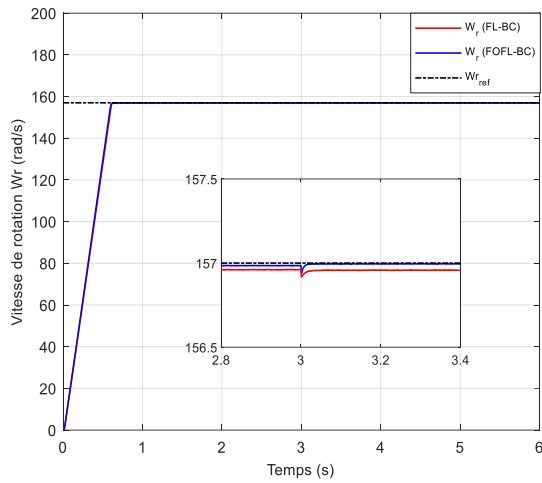
III.6.1 Test 1 Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge

La MAS démarre à vide avec une vitesse de consigne de (157rad/s) avec application d'un couple de charge de 4Nm à t=3s voir la figure III.7.a et III.7.b. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court dans deux stratégies (FL et FOFL).

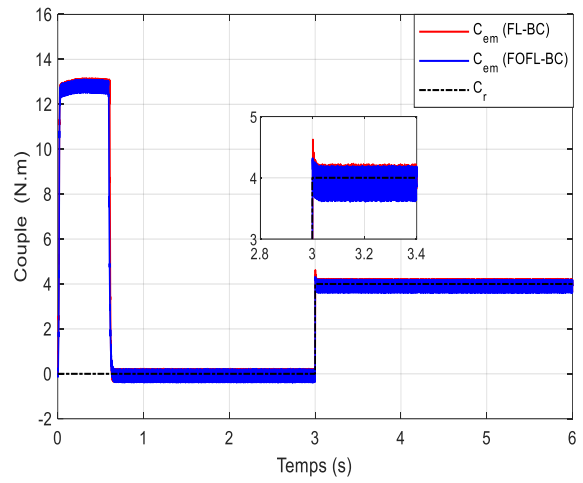
Les résultats de ce test de simulation pour les deux stratégies proposées ont montré que la vitesse suit bien sa référence sans la dépasser avec un faible temps de réponse dans deux stratégies (FL et FOFL). La MAS démarre à vide à une vitesse spécifique de (157rad/s) voir figure III.7.a avec un couple de charge de 4Nm appliqué à t=3s.

Mais, l'ondulation du couple électromagnétique dans la figure III.7.b de la machine lorsqu'elle fonctionne sans charge atteint un pic de (13 Nm) est faible dans le cas de la stratégie (FL) par rapport à l'autre stratégie .Le couple est quasi instantané, avec très peu de dépassement

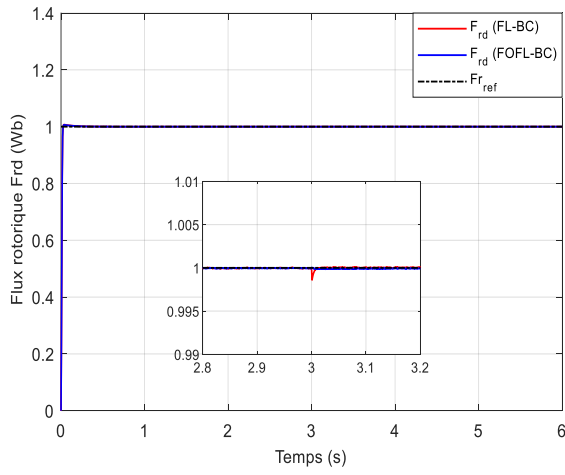
La figure III.7.d montre que le courant de phase ia prend une valeur d'amplitude petite a vide et en charge prend une forme quasi-sinusoïdale.



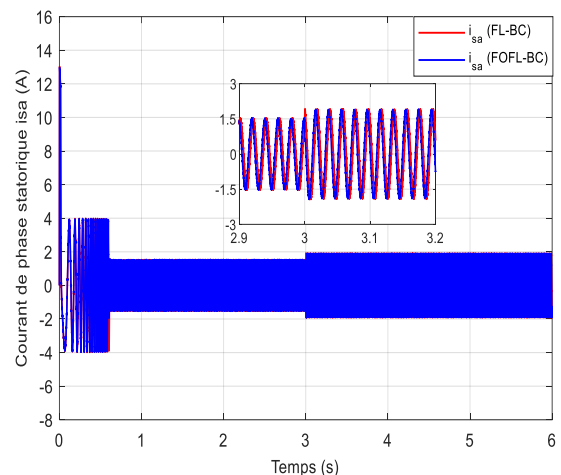
(a) Vitesse rotorique.



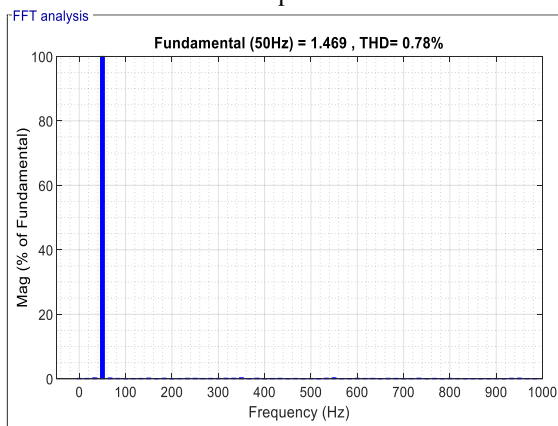
(b) Couple électromagnétique.



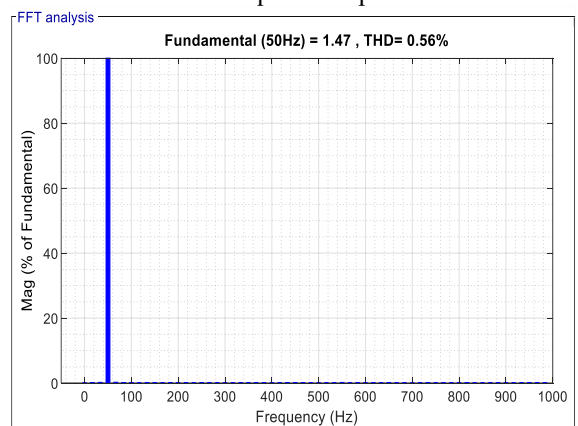
(c) Flux rotorique.



(d) Courant statorique d'une phase.



(e)



(f)

Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique (e): FL-BC. (f): FOFL-BC.

Figure III.7: Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en fonctionnement à vide et en couple de charge.

Tableau III. 3 : Temps de réponse vitesse, couple, flux (test 1).

	Vitesse $w(\text{rad/s})$	Couple $C_{em} (\text{N.m})$	Flux $Fr(\text{wb})$
FL-BC	0.58	0.019	0.018
FOFL-BC	0.57	0.017	0.016
Pourcentages	1.72%	10.52%	11.11%

Tableau III. 4 : Ondulations de couple et de flux (test 1).

	Couple $C_{em} (\text{N.m})$	Flux $Fr(\text{wb})$
FL-BC	0.155	0.006
FOFL-BC	0.12	0.0005
Pourcentages	22.58%	91.66%

Tableau III. 5 : Erreur statique de vitesse et le flux (test 1).

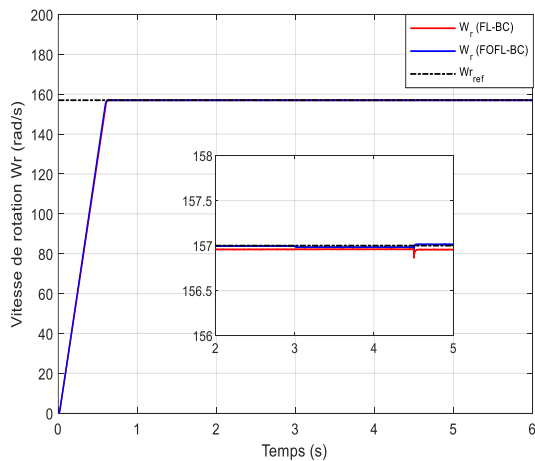
	Vitesse $w(\text{rad/s})$	Flux $Fr(\text{wb})$
FL-BC	0.031	0.007
FOFL-BC	0.00063	0.0001
Pourcentages	97.96%	98.57%

Tableau III. 6 : Dépassement de vitesse et flux (test 1).

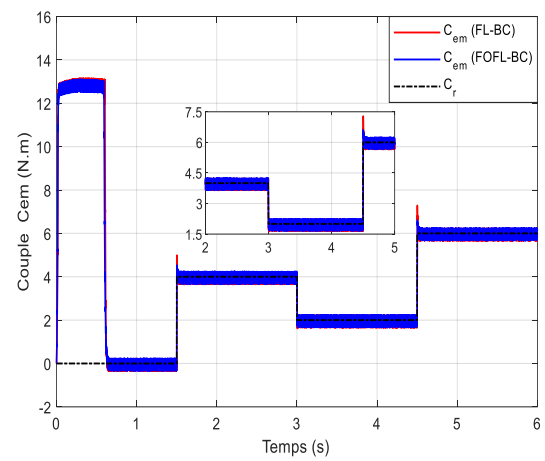
	Vitesse $w(\text{rad/s})$	Flux $Fr(\text{wb})$
FL-BC	0.025	0.064
FOFL-BC	0.012	0.06
Pourcentages	52%	6.25%

III.6.2 Test 2 : Tests de robustesse

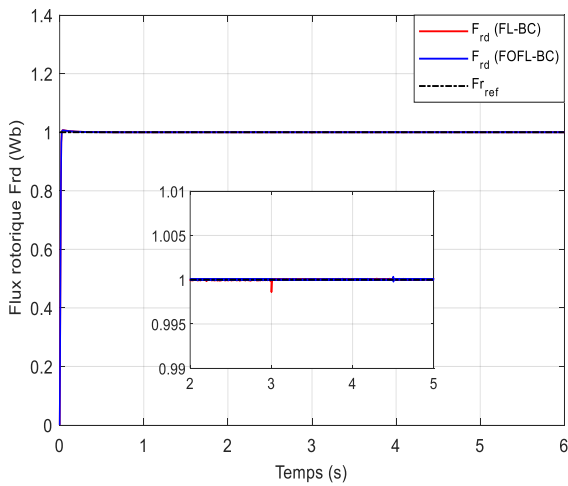
III.6.2.1 Variation du couple de charge



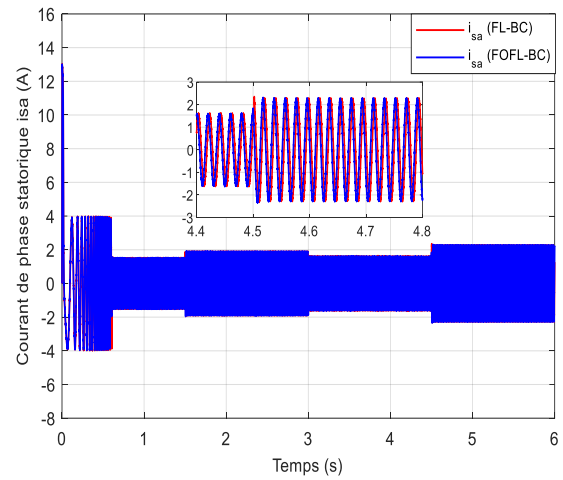
(a)
Vitesse rotorique.



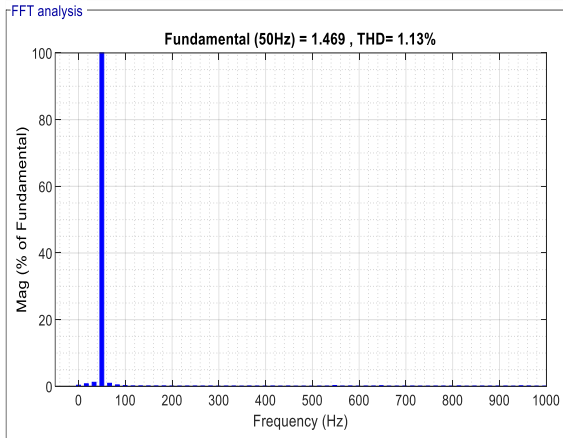
(b)
Couple électromagnétique.



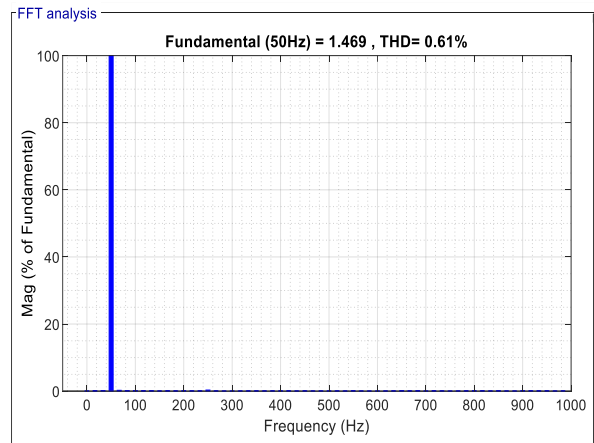
(c)
Flux rotorique.



(d)
Courant statorique d'une phase.



(e) Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique. (e): FL-BC



(f): FOFL-BC.

Figure III.8: Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en variation de couple de charge.

Tableau III. 7 : Ondulations de couple et de flux (test 2).

	<i>Couple Cem (N.m)</i>	<i>Flux Fr(wb)</i>
FL-BC	0.13	0.006
FOFL-BC	0.1	0.0005
Pourcentages	23.07%	91.66%

Tableau III. 8 : Erreur statique de vitesse et le flux (test 2).

	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Fr(wb)</i>
FL-BC	0.037	0.01
FOFL-BC	0.0008	0.0001
Pourcentages	97.83%	99%

Tableau III. 9 : Dépassements de vitesse et de flux (test 2).

	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
FL-BC	0.025	0.064
FOFL-BC	0.012	0.06
Pourcentages	52%	6.25%

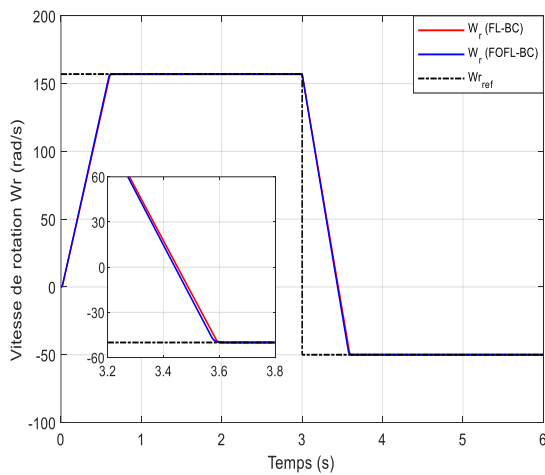
III.6.2.2 Inversion du sens de rotation

La figure III.9 présente dans ce test en variation et de l'inversion du signal de vitesse de rotation. Une consigne de vitesse égale à (157rad/s) est appliquée pendant un temps $t=3s$, puis le sens de rotation du moteur est inversé à (-50rad/s).

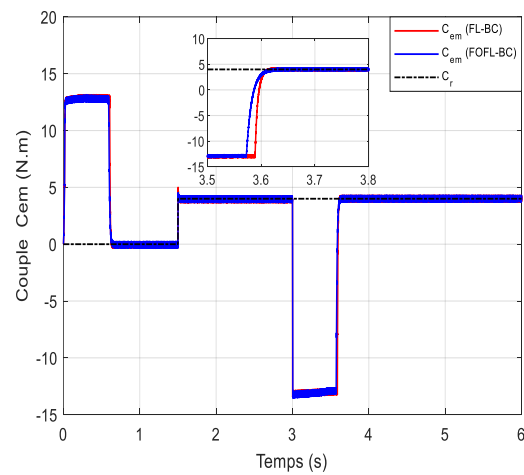
On remarque pour les deux types de commandes que les vitesse et flux mesurés suivent parfaitement leurs références voire figure III.9.a et III.9.c. Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la vitesse dans la figure III.9.b.

On remarque que la commande FOFL-BC a réduit considérablement les ondulations au niveau des courbes du couple électromagnétique et le flux par rapport aux autre commande FL-BC. Cette amélioration a été confirmée par les résultats montrés par les figures III.9.e à III.9.f qui représentent les spectres d'harmoniques effectués sur les courants statoriques deux commandes utilisées. On remarque d'après ces figures, que la valeur du THD est réduit pour la commande FOFL-BC (THD = 0.58%), comparée à celle de la FL-BC (THD = 1.08%).

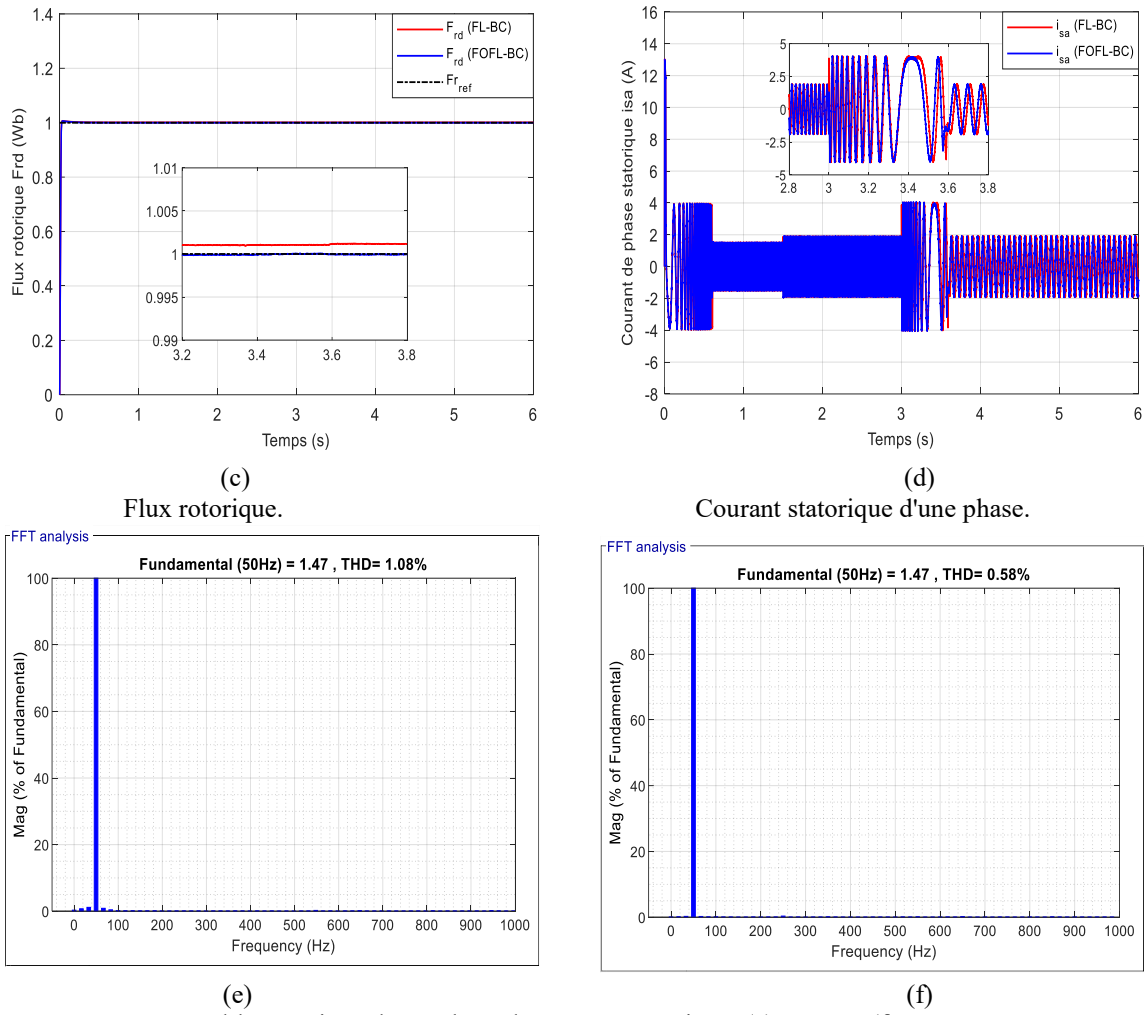
Ces résultats nous permettent de conclure que la commande FOFL-BC est le plus efficace vis-à-vis la réduction des ondulations des courants statoriques par rapport aux autre commande (FOFL-BC).



(a)
Vitesse rotorique.



(b)
Couple électromagnétique.



Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique. (e): FL-BC (f): FOFL-BC.

Figure III.9: Résultats de simulation comparative entre les régulateurs FOFL et FL en l'inversion du sens de rotation.

Tableau III. 10 : Ondulations de couple et de flux (test 3).

	<i>Couple Cem (N.m)</i>	<i>Flux Fr(wb)</i>
FL-BC	0.145	0.002
FOFL-BC	0.097	0.0001
Pourcentages	33.10%	95%

Tableau III. 11 : Erreur statique de vitesse et le flux (test 3).

	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Fr(wb)</i>
FL-BC	0.037	0.11
FOFL-BC	0.0008	0.008
Pourcentages	97.83%	92.72%

Tableau III. 12 : Dépassements de vitesse et de flux (test 3).

	<i>Vitesse w(rad/s)</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
FL-BC	0.025	0.064
FOFL-BC	0.012	0.06
Pourcentages	52%	6.25%

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'amélioration des performances de la technique BC par la technique d'intelligence artificielle. Bien que ce régulateur de la commande BC, il utilise logique floue FL et logique floue d'ordre fractionnaire pour améliorer sa flexibilité.

Nous avons proposé des solutions simples pour améliorer le comportement de la commande BC à base des techniques d'intelligence artificielle dans le but de minimisation les ondulations de couple et flux en conservant la structure classique de la technique BC avec remplacement de la fonction d'ordre fractionnaire par des fonctions à base de FL.

Les résultats de simulation obtenus, ont bien montré l'amélioration des performances de la commande utilisée. En outre, le régulateur intelligent proposé est plus robuste que la stratégie par la technique BC classique.

De plus, pour obtenir des performances élevées lors du commande à la MAS, le chapitre suivant traite d'une application de contrôle robuste qui occupe une place importante parmi les contrôles robustes appelé commande synergétique en mode glissant. Cette dernière est également liée aux méthodes d'optimisation métaheuristiques (ALO et RTO), qui permettront de mettre à l'échelle et d'ajuster les paramètres de cette commande (les valeurs des gains optimales) afin d'obtenir une commande plus fort et optimal en moins de temps.

CHAPITRE IV

Optimisation par les Algorithmes
métaheuristiques de la
commande backstepping de la
machine asynchrone

IV.1 Introduction

L'informatique et la recherche opérationnelle ont cherché à régler des problèmes complexes du domaine réel. Lors de la résolution d'un problème à grande échelle, il est nécessaire de trouver une solution réalisable et de l'améliorer pour converger vers une solution globale optimale. Cependant, il est très difficile de trouver des solutions précises car les ressources sont limitées et la majorité des problèmes d'optimisation sont complexes. En proposant des solutions équivalentes, les métaheuristiques peuvent résoudre ce problème.

Il existe de nombreux domaines dans lesquels les techniques métaheuristiques peuvent être utilisées. Par conséquent, les fonctions multi-objectifs avec des contraintes non linéaires sont de nombreux problèmes d'optimisation.

Ce chapitre sera consacré à la description et l'application des méthodes métaheuristique introduite dans la commande des systèmes, à savoir : Optimisation par les racines des arbres (Rooted Tree optimisation (RTO)) et optimisation à base de l'algorithme de fourmilion ((Ant Lion Optimizer (ALO)). A cet effet, nous aborderons le contrôle à la MAS fonctionnant sur la base des techniques RTO et ALO pour optimiser les gains du contrôleur synergétique à mode glissant SSMC à la technique BC à la MAS. Ce dernier optimise la vitesse, le flux et les courants nécessaires pour réguler les tensions générées par le système étudié.

IV.2 Conception de la commande par mode de glissement

La définition d'un régulateur à mode glissant SMC est un sous-ensemble d'une classe de régulateurs connus sous le nom de régulateurs à structure variable (VSC) [73]. Il prend en compte les problèmes de stabilité qui permettent d'obtenir de meilleures performances pour le système global à réguler [74], Cela se fait par étapes [75] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence vers ces surfaces de glissement choisies.
- Détermination de la loi de commande.

IV.2.1 Choix des surfaces de glissement

En général, pour un système non linéaire défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = [A(x)].[X] + [B].[U] \quad (IV.1)$$

Il faut choisir “ m ” surfaces de glissement pour un vecteur $[U]$ de dimension “ m ”.

$$S(x,t) = e(x) + (\lambda_1 \frac{d}{dt} + \lambda_2 \frac{d^2}{dt^2} + \lambda_3 \frac{d^3}{dt^3} + \dots + \lambda_m \frac{d^m}{dt^m}).e(x) \quad (IV.2)$$

x : variable à réguler.

$e(x)$: l'erreur de la variable à réguler = $x_{ref} - x$

λ_i ($i=1 \dots m$) : Constantes positives.

Le but de la commande est de conserver la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire, et $e(x) = 0$ est son unique solution.

IV.2.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux variables du système de converger en régime permanent vers la surface de glissement. Il existe deux types de conditions :

- **Fonction directe**

La condition initiale de convergence est la fonction directe. Emilyanov et Utkin l'ont proposée et l'ont étudiée. Il s'agit de créer une trajectoire de convergence vers zéro pour la surface [75], Elles sont formulées sous la forme suivante :

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

- **Fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov crée une fonction scalaire positive $V(x)$ pour les variables d'état de système et choisit une loi de commande u qui fera décroître la fonction.

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (IV.4)$$

La fonction de Lyapunov et dérivée :

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

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (IV.6)$$

La condition est utile pour permettre d'estimer les performances de la commande et garantir la robustesse et la stabilité du système non linéaire dans son ensemble

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (IV.7)$$

IV.2.3 Détermination de la loi de commande

La surface de glissement ayant été sélectionnée, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface, puis vers son point d'équilibre.

Dans la conception des systèmes à structure variable, une hypothèse fondamentale est que la commande doit basculer entre les extrémités de la loi de commande U_{max} et U_{min}

$$u(x,t) = \begin{cases} u_i^+(x,t) & si \quad S(x) > 0 \\ u_i^-(x,t) & si \quad S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.8)$$

La structure d'un régulateur à mode glissant se compose de deux parties :

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

Pour la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre pour la stabilité U_n

IV.2.4 Commande de type adoucie

Dans la figure (IV.1) présente, la commande est de type saturation, le but étant de réduire progressivement la valeur de la commande U_n , qui est basée sur la fonction de saturation (sat) destinée à filtrer les hautes fréquences et à réduire le chattering en régime permanent. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils.

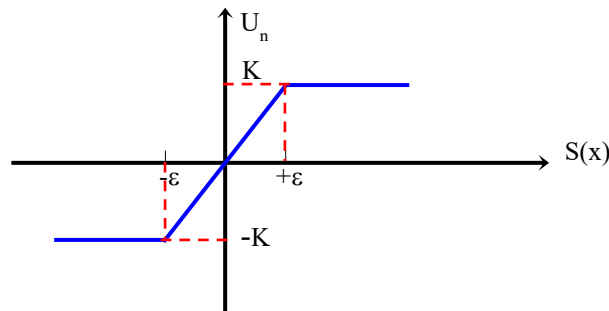


Figure IV.1: Fonction signe de la commande adoucie.

La définition correspondante est donnée par :

$$U_n = Sat(S(x)) = \begin{cases} +K & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ -K & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ S(x) \cdot (K / \varepsilon) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases} \quad (IV.10)$$

Ces solutions réduisent le phénomène de chattering, ce qui rend le contrôle plus robuste. Les régulateurs synergiques SC propose une solution qui fonctionne de manière différente et présentée ci-dessous.

IV. 3 La commande synergétique

La stratégie de commande synergétique SC est une nouvelle méthode de contrôle de plusieurs types de processus dans différents domaines d'application, basée sur les caractéristiques dynamiques des systèmes non linéaires.

IV.3.1 Conception de commande synergétique

Le système à contrôler est décrit par un ensemble d'équations sous forme non linéaire, définies par l'équation d'état de la formule comme suit [76]:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (IV.11)$$

f : est une fonction non linéaire, continue en fonction du temps t .

$x = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$: C'est un vecteur d'état à n dimensions,

$u = f(u_1, u_2, \dots, u_m)$: Il s'agit d'un vecteur d'entrée de commande à m dimensions.

Il est nécessaire de définir une macro -variable basée sur les variables d'instance comme suit :

$$\psi = \psi(x) \quad (IV.12)$$

Le système sera imposé sur le collecteur avec la commande ($\psi = 0$). Cette évolution dynamique souhaitée de la macro-variable se présente comme suit :

$$T\dot{\psi} + \psi = 0 \quad T > 0 \quad (IV.13)$$

La résolution de l'équation (IV.12) fournit la formule ci-après :

$$\psi(t) = \psi_0 \cdot e^{-t/T} \quad (IV.14)$$

$\Psi=0$ pour des conditions initiales différentes de Ψ_0 .

T :est un paramètre de calcul utilisé pour déterminer la rapidité de convergence vers les collecteurs définis par les macro-variables.

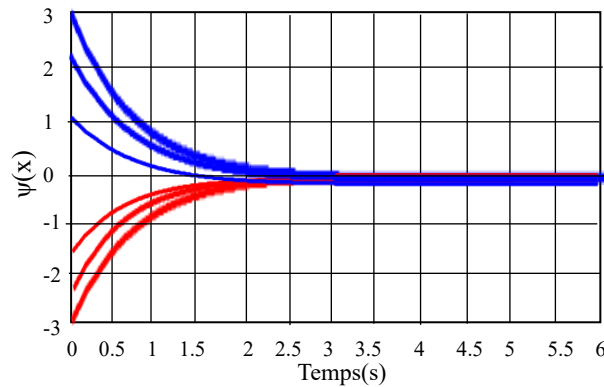


Figure IV.2 : Diagramme montrant la solution de l'équation de fonction pour différentes conditions initiales.

La règle de la différentiation donne [77] [78]:

$$\dot{\psi} = \frac{d\psi}{dx} \dot{x} \quad (IV.15)$$

En combinant (IV.13) et (IV.15), nous obtenons :

$$T \frac{d\psi}{dx} f(x, u, t) + \psi = 0 \quad (IV.16)$$

Il est important de noter que la loi de régulateur synergétique garantit une stabilité globale sur le domaine choisi. Cela signifie qu'une fois l'hyper surface obtenue, le système n'est pas censé la quitter, même avec des variations de paramètres assez importantes [79].

IV.3.2 Principe de commande synergétique mode glissant

Dans cette partie, une nouvelle méthode est présentée, qui combine un hybride de contrôle par mode glissant (SMC) et de théorie synergétique, dans le but d'améliorer la stratégie et de réduire les phénomènes de chattering [80]. La commande synergétique SSMC est une forme générale de commande à mode glissant (SMC) [81]. En mode glissant, prendre [82] :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \quad (IV.17)$$

$$U_n(t) = -K \operatorname{sgn}(S(t)) \quad (\text{IV.18})$$

Une définition du contrôle de structure variable se trouve dans le contrôle synergétique. Il se caractérise par un contrôle en mode glissant en forçant l'erreur à se réduire à zéro [53] [55].

$$T \frac{ds}{dt} + s = 0 \quad (\text{IV.19})$$

T: est la vitesse de convergence ($T > 0$).

L'application de la commande synergétique SSMC proposée est décrite :

$$K(t) = T \frac{ds}{dt} - \lambda \operatorname{sgn}(s) + s \quad (\text{IV.20})$$

Où : λ est le gain positif.

Par rapport à certains des contrôles, la condition de synergétique est :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) \leq 0 \quad (\text{IV.21})$$

IV.4 Les méthodes métaheuristiques

Les métaheuristiques sont apparues pour la première fois dans les années 1980. Le mot "métaheuristique" est composé de deux mots grecs, le premier signifiant "au-delà ou à un niveau supérieur" et le second "trouver ou découvrir". Les techniques d'optimisation métaheuristiques peuvent être définies comme des algorithmes heuristiques généraux applicables à une très grande variété de problèmes, adaptés à la résolution de problèmes pour lesquels il est plus difficile de rechercher un optimum global ou de bons optimums locaux à l'aide des techniques classiques [83], sont généralement des algorithmes aléatoires qui évaluent une fonction objective donnée dans le but de rechercher un optimal général ou la limite générale d'une fonction.

IV.4.1 Caractéristiques principales des méthodes métaheuristiques

Les caractéristiques des techniques d'optimisation métaheuristiques sont présentées dans les principaux points suivants [84] :

- Les métaheuristiques sont des approches utilisées pour diriger la procédure de recherche.
- L'objectif de la métaheuristique est de trouver des solutions quasi optimales en explorant efficacement l'espace de recherche .
- Il peut y avoir des mécanismes dans les métaheuristiques pour éviter d'être piégé dans des régions particulières de l'espace de recherche .
- Les métaheuristiques peuvent mieux guider le reste du processus de recherche en utilisant l'expérience acquise lors de la recherche de la solution optimale.

IV.4.2 Avantages et inconvénients des méthodes métaheuristiques

Avantages

- Des solutions suffisantes pour des problèmes difficiles.
- Capacité de récupération optimale locale.
- Capable de gérer plusieurs objectifs avec peu d'ajustements algorithmiques.
- Applicable à tout problème impliquant l'optimisation des fonctions.
- Simple à comprendre, à développer et à exécuter.

Inconvénients

- Ne disposent pas de bases de calcul mathématiques sérieuses, à la différence des méthodes traditionnelles.
- Elles ne garantissent pas l'optimisation.
- Ses paramètres ont un grand impact sur son rendement.

En général, les techniques métaheuristiques sont classées en deux groupes :

Les méthodes de trajectoire et **Les méthodes basées sur une population de solutions**, telles que l'intelligence en essaim (Rooted Tree Optimization RTO, Ant Lion Optimizer (ALO)...) et les algorithmes évolutionnaires (algorithmes génétiques GA, évolution différentielle DE...).

IV.5 Optimisation des racines des arbres (Rooted Tree Optimization)

L'algorithme des racines des arbres (Rooted Tree Optimization RTO) est un algorithme relativement nouveau proposé en 2016 [85]. Montre qu'il peut être obtenu une nouvelle génération et le degré d'aptitude par les racines les plus proches de l'objectif. De plus, les Racines éloignées de l'objectif sont supprimées [86] [87].

- **Équation de RTO**

Comme d'autres méthodes, l'algorithme d'optimisation d'arbre enraciné commence par créer une population aléatoire initiale. Dans l'algorithme RTO, une « racine » représente une solution suggérée et un « degré d'humidité (D_w) » représente l'évaluation d'un candidat donnant son degré de condition physique parmi la population restante [88]

- **Taux de la racine la plus proche de l'eau (R_n)**

Ce taux représente le nombre de candidats par rapport à la population totale qui devrait se rassembler autour de la position la plus humide (la meilleure solution). La nouvelle population de la racine la plus voisine de l'eau est donnée par :

$$x^{New}(K, i_{ter+1}) = x^{Best}(i_{ter}) + C_1 \cdot D_w(K) \cdot randn.Upper \frac{1}{N \cdot i_{ter}} \quad (IV.22)$$

i_{iter} : étape d'itération,

$x^{New}(k, i_{iter+1})$: nouveau candidat pour l'itération (i_{iter+1}),

$x^{Best}(i_{iter})$: meilleure solution de la génération précédente,

k : numéro de candidat,

N : échelle de population,

$Upper$: limite supérieure du paramètre,

$randn$: nombre aléatoire normal compris entre [-1, 1].

- **Taux de la racine continue dans son orientation (Rc)**

Il montre le nombre de membres qui ont continué ou avancé le chemin précédent parce qu'ils sont apparus près de l'eau. La population récente de la racine aléatoire est illustrée par :

$$x^{New}(K, i_{iter+1}) = x(k, i_{iter}) + C_2 \cdot D_w(K) \cdot rand \cdot (x^{Best}(i_{iter}) - x(k, i_{iter})) \quad (IV.23)$$

$x(k, i_{iter})$: candidat pour l'itération précédente iter,

rand : nombre compris entre [0, 1].

- **Taux de la racine aléatoire (Rr)**

Il définit la proportion de candidats par rapport à la population totale, qu'ils vont distribuer aléatoirement dans l'espace de recherche pour augmenter le taux d'obtention de la solution globale. Ils remplacent également la génération précédente de racines à faible teneur en eau. La population aléatoire supplémentaire de racines est fournie par :

$$x^{New}(K, i_{iter+1}) = x_r(i_{iter}) + C_3 \cdot D_w(K) \cdot randn \cdot Upper \cdot \frac{1}{i_{iter}} \quad (IV.24)$$

$x_r(i_{iter})$: individu sélectionné aléatoirement de la génération précédente,

C_1, C_2 et C_3 sont des paramètres réglables.

IV.6 Optimisation de Fourmi Lion (Ant-Lion Optimizer)

L'optimisation de fourmi-lion (Ant-Lion Optimizer ALO) est le dernier modèle inspiré de la nature proposé par l'algorithme ALO basé sur le mécanisme de chasse aux fourmis de la nature. L'inspiration pour l'algorithme ALO est fournie, puis le modèle mathématique et l'algorithme ALO sont détaillés. L'objectif principal de l'algorithme ALO est de résoudre tout problème d'amélioration de la géométrie contrainte, et il peut obtenir la solution optimale pour réduire la fonction objective en satisfaisant diverses contraintes [89].

Dans le mécanisme ALO, il peut chasser les proies (fourmis) à travers les étapes principales comme suit [90] :

- **Marche aléatoire des fourmis (Random walk of ants)**

La marche aléatoire des fourmis est donnée par:

$$X(t) = [0, \text{cumsomme}(2r(t_1) - 1), \text{cumsomme}(2r(t_2) - 1), \dots, \text{cumsomme}(2r(t_n) - 1)] \quad (\text{IV.26})$$

cumsomme calcule la somme cumulée, n est le nombre maximum d'itérations, t est l'étape de marche aléatoire. et où r(t) est défini comme suit :

$$r(t) = \begin{cases} 1 & \text{Si } rand > 0.5 \\ 0 & \text{Si } rand < 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Avec : *rand* est une valeur aléatoire de distribution uniforme dans la plage [0, 1]

Pour maintenir la marche aléatoire de fourmi dans les limites de l'espace de recherche, le modèle de marche aléatoire peut être déterminé par l'équation suivante :

$$X_i^t = \frac{(X_i^t - a_i) \cdot (d_i^t - c_i^t)}{(b_i - a_i)} + c_i^t \quad (\text{IV.28})$$

Où ; a_i, b_i les marches aléatoires minimaux et maximum de la variable i .

c_i^t, d_i^t Paramètres minimaux et maximum de la variable i à l'itération t .

Les matrices des fonctions, les positions aléatoires M_{Ant} , la fonction fitness M_{ALO} de tous les fourmis-lions et fourmis par les formules suivantes :

$$M_{Ant} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \dots & A_{1,d} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \dots & A_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{n,1} & A_{n,2} & \dots & A_{n,d} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

$$M_{ALO} = \begin{bmatrix} F([A_{11} \ A_{12} \ \dots \ A_{1d}]) \\ F([A_{21} \ A_{22} \ \dots \ A_{2d}]) \\ \vdots \\ F([A_{n1} \ A_{n2} \ \dots \ A_{nd}]) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.30})$$

M_{ALO} représente les valeurs de fitness de l'emplacement de la matrice des fourmis M_{Ant} .

($i=1,2, \dots, n$; $j=1,2, \dots, d$) représente le $j^{\text{ème}}$ paramètre de l' $i^{\text{ème}}$ fourmi-lion et fourmi,

$F[.]$: représente la fonction objective de l'algorithme.

- **Piège à construire (Building trap)**

Pour obtenir une probabilité plus élevée d'attraper des fourmis, la roulette est utilisée. Ce mécanisme identifie les fourmis lions les plus aptes.

- **Piégeage dans les fosses à fourmis et aux lions (Trapping in ant lion pits)**

Après la construction de piège, la marche aléatoire de fourmi est déterminée de la façon

$$\begin{aligned} d_i^t &= Antlion_j^t + d^t \\ c_i^t &= Antlion_j^t + c^t \end{aligned} \quad (\text{IV.31})$$

d^t, c^t sont, respectivement, le minimum et le maximum de toutes les variables à la génération t , $Antlion_j^t$ représente la position de la $j^{\text{ème}}$ fourmi-lion.

- **Capter des proies et reconstruire le trou (Catching prey and rebuilding the pit)**

Dans la nature, les grands fourmis-lions construisent de grands pièges en forme d'entonnoir plus ou moins creux selon sa taille, pour augmenter leurs chances de survie

$$d^t = \frac{d^t}{I} \quad (IV.32)$$

$$c^t = \frac{c^t}{I} \quad (IV.33)$$

- **Capter des proies et reconstruire la fosse (Catching prey and rebuilding the pit)**

La dernière étape du comportement de chasse des fourmis lions consiste à attraper une fourmi qui atteint le fond de la fosse, puis à nouveau, elle doit mettre à jour sa position à la dernière position par l'équation suivante :

$$Antlion_j^t = Ant_j^t \quad Si : F(Ant_j^t) < F(Antlion_j^t) \quad (IV.34)$$

- **L'élitisme (Elitism)**

Il est important dans l'algorithme d'évolution de conserver la meilleure solution. Cela peut être modélisé comme suit:

$$Ant_i^t = \frac{R_A^t + R_E^t}{2} \quad (IV.35)$$

R_A^t, R_E^t sont des marches aléatoires proches du lion de la fourmi par la roulette, élites à la $i^{\text{ème}}$ itération [91].

IV.7 Optimisation des gains de SSMC par algorithmes ALO et RTO

Le principe de cette stratégie est de réguler les erreurs à l'aide de quatre régulateurs SSMC. Le but est de limiter les erreurs de vitesse du rotor, de flux du rotor et de courants à l'intérieur de ces surfaces de glissement. La surface de la vitesse, du flux rotorique et courant de statorique direct et en quadrature comme suit [92] [93]:

$$s_\omega = \omega^* - \omega \quad (IV.36)$$

$$s_{\phi_{rd}} = \phi^* - \phi_{rd}$$

$$s_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (IV.37)$$

$$s_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq}$$

Nous insérons les équations (IV.21) et (IV.22) dans l'équation (IV.19) pour obtenir ce qui suit :

d'aptitude de la technique ALO est comparée à celle de la technique RTO. La figure IV.4 montre que la technique ALO nécessite environ 26 itérations pour atteindre la solution finale, alors que la technique RTO nécessite 90 itérations. Mais, la valeur de la fonction d'aptitude avec RTO est plus faible qu'avec ALO. Les figures (IV.4, ... et IV.12) présentent les variations en concentration 2D et 3D des gains de l'erreur de vitesse du rotor, de flux du rotor, de courant statorique direct et de quadrature optimaux pendant la simulation de l'algorithme RTO comparée de l'algorithme ALO .

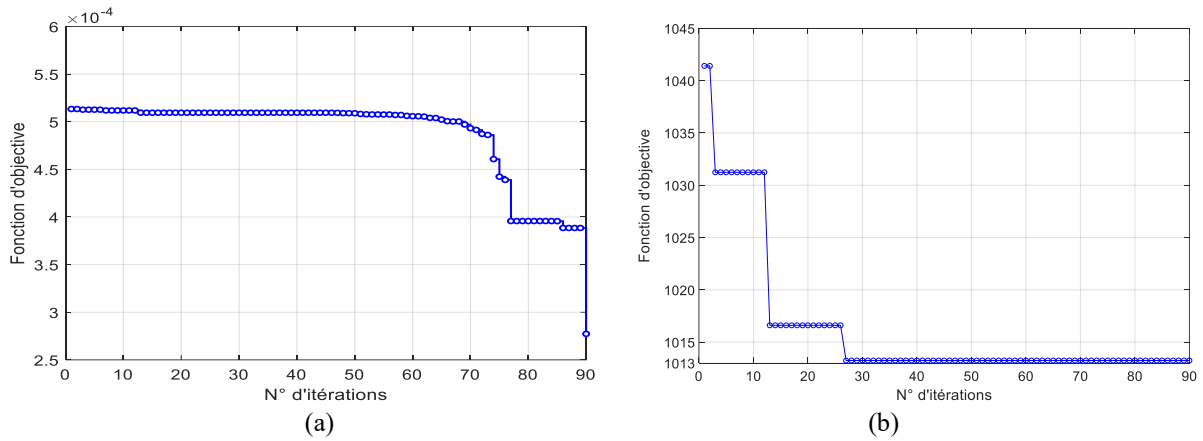


Figure IV.4 : Les variations de la fonction objective. (a) : RTO. (b) : ALO.

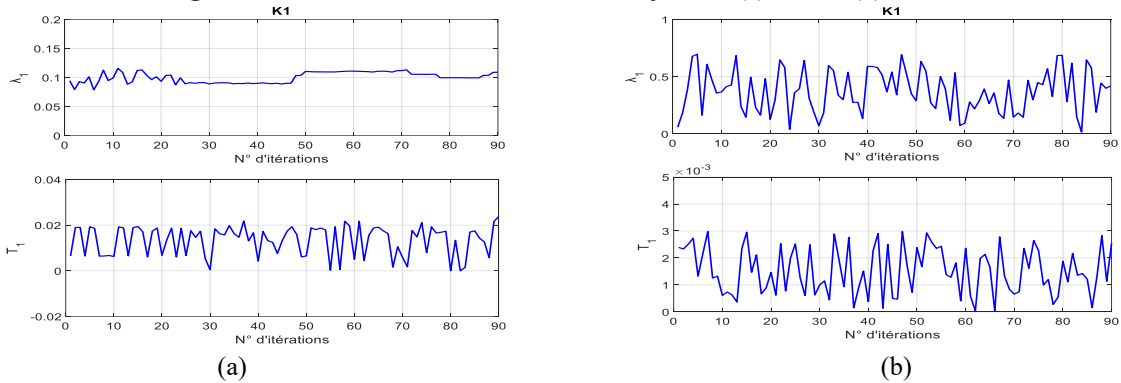


Figure IV. 5 : Concentration en 2D d'erreur de vitesse. (a) : RTO. (b) : ALO.

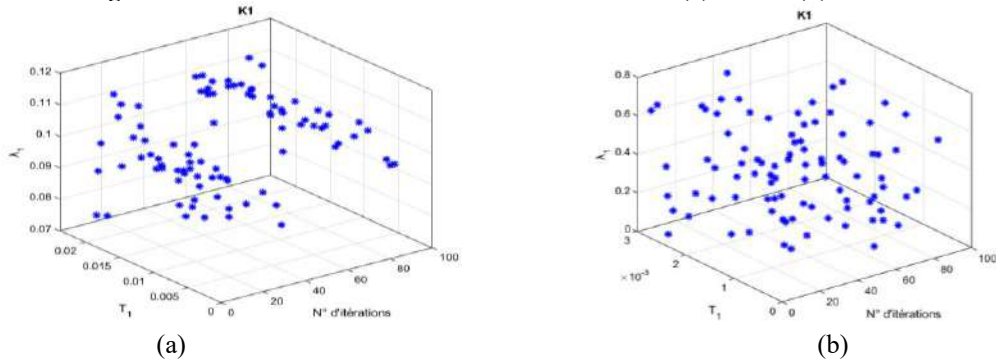


Figure IV. 6 : Concentration en 3D d'erreur de vitesse. (a) : RTO. (b) : ALO.

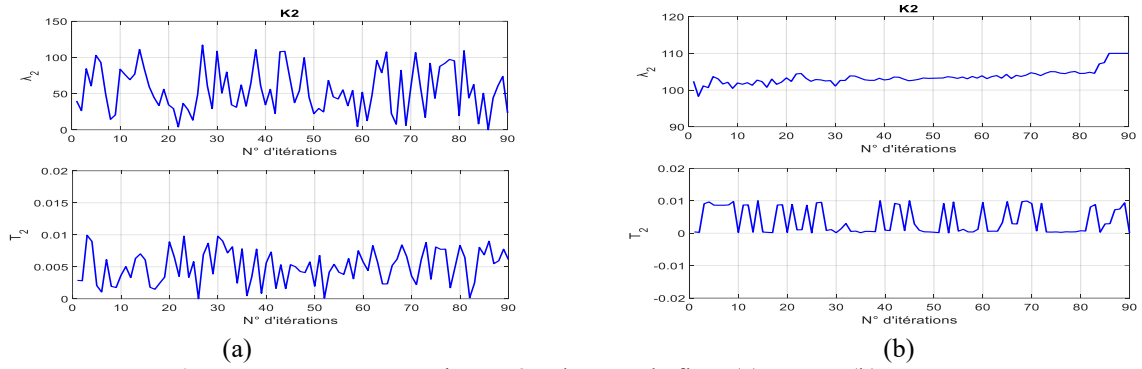


Figure IV. 7 : Concentration en 2D d'erreur de flux. (a) : RTO. (b) : ALO.

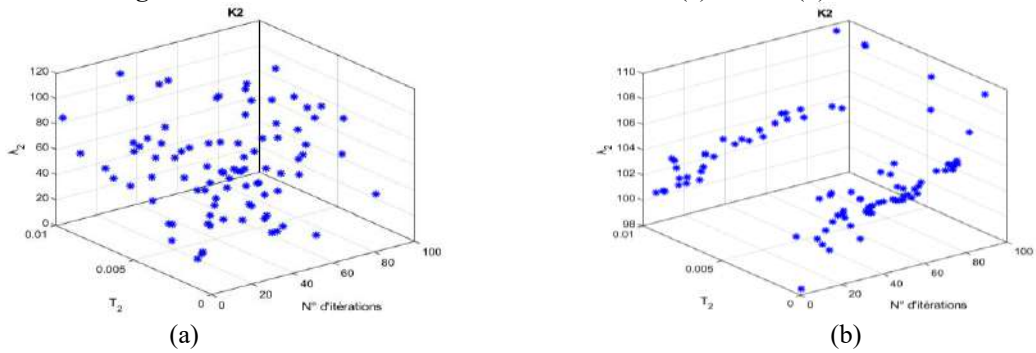


Figure IV. 8 : Concentration en 3D d'erreur de flux. (a) : RTO. (b) : ALO.

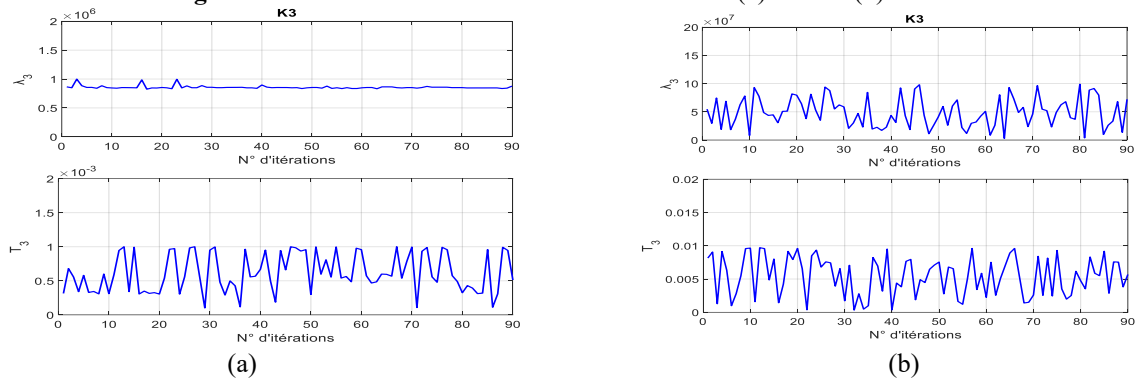


Figure IV. 9 : Concentration en 2D d'erreur de courant q. (a) : RTO. (b) : ALO.

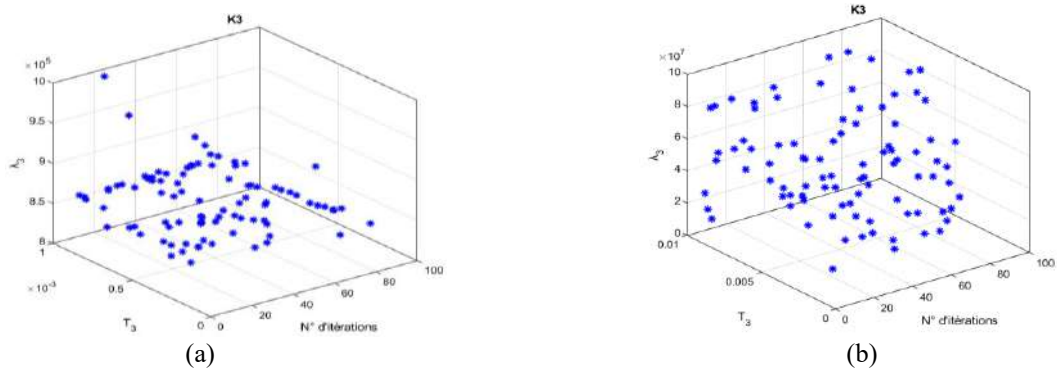


Figure IV. 10 : Concentration en 3D d'erreur de courant q. (a) : RTO. (b) : ALO.

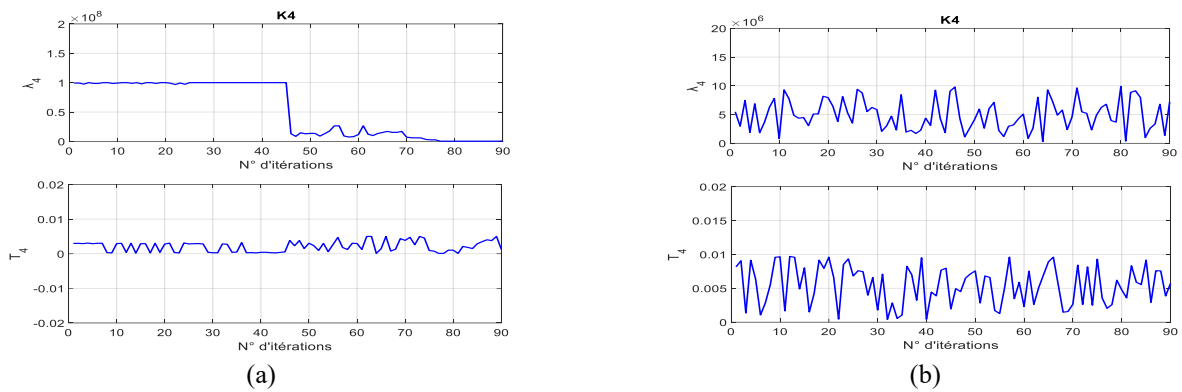


Figure IV. 11 : Concentration en 2D d'erreur de courant d. (a) : RTO. (b) : ALO.

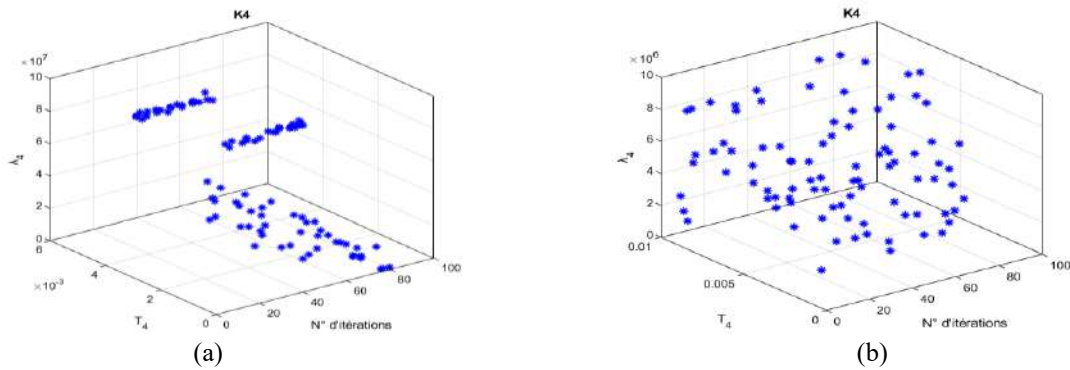


Figure IV. 12 : Concentration en 3D d'erreur de courant d. (a) : RTO. (b) : ALO.

Dans la section suivante, nous étudions et comparons les caractéristiques des trois structures de régulateurs SSMC-RTO, SSMC-ALO et SSMC classique, toutes appliquées au commande BC à la machine asynchrone, où plusieurs tests ont été effectués, nous avons trouvé les résultats suivants :

IV.8.1 Test 1 Performance en fonctionnement à vide et en couple de charge

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court de commande à SSMC-RTO, SSMC-ALO comparative SSMC classique en figure IV.13.a. Le couple électromagnétique en figure IV.13.b. La figure IV.13.d montre que le courant de phase i_a prend une valeur d'amplitude petite a vide et en charge prend une forme quasi-sinusoidale.

Les figures (IV.13.e, IV.13.f et IV.13.g) montrent la valeur THD du courant statorique dans la phase a de la MAS de la déférentes techniques. Notez que la valeur THD est réduite pour les stratégies d'optimisation SSMC-ALO et SSMC-RTO par rapport à la stratégie SSMC classique. Nous constatons que les stratégies SSMC-ALO et SSMC-RTO proposées a minimisé la valeur THD du courant statorique d'environ 10.34 % et 18.96 % respectivement, par rapport à la SSMC classique.

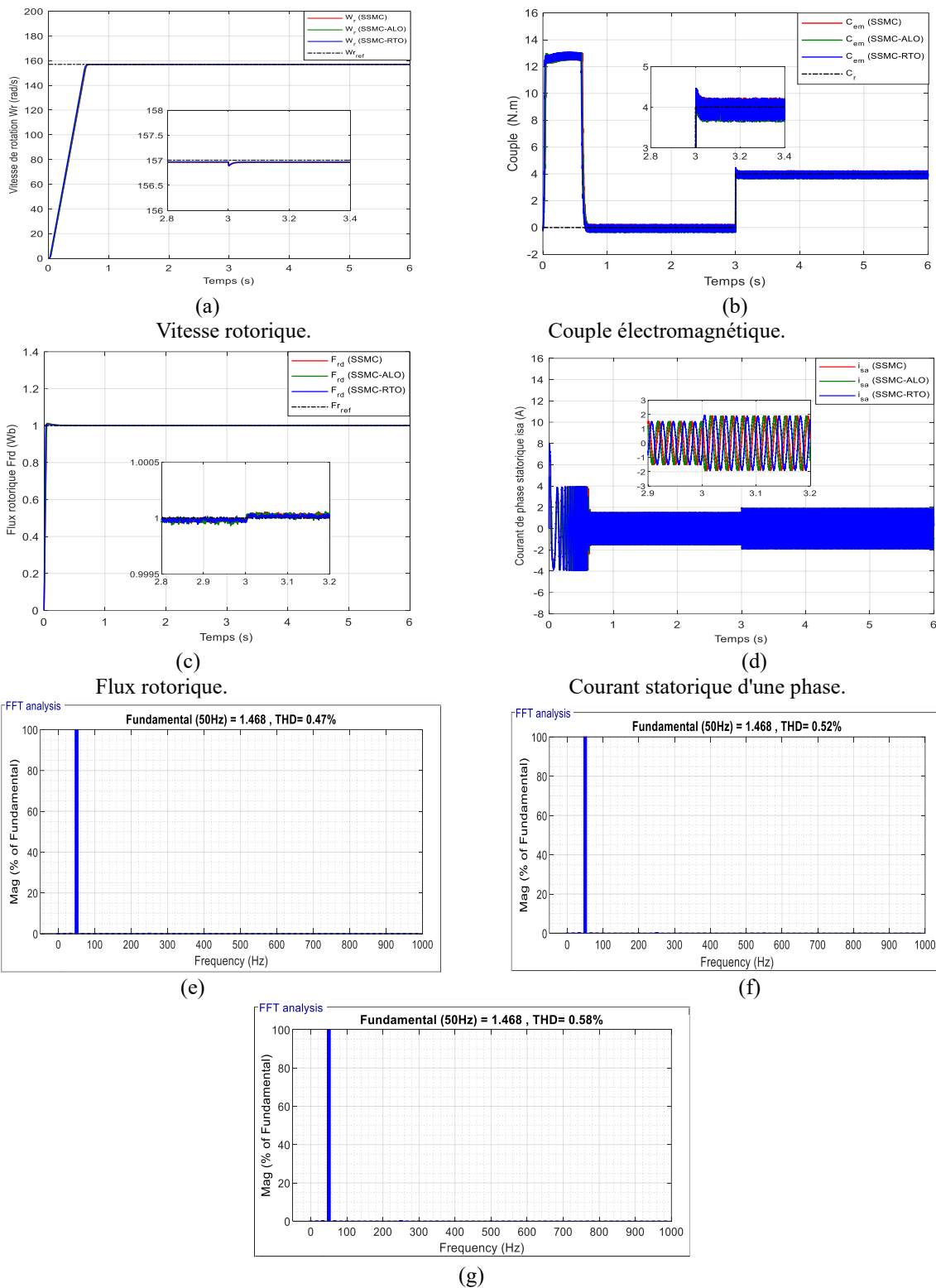


Figure IV.13: Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO avec un couple de charge

Les valeurs et les pourcentages de temps de montée et de réponse, des ondulations, erreur statique et le dépassement sont indiqués respectivement dans les tableaux (IV.1, IV.2 IV.3, IV.4, IV.5) par les trois stratégies, où l'on constate que les valeurs et les pourcentages de réduction

des de temps de montée et de réponse, des ondulations, erreur statique et le dépassement montrent que le SSMC-ALO et SSMC-RTO a une grande capacité à surmonter de manière significative le problème des ondulations de couple et de flux.

Tableau IV. 1 : Temps de réponse Vitesse, couple, flux (test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
SSMC	0.57	0.019	0.018
SSMC-ALO	0.556	0.015	0.014
SSMC-RTO	0.54	0.011	0.01
Pourcentages SSMC-ALO	2.45%	21.05%	22.22%
Pourcentages SSMC-RTO	5.26%	42.10%	44.44%

Tableau IV. 2 : Ondulations de couple et de flux (test 1).

	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
SSMC	0.16	0.0076
SSMC-ALO	0.154	0.0006
SSMC-RTO	0.151	0.00053
Pourcentages SSMC-ALO	3.75%	91.66%
Pourcentages SSMC-RTO	5.62%	93.02%

Tableau IV. 3 : Erreur statique de vitesse et de flux (test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
SSMC	0.021	0.0034
SSMC-ALO	0.007	0.0026
SSMC-RTO	0.0048	0.0007
Pourcentages SSMC-ALO	66.66%	23.52%
Pourcentages SSMC-RTO	77.14%	79.41%

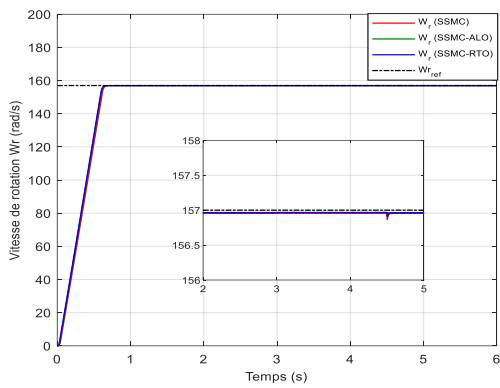
Tableau IV. 4 : Dépassements de vitesse et de flux (test 1).

	<i>Vitesse $w(\text{rad/s})$</i>	<i>Flux Fr (wb)</i>
SSMC	0.024	0.053
SSMC-ALO	0.018	0.05
SSMC-RTO	0.017	0.047
Pourcentages SSMC-ALO	25%	5.66%
Pourcentages SSMC-RTO	29.16%	11.32%

IV.8.2 Tests de robustesse

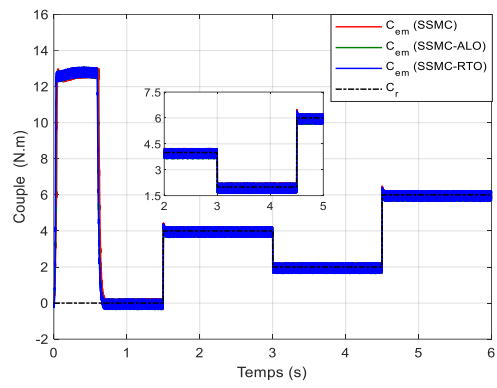
IV.8.2.1 Variation du couple de charge

Les figures IV.14 illustrent les résultats du test de simulation. Ces figures montrent que ces variations du couple de charge IV.14.b introduites n'influent carrément pas sur comparative les performances des trois stratégies de commande. On voit que le flux IV.14.c n'est pas affecté par la variation de charge, et que la figure IV.14.d du courant de phase (I_{s_a}) a une forme sinusoïdale, qui répond bien à ce type de test. La valeur THD du courant statorique de cette machine est représentée dans figure IV.14.e, IV.14.f et IV.14.g.



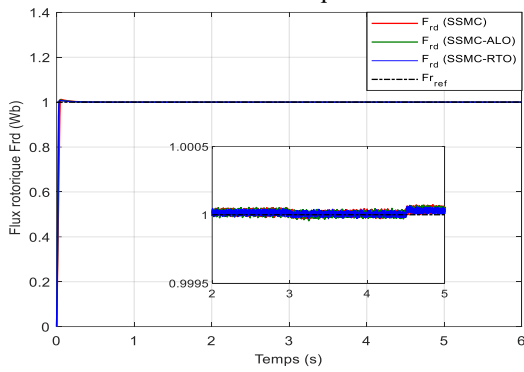
(a)

Vitesse rotorique.



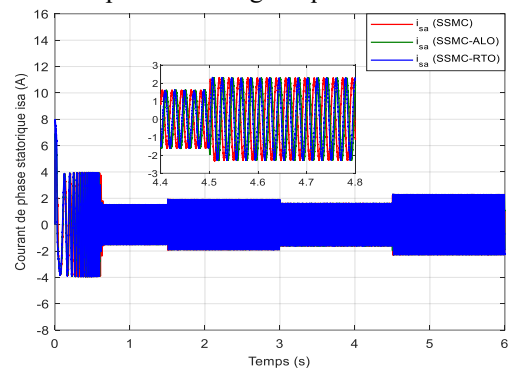
(b)

Couple électromagnétique.



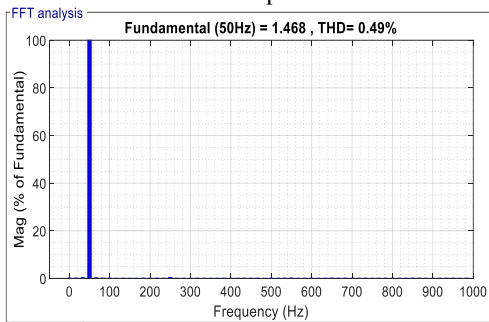
(c)

Flux rotorique.

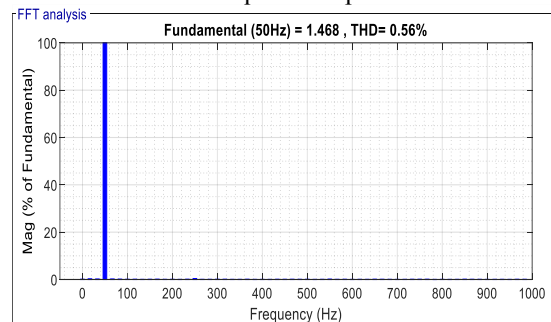


(d)

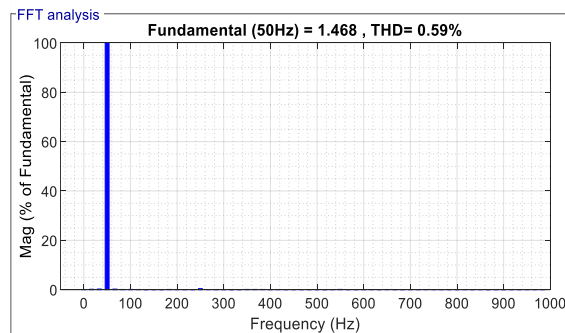
Courant statorique d'une phase.



(e)



(f)



(g)

Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique. (e): RTO (f): ALO (g): SSMC

Figure IV.14: Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO en variation de couple de charge.

Tableau IV. 5 : Ondulations de couple et de flux (test 2).

	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.17	0.0079
SSMC-ALO	0.164	0.0007
SSMC-RTO	0.16	0.00057
Pourcentages SSMC-ALO	3.52%	91.13%
Pourcentages SSMC-RTO	5.88%	92.78%

Tableau IV. 6 : Erreur statique de vitesse et de flux (test 2).

	<i>Vitesse $w(rad/s)$</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.03	0.0024
SSMC-ALO	0.014	0.0015
SSMC-RTO	0.0084	0.0009
Pourcentages SSMC-ALO	53.33%	37.5%
Pourcentages SSMC-RTO	72%	62.5%

Tableau IV. 7 : Dépassements de vitesse et de flux (test 2).

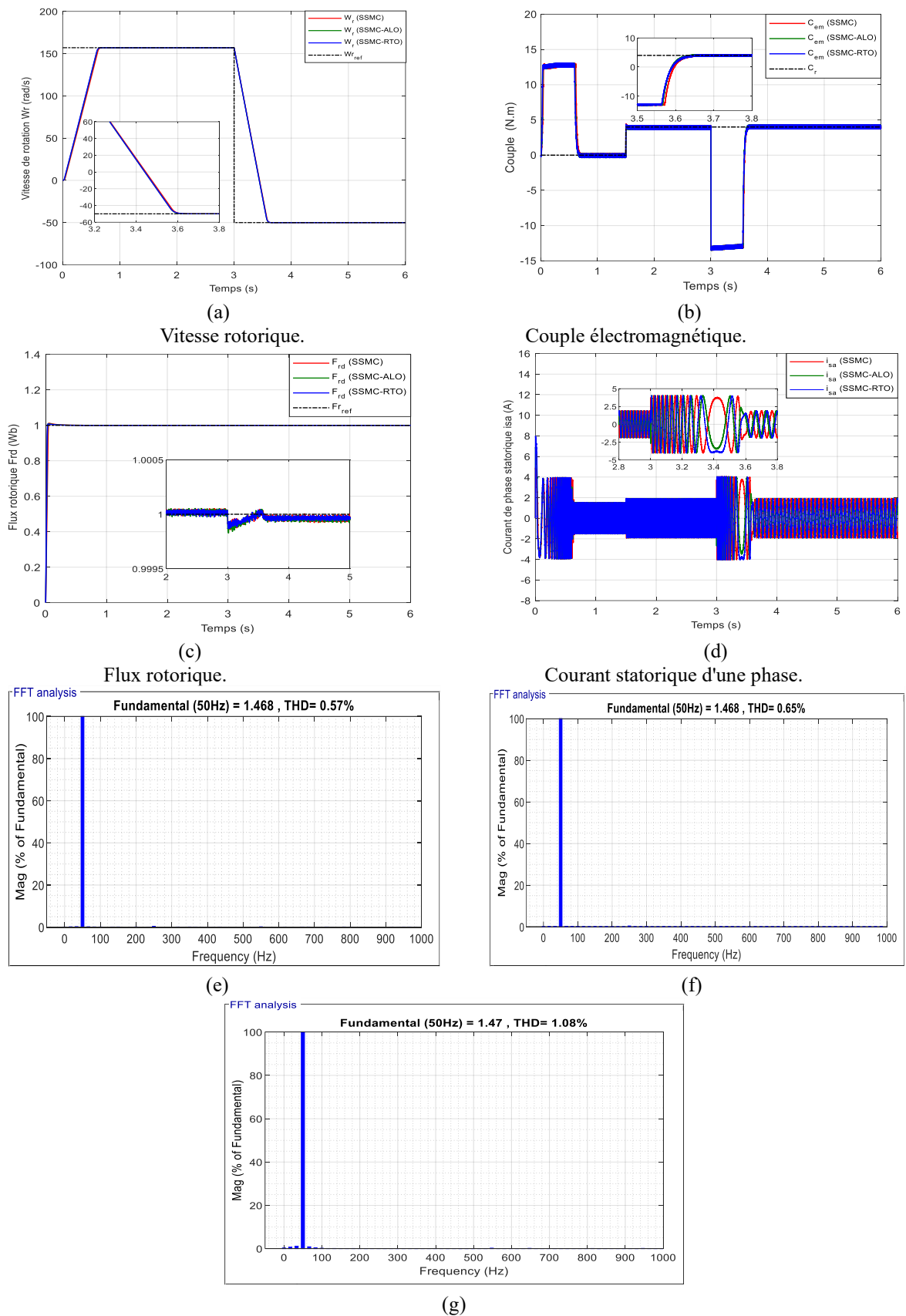
	<i>Vitesse $w(rad/s)$</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.024	0.06
SSMC-ALO	0.02	0.05
SSMC-RTO	0.018	0.046
Pourcentages SSMC-ALO	16.66%	16.66%
Pourcentages SSMC-RTO	25%	23.33%

IV.8.2.2 Inversion du sens de rotation

Pour tester la robustesse de la commande à un changement de vitesse de référence, après un démarrage à vide, nous introduisons un changement de consigne de vitesse de (+157 rad/s à -50rad/s) à l'instant ($t=3s$). Les résultats de simulation de la figure IV.17.a montré que la vitesse atteinte très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La figure IV.15.b de couple présente le fort couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence.

La figure IV.15.d présente le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

Cette amélioration a été confirmée par les résultats montrés par les figures IV.15.e, IV.15.f et IV.15.g qui représentent les spectres d'harmoniques effectués sur les courants statoriques trois commandes utilisées. On remarque d'après ces figures, que la valeur du THD est réduit pour la commande SSMC-RTO (THD = 0.57%) et SSMC-ALO (THD = 0.65%), comparée à celle de la SSMC (THD = 1.08%). Ces résultats nous permettent de conclure que la commande SSMC-RTO est le plus efficace vis-à-vis la réduction des ondulations des courants statoriques.



Spectre d'harmonique d'une phase du courant statorique. (e): RTO (f): ALO (g): SSMC.
Figure IV.15 : Comparaison des résultats obtenus par SSMC, SSMC-RTO et SSMC-ALO en de l'inversion du sens de rotation.

Tableau IV. 8 : Ondulations de couple et de flux (test 3).

	<i>Couple C_{em} (N.m)</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.156	0.0079
SSMC-ALO	0.152	0.0007
SSMC-RTO	0.148	0.00057
Pourcentages SSMC-ALO	2.56%	91.13%
Pourcentages SSMC-RTO	5.12%	92.78%

Tableau IV. 9 : Erreur statique de vitesse et de flux (test 3).

	<i>Vitesse $w(rad/s)$</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.03	0.0024
SSMC-ALO	0.014	0.0015
SSMC-RTO	0.0084	0.0009
Pourcentages SSMC-ALO	53.33%	37.5%
Pourcentages SSMC-RTO	72%	62.5%

Tableau IV 10 : Dépassements de vitesse et de flux (test 3).

	<i>Vitesse $w(rad/s)$</i>	<i>Flux $Fr(wb)$</i>
SSMC	0.024	0.06
SSMC-ALO	0.021	0.05
SSMC-RTO	0.018	0.046
Pourcentages SSMC-ALO	12.5%	16.66%
Pourcentages SSMC-RTO	25%	23.33%

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts généraux de la régulation mode glissant synergétique (SSMC) de la technique backstepping d'une machine asynchrone MAS, des nouveaux contrôles SSMC combiné par les algorithmes de Fourmi-lion (ALO) et l'algorithme de l'arbre enraciné (RTO) appliquée à la MAS a été proposé et simulé. Les algorithmes d'ALO et RTO sont proposés pour trouver les gains optimaux des contrôles SSMC de la vitesse, flux et courants. De plus, il nous a été possible de réduire au minimum leurs ondulations de couple et flux, et par conséquent avoir une certaine réduction des harmoniques du courant statorique avec les algorithmes RTO et ALO, ce qui permet le bon fonctionnement du système global. D'autre part, les résultats de simulation montrent que, cette commande proposée présente une bonne robustesse et est un outil d'optimisation performant, robuste et efficace, ce qui justifie notre contribution.

CONCLUSION GÉNÉRALE



CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de cette thèse était l'amélioration de la commande en la technique backstepping d'une machine asynchrone (MAS), ce travail présenté dans cette thèse, fait l'étude, la modélisation et simulation et optimisation de la commande non linéaires à la MAS. L'application de quelques stratégies appliquées principalement de la stratégie backstepping au système dynamique à la MAS.

En respectant des critères de performance tels que la rapidité, la robustesse, la précision, le suivi et la facilité de mise en œuvre.

Dans cette étude, nous avons traité de nombreuses applications, et une stratégie de développement est proposée pour toutes ces applications. La solution est présentée sur la base de la structure du modèle et des conditions d'utilisation imposées ; les résultats ont été validés par l'environnement MATLAB /SIMULINK.

Dans le premier chapitre, nous décrivons d'abord la modélisation de l'onduleur à deux niveaux à MLI, suivie de la modélisation à la MAS à partir d'équations mathématiques dans le référentiel biphasé à l'aide de la transformée de Park. Deuxièmement, nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique FOC à la MAS à l'aide d'un régulateur traditionnel (PI).

Cependant, ce dernier est affecté par les variations de charge et les tests de robustesse, par les variations de résistance rotorique et de sens de la vitesse de rotation, ce qui est le principal inconvénient de la commande vectorielle.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la technique backstepping ont été étudiés basées principalement sur une commande vectorielle d'orientation du flux rotorique afin d'assurer une commande précise et continue. Ce type de commande basée sur les erreurs repose sur la théorie de la stabilité des fonctions de Lyapunov, qui doit être vérifiée à tout moment. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de régulation offre des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI classique. En effet, la technique backstepping offre de bonnes performances dynamiques et statiques, et un autre avantage est sa robustesse face aux variations paramétriques de la machine, permettant un rejet presque total des perturbations, ainsi qu'un meilleur suivi. Cependant, un inconvénient majeur de ce type de commande est que sa conception nécessite des modèles mathématiques du processus à réguler, et que chaque état du système doit être connu, des conditions qui ont exposé limitant son utilisation dans la pratique.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes robustes et non linéaires de commandes

appliquées par la technique backstepping. Elles sont plus simples et plus faciles à mettre en œuvre, et présentent des propriétés de stabilité.

Dans le troisième chapitre, la combinaison de la logique floue et de la commande à ordre fractionnaire a été appliquée aux régulateurs de la commande backstepping, ce qui a permis d'aborder les généralités du calcul de l'ordre fractionnaire. Puis, les différents types de commande à ordre fractionnaire ont été abordés. Ensuite, on a donné une présentation générale du principe de base de la logique floue. À ce propos, on a développé une commande floue d'ordre fractionnaire. Enfin, l'application et comparaison de la commande backstepping avec des régulateurs associés à la logique floue FL, et la logique floue d'ordre fractionnaire FOLF. Des résultats de simulation sont présentés, démontrant la bonne performance de la commande proposée.

Le quatrième chapitre aborde la théorie de la commande synergétique et les concepts fondamentaux de la synthétisation des régulateurs synergétiques. Et examiné comment appliquer la théorie de la commande synergétique à la MAS. Nous avons utilisé cette méthode de commande pour les mêmes modèles que nous avons traités avec la technique backstepping.

Afin d'améliorer les résultats obtenus, nous avons proposé les possibilités de combiner deux différentes deux algorithmes métaheuristiques. Elles sont les algorithmes d'optimisation (ALO et RTO) par optimisation des régulateurs synergétique par mode glissant à la technique backstepping à la MAS. Les méthodes hybrides sont parmi les plus puissantes méthodes d'optimisation, elles permettent de profiter des avantages respectifs des méthodes combinées.

La comparaison entre les résultats trouvés par synergétique mode glissant avec ceux obtenus par les algorithmes méthodes d'optimisation de base montre une excellente performance à la MAS.

Le but de ce travail a été, en premier lieu, l'amélioration des performances dynamiques de la commande backstepping appliqué à la MAS alimenté par un onduleur de tension par l'introduction des techniques des commandes non linéaires, l'intelligence artificielle (logique floue). Dans un second lieu, Applications les algorithmes d'optimisation (ALO et RTO) par des régulateurs synergétiques par mode glissant à la commande backstepping de la MAS de matérialiser la faisabilité et de juger la qualité de la commande proposée.

Les résultats obtenus et les remarques recueillies permettent entre autres des recherches et des développements pratiques très intéressants qui permettraient d'améliorer l'utilisation de la machine :

- Réalisation pratique des résultats théoriques de la MAS dans l'industrialisée.

- Amélioration de la commande vectorielle en utilisant telles que la commande prédictive, la commande neuro-floue.
- Application des techniques hybrides multiobjectifs métaheuristiques sont utilisées pour optimiser plusieurs paramètres en même temps, ce qui permet d'obtenir plusieurs solutions optimales.
- Application les techniques présentées dans ce travail à de nombreuses autres machines électriques, telles que le moteur synchrone, l'alternateur à double.

ANNEXES



ANNEXE « A »

Les paramètres de la machine asynchrone sont :

Paramètres	Symboles	Valeurs numériques	Unités
Puissance Nominale	P	1.5	KW
Fréquence Nominale	F	50	Hz
Nombre de Paire de pôle	p	2	
Vitesse Nominale	W_n	1420	tr/min
Tension Nominale	Vs	220 /380	V
Courant Nominale	Is	6.4 /3.7	A
Résistance Statorique	R _s	5.35	Ω
Résistance Rotorique	R _r	4.05	Ω
Inductance Statorique	L _s	0.274	H
Inductance Rotorique	L _r	0.274	H
Coefficient de Frottement	f	0	N.m.s ⁻¹
Inductance Mutuelle	M	0.258	H
Moment d'Inertie	J	0.0498	kg.m ²

Tableau A.1 : Paramètres de la machine asynchrone de 1.5KW.

ANNEXE « B »

- **Le temps de réponse** est de 5% (**Tr 5%**) et représente entre 95% et 105 % de la valeur finale.
- **Calcul l'erreur statique**

$$l'erreur\ statique = \frac{S_{Ref} - S_{Final}}{S_{Ref}} \quad (B.1)$$

- **Calcul d'ondulation**

$$Ondulation = \frac{S_{Max} - S_{Min}}{S_{Ref}} \quad (B.2)$$

- **Calcul Dépassement**

$$Dépassement = \frac{S_{Max} - S_{Ref}}{S_{Ref}} \quad (B.3)$$

avec :

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

S_{Min} : La valeur minimale de la réponse.

S_{Max} : La valeur maximale de la réponse.

S_{Final} : La valeur finale de la réponse après l'établissement du régime permanent.

Calcul des pourcentages pour : le temps de réponse, les ondulations et le dépassement par rapport aux méthodes traditionnelles et proposées :

$$Temps\ de\ réponse(\%) = \frac{Temps\ de\ réponse(FOC) - Temps\ de\ réponse(BC)}{Temps\ de\ réponse(FOC)} \times 100 \quad (B.4)$$

$$L'erreur\ statique(\%) = \frac{L'erreur\ statique(FOC) - L'erreur\ statique(BC)}{L'erreur\ statique(FOC)} \times 100 \quad (B.5)$$

$$L'ondulation(\%) = \frac{L'ondulation(FOC) - L'ondulation(BC)}{L'ondulation(FOC)} \times 100 \quad (B.6)$$

$$Dépassement(\%) = \frac{Dépassement(FOC) - Dépassement(BC)}{Dépassement(FOC)} \times 100 \quad (B.7)$$

ANNEXE « C »

Le principe et les étapes de l'algorithme RTO dans l'optimisation des régulateurs SSMC à commande backstepping à la MAS sont plus facilement illustrés par l'organigramme dans la figure C.1.

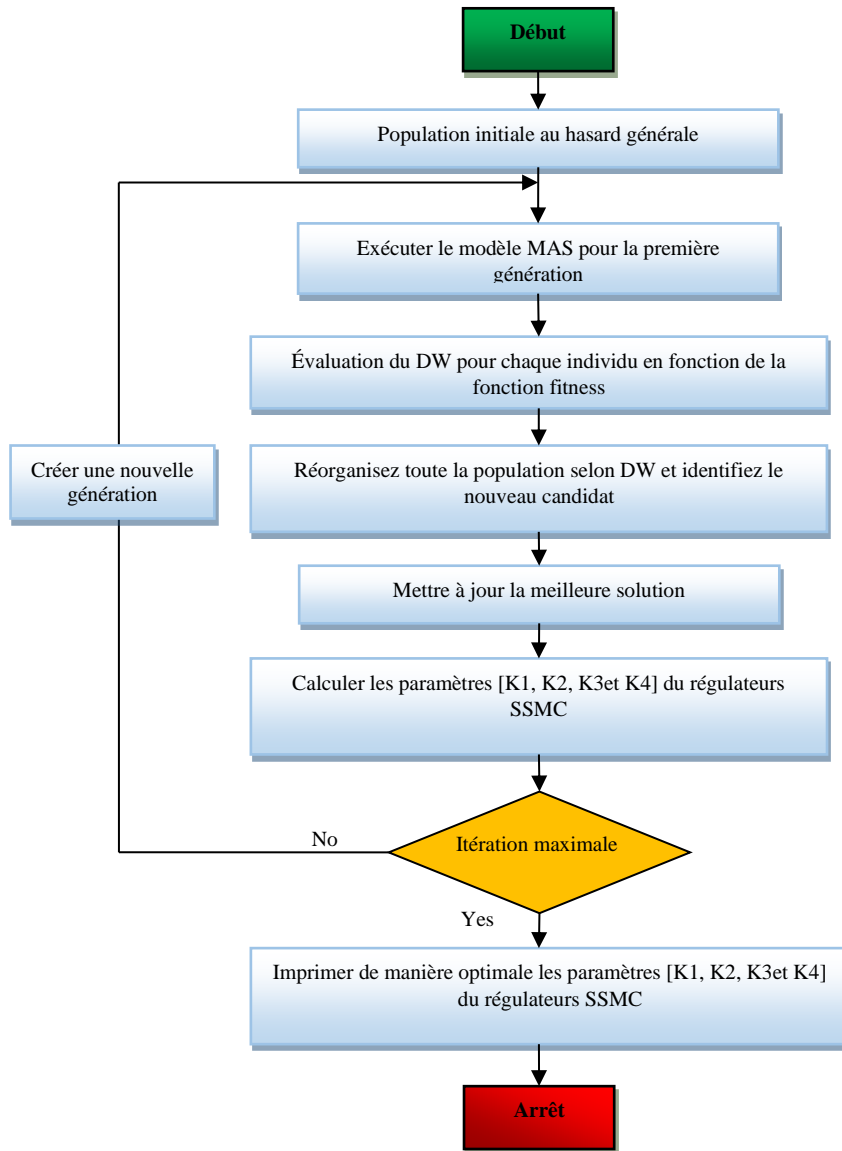


Figure C.1 : Algorithme de l'organigramme RTO du régulateur SSMC à la commande backstepping.

Tableau C. 1 : Les paramètres d'Algorithme RTO

Paramètres	Valeurs
Dim	8
Itération maximale	90
Taille de la population	25
$R_c = R_r$	0.3
R_n	$1 - (R_c + R_r) = 0.4$
$C1 = C2$	1.91
$C3$	1.25

Le principe et les étapes de l'algorithme ALO dans l'optimisation des régulateurs SSMC à commande backstepping à la MAS sont plus simplement illustrés par l'organigramme dans la figure C.2.

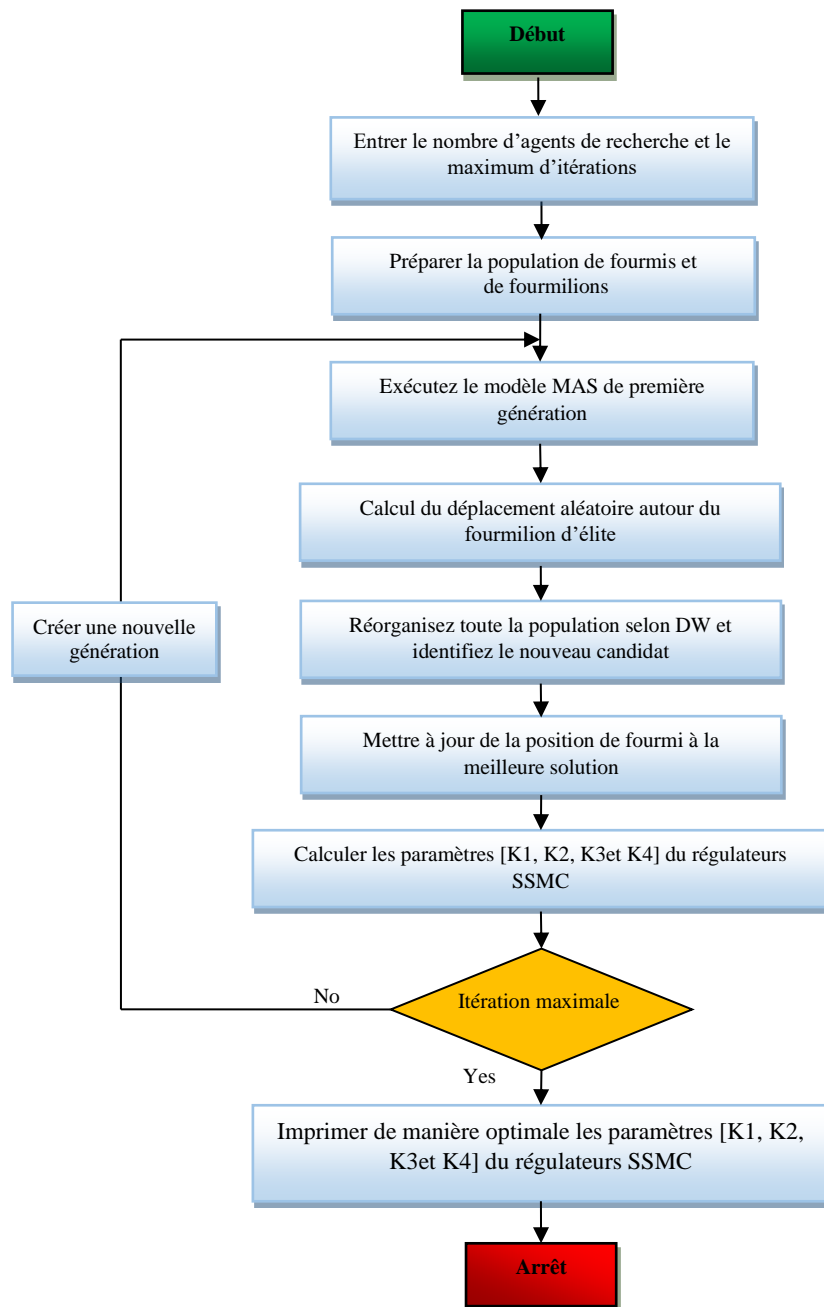


Figure C.2 : Algorithme de l'organigramme ALO du régulateur SSMC à la commande backstepping.

Tableau C.2 : Les paramètres d'Algorithme ALO

Paramètres	Valeurs
Dim	8
Itération maximale	90
Nombre de générations de fourmis lions	25

RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES



Références Bibliographiques

- [1] H. M. Soliman, “Six Step Inverter to Drive the Three Phase Induction Motor.” Cairo, Egypt, In 23/5/2021.
- [2] S. Verma, A. Kumar, A. K. Gupta, “Speed Control of Induction Motor using Fuzzy Logic,” *International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET)*, vol. 12, no. 1, 2024, pp. 788-797.
- [3] G. Arpit, H. P. Singh, K. Pandey, “Advance speed control of three phase induction motor using field oriented control method,” *Materials Today: Proceedings*, no. March, 2021, pp. 183-186.
- [4] I. M. Mehedi, N. Saad, M. A. Magzoub, U. M. Al-Saggaf, A. H. Milyani, “Simulation Analysis and Experimental Evaluation of Improved Field-Oriented Controlled Induction Motors Incorporating Intelligent Controllers,” *IEEE Access*, vol. 10, 2022, pp. 18380–18394.
- [5] S. Mahfoud, A. Derouich, N. El Ouanjli, T. Mohammed, A. Hanafi, “Field oriented control of doubly fed induction motor using speed sliding mode controller,” *E3S Web of Conferences*, vol. 229, 2021, pp. 1–12.
- [6] M. Elgbaily, F. Anayi, M. M. Alshbib, “A Combined Control Scheme of Direct Torque Control and Field-Oriented Control Algorithms for Three-Phase Induction Motor: Experimental Validation,” *Mathematics*, vol. 10, no. 20, 2022, pp. 1-33.
- [7] L. GUESSAS, “Backstepping-Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques,” Doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, 2012.
- [8] A. Ammar, B. Talbi, T. Ameid, Y. Azzoug, A. Kerrache, “Predictive direct torque control with reduced ripples for induction motor drive based on T-S fuzzy speed controller,” *Asian J Control*, vol. 21, no. 4, 2019, pp. 2155–2166.
- [9] R. N. Mishra and K. B. Mohanty, “Development and implementation of induction motor drive using sliding-mode based simplified neuro-fuzzy control,” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 91, 2020, pp. 103593.
- [10] A. Kheldoun, “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de Doctorat, Université de Boumerdès, Boumerdès, 2007.
- [11] J. Tsiniias, “Sufficient lyapunov-like conditions for stabilization,” *Mathematics of Control, Signals, and Systems*, vol. 2, no. 4, 1989, pp. 343–357.
- [12] B. Aichi and K. Kendouci, “Robust and stable speed control design using the variable gains backstepping technique for high-efficiency three-phase induction motor drives,” *1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing*, 2020, pp.376–381.
- [13] L. Medjbeur, “ Contribution au Contrôle Adaptatif Flou des Systèmes non Linéaires,” Doctorat en sciences, Université Batna2, Batna, 2017.
- [14] Z. M. S. Elbarbary, O. K. Al-Harbi, S. F. Al-Gahtani, S. M. Irshad, A. Y. Abdelaziz, and M. A. Mossa, “Review of speed estimation algorithms for three- phase induction motor,” *MethodsX, Elsevier*, vol. 12, 2024.

- [15] L. A. Zadeh, "Fuzzy S e t s *," *INFORMATION AND CONTROL*, vol. 8, 1965, pp.338-353.
- [16] A. Sivakumar, M. Thiyagarajan, and K. Kanagarathinam, "Mitigation of supply current harmonics in fuzzy-logic based 3-phase induction motor," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 14, no. 1, 2023, pp.266–274.
- [17] M. Yessef, B. Bossoufi, M. Taoussi, A. Lagrioui, and H. Chojaa, "Overview of control strategies for wind turbines: ANNC, FLC, SMC, BSC, and PI controllers," *Wind Engineering*, vol. 46, no. 6, 2022, pp.1820–1837.
- [18] I. Boussaid, "Perfectionnement de métaheuristiques pour l'optimisation continue," Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Houari-Boumediène, Algérie, 2013.
- [19] H. Gör, "Feasibility of Six Metaheuristic Solutions for Estimating Induction Motor Reactance," *Mathematics*, vol. 12, no. 3, 2024, p. 483.
- [20] G.A. Boukhalfa, "Contribution à la Commande d'un MASDE. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle," Doctorat en Sciences, Université Mostefa Ben Boulaïd Batna, 2020.
- [21] W. Li, Z. Xu, Y. Zhang, "Induction motor control system based on FOC algorithm," *Proceedings of 2019 IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference, ITAIC*, 2019, pp. 1544–1548.
- [22] A. AMMAR, "Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques," Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2017.
- [23] A. Ahmed, S.P. Biswas, Md.S. Anower, Md.R. Islam, S. Mondal, S.M. Muyeen, "A Hybrid PWM Technique to Improve the Performance of Voltage Source Inverters," *IEEE Access* 11, vol.11, 2023, pp. 4717–4729.
- [24] M. Desai, D. Mishra, R. Patel, K. Bhavsar, "MATLAB Simulation of Closed-Loop Speed Control of Three-Phase Induction Motor using Slip-Control Method and Space Vector PWM Technique," *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, vol. 11, 2022, pp.331-338.
- [25] F.Z. Khemili, "Modélisation et Commande des Machines Polyphasées et leurs Applications," Thèse de doctorat, Université Mohammed Seddik-Benyahia Jijel, 2024.
- [26] R. Jain, A. Farjah, B. Ciftci, G. Zanuso, S. Norrga, "Model-Based Design and System on Chip Implementation of DTC and PWM Techniques," *IEEE Delhi Section Conference*, 2022.
- [27] G. Joksimovic, P. Zajec, A. Tessarolo, V. Ambrozic, A. Rihar, "Stator Current Spectral Content of Inverter-Fed Cage Rotor Induction Motor," *IEEE Access*, 2022, pp.23112–23121.
- [28] M. Koteich, "Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique," Thèse de doctorat, Université Paris Saclay (COMUE), Français, 2016.
- [29] C. Laoufi, Z. Sadoune, A. Abbou, M. Akherraz, "New model of electric traction drive based sliding mode controller in field-oriented control of induction motor fed by multilevel inverter," *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, vol.11, no.1, 2020, pp.242-250.
- [30] A.T. Nesmat, "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines: modélisation, commande, observation et simulation," Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Français, 2008.
- [31] H. Hadla, F. Santos, "Performance Comparison of Field-oriented Control, Direct Torque Control, and Model-predictive Control for SynRMs," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol.8, 2022, pp.24-37.

- [32] T. AMEID, “Contrôle et Diagnostic de la Machine à Induction,” Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2018.
- [33] W. Hachelfi, “Contribution à l’amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents,” Thèse de Doctorat, Université Larbi Ben M’hidi Oum El Bouaghi, 2022.
- [34] V.M. Goswami, P.K. Vakharia, “High Performance Induction Machine Drive Using Rotor Field Oriented Control,” *International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS 2019)*, 2019.
- [35] A. Gholipour, M. Ghanbari, E. Alibeiki, M. Jannati, “Sensorless FOC Strategy for Current Sensor Faults in Three-Phase Induction Motor Drives,” *Journal of Operation and Automation in Power Engineering*, vol.11, no.1, 2023, pp.1–10.
- [36] F. Berrezzek, “Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic,” Doctorat en sciences, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2016.
- [37] H. Abid, M.A. Kamoun, A. Ouali, “Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone,” *conférence Hammamet*, Tunis, 1993.
- [38] P. V. Kokotovic, H.J. Sussmann, “A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems,” *Systems & Control Letters*, vol.13, 1989, pp.125–133.
- [39] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, A.S. Morse, “Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems, Proceedings of the American Control,” *Conference 1*, 1991, pp.649–654.
- [40] M. Belkheiri, “Function Approximation Based Augmented Backstepping Control for an Induction Machine Conventional Field Oriented,” *WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS and CONTROL*, vol 2, no.9, 2007, pp.450-457.
- [41] J. Tsiniias, “Sufficient lyapunov-like conditions for stabilization, Mathematics of Control,” *Signals, and Systems*, 1989, pp.343–357
- [42] D. Zellouma, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Performance Improvement of Rotor Flux and Electromagnetic Torque Control in Induction Motors using the Backstepping Super-Twisting Algorithm,” *Journal of Electrical Engineering, Electronics, Control and Computer Science – JEECCS*, vol. 9, 2023, pp.19-30.
- [43] A. B Benaskeur, “Aspects de l’application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires,” Thèse de doctorat, Université Laval Québec, 2000.
- [44] M. Loucif, “Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d’une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur,” Doctorat en sciences, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2016.
- [45] H. Chaabane, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile,” Doctorat en sciences, Université Mohamed Boudiaf M’ sila, 2020.
- [46] M. El, M. Elharoussi, A. Ba-razzouk, “Backstepping control strategy for induction motor with rotor flux and load torque observers,” *ITM Web of Conferences 48, 04002 ICCWCS*, 2022.
- [47] D. Zellouma, H. Benbouhenni, Y. Bekakra, “Backstepping Control Based on a Third-order Sliding Mode Controller to Regulate the Torque and Flux of Asynchronous Motor Drive,” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol.67, 2023, pp. 10–20.
- [48] J.A.E.W. Jeon, “An Adaptive Backstepping Sliding-Mode Control for Improving Position Tracking of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with a Nonlinear Disturbance Observer,” *IEEE Access*, 2023, pp.19173–19185.

- [49] S. Das, “*Functional Fractional Calculus*,” 2011.
- [50] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez, V. Feliu, “Some Approximations of Fractional Order Operators Used in Control Theory and Applications,” *Fract Calc Appl Anal*, vol. 3, no. 3, 2000, pp.231–248.
- [51] L. Zhang, J. Ma, Q. Wu, Z. He, T. Qin, C. Chen, “Research on PMSM Speed Performance Based on Fractional Order Adaptive Fuzzy Backstepping Control,” *Energies*, vol. 16, no. 19, 2023, pp.1-13.
- [52] O. Naifar, “Sur l'estimation d'état, l'estimation des défauts et la commande de certains systèmes non linéaires d'ordre fractionnaires,” Rapport de synthèse, L'École Nationale d'Ingénieurs Sfax, Tunis, 2021.
- [53] H. Balaska, “Contribution à La Commande Adaptative Et Robuste D'Ordre Fractionnaire Des Processus Industriels,” Doctorat en sciences, Université Larbi Ben M'Hidi de Oum El-Bouaghi, 2021.
- [54] T. Nosheen, A. Ali, M. U. Chaudhry, D. Nazarenko, I. H. Shaikh, V. Bolshev, M. M. Iqbal, S. Khalid, V. I. Panchenko, “A Fractional Order Controller for Sensorless Speed Control of an Induction Motor,” *Energies*, vol. 16, no. 4, 2023, pp.1-16.
- [55] S. Laifa, “Contribution à la synthèse des lois de commande à retour fractionnaire pour les systèmes multivariables,” Doctorat en sciences, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2023.
- [56] M. Assabaa, “Contribution à la Commande d'Ordre Fractionnaire,” Doctorat en sciences, Université de Frères Mentouri Constantine, 2015.
- [57] H. Gasmi, “Contribution à l'amélioration de la commande des chaînes de conversion éoliennes,” Thèse de doctorat, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2023.
- [58] A.B. Messaoud, S. Talmoudi Ben Aoun, M. Lahmari Ksouri, “Modélisation des systèmes d'ordre fractionnaire par des modèles extrêmes d'ordre entier,” *4^{ème} Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER-2016)*, vol.14, 2016, pp.134-140.
- [59] S. Das, I. Pan, S. Saha, A. Kumar, S. Das, A. Gupta, “Revisiting oustaloup's recursive filter for analog realization of fractional order differ integrators,” in *Proceedings International Conference on Energy, Automation and Signal, ICEAS*, 2011, pp. 690–695.
- [60] A. Singh, Dipraj, D. Singh, A. Yadav, “FLC based speed control of Induction Motor,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2007, no. 1, pp.1-10, 2021.
- [61] H. AHALI, “Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE »,” Doctorat en sciences, Université Mohamed Boudiaf M'sila, 2020.
- [62] M. El Mahfoud, B. Bossoufi, N. El Ouanjli, S. Mahfoud, M. Taoussi, “Three speed controllers of direct torque control for a doubly fed induction motor drive—a comparison,” *Electrica*, vol. 21, no. 1, 2021, pp.129–141.
- [63] S.R. Khuntia, K.B. Mohanty, S. Panda, C. Ardil, “A Comparative Study of P-I, I-P, Fuzzy and Neuro-Fuzzy Controllers for Speed Control of DC Motor Drive,” *International Journal of Electrical Systems Science and Engineering*, vol. 3, no. 2, 2009, pp. 1–5.
- [64] D. S. Young, T.W. Hen, E. Santi, A. Monti, “Synergetic control approach for induction motor speed control,” *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan*, 2004.
- [65] A. N. Hussain, A. K. Mohaisen, “Performance improvement of speed control for induction motor by using intelligent optimization technique,” *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 95, no. 18, 2017, pp. 4913–4921.

- [66] A. Sivakumar, M. Thiyagarajan, K. Kanagarathinam, “Mitigation of supply current harmonics in fuzzy-logic based 3-phase induction motor,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 14, no. 1, 2023, pp. 266–274.
- [67] M. Fateh, R. Abdellatif, “Comparative study of integral and classical backstepping controllers in IFOC of induction motor fed by voltage source inverter,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, 2017, pp.17953–17964.
- [68] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, Français, 1999.
- [69] M. Mehedi, S. Nordin, M.A. Magzoub, U. AL-Saggaf, A.H. Milyani, “Simulation Analysis and Experimental Evaluation of Improved Field-Oriented Controlled Induction Motors Incorporating Intelligent Controllers,” *Digital Object Identifier*, vol. 10, 2022, pp. 8380-18394.
- [70] E. H. Mamdani, “Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers,” *Int. J. Man-Machine Studies*, vol.8, 1976, pp. 669-678.
- [71] S. NADJI, “Commande intelligente robuste : Application à un entraînement électrique,” Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Setif 1, 2022.
- [72] D. Zellouma, H. Benbouhenni, N. Bizon, Y. Bekakra, “A New Field-Oriented Control for Induction Motor Drive Using a Synergetic-Super Twisting Algorithm,” *15th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI) IEEE*, 2023, pp. 1–6.
- [73] S. R. Wells, “Application of Sliding Mode Methods to the Design of Reconfigurable Flight Control Systems,” 1991.
- [74] M. Loucif, “Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d’une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur,” Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2016.
- [75] V. I. Utkin, D. S. Chen, S. Zarei, J. Miller, “Sliding mode observers for automotive alternators’, *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, no. June, 1999, pp. 165-166.
- [76] M. Laribi, A. Cheikh, C. Larbès, L. Barazane, “Application de la commande synergetique au contrôle de vitesse d’une machine asynchrone,” *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 13, no.3, 2010, pp.485-496.
- [77] L. Medjbeur, M. N. Harmas, “Adaptive fuzzy terminal synergetic control,” *International Conference on Communications, Computing and Control Applications, CCCA 2011*, 2011.
- [78] Y. D. Son, T. W. Heo, E. Santi, A. Monti, “Synergetic control approach for induction motor speed control,” *Industrial Electronics Conference*, vol. 1, 2004, pp. 883–887.
- [79] H. Benbouhenni, G. Hamza, M. Oproescu, N. Bizon, P. Thounthong, I. Colak, “Application of fractional-order synergetic-proportional integral controller based on PSO algorithm to improve the output power of the wind turbine power system,” *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, 2024, pp.1-36.
- [80] H. Benbouhenni, N. Bizon, “A Synergetic Sliding Mode Controller Applied to Direct Field-Oriented Control of Induction Generator-Based Variable Speed Dual-Rotor Wind Turbines,” *Energies*, vol.14, 2021, pp.1-17.
- [81] M. Nicola, C. I. Nicola, “Sensorless fractional order control of PMSM based on synergetic and sliding mode controllers,” *Electronics*, vol. 9, no. 9, 2020, pp. 1-45.
- [82] X. Wang, M. Reitz, E. E. Yaz, “Field Oriented Sliding Mode Control of Surface-Mounted Permanent Magnet AC Motors: Theory and Applications to Electrified Vehicles,” *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 67, no. 11, 2018, pp.10343–10356.

- [83] O. Herbadji, “Contribution à l’optimisation des réseaux électriques en présence des Multi-FACTS par des méthodes métaheuristiques hybrides,” Doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Setif 1, 2019.
- [84] I. Boucetta, “Contribution à l’amélioration de la stabilité des réseaux électriques par les nouvelles techniques d’optimisation,” Thèse de doctorat, Université Echahid Hamma Lakhdar El oued, 2023.
- [85] Y. Labbi, D. Ben Attous, H. A. Gabbar, B. Mahdad, A. Zidan, “A new rooted tree optimization algorithm for economic dispatch with valve-point effect,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 79, 2016, pp. 298–311.
- [86] Z. Zeghdi, L. Barazane, Y. Bekakra, A. Larabi, “Improved Backstepping Control of a DFIG based Wind Energy Conversion System using Ant Lion Optimizer Algorithm,” *Periodica polytechnica Electrical engineering and computer science*, vol. 66, no. 1, 2022, pp.43–59.
- [87] Y. Labbi, “Gestion et contrôle optimale de l’énergie électrique sur les sites de production,” Doctorat en sciences, Université Mohamed Khider Biskra, 2016.
- [88] B. Meghni A. Benamor, O. Hachana, A.T. Azar, A. Boulmaiz, S. Saad, El-S. M. El-kenawy, N. A. Kamal, S. M. Fati, N. K. Bahgaat, “Rooted Tree Optimization for Wind Turbine Optimum Control Based on Energy Storage System,” *Computers, Materials and Continua*, vol. 74, no. 2, 2023, pp.3977-3996.
- [89] A. S. Tummala, A. Slv Tummala, R. Kiran Inapakurthi, P. V Ramanarao, “A Novel Gain Tuning of Anti-Windup PID Controller using Ant Lion Optimization,” *International Journal of Control Theory and Applications*, vol. 10, no. 16, 2017, pp.85-94.
- [90] S. Mirjalili, “The ant lion optimizer,” *Advances in Engineering Software*, vol. 83, 2015, pp.80-98.
- [91] P. S.P. Reddy, V.C. V. Reddy, T. G. Manohar, “Ant Lion optimization algorithm for optimal sizing of renewable energy resources for loss reduction in distribution systems,” *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 5, no. 3, 2018, pp. 663–680.
- [92] D. Zellouma, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Robust synergetic-sliding mode-based-backstepping control of induction motor with MRAS technique,” *Energy Reports*, vol. 10, 2023, pp. 3665-3680.
- [93] S. Azzouz, “Amelioration De La Commande D’un Systeme Eolien A Base D’une Machine Mada Utilisant Les Techniques Intelligentes,” Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf M’sila, 2019.

PRODUCTION SCIENTIFIQUE



Contributions Scientifiques

Publications Internationales

1. **D. Zellouma**, H. Benbouhenni, Y. Bekakra, “Backstepping Control Based on a Third-order Sliding Mode Controller to Regulate the Torque and Flux of Asynchronous Motor Drive,” *Periodica polytechnica Electrical engineering and computer science*, vol. 67, no. 1, pp. 10–20, 2023.
2. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Field-oriented control based on parallel proportional–integral controllers of induction motor drive,” *Energy Reports*, vol. 9, pp. 4846–4860, 2023.
3. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Robust synergetic-sliding mode-based-backstepping control of induction motor with MRAS technique,” *Energy Reports*, vol. 10, pp. 3665–3680, 2023.
4. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Performance Improvement of Rotor Flux and Electromagnetic Torque Control in Induction Motors using the Backstepping Super-Twisting Algorithm,” *Journal of Electrical Engineering, Electronics, Control and Computer Science –JEECCS*, vol 9, pp. 19-30, 2023.
5. H. Benbouhenni, **D. Zellouma**, N. Bizon, I. Colak, “A new PI(1 +PI) controller to mitigate power ripples of a variable-speed dual-rotor wind power system using direct power control,” *Energy Reports*, vol. 10, pp. 3580–3598, 2023.
6. **D. Zellouma**, H. Benbouhenni, Y. Bekakra, N. Bizon, I. Colak, “Fuzzy Logic Control of Asynchronous Machine Drives With a Fractional Calculus Technique,” *Electric Power Components and Systems*, pp. 1–24, 2024.

Conférences Internationales

1. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, “A Backstepping Control based on Synergetic-Sliding Mode Controller Applied to Induction Motor-fed by PWM inverter”, 1^{ère} conférence internationale d’Electrotechnique et Technologies Modernes CIETM’22, Université Mohamed Chérif Messaadia - Souk Ahras ,18-19 Fevrier; 2022.
2. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, F. Salhi, “Eliminate of Torque Ripple using Fuzzy Logic Backstepping Control of an Induction Motor,” 1st International Conference on

Optoelectronics, Materials & Renewable Energy ICOMRE'22-, University of El Oued, Algeria, December 11-12, 2022.

3. **D. Zellouma**, H. Benbouhenni, N. Bizon, and Y. Bekakra, “A New Field-Oriented Control for Induction Motor Drive Using a Synergetic-Super Twisting Algorithm,” in *2023 15th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, IEEE, June 28-29, pp. 1–6, 2023.
4. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Fractional Order Controllers of Three-Phase Induction Motor using Field Oriented Control Technique,” The First International Conference on Petrochemistry and Energy Transition (ICPET'23) 21-23 November 2023 ICPET-23, Skikda-Algeria, November 21-23; 2023:

Conférences Nationales

1. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, Y. Bouras, H. Benbouhenni, “Robust Nonlinear Integral Sliding Mode Backstepping Control for Induction Motor”, First Algerian Conference on Mechanics and Solar Energy (ACMSE'23), Ouargla, June 17-18, 2023
2. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Advanced Control Techniques for Induction Motor Drive Based Backstepping Control”, 2nd National Conference on Applied Science and Advanced Materials, NCASAM-2023, ENSET–Skikda; October 23-25, 2023:
3. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Using Modified Sliding Mode Control to Reduce Total Harmonic Distortion In An Induction Motor”, The First National Conference Of Materials Sciences And Renewable Energy CMSRE23, Relizane, Algeria, November 22-23, 2023.
4. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “Model Reference Adaptive System Applied to Speed Sensorless Backstepping Control for Induction Motor”, 1ST NATIONAL CONFERENCE ON EMERGENT TECHNOLOGIES IN ELECTRICAL ENGINEERING NCETEE'23; University Ferhat Abbas Setif 1, December 16-17, 2023.
5. **D. Zellouma**, Y. Bekakra, H. Benbouhenni, “High Performance of Second Order Sliding Mode Control Using Intelligence Artificial of Induction Motor”, NATIONAL CONFERENCE ON ARTIFICIAL INTELLIGENCE- NCAI'23; Tebessa, December 19-20, 2023.