

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



جامعة 8 ماي 1945 قالمة
UNIVERSITE 8 MAI 1945 GUELMA

Faculté : Sciences et Technologie
Département : Génie Electrotechnique et Automatique
Laboratoire de domiciliation : Laboratoire de Génie Électrique Guelma

THÈSE

En Vue de l'Obtention du Diplôme de Doctorat en Troisième Cycle

Domaine : Sciences et Technologie, Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande électrique

Présentée par

Terfia Es-saadi
Intitulée

Commande avancée d'une machine asynchrone multi-phasées

Soutenue le : 29/06/2025

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	Grade		
Mr Lemzadmi Ahcene	Professeur	Univ. de Guelma	Président
Mr Mendaci Sofiane	Professeur	Univ. de Guelma	Encadreur
Mr Benalla Hocine	Professeur	Univ. de Constantine 1	Co-encadreur
Mr Moussaoui Abdelkrim	Professeur	Univ. de Guelma	Examineur
Mr Labar Hocine	Professeur	Univ. de Badji Mokhtar Annaba	Examineur
Mr Rezgui Salah Eddine	MCA	Univ. de Constantine 1	Invité

Année Universitaire : 2024 - 2025

Dédicace

À mes parents, pour leur soutien inconditionnel, leur amour infini et leur sagesse qui m'ont guidées tout au long de ce parcours.

À mes frères et ma sœur, pour leur présence constante, leurs encouragements et les moments de partage qui m'ont donné la force d'aller plus loin.

À mes amis, qui ont enrichi mon parcours par leur amitié et leur bienveillance.

À toutes les personnes chères à mon cœur, dont le soutien a été précieux.

À ceux qui m'ont offert leur aide, de près ou de loin.

*****Terfia Es-saadi*****

Remerciements

Ce travail est le fruit de mes recherches approfondies menées dans le cadre de ma thèse de doctorat au sein du Laboratoire de Génie Électrique de Guelma (LGEG) à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma.

*Avant tout, je rends grâce à **Allah**, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires à l'aboutissement de ce projet.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **Ahcene Lemzadmi**, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, Président du jury et Directeur du Laboratoire de Génie Électrique de Guelma (LGEG), pour m'avoir offert un environnement de travail optimal, ainsi que pour son soutien constant et ses encouragements précieux tout au long de mes recherches.*

*Je remercie chaleureusement et de tout cœur Monsieur **Sofiane Mendaci**, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, pour avoir dirigé ce travail avec une rigueur exemplaire, une bienveillance constante et une grande disponibilité. Son encadrement de qualité, sa capacité à m'écouter, à m'orienter et à répondre à toutes mes interrogations ont été des sources inestimables de soutien. Son optimisme et ses conseils éclairés ont agi comme un moteur puissant, m'offrant à la fois inspiration et motivation tout au long de ce parcours. Son implication personnelle dans chaque étape de cette thèse a été déterminante, et grâce à son engagement constant, ce travail a pu atteindre sa forme finale. Je lui suis profondément reconnaissant pour sa patience, sa persévérance et pour tout ce qu'il m'a transmis tout au long de cette aventure académique.*

*Je tiens également à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur **Hocine Benalla**, Professeur à l'Université Constantine 1, pour avoir assuré avec rigueur le co-encadrement de ce travail. Je le remercie vivement pour ses conseils judicieux, ses remarques constructives et son accompagnement constant tout au long de mes recherches. Son implication et l'attention soutenue qu'il a portée à ce projet ont été des atouts précieux pour son aboutissement.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Abdelkrim Moussaoui**, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, pour avoir accepté de faire partie du jury d'évaluation de cette thèse. Sa disponibilité, son écoute attentive, ainsi que ses observations pertinentes et constructives ont grandement contribué à l'enrichissement et à l'approfondissement de ce travail. Ses remarques éclairées ont été essentielles pour affiner mes réflexions et améliorer la qualité de ce projet.*

*Je remercie également Monsieur **Hocine Labar**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour avoir accepté d'évaluer cette thèse. Je suis profondément reconnaissant pour ses remarques constructives et son approche critique, qui ont permis de renforcer la rigueur de cette étude. Son intérêt sincère pour mes recherches et sa contribution précieuse m'ont permis d'approfondir l'analyse et de clarifier les concepts abordés dans ce travail.*

*Ma gratitude s'adresse également à Monsieur **Salah Eddine Rezgui**, Maître de Conférences à l'Université Constantine 1, pour avoir honoré ce travail de sa présence en tant qu'invité. Ses conseils éclairés, sa grande disponibilité et son expertise précieuse ont significativement contribué à l'amélioration de ce travail. Je le remercie sincèrement pour ses remarques constructives et pour l'attention qu'il a portée à mon projet tout au long de son élaboration.*

Je souhaite remercier chaleureusement mon ami Hamza Gasmi pour son soutien, son accompagnement scientifique et ses conseils précieux tout au long de l'élaboration de cette thèse.

Je n'oublie pas d'exprimer toute ma reconnaissance à mes collègues doctorants, Walid Kantas et Imad Zermane, pour les échanges scientifiques enrichissants, leur collaboration et leur précieux soutien tout au long de ce parcours.

Une pensée particulière va à Monsieur Amoura Abd El Ennour, dont le soutien discret mais inestimable m'a silencieusement accompagné tout au long de ce parcours. Vos encouragements, souvent cachés mais toujours présents, ont fait une différence profonde.

Enfin, je dédie ces remerciements à ma famille et à mes proches. Leur amour, leur patience, leur soutien indéfectible et leur foi en moi ont été les piliers essentiels de ma réussite. À tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail, je vous adresse mes remerciements les plus sincères.

*****Terfia Es-saadi*****

Résumé :

Cette thèse explore des approches avancées pour améliorer la commande de la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE), essentielle pour des applications industrielles exigeant à la fois robustesse et efficacité. Nous avons commencé par analyser les techniques conventionnelles, notamment le contrôle vectoriel indirect (IFOC) et le contrôle direct du couple (DTC), qui, bien qu'efficaces, dépendent fortement d'une connaissance précise des paramètres du système et sont vulnérables aux perturbations.

Pour surmonter ces limitations, nous avons introduit des solutions innovantes, telles que le régulateur PI fractionnaire (FOPID) et le contrôle par mode glissant (SMC). Ces techniques ont été enrichies par l'utilisation d'algorithmes d'optimisation avancés, notamment l'optimisation par essaim de particules (PSO) et l'optimisation par meute de loups (GWO), afin de garantir des performances optimales.

Les résultats de la recherche ont mis en évidence la capacité des régulateurs FOPID et des contrôleurs par mode glissant d'ordre supérieur (STSMC et TOSMC) à atténuer les effets indésirables du chattering, tout en assurant une stabilité accrue et une meilleure tolérance aux variations des paramètres. Les simulations montrent des gains significatifs en termes de temps de réponse plus courts et de précision de commande améliorée, avec une réduction marquée des oscillations de couple et des fluctuations des courants.

De plus, la robustesse des méthodes proposées a été confirmée même dans des conditions dynamiques variées, démontrant leur adaptabilité et leur pertinence pour les environnements industriels modernes où les exigences de performance sont élevées.

Mots-clés : MASDE, contrôle vectoriel indirect, contrôle direct du couple, régulateur PI fractionnaire, contrôle par mode glissant, chattering, optimisation stochastique, PSO, GWO, STSMC, TOSMC.

Abstract:

This thesis investigates advanced approaches to enhance the control of the Dual Star Induction Machine (DSIM), a critical component in industrial applications that demand both robustness and efficiency. Initially, we reviewed conventional control strategies, such as Indirect Field Oriented Control (IFOC) and Direct Torque Control (DTC), which, despite their effectiveness, heavily rely on precise knowledge of system parameters and are sensitive to disturbances.

To address these shortcomings, we developed innovative solutions, including the Fractional PI Controller (FOPID) and Sliding Mode Control (SMC), further optimized using advanced algorithms like Particle Swarm Optimization (PSO) and Grey Wolf Optimization (GWO) to ensure superior performance.

The research findings highlighted the effectiveness of FOPID regulators and higher-order sliding mode controllers (STSMC and TOSMC) in mitigating the adverse effects of chattering while enhancing stability and robustness against parameter variations. Simulations revealed significant improvements, including faster response times and greater control accuracy, alongside a noticeable reduction in torque ripples and current fluctuations.

Moreover, the robustness of these proposed methods was validated even under diverse dynamic conditions, showcasing their adaptability and suitability for modern industrial environments with stringent performance requirements.

Keywords: DSIM, Indirect Field Oriented Control, Direct Torque Control, Fractional PI Controller, Sliding Mode Control, Chattering, Stochastic Optimization, PSO, GWO, STSMC, TOSMC.

ملخص:

تتناقش هذه الأطروحة استراتيجيات متقدمة لتحسين التحكم في الآلة غير المتزامنة ذات النجنتين (MASDE) ، وهي عنصر أساسي في التطبيقات الصناعية التي تتطلب الصلابة والكفاءة. في البداية، قمنا بمراجعة استراتيجيات التحكم التقليدية، مثل التحكم في المجال غير المباشر (IFOC) والتحكم المباشر في العزم (DTC) ، التي تعتمد بشكل كبير على المعرفة الدقيقة بمعلمات النظام وتكون حساسة للاضطرابات.

لمعالجة هذه العيوب، قمنا بتطوير حلول مبتكرة، بما في ذلك المنظم التناسبي التكاملي الكسري (FOPID) والتحكم في الوضع الانزلاقي (SMC) ، التي تم تحسينها باستخدام خوارزميات متقدمة مثل تحسين أسراب الجسيمات (PSO) وتحسين قطيع الذئب (GWO) لضمان أداء متفوق.

أبرزت نتائج البحث فعالية المنظمات FOPID ووحدات التحكم الانزلاقية من الدرجة العليا (STSMC) و (TOSMC) في تخفيف الآثار السلبية للتذبذب (Chattering) ، مع تحسين الاستقرار وزيادة الصلابة ضد تغييرات المعلمات. كشفت المحاكاة عن تحسينات كبيرة، بما في ذلك أوقات استجابة أسرع ودقة تحكم أكبر، بالإضافة إلى انخفاض ملحوظ في تموجات العزم وتقلبات التيار.

علاوة على ذلك، تم تأكيد متانة الأساليب المقترحة حتى في ظل الظروف الديناميكية المتنوعة، مما يبرز قابليتها للتكيف وملاءمتها للبيئات الصناعية الحديثة ذات المتطلبات العالية للأداء.

الكلمات المفتاحية : MASDE ، التحكم في المجال غير المباشر، التحكم المباشر في العزم، المنظم التناسبي التكاملي الكسري، التحكم في الوضع الانزلاقي، التذبذب، التحسين العشوائي، PSO ، GWO ، STSMC ، TOSMC.

Notations et Symboles :

α : Différentiel de phase entre les deux stators.

$As1, Bs1, Cs1$: Phases du premier stator, indiquées par ces indices.

$As2, Bs2, Cs2$: Phases du second stator, identifiées par ces indices.

Ar, Br, Cr : Indices pour les trois phases du rotor.

Cem : Couple électromagnétique produit.

Cr : Couple de résistance.

d, q : Coordonnées directes et quadratiques dans le référentiel de Park.

E : Tension de courant continu.

J : Inertie de l'ensemble.

Kf : Coefficient associé à la résistance visqueuse.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

θ_r : Angle entre le rotor et le stator.

P : Nombre de paires de pôles.

f_p : Fréquence de modulation porteuse.

FOC : Contrôle orienté par flux (Field Oriented Control).

$I\text{FOC}$: Contrôle orienté par flux indirect (Indirect Field Oriented Control).

Ψ_s / Ψ_r : Flux au stator / flux au rotor.

Ω_r : Vitesse angulaire du rotor.

I : Courant.

I_a / I_f : Courants dans l'induit et l'excitation d'une MCC (Machine à Courant Continu).

K_p, K_i : Coefficients pour le régulateur proportionnel-intégral (PI).

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Inductances propres pour les stators et le rotor.

L_{ms} / L_{mr} : Inductances mutuelles pour les phases du stator et du rotor.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotorique.

m : Indice de modulation en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

MASDE : Machine asynchrone double étoile.

MCC : Machine à courant continu.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

PI : Régulateur PI (Proportionnel-Intégral).

rg : Indice de tension dans une modulation MLI.

R_{s1}, R_{s2}, R_r : Résistances dans les stators et le rotor.

S : Opérateur de transformation de Laplace.

$S(x)$: Surface de commutation.

SMC : Contrôleur en mode glissant.

SSV : Système à structure variable.

τ : Constante temporelle du système du premier ordre.

U_{eq} : Commande équivalente.

U_n : Commande discontinue.

V : Tension appliquée.

$V(x)$: Fonction de Lyapunov.

V_{pm} : Amplitude crête de la modulation.

ω_{gl} : Vitesse de glissement.

ω_r / ω_s : Vitesses angulaires du rotor / stator.

Ω : Vitesse mécanique angulaire.

Table des matières	
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : État de l’art Les machines multiphasées	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Les caractéristiques des machines multiphasées.....	4
1.2.1 Structure et fonctionnement.....	4
1.2.2 Réduction des ondulations de couple électromagnétique.....	5
1.2.3 Tolérance aux pannes.....	6
1.3 Les types de machines multiphasées.....	6
1.3.1 Machines synchrones multiphasées.....	6
1.3.2 Machines asynchrone multiphasées.....	7
1.3.3 Machine asynchrone double étoile (MASDE).....	8
1.4 Avantages et inconvénients des machines multiphasées.....	9
1.4.1 Avantages.....	9
1.4.2 Inconvénients.....	10
1.5 Conclusion.....	11
Chapitre 2 : Modélisation Mathématique et Validation de la Machine Asynchrone Double Étoile	
2.1 Introduction.....	12
2.2 Présentation générale de la structure de la MASDE.....	13
2.3 Modèle triphasé dans le repère « abc » de la MASDE.....	14
2.3.1 Développement des équations électriques.....	14
2.3.2 Développement des équations magnétiques.....	16
2.3.3 Développement des équations de la dynamique du rotor.....	18
2.4 Modèle biphasé de la MASDE.....	19
2.4.1 Application de la transformation de Park.....	19
2.4.2 Référentiel utilisé.....	21
2.4.3 Modèle de la MASDE dans le repère d-q de Park.....	21
2.4.3.1 Equations électriques du stator et du rotor.....	22
2.4.3.2 Equations des flux magnétiques.....	23

2.4.3.3 Formulation des équations mécaniques.....	24
2.4.3.4 Expression du couple électromécanique.....	25
2.5 Modélisation de la MASDE en équations d'état.....	26
2.6 Systèmes d'alimentation pour la machine asynchrone double étoile.....	29
2.6.1 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	31
2.6.2 La Modulation sinus-triangle (MLI-ST).....	32
2.7 Simulation du système MASDE alimenté par le réseau électrique.....	34
2.8 Simulation de la MASDE couplée à un onduleur de tension commandé par MLI.....	36
2.9 Conclusion.....	38
Chapitre 3 : Contrôle de la MASDE par les techniques FOC et DTC	
Partie I : Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.....	40
2.1 Introduction.....	40
3.2 Définition de la commande FOC.....	40
3.3 La commande vectorielle.....	41
3.3.1 Choix d'orientation du flux.....	41
3.3.2 Commande directe par orientation de flux rotorique (FOC).....	42
3.3.3 Commande indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC).....	43
3.4 Les régulateurs PI.....	45
3.4.1 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	46
3.4.2 L'asservissement de la vitesse	47
3.5 Simulation du contrôle vectoriel indirect	49
3.5.1 Référence constante avec démarrage à vide et application de la perturbation	49
3.5.2 Référence constante et basculement de la référence	50
3.5.3 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique	52
3.6 Conclusion.....	54
Partie II : Commande Directe du Couple (DTC) de la MASDE	55
3.7 Introduction.....	55
3.8 La commande directe du couple.....	55

3.9	Elaboration de la stratégie de contrôle par la DTC	56
3.10	Dérivation des signaux de commande des interrupteurs.....	56
3.11	Réglage du flux au stator.....	57
3.12	Réglage du couple électromagnétique.....	58
3.13	choix du vecteur tension.....	59
3.14	Estimation du flux statorique.....	60
3.15	Estimation du couple électromagnétique.....	61
3.16	Elaboration des contrôleurs de flux et du couple.....	61
3.16.1	Elaboration des contrôleurs de flux.....	61
3.16.2	Elaboration des contrôleurs du couple.....	62
3.17	Elaboration de la table de commutation.....	63
3.18	Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) pour la MASDE.....	63
3.18.1	Résultats de la simulation et interprétation.....	64
3.18.2	Test de robustesse vis-à-vis de la variation de couple de charge.....	64
3.18.3	Test de changement du sens de rotation	66
3.19	Conclusion.....	67
Chapitre 4 : Commande Avancée de la MASDE par Mode Glissant d'Ordre Supérieur		
4.1	Introduction.....	68
4.2	Commandes à structures variables : évolution et principes fondamentaux..	69
4.3	Fondements de la commande par mode glissant.....	70
4.3.1	Phase de convergence (MC).....	70
4.3.2	Phase de glissement (MG).....	71
4.3.3	Phase de régime permanent (MRP).....	71
4.4	Processus de conception de la commande par mode glissant.....	72
4.4.1	Conception et formulation de la surface de glissement.....	73
4.4.2	Critères d'existence et de convergence du mode glissant.....	74
4.4.2.1	Méthode classique par fonction de commutation.....	74
4.4.2.2	La fonction de Lyapunov.....	74
4.4.3	Élaboration de la loi de commande.....	75
4.4.4	Méthodes pour réduire le chattering dans la commande par mode glissant.....	77
4.4.4.1	La fonction "sat"	78

4.4.4.2 Fonction de lissage "Smooth" pour la réduction du chattering.....	78
4.5 Intégration de la commande par mode glissant dans la MASDE.....	79
4.5.1 Conception d'un contrôle par mode glissant pour la MASDE.....	79
4.5.2 Surface de régulation de la vitesse.....	80
4.5.3 Surface de régulation des courants statoriques.....	81
4.6 Performances de la commande par mode glissant d'ordre 1 sur la MASDE.	83
4.6.1 Analyse des résultats de simulation.....	83
4.6.2 Interprétation des résultats.....	87
4.7 Développement d'une commande par mode glissant d'ordre deux : algorithme super-twisting (STSMC).....	88
4.7.1 Conception et développement du contrôleur de vitesse super-twisting.....	90
4.7.2 Conception des contrôleurs des courants.....	92
4.7.3 Simulation et évaluation comparative des résultats.....	94
4.7.3.1 Interprétation des résultats.....	94
4.8 Conception de la commande par mode glissant d'ordre trois (TOSMC).....	98
4.8.1 Conception du contrôleur TOSMC pour vitesse et courants.....	99
4.8.2 L'algorithme d'optimisation par les loups gris (Grey Wolf Optimization).....	102
4.8.2.1 Recherche et encerclement de la proie.....	102
4.8.2.2 Attaque de la proie.....	103
4.8.3 Implémentation de TOSMC-GWO.....	104
4.8.4 Contrôle IFOC basé sur les régulateurs TOSMC-GWO.....	105
4.8.5 Résultats de simulation et discussion.....	106
4.8.6 Premier Test : Réglage et Suivi de la Trajectoire.....	107
4.8.7 Deuxième Test : Évaluation de la Robustesse.....	111
4.8.8 Conclusion.....	114
Chapitre 5 : Commande par FOPI de la machine asynchrone double étoile	
5.1 Introduction.....	116
5.2 Le concept de régulateur FOPID.....	116
5.2.1 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	117
5.2.1.1 La méthode d'approximation d'Oustaloup.....	118
5.2.1.2 Optimisation à travers l'Essaim de Particules.....	118

5.2.1.2.1 Principe de la méthode PSO.....	119
5.3 Structure du régulateur FOPI-PSO.....	123
5.4 Utilisation du régulateur FOPI-PSO pour contrôler la MASDE.....	124
5.4.1 Test de suivi.....	124
5.4.2 Test de robustesse.....	126
5.4.3 Comparaison entre PI et FOPI-PSO.....	129
5.4.3.1 Discussion et commentaires.....	129
5.5 Résumé de l'évaluation comparative des régulateurs avancés proposés.....	130
5.6 Conclusion.....	131
Conclusion générale et perspectives.....	133
Annexes.....	135
Références bibliographiques.....	137

Liste des Figures

Figure (1.1) Schéma d'une machine multiphasée à en N étoiles triphasées.

Figure (1.2) Schéma de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases

Figure (1.3) Schéma simplifiée de la MASDE

Figure (1.4) Machine asynchrone à double stator

Figure (2.1) Illustration des Enroulements Statoriques et Rotoriques de la MASDE

Figure (2.2) Schéma du Modèle de Park appliqué à la MASDE

Figure (2.3) Schéma général de l'association Convertisseur-Machine Asynchrone à Double Étoile

Figure (2.4) Représentation graphique de l'onduleur de tension

Figure (2.5) Concept de la Modulation Sinus-Triangle

Figure (2.6) Commande par Modulation Sinus-Triangle pour un Coefficient $r=0.8$

Figure (2.7) Forme de la Tension de Sortie

Figure (2.8) Comportement de la Vitesse et du Couple de la MASDE Lors de l'Alimentation par un Réseau Triphasé

Figure (2.9) Courants statoriques et rotorique de la MASDE sous alimentation triphasée.

Figure (2.10) Courant Statorique et Flux Rotorique en Composantes (d-q)

Figure (2.11) Vitesse et couple de la machine asynchrone double étoile sous alimentation par deux onduleurs.

Figure (2.12) Courants statorique et rotorique de la MASDE sous alimentation par deux onduleurs.

Figure (2.13) Composantes directes et en quadrature (d-q) du courant statorique et du flux rotorique.

Figure (3.1) Principe de la commande vectorielle

Figure (3.2) Orientation du flux (statorique, rotorique, d'entre fer)

Figure (3.3) Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Figure (3.4) Schéma fonctionnel de système asservi du premier ordre régulé par PI

Figure (3.5) Schémas fonctionnel de régulateurs des courants

Figure (3.6) Schéma fonctionnel de régulation de la tension
Figure (3.7) Propriétés dynamiques et statiques de la IFOC de la MASDE lors des changements du couple de charge
Figure (3.8) Propriétés dynamiques et statiques de la IFOC de la MASDE lors de l’Inversion du Sens de Rotation
Figure (3.9) Propriétés dynamiques et statiques de la IFOC de la MASDE lors de la variation de la résistance rotorique ($R_r=1.5 \cdot R_{rn}$)
Figure (3.10) Illustration vectorielle d’un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.
Figure (3.11) Trajectoire du flux statorique
Figure (3.12) Choix du vecteur tension.
Figure (3.13) Contrôle à hystérésis à deux niveaux
Figure (3.14) Correcteur du couple à trois niveaux
Figure (3.15) Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MASDE.
Figure (3.16) Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de la variation du couple de charge
Figure (3.17) Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de l’Inversion du Sens de Rotation
Figure (4.1) Illustration de la trajectoire dans le plan de phase.
Figure (4.1) La fonction <i>sign</i>
Figure (4.2) Fonction de saturation
Figure (4.3) Fonction <i>smooth</i>
Figure (4.5) Schéma bloc de réglage de la vitesse par SMC
Figure (4.6) Régulation de la vitesse par mode glissant avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$
Figure (4.7) Régulation de la vitesse par mode glissant avec inversion du sens de rotation
Figure (4.8) Régulation de la vitesse par mode glissant avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ lors de la variation de la résistance statorique ($R_s=1.5 \cdot R_{sn}$)
Figure (4.9) Structure du régulateur STSMC traditionnel
Figure (4.10) Schéma bloc de réglage de la vitesse par STSMC
Figure (4.11) Régulation de la vitesse par STSMC avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$
Figure (4.12) Régulation de la vitesse par STSMC avec inversion du sens de rotation

Figure (4.13) Régulation de la vitesse par mode glissant avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ lors de la variation de la résistance statorique ($R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$)
Figure (4.14) Structure du régulateur TOSMC traditionnel
Figure(4.15) Contrôleur de vitesse proposé basé sur le TOSMC
Figure(4.16) Contrôleurs proposés des courants statoriques utilisant le TOSMC
Figure (4.17) Schéma bloc de réglage de la vitesse par TOSMC
Figure (4.18) Pseudo-code de l'algorithme GWO
Figure (4.19) Contrôleur TOSMC-GWO proposé
Figure (4.20) Schéma de contrôle IFOC-TOSMC-GWO pour MASDE
Figure (4.21) Contrôleur de vitesse proposé basé sur TOSMC-GWO
Figure (4.22) Contrôleurs de courants statoriques $i_{ds1,2}$ proposé utilisant TOSMC-GWO
Figure (4.23) Évolution des loups Alpha, Beta et Delta au cours des itérations
Figure (4.24) Évolution des paramètres du contrôleur au cours des itérations
Figure (4.25) Régulation de la vitesse par TOSMC-GWO avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$
Figure (4.26) Vitesse du MASDE
Figure (4.27) Le couple du MASDE
Figure (4.28) Courant statorique $i_{as1}(t)$
Figure (4.29) Flux rotoriques
Figure (4.30) Courbes des vitesses du MASDE
Figure (4.31) Le couple du MASDE
Figure (4.32) Courants statoriques $i_{as1}(t)$
Figure (4.33) Flux rotorique
Figure (5.1) Déplacement d'une particule
Figure (5.2) Représente le diagramme de flux de l'algorithme PSO.
Figure (5.3) Présente le concept du régulateur FOPI-PSO proposé.
Figure (5.4) Commande DTC de la machine asynchrone double étoile à l'aide du régulateur FOPI-PSO
Figure (5.5) Réponse de la vitesse du MASDE

Figure (5.6) Réponse du couple électromagnétique
Figure (5.7) Courant statorique dans l'enroulement (1)
Figure (5.8) Suivi de la vitesse du MASDE
Figure (5.9) Couple électromagnétique
Figure (5.10) Courant statorique dans l'enroulement (1)

Liste des tableaux

Tableau (1.1) Comparaison de la tolérance aux pannes entre les machines triphasées et multiphasées

Tableau (1.2) Résumé des avantages et inconvénients des machines multiphasées

Tableau (3.1) Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table de Takahachi)

Tableau (5.1) Les paramètres de l'algorithme PSO.

Tableau (5.2) Comparaison entre PI et FOPI-PSO

Tableau (5.3) Comparaison de la commande de MASDE avec divers régulateurs

Introduction générale

Introduction générale

Dans le domaine du contrôle des machines électriques, les progrès de l'électronique de puissance et du calcul numérique ont permis le développement de stratégies avancées visant à améliorer les performances des entraînements électriques. Les moteurs asynchrones double étoile (MASDE) ont suscité un intérêt croissant en raison de leur robustesse, de leur tolérance aux défauts et de leur meilleure répartition des courants statoriques, les rendant particulièrement adaptés aux applications de transport électrique et aux systèmes industriels à haute performance [1-3]. Ces moteurs, constitués de deux ensembles d'enroulements triphasés spatialement décalés de 30 degrés électriques et isolés électriquement, offrent plusieurs avantages par rapport aux machines asynchrones classiques, notamment une meilleure fiabilité et un faible taux d'harmoniques du couple électromagnétique [4-5].

Toutefois, la commande des machines asynchrones à double étoile présente plusieurs difficultés. Ces défis proviennent principalement de deux facteurs : d'une part, ces machines sont complexes à modéliser, et d'autre part, elles nécessitent des méthodes de contrôle particulièrement fiables. Pour piloter ces machines, deux approches de commande se distinguent : la commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique (IFOC) et la commande directe du couple (DTC) [6-7]. Ces approches, bien que performantes, souffrent de certaines limitations, notamment une forte sensibilité aux variations paramétriques, des oscillations de couple et des courants statoriques non négligeables, en particulier pour le DTC, ainsi qu'une dépendance aux capteurs mécaniques augmentant la complexité et la maintenance du système [8-9].

Afin de pallier ces limitations, plusieurs approches ont été explorées ces dernières années. Parmi celles-ci, l'optimisation des régulateurs PID par des algorithmes d'optimisation comme l'optimisation par essaim de particules (PSO) ou par des loups gris (GWO) a permis d'améliorer les performances dynamiques du système [10-11]. Une autre approche prometteuse repose sur l'utilisation du contrôle par mode glissant (SMC), qui garantit une robustesse élevée face aux perturbations et variations paramétriques [12]. Cependant, le principal inconvénient du SMC classique est le phénomène de chattering, caractérisé par des oscillations indésirables pouvant entraîner des vibrations mécaniques et une usure prématurée des composants [13]. Pour atténuer cet effet, des variantes d'ordre supérieur ont été développées, notamment le mode glissant super-twisting (STSMC) et le mode glissant de

troisième ordre (TOSMC), qui permettent une transition plus fluide entre les états de commutation et réduisent le chattering [14-15].

Par ailleurs, l'intégration des méthodes fractionnaires dans la commande des MASDE a récemment émergé comme une alternative efficace pour améliorer la stabilité et la robustesse du système. En particulier, les régulateurs fractionnaires de type FOPI et FOPID offrent une flexibilité accrue par rapport aux régulateurs PID classiques, permettant d'optimiser la réponse dynamique du système tout en réduisant les oscillations de couple et de courant [16-17]. De plus, l'optimisation de ces régulateurs à l'aide d'algorithmes heuristiques, tels que FOPI-PSO, a montré des performances supérieures en termes de temps de montée, de stabilité et de réduction des erreurs en régime permanent [18-19].

Dans ce contexte, cette thèse vise à explorer, analyser et optimiser différentes stratégies de commande avancées pour la MASDE afin d'améliorer leur performance dynamique et leur robustesse. Les principaux objectifs de ce travail sont :

1. Etudier comparativement les performances des commandes classiques (FOC et DTC) appliquées aux MASDE pour identifier leurs limites et proposer des solutions d'amélioration.
2. Développer et évaluer des stratégies de commande avancées basées sur le mode glissant d'ordre supérieur (STSMC, TOSMC-GWO) afin d'améliorer la robustesse du système tout en réduisant le phénomène de chattering.
3. Intégrer les approches fractionnaires (FOPI, FOPI-PSO) pour optimiser la réponse dynamique du système, réduire les oscillations de couple et de courant, et assurer une meilleure stabilité face aux perturbations.

Pour atteindre ces objectifs, la thèse est organisée en cinq chapitres :

Le premier chapitre est dédié à l'état de l'art des machines multiphasées, avec un focus particulier sur les MASDE et les différentes stratégies de commande qui leur sont appliquées.

Le deuxième chapitre aborde la modélisation mathématique de la MASDE ainsi que celle de l'onduleur de tension à deux niveaux, en incluant la commande MLI. Une validation par simulation, réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK, est présentée en fin de chapitre.

Le troisième chapitre examine en profondeur les stratégies de commande classiques appliquées aux MASDE, en se concentrant notamment sur le contrôle vectoriel et la commande directe du couple. Il présente les principes de fonctionnement de ces méthodes et analyse leurs performances en termes de précision, de réactivité et de robustesse, afin de mieux comprendre les défis qu'elles posent dans les applications réelles.

Le quatrième chapitre introduit les commandes avancées basées sur le mode glissant d'ordre supérieur, telles que le STSMC et le TOSMC, tout en analysant leur robustesse et leur capacité à atténuer le chattering.

Enfin, le cinquième chapitre traite de l'application des régulateurs fractionnaires à la commande de MASDE, en mettant en avant les performances des approches FOPI et FOPI-PSO.

Ainsi, cette thèse vise à apporter des contributions significatives dans le domaine du contrôle de MASDE en proposant des stratégies de commande innovantes, alliant robustesse et efficacité énergétique. L'approche adoptée repose sur une analyse approfondie des méthodes classiques et avancées afin d'identifier les configurations optimales qui permettent de maximiser la stabilité du système tout en minimisant les perturbations et oscillations parasites. En combinant des techniques de commande non linéaire et des algorithmes d'optimisation modernes, ce travail ambitionne de proposer des solutions avancées pour améliorer la flexibilité et l'adaptabilité des contrôleurs, ouvrant ainsi de nouvelles perspectives pour l'intégration des MASDE dans des applications industrielles exigeantes, où la fiabilité et la précision sont des critères primordiaux.

Chapitre 1 : État de l'art

Les machines multiphasées

1.1 Introduction

Les machines électriques multiphasées (en anglais : Multiphases electricals machines) connaissent actuellement un développement notable dans plusieurs domaines d'applications industrielles et suscitent un intérêt croissant parmi les chercheurs à travers le monde ces dernières années. Contrairement aux machines triphasées classiques, ces machines se distinguent par l'utilisation d'un bobinage comportant plus de trois phases au niveau du stator, associé à un rotor de configuration classique, [22-24]. Ce nombre élevé de phases, confère à ces machines particulières des avantages substantiels en matière de performance, de fiabilité et de tolérance aux pannes, les rendant particulièrement adaptées aux applications exigeantes, comme celles des véhicules électriques lourds, des navires à propulsion électriques, des énergies renouvelables à base d'éoliennes et des infrastructures industrielles lourdes en générale[25].

Ce chapitre a pour objectif d'explorer les principes fondamentaux des machines multiphasées, d'en examiner les avantages et les limites, et de fournir une analyse globale des diverses applications industrielles qui exploitent ces machines spéciales relativement récentes.

1.2 Caractéristiques principales des machines multiphasées

1.2.1 Structure et fonctionnement

Les machines électriques multiphasées se caractérisent par un nombre de phases supérieur à trois, généralement cinq, six, neuf ou plus, en fonction des besoins de l'application. Cette configuration permet une répartition plus uniforme des courants dans les enroulements du stator, réduisant ainsi les effets négatifs tels que les ondulations de couple et les vibrations mécaniques, souvent rencontrées dans les machines triphasées.

La figure (1.1), ci-dessous, illustre la structure d'une machine multiphasée dotée de N étoiles triphasées au stator, où chaque enroulement triphasé est alimenté par un système de tensions triphasé distinct [26-27]. Concernant le rotor, il a une structure triphasée classique.

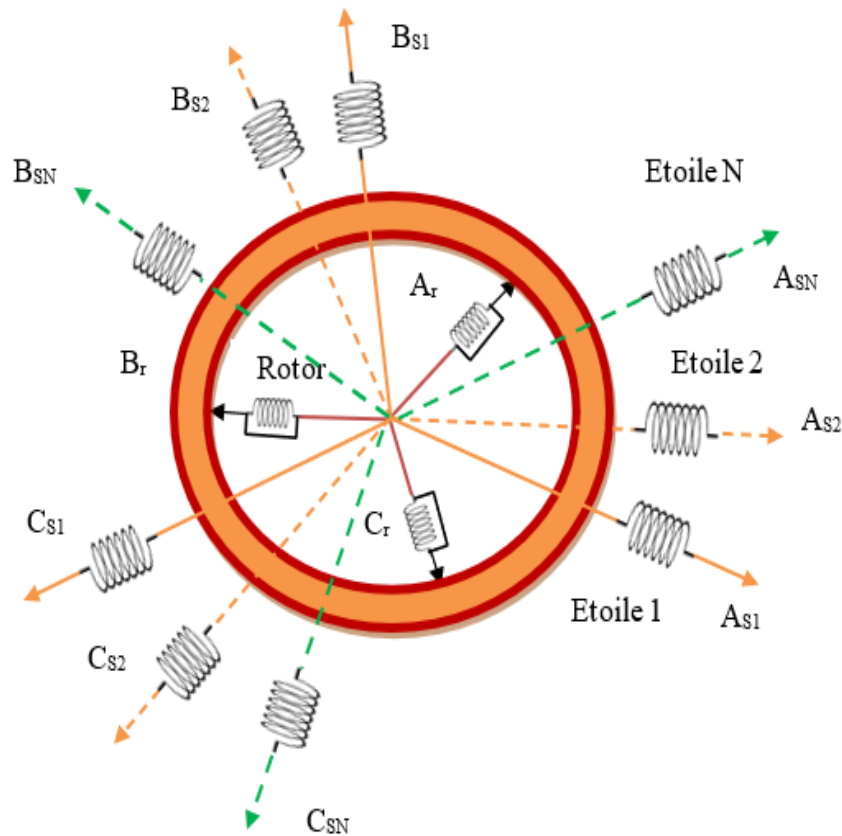


Figure (1.1) Schéma d'une machine multiphasée à N étoiles triphasées.

Un autre point important à souligner qui est la capacité de tolérance aux pannes des machines multiphasées. En effet, si une phase est défaillante, les autres peuvent continuer à fonctionner en maintenant des niveaux de performance acceptables, ce qui représente une solution robuste pour des applications critiques où la fiabilité est essentielle[28].

1.2.2 Réduction des ondulations de couple électromagnétique

Les machines multiphasées présentent un avantage majeur dans leur capacité à produire un couple plus stable. Contrairement aux machines triphasées conventionnelles où les interactions entre le rotor et le stator produisent des impulsions de couple qui entraînent des variations cycliques, causant des vibrations et des pertes mécaniques, les machines multiphasées permettent une répartition plus uniforme de la génération de couple, réduisant ainsi ces variations et améliorant la stabilité mécanique[29].

Un exemple concret se trouve dans les applications de traction électrique, où les ondulations de couple doivent être réduites pour garantir un fonctionnement fluide et un confort meilleur des passagers dans les trains ou dans les voitures électriques[30].

1.2.3 Tolérance aux pannes

Certains systèmes qui utilisent les machines multiphasés tels que : l'industrie lourde, les systèmes de traction et de propulsion électrique des navires bénéficient grandement de la tolérance aux pannes offerte par les machines multiphasées. Dans un système triphasé classique, une défaillance de phase peut entraîner une interruption totale du service. Toutefois, dans un système multiphasé, si une ou plusieurs phases sont défaillantes, la machine peut continuer à fonctionner, bien que de manière dégradée [31-33].

Cette tolérance accrue aux pannes rend les machines multiphasées idéales pour des applications où une défaillance du système peut entraîner des conséquences graves, comme dans les systèmes de génération d'énergie renouvelable ou les systèmes de propulsion des navires et de traction des véhicules.

Tableau (1.1) Comparaison de la tolérance aux pannes entre les machines triphasées et multiphasées [34].

Caractéristique	Machines triphasées	Machines multiphasées
Tolérance aux pannes	Faible	Élevée
Impact d'une panne de phase	Arrêt total	Fonctionnement dégradé
Coût de réparation en cas de panne	Élevé	Modéré

1.3 Les types de machines multiphasées

Les machines multiphasées se déclinent en plusieurs types, chacune ayant ses propres avantages et limitations en fonction des applications spécifiques. Nous allons nous concentrer sur trois types principaux : les machines synchrones multiphasées, les machines asynchrone multiphasées, et les machines asynchrones double étoile (MASDE).

1.3.1 Machines synchrones multiphasées

Les machines synchrones multiphasées sont largement utilisées dans des applications nécessitant une synchronisation précise et un contrôle strict de la vitesse, telles que les générateurs éoliens, les moteurs de propulsion marine, l'aéronautique et les systèmes

militaires. Ces machines maintiennent une vitesse constante en fonction de la fréquence d'alimentation et sont particulièrement robustes contre les fluctuations de charge.

L'un des défis liés aux machines synchrones multiphasées est la nécessité d'un système de commande sophistiqué pour gérer la régulation de la vitesse et la synchronisation des phases. Cependant, elles sont préférées dans les systèmes nécessitant une grande précision et stabilité [35-36].

La figure (1.2) montre une structure simplifiée de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases.

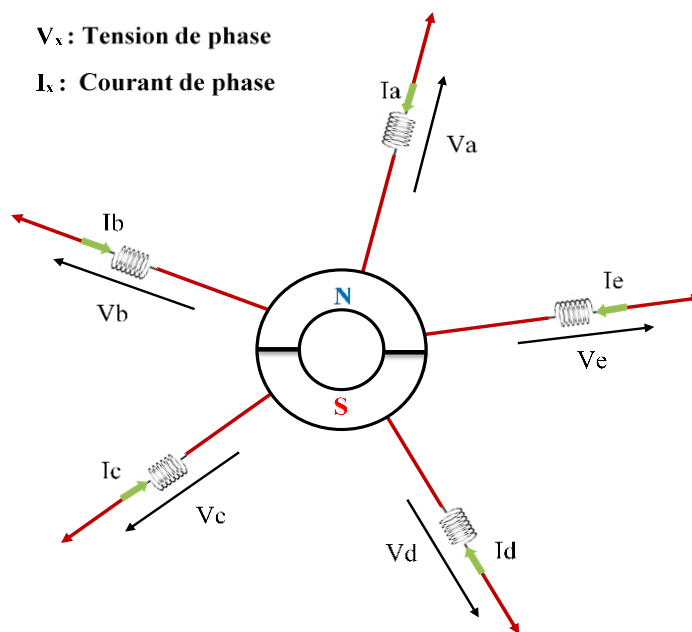


Figure (1.2) Schéma de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases

1.3.2 Machines asynchrone multiphasées

Les machines asynchrone multiphasées se distinguent par leur robustesse et leur capacité à fonctionner dans des environnements industriels difficiles. Grâce à leur construction simple et à leur faible coût d'entretien, elles sont fréquemment utilisées dans les applications industrielles à grande échelle, telles que les systèmes de convoyeurs, les pompes, et les compresseurs.

Ces machines offrent également une meilleure répartition du courant dans les enroulements, ce qui réduit les pertes et améliore le rendement énergétique global. Cependant, elles

nécessitent des convertisseurs de fréquence pour réguler la vitesse, ce qui peut complexifier les systèmes de commande [37-38].

1.3.3 Machine asynchrone double étoile (MASDE)

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est un exemple particulier de machine multiphasée qui présente deux jeux d'enroulements statoriques décalés [38-39]. Cette configuration offre une efficacité accrue, assurant une tolérance aux pannes et une meilleure répartition des courants, ce qui en fait une solution idéale pour les systèmes de transport électrique, tels que les trains ou les métros [40]. Puisque cette machine a deux systèmes triphasés, l'énergie électrique fournie passe par deux convertisseurs de puissance de type onduleur au lieu d'un seul comme pour le cas classique. Cette caractéristique permet d'utiliser des convertisseurs ayant une puissance nominale équivalente à la moitié de la puissance nominale totale de la machine, réduisant ainsi considérablement les coûts, puisque les convertisseurs de forte puissance sont beaucoup plus chers à produire et à maintenir. D'un autre côté, les MASDEs sont connues pour leur grande flexibilité et leur capacité à fonctionner de manière fiable même en cas de défaillance partielle d'une phase, garantissant ainsi une continuité de service dans des applications critiques. La figure (1.3) montre une structure simplifiée de la MASDE.

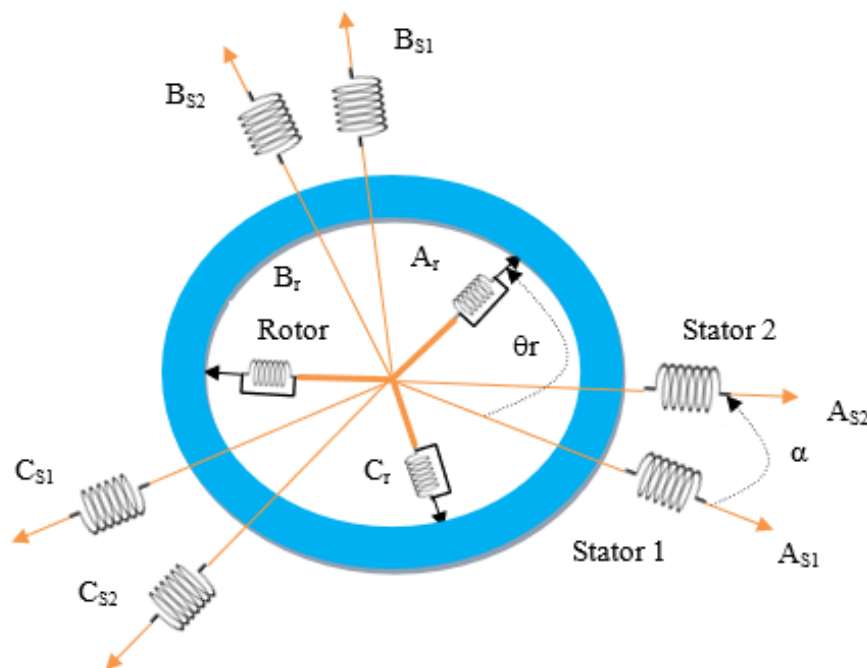


Figure (1.3) Schéma simplifiée de la MASDE

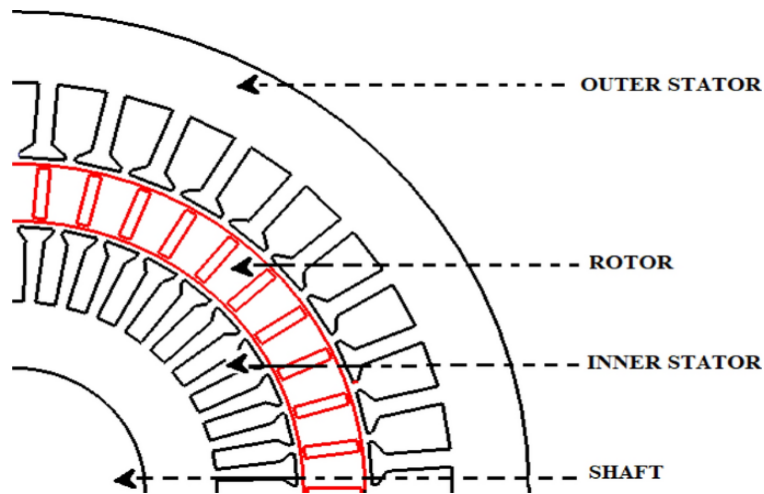


Figure (1.4) Machine asynchrone à double stator

Il est important de noter que la machine asynchrone double étoile se distingue de la machine asynchrone à double stator (MADS), représentée dans la figure (1.4). La MADS possède deux stators, qui peuvent être triphasés ou multiphasés, avec un rotor à cage positionné entre les deux stators sous forme de sandwich. Cette conception permet d'augmenter la puissance de la machine pour une même longueur active.

1.4 Avantages et inconvénients des machines multiphasées

1.4.1 Avantages

Les machines multiphasées apportent de nombreux avantages qui les différencient des machines triphasées traditionnelles. Les principaux avantages sont [34],[41] :

- Réduction des ondulations de couple : Cette caractéristique est particulièrement importante dans les systèmes de propulsion où un couple constant est requis pour assurer une conduite fluide et réduire l'usure des composants mécaniques.
- Tolérance accrue aux pannes : Comme mentionné précédemment, ces machines peuvent continuer à fonctionner même en cas de défaillance d'une ou plusieurs phases.
- Efficacité énergétique : Une répartition plus homogène des courants électriques réduit les pertes par effet Joule et améliore l'efficacité globale du système.
- Réduction des vibrations : En minimisant les fluctuations de couple, les machines multiphasées réduisent les vibrations. Cela prolonge la durée de vie des composants

mécaniques, tels que les roulements et les engrenages, et améliore également le confort dans les applications de transport.

- Possibilité d'utiliser des machines de très grande puissance et de les entraîner par des variateurs de fréquence, tout en maîtrisant les pertes, ainsi que les coûts des convertisseurs et de l'entretien.

1.4.2 Inconvénients

Cependant, les machines multiphasées présentent également certains inconvénients, notamment [25-34]:

- Complexité accrue du contrôle : La gestion des phases multiples requiert des systèmes de commande plus sophistiqués et plus coûteux.
- Coût de fabrication plus élevé : En raison de la nécessité de composants supplémentaires, tels que des convertisseurs de fréquence et des algorithmes de commande spécifiques, les coûts de production et de maintenance sont généralement plus élevés.
- Difficulté d'intégration : L'intégration de ces machines dans des systèmes existants peut nécessiter des ajustements considérables, augmentant ainsi les coûts d'installation et les délais de mise en œuvre.

Le tableau (1.2) présente un résumé des avantages et des inconvénients des machines multiphasées comparées aux machines conventionnelles.

Tableau (1.2) Résumé des avantages et inconvénients des machines multiphasées[34].

Aspects	Avantages	Inconvénients
Performances	Réduction des harmoniques, des vibrations et du bruit	Complexité accrue des systèmes de contrôle
Tolérance aux pannes	Fonctionnement continu en cas de panne	Coût de fabrication et d'entretien plus élevé
Efficacité énergétique	Réduction des pertes par effet Joule	Difficulté d'intégration dans les systèmes existants

1.5 Conclusion

Les machines multiphasées constituent une avancée technologique importante qui commence à être introduite petite à petite dans l'industrie et les systèmes électriques en générale, apportant des solutions à certaines limites des machines triphasées classiques. Elles se distinguent par des avantages notables, tels que la réduction des ondulations de couple, une meilleure tolérance aux pannes et une efficacité énergétique accrue, les rendant particulièrement adaptées aux applications critiques. Cependant, leur adoption à grande échelle reste limitée en raison de la complexité de commande, deux fois la complexité d'une machine asynchrone classique pour le cas de la MASDE, et des coûts de fabrication relativement élevés.

Pour favoriser leur implantation dans différents secteurs et domaines industriels, les axes de développement prioritaires devraient porter sur deux aspects : la simplification des stratégies de commande et l'optimisation des procédés de fabrication pour réduire les coûts de production. Les machines multiphasées, notamment la MASDE, représentent une avancée significative dans les machines électriques, avec une fiabilité et des performances accrues. Avec l'avancée des recherches en techniques de conception et de contrôle, il est évident que ces machines joueront un rôle crucial dans l'avenir des systèmes électriques, surtout dans le cadre de la transition vers des sources d'énergie durables et efficaces. Ce chapitre a fourni une vue détaillée des machines multiphasées, de leur fonctionnement à leurs applications, tout en mettant en lumière les défis et opportunités associés. Dans les chapitres suivants, nous examinerons les techniques de commande avancées pour optimiser le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre 2 : Modélisation Mathématique et Validation de la Machine Asynchrone Double Étoile

2.1 Introduction

La modélisation d'un système est essentielle pour son étude et son contrôle, ainsi que pour le développement et l'application de commandes spécifiques. C'est particulièrement vrai lorsqu'on souhaite commander les moteurs électriques, pour lesquels la modélisation mathématique constitue une étape fondamentale dans la compréhension de leur fonctionnement. Les progrès en informatique et en génie logiciel ont permis le développement et l'implémentation de modèles mathématiques reproduisant fidèlement et avec précision l'évolution des variables importantes des machines électriques [42-43].

Les machines électriques sont des dispositifs complexes intégrant divers composants complémentaires : des enroulements électriques, des aimants permanents dans certaines machines, des circuits magnétiques qui guident les flux magnétiques, ainsi que des éléments mécaniques en mouvement. Cet aspect multidisciplinaire conduit à des modèles mathématiques très complexes, sous forme d'équations différentielles non linéaires d'ordre élevé, notamment pour les machines à courant alternatif comme la machine synchrone, la machine à induction et les machines polyphasées comme la machine asynchrone à double étoile (MASDE). Pour remédier à ce problème, des hypothèses simplificatrices sont souvent utilisées pour surmonter les complexités de ces modèles fortement couplés [44-45]. Dans ce chapitre, consacré au développement du modèle mathématique de la MASDE en vue de sa commande, nous avons utilisé une astuce classique et efficace, basée sur le changement de repères. Cette approche utilise la transformation de Park pour relier les équations électriques du stator et du rotor aux axes orthogonaux de Park: l'axe direct ('d') et l'axe en quadrature ('q'). Deux configurations d'étude seront analysées : d'abord, l'alimentation directe de la MASDE par des sources de tensions sinusoïdales idéales provenant du réseau électrique triphasé. Ensuite, notre analyse se poursuivra par l'étude du fonctionnement de la machine lorsqu'elle est alimentée par deux onduleurs de tension commandés par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) classique. La validation des modèles développés sera réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink, suivie d'une évaluation approfondie des performances du système combiné Onduleur-MASDE.

2.2 Présentation générale de la structure de la MASDE

Comme les machines électriques classiques, la machine asynchrone à double étoile se compose de deux éléments principaux : un stator fixe et un rotor en mouvement. Sa particularité réside dans son stator qui est équipé de deux enroulements triphasés, équilibrés et identiques, désignés (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) et (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) , qui sont espacés entre eux d'un angle électrique spécifique de $\pi/6$. Les deux systèmes triphasés ont le même nombre de pôles ce qui garantit la même vitesse du champ tournant créé par les deux étoiles. Par ailleurs, dans chaque ensemble triphasé, les axes des phases sont régulièrement espacés d'un angle électrique de $2\pi/3$ et sont logés dans des encoches identiques[46-47].

Quant au rotor, il présente une structure comparable à celle d'une machine à induction triphasée avec rotor à cage d'écureuil, ses trois phases étant identifiées par (A_r, B_r, C_r) . La figure (2.1) illustre les circuits équivalents des enroulements du stator et du rotor.

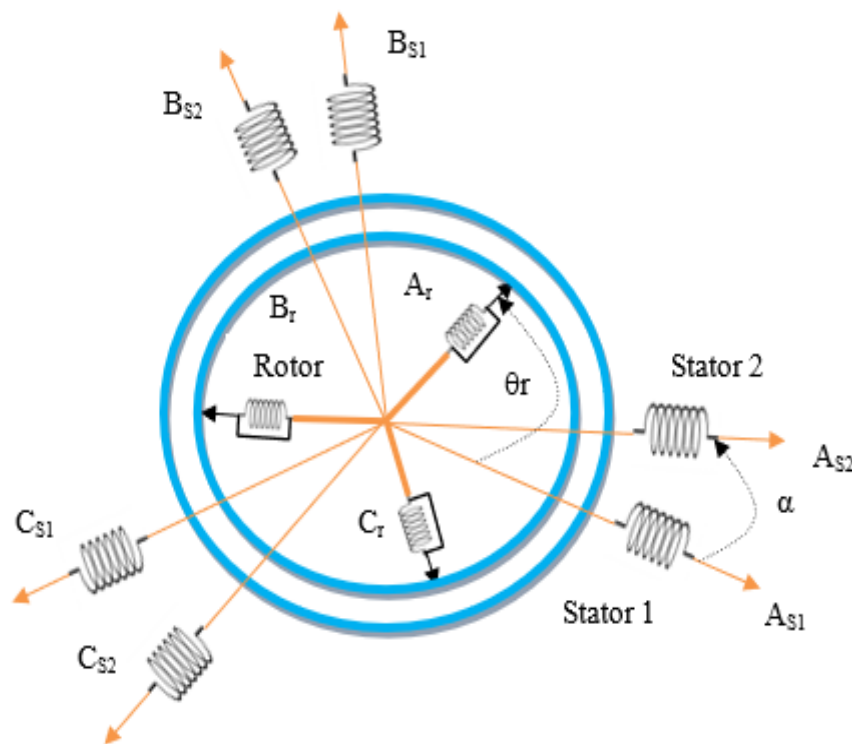


Figure (2.1) Représentation simplifiée de la MASDE

2.3 Modèle triphasé dans le repère « abc » de la MASDE

Le modèle mathématique de la MASDE dans les repères réels « *abc* » est très similaire au modèle de la machine à induction classique, à l'exception notable de la présence de deux systèmes triphasés distincts au niveau du stator. Pour simplifier cette modélisation et pallier les défis liés à la structure spécifique de la MASDE, on adopte généralement les hypothèses et simplifications suivantes [48-49]:

- Les deux ensembles d'enroulements du stator présentent des caractéristiques identiques en ce qui concerne la résistance, le nombre de spires, les inductances, les couplages mutuels, etc. De plus, ils sont équilibrés et totalement symétriques.
- Les pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants induits de Foucault, ainsi que la saturation du noyau magnétique, sont considérées comme négligeables. Cela permet de postuler que les flux sont générés uniquement par les courants des phases et qu'ils sont proportionnels de manière linéaire à ces courants.
- Les variations des inductances, qu'elles soient propres ou mutuelles, ainsi que les variations des résistances liées à la fréquence, aux harmoniques et, plus particulièrement, aux fluctuations de température, sont également ignorées.

Les équations de tension pour les enroulements des trois systèmes triphasés, deux au stator et un au rotor, de la MASDE sont formulées en se basant sur les principes fondamentaux des lois d'Ohm et de Lenz [50-52].

2.3.1 Développement des équations électriques

Pour la première étoile du stator, notée S_1 , les trois tensions U_{as1} , U_{bs1} , U_{cs1} sont données par [50-52] :

$$\begin{cases} U_{as1} = R_{as1} i_{as1} + \frac{d\psi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_{bs1} i_{bs1} + \frac{d\psi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_{cs1} i_{cs1} + \frac{d\psi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

Pour la deuxième étoile du stator, notée S_2 , les trois tensions U_{as2} , U_{bs2} , U_{cs2} sont données par [50-52] :

$$\begin{cases} U_{as2} = R_{as2} i_{as2} + \frac{d\psi_{as2}}{dt} \\ U_{bs2} = R_{bs2} i_{bs2} + \frac{d\psi_{bs2}}{dt} \\ U_{cs2} = R_{cs2} i_{cs2} + \frac{d\psi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

En ce qui concerne le rotor les trois phases sont modélisées par le système (2.3) suivant [50-52] :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar} i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br} i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr} i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

L'écriture sous forme matricielle des trois systèmes triphasés peut être établie de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [U_{abc,s1}] &= [R_{s1}][I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc,s1}] \\ [U_{abc,s2}] &= [R_{s2}][I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc,s2}] \\ [U_{abc,r}] &= [R_r][I_{abc,r}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Où :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$: Résistances des bobines de la première étoile du stator.

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$: Résistances des bobines de la deuxième étoile du stator.

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$: les résistances des bobines du rotor, supposées identiques.

De manière analogue, les équations (2.5) et (2.6) ci-dessous décrivent respectivement les courants et les flux dans le stator et le rotor.

$$[I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$[I_{abc,s1}]$: Représentation matricielle des courants statoriques pour l'étoile 1.

$[I_{abc,s2}]$: Représentation matricielle des courants statoriques pour l'étoile 2.

$[I_{abc,r}]$: Représentation matricielle des courants rotoriques.

$$[\psi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa1} \\ \psi_{sb1} \\ \psi_{sc1} \end{bmatrix}; [\psi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa2} \\ \psi_{sb2} \\ \psi_{sc2} \end{bmatrix}; [\psi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$[\Psi_{abc,s1}]$: Les flux des phases « abc » étoile 1 du stator.

$[\Psi_{abc,s2}]$: Les flux des phases « abc » étoile 2 du stator.

$[\Psi_{abc,r}]$: Les flux magnétiques qui traversent les bobines du rotor.

2.3.2 Développement des équations magnétiques

Le système matriciel ci-dessous établit les connexions mathématiques entre, d'une part, les flux du stator et du rotor et, d'autre part, les courants et les différentes inductances (propres et mutuelles) [50-52] :

$$\begin{bmatrix} \psi_{abc,s1} \\ \psi_{abc,s2} \\ \psi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc,s1} \\ I_{abc,s2} \\ I_{abc,r} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

En intégrant les hypothèses de simplification précédemment mentionnées, les matrices d'inductance s'expriment de la manière suivante :

➤ Matrice d'inductance du premier système statorique :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

- Matrice d'inductance du deuxième système statorique :

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

- Matrice des inductances propres et mutuelles des bobines du rotor :

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

- Matrice des inductances mutuelles entre les deux systèmes d'étoiles du stator:

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

- Matrice des inductances mutuelles entre la première étoile du stator et le rotor :

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

- Matrice des inductances mutuelles entre le second système d'étoile et le rotor :

$$[L_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Avec :

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductances propres du premier enroulement statorique (étoile 1).

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductances propres du second enroulement statorique (étoile 2).

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance de chaque phase du rotor.

L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre phases statoriques.

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre phases rotor.

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un enroulement statorique et le rotor.

2.3.3 Développement des équations de la dynamique du rotor

Les phénomènes dynamiques sont décrits par les équations de la dynamique classique ci-dessous.

➤ **Équation dynamique des parties tournantes**

La dynamique de rotation du rotor est décrite par la deuxième loi de Newton écrite sous la forme suivante [50]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (2.14)$$

➤ **Équation dynamique du couple électromagnétique**

L'équation dynamique (instantanée) du couple électromagnétique peut être déterminée en calculant la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle de position du rotor. Cette approche permet de relier les paramètres électriques aux performances mécaniques de la machine, en établissant une expression du couple en fonction des flux et des courants :

$$C_{em} = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_e} \quad (2.15)$$

Le couple électromagnétique peut être alors exprimé par la relation suivante [45] :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [I_{s1,r}] [I_r]^t + [I_{s2}] [I_{s2,r}] [I_r]^t \right\} \quad (2.16)$$

Où :

J : Moment d'inertie total des éléments en rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique instantané produit par la MASDE.

C_r : Couple résistant externe (ou couple de charge du moteur).

K_f : Coefficient associé au frottement.

θ_m : Angle de rotation mécanique.

θ_e : Angle de rotation électrique.

θ_r : Position angulaire du rotor par rapport au premier système d'étoile.

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

2.4 Modèle biphasé de la MASDE

2.4.1 Application de la transformation de Park

La transformation de Park repose sur la conversion d'un système triphasé avec axes (a, b, c) en un système biphasé équivalent défini par les axes (d, q), tout en conservant une force magnétomotrice identique. Cette méthode est appliquée de manière similaire à celle utilisée pour les machines asynchrones triphasées traditionnelles[53-54].

$$[G_{dq0}] = [P_{(\theta)}][G_{abc}] \quad (2.17)$$

Définissons les éléments suivants :

G_{abc} : Grandeurs équilibrées dans le système triphasé.

G_{dq0} : Grandeurs dans le repère biphasé (d, q).

$P_{(\theta)}$: Matrice de transformation de Park.

Pour retourner au système triphasé, il suffit d'utiliser la matrice inverse de Park, définie comme suit [55] :

$$[G_{abc}] = [P_{(\theta)}]^{-1} [G_{dq0}] \quad (2.18)$$

Sachant que : $[P_{(\theta)}]^{-1} = [P_{(\theta)}]^t$

Généralement, dans les machines électriques, les grandeurs sur lesquelles la transformation de Park est appliquée incluent les tensions, les courants et les flux.

Dans le cadre de notre système, la matrice de Park est définie en se basant sur le principe de l'égalité des puissances, de la manière suivante [56-57]:

➤ Pour le premier système d'étoile :

$$[P_{(\theta s1)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

➤ Pour le second système d'étoile :

$$[P_{(\theta s2)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

➤ Quant au rotor :

$$[P_{(\theta r)}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Avec les éléments suivants :

$[P_{(\theta s1)}]$ matrice de transformation de Park appliquée au premier enroulement du stator.

$[P_{(\theta s2)}]$: matrice de transformation de Park appliquée au second enroulement du stator.

$[P_{(\theta r)}]$: Matrice de transformation de Park pour l'enroulement du rotor.

Le terme $\sqrt{2/3}$ permet de préserver la puissance lors de la conversion entre le système triphasé et le système biphasé, et vice versa.

2.4.2 Référentiel utilisé

En général, pour analyser les régimes transitoires de la MASDE, on peut utiliser trois repères de référence : le référentiel fixe lié au stator, notée « α, β », le référentiel attaché au rotor « x, y », et le référentiel synchroniser au champ magnétique tournant « d, q ».

Dans le cadre de cette étude, nous adopterons le référentiel de champ tournant qui sera exploité par la suite pour la présentation des lois de commandes vectorielle. Le référentiel statorique est classiquement utilisé pour concevoir des estimateurs ou des observateurs.

2.4.3 Modèle de la MASDE dans le repère d-q de Park

Suite à l'application de la transformation de Park sur les systèmes triphasés, une nouvelle configuration des enroulements statoriques et rotoriques est obtenue, comme le montre la figure (2.2) [58]. En effet, chaque système triphasé est représenté par deux bobines réparties sur les deux axes quadratiques (d, q). Dans cette représentation fictive, les flux traversant les bobines sont générés par les courants propres ainsi que par les flux mutuels entre les bobines situées sur le même axe du repère (d, q).

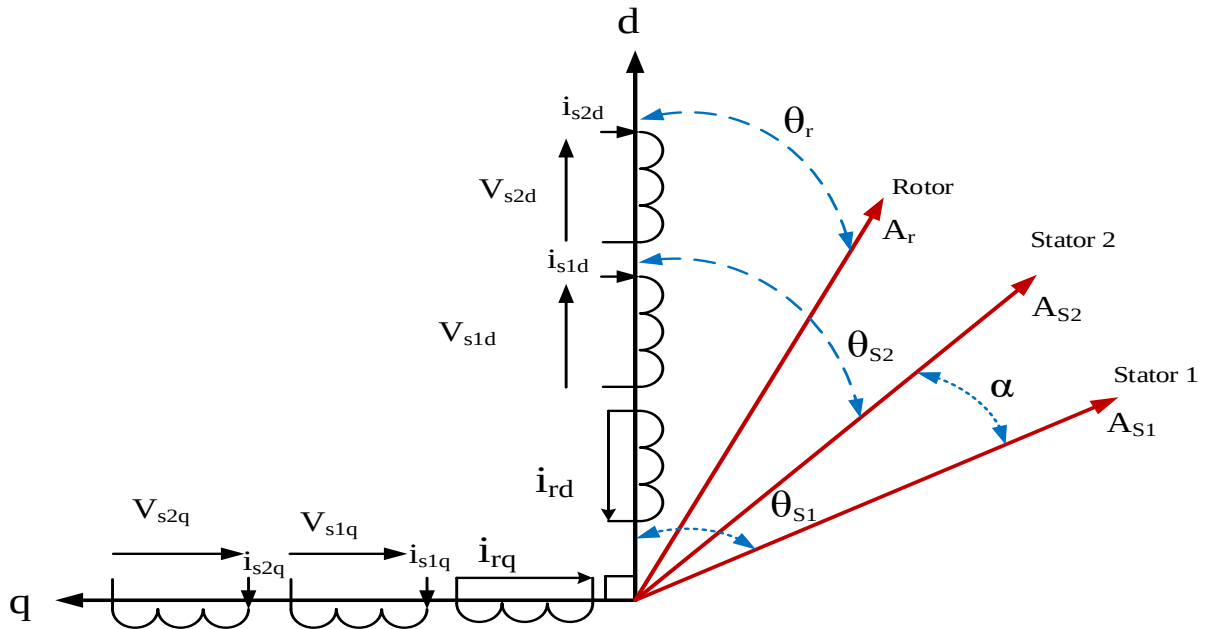


Figure (2.2) Schéma du Modèle de Park appliqué à la MASDE

En utilisant la transformation de Park sur les équations triphasées précédemment développées pour la MASDE, nous obtenons [59-60] :

$$\begin{aligned}
[P_{\theta s1}]^{-1}[U_{xys1}] &= [R_s][P_{\theta s1}]^{-1}[I_{xys1}] + \frac{d}{dt}([P_{\theta s1}]^{-1}[\psi_{xys1}]) \\
[P_{\theta s2}]^{-1}[U_{xys2}] &= [R_s][P_{\theta s2}]^{-1}[I_{xys2}] + \frac{d}{dt}([P_{\theta s2}]^{-1}[\psi_{xys2}]) \\
0 &= [R_r][P_{\theta r}]^{-1}[I_{xyr}] + \frac{d}{dt}([P_{\theta r}]^{-1}[\psi_{xyr}])
\end{aligned} \tag{2.22}$$

En multipliant le premier terme de l'expression (2.22) par $[P_{(\theta s1)}]$ on obtient :

$$\begin{aligned}
[U_{xys1}] &= [R_s][I_{xys1}] + [P_{\theta s1}] \frac{d}{dt}([P_{\theta s1}]^{-1}[\psi_{xys1}]) \\
[U_{xys1}] &= [R_s][I_{xys1}] + \frac{d}{dt}[\psi_{xys1}] + [P_{\theta s1}] \frac{d}{dt}([P_{\theta s1}]^{-1})[\psi_{xys1}] \\
[U_{sdq}] &= [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\psi_{s1\theta}] + \frac{d\theta}{dt}[P_{\theta s1}][P_{\theta s1}]^{-1}[\psi_{xys1}]
\end{aligned} \tag{2.23}$$

avec :

$$[P_{\theta s1}] \frac{d\theta}{dt} [P_{\theta s1}]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2.4.3.1 Equations électriques du stator et du rotor

Les expressions mathématiques des équations électriques qui découlent de l'application de la transformation de Park, telles que documentées dans les références [59] et [60], se présentent sous la forme suivante :

➤ Pour le premier système d'étoile :

$$\begin{pmatrix} U_{xs1} \\ U_{ys1} \\ U_{0s1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{xs1} \\ i_{ys1} \\ i_{0s1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{xs1} \\ \psi_{ys1} \\ \psi_{0s1} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{xs1} \\ \psi_{ys1} \\ \psi_{0s1} \end{pmatrix} \tag{2.24}$$

➤ Pour le second système d'étoile :

$$\begin{pmatrix} U_{xs2} \\ U_{ys2} \\ U_{0s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{xs2} \\ i_{ys2} \\ i_{0s2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{xs2} \\ \psi_{ys2} \\ \psi_{0s2} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{xs2} \\ \psi_{ys2} \\ \psi_{0s2} \end{pmatrix} \tag{2.25}$$

➤ Quant au rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \\ i_{0r} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{xr} \\ \psi_{yr} \\ \psi_{0r} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_{xr} \\ \psi_{yr} \\ \psi_{0r} \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Avec : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s$; $\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$

ω_{gl} : Vitesse angulaire de glissement

En supposant la composante homopolaire nulle, le système d'équations obtenu est le suivant [59-60] :

$$\begin{cases} U_{xs1} = R_{s1}i_{xs1} + \frac{d\psi_{xs1}}{dt} - \omega_s\psi_{ys1} \\ U_{xs2} = R_{s2}i_{xs2} + \frac{d\psi_{xs2}}{dt} - \omega_s\psi_{ys2} \\ U_{ys1} = R_{s1}i_{ys1} + \frac{d\psi_{ys1}}{dt} + \omega_s\psi_{xs1} \\ U_{ys2} = R_{s2}i_{ys2} + \frac{d\psi_{ys2}}{dt} + \omega_s\psi_{xs2} \\ 0 = R_r i_{xr} + \frac{d\psi_{xr}}{dt} - \omega_{gl}\psi_{yr} \\ 0 = R_r i_{yr} + \frac{d\psi_{yr}}{dt} + \omega_{gl}\psi_{xr} \end{cases} \quad (2.27)$$

2.4.3.2 Equations des flux magnétiques

Lorsqu'on applique la transformation de Park aux expressions des flux issues de l'équation (2.7), et en utilisant une démarche similaire à celle précédemment employée, nous aboutissons aux expressions suivantes [59-60] :

$$\begin{cases} \psi_{xs1} = L_{s1}i_{xs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{xs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{xs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{xr} \\ \psi_{xs2} = L_{s2}i_{xs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{xs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{xs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{xr} \\ \psi_{ys1} = L_{s1}i_{ys1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ys1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ys2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{yr} \\ \psi_{ys2} = L_{s2}i_{ys2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ys2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ys1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{yr} \\ \psi_{xr} = L_r i_{xr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{xr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{xs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{xs2} \\ \psi_{yr} = L_r i_{yr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{yr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ys1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ys2} \end{cases} \quad (2.28)$$

En posant l'hypothèse suivante : $\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$, le système d'équations (2.28) se transforme comme suit [59-60] :

$$\begin{cases} \psi_{xs1} = L_{s1} i_{xs1} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \psi_{xs2} = L_{s2} i_{xs2} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \psi_{ys1} = L_{s1} i_{ys1} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \\ \psi_{ys2} = L_{s2} i_{ys2} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \\ \psi_{xr} = L_r i_{xr} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \psi_{yr} = L_r i_{yr} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \quad (2.29)$$

Où L_m représente l'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2, et le rotor.

L'expression donnée en (2.29) s'exprime sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_{xs1} \\ \psi_{xs2} \\ \psi_{xr} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs1} \\ I_{xs2} \\ I_{xr} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{ys1} \\ \psi_{ys2} \\ \psi_{yr} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{ys1} \\ I_{ys2} \\ I_{yr} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$(L_{s1} + L_m); (L_{s2} + L_m)$: Les inductances propres cycliques associées respectivement aux étoiles 1 et 2.

$(L_r + L_m)$: Inductance cyclique propre associée au rotor.

2.4.3.3 Formulation des équations mécaniques

Comme nous avons utilisé la transformation de Park, qui conserve la puissance instantanée, nous pouvons exprimer la puissance soit en fonction des grandeurs triphasées, soit en fonction des grandeurs biphasées par les deux équations suivantes [61-62]:

$$\begin{aligned} P_e &= [U_s]^t [I_s] = U_{as1} i_{as1} + U_{bs1} i_{bs1} + U_{cs1} i_{cs1} + U_{as2} i_{as2} + U_{bs2} i_{bs2} + U_{cs2} i_{cs2} \\ &= U_{xs1} i_{xs1} + U_{xs2} i_{xs2} + U_{ys1} i_{ys1} + U_{ys2} i_{ys2} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Après simplification, on aura :

$$\begin{aligned}
P_e = & [R_{s1}(i_{xs1})^2 + R_{s2}(i_{xs2})^2 + R_{s1}(i_{ys1})^2 + R_{s2}(i_{ys2})^2] \\
& + \left[\frac{d}{dt} \psi_{xs1} i_{xs1} + \frac{d}{dt} \psi_{xs2} i_{xs2} + \frac{d}{dt} \psi_{ys1} i_{ys1} + \frac{d}{dt} \psi_{ys2} i_{ys2} \right] \\
& + [\omega_s (\psi_{xs1} i_{ys1} + \psi_{xs2} i_{ys2} - \psi_{ys1} i_{xs1} - \psi_{ys2} i_{xs2})]
\end{aligned} \tag{2.33}$$

On observe que l'expression (3.33) comprend trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.
- Le second terme représente la puissance électrique convertie en puissance mécanique.
- Le troisième terme indique la puissance électromagnétique stockée dans le champ.

2.4.3.4 Expression du couple électromécanique

Sachant que :

$$P_e = C_e \omega = \omega_s [\psi_{xs1} i_{ys1} + \psi_{xs2} i_{ys2} - \psi_{ys1} i_{xs1} - \psi_{ys2} i_{xs2}] \tag{2.34}$$

Par conséquent :

$$C_e = p [\psi_{xs1} i_{ys1} + \psi_{xs2} i_{ys2} - \psi_{ys1} i_{xs1} - \psi_{ys2} i_{xs2}] \tag{2.35}$$

En intégrant les expressions des flux dans l'équation du couple électromagnétique et après simplification, nous obtenons [61-62]:

$$C_e = p L_m ((i_{ys1} + i_{ys2}) \cdot i_{xr} - (i_{xs1} + i_{xs2}) \cdot i_{yr}) \tag{2.36}$$

En plus, en faisant appel aux équations des flux rotoriques suivantes :

$$\begin{cases} \psi_{xr} = L_r i_{xr} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \psi_{yr} = L_r i_{yr} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \tag{I.37}$$

Les équations suivantes permettent de déterminer les courants du rotor :

$$\begin{cases} i_{xr} = \frac{\psi_{xr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{xs1} + i_{xs2}) \\ i_{yr} = \frac{\psi_{yr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ys1} + i_{ys2}) \end{cases} \tag{2.38}$$

En remplaçant les courants i_{xr} et i_{yr} dans l'équation (2.36), Nous obtenons ainsi l'expression du couple, qui sera utilisée pour la commande de la MASDE par orientation du flux rotorique.

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\psi_{xr}(i_{ys1} + i_{ys2}) - \psi_{yr}(i_{xs1} + i_{xs2})] \quad (2.39)$$

2.5 Modélisation de la MASDE en équations d'état

Pour simplifier, on introduit la notion de flux magnétisant, qui est la somme des composantes directe ψ_{mx} et quadratique ψ_{my} . Ce flux magnétisant ψ_m est exprimé par l'équation suivante [38] .

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{mx}^2 + \psi_{my}^2} \quad (2.40)$$

Les deux composantes du flux magnétique, exprimées en fonction des courants statoriques et rotoriques, sont données par l'équation (2.41).

$$\begin{cases} \psi_{mx} = L_m(i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \psi_{my} = L_m(i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \quad (2.41)$$

En substituant les expressions de l'équation (2.41) dans le système d'équations de flux (2.29), nous obtenons :

$$\begin{cases} \psi_{xs1} = L_{s1}i_{xs1} + \psi_{mx} \\ \psi_{ys1} = L_{s1}i_{ys1} + \psi_{my} \\ \psi_{xs2} = L_{s2}i_{xs2} + \psi_{mx} \\ \psi_{ys2} = L_{s2}i_{ys2} + \psi_{my} \\ \psi_{xr} = L_r i_{xr} + \psi_{mx} \\ \psi_{yr} = L_r i_{yr} + \psi_{my} \end{cases} \quad (2.42)$$

En utilisant l'équation (2.42), nous obtenons les relations des courants suivantes :

$$\begin{cases} I_{xs1} = \frac{\psi_{xs1} - \psi_{mx}}{L_{s1}} \\ I_{xs2} = \frac{\psi_{xs2} - \psi_{mx}}{L_{s2}} \\ I_{ys1} = \frac{\psi_{ys1} - \psi_{my}}{L_{s1}} \\ I_{ys2} = \frac{\psi_{ys2} - \psi_{my}}{L_{s2}} \\ I_{xr} = \frac{\psi_{xr} - \psi_{mx}}{L_r} \\ I_{yr} = \frac{\psi_{yr} - \psi_{my}}{L_r} \end{cases} \quad (2.43)$$

En remplaçant les courants obtenus à partir de l'équation (2.43) dans l'équation (2.27), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \psi_{xs1} = U_{xs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\psi_{xs1} - \psi_{mx}) + \omega_s \psi_{ys1} \\ \frac{d}{dt} \psi_{xs2} = U_{xs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\psi_{xs2} - \psi_{mx}) + \omega_s \psi_{ys2} \\ \frac{d}{dt} \psi_{ys1} = U_{ys1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\psi_{ys1} - \psi_{my}) + \omega_s \psi_{xs1} \\ \frac{d}{dt} \psi_{ys2} = U_{ys2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\psi_{ys2} - \psi_{my}) + \omega_s \psi_{xs2} \\ \frac{d}{dt} \psi_{xr} = U_{xr} - \frac{R_r}{L_r} (\psi_{xr} - \psi_{mx}) + \omega_s \psi_{yr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{yr} = U_{yr} - \frac{R_r}{L_r} (\psi_{yr} - \psi_{my}) + \omega_s \psi_{xr} \end{cases} \quad (2.44)$$

Si on introduit l'équation (2.43) dans (2.42), on aura :

$$\begin{cases} \psi_{mx} = \left(\frac{\psi_{s1x}}{L_{s1}} + \frac{\psi_{s2x}}{L_{s2}} + \frac{\psi_{rx}}{L_r} \right) L_a \\ \psi_{my} = \left(\frac{\psi_{s1y}}{L_{s1}} + \frac{\psi_{s2y}}{L_{s2}} + \frac{\psi_{ry}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (2.45)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (2.46)$$

En remplaçant les expressions des flux magnétisants ψ_{mx} et ψ_{my} , équation (2.45), dans (2.44), on obtient le nouveau système d'équation suivant [38]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \psi_{xs1} = U_{xs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \psi_{xs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{xs2} + \omega_s \psi_{ys1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \psi_{xr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{xs2} = U_{xs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \psi_{xs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{xs1} + \omega_s \psi_{ys2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \psi_{xr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{ys1} = U_{ys1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \psi_{ys1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{ys2} + \omega_s \psi_{xs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \psi_{yr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{ys2} = U_{ys2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \psi_{ys2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{ys1} + \omega_s \psi_{xs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \psi_{yr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{xr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \psi_{xr} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \psi_{xs1} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{yr} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \psi_{xs2} \\ \frac{d}{dt} \psi_{yr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \psi_{yr} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \psi_{ys1} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{xr} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \psi_{ys2} \end{cases} \quad (2.47)$$

Les constantes de temps électriques sont définies de la manière suivante :

$\frac{L_{s1}}{R_{s1}} = T_{s1}$: La constante de temps associée au premier enroulement statorique.

$\frac{L_{s2}}{R_{s2}} = T_{s2}$: La constante de temps associée au second enroulement statorique.

$\frac{L_r}{R_r} = T_r$: La constante de temps associée au rotor.

Par conséquent, le système d'équations (2.47) de la MASDE peut être reformulé sous la forme canonique de la représentation d'état comme suit :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2.48)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \psi_{s1x} \\ \psi_{s2x} \\ \psi_{s1y} \\ \psi_{s2y} \\ \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} U_{s1x} \\ U_{s2x} \\ U_{s1y} \\ U_{s2y} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

X : Vecteur représentant l'état

U : Vecteur des entrées de commande

Il est également possible de décomposer la matrice A de la manière suivante :

$$[A] = [A11] + [A12]\omega_s + [A13]\omega_{gl} \quad (2.49)$$

Avec :

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

2.6 Systèmes d'alimentation pour la machine asynchrone double étoile

Le système d'alimentation de la machine asynchrone double étoile est constitué de deux étages de puissance interconnectés par un circuit intermédiaire incluant une inductance et/ou un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage fonctionne comme un redresseur, tandis que le second étage comprend deux onduleurs de tension destinés à alimenter les deux enroulements étoile du stator [63].

Il est à noter que l'alimentation triphasée est considérée comme symétrique, avec une fréquence et une amplitude de tension constantes. La figure (2.3) illustre la structure générale du système d'alimentation de la MASDE.

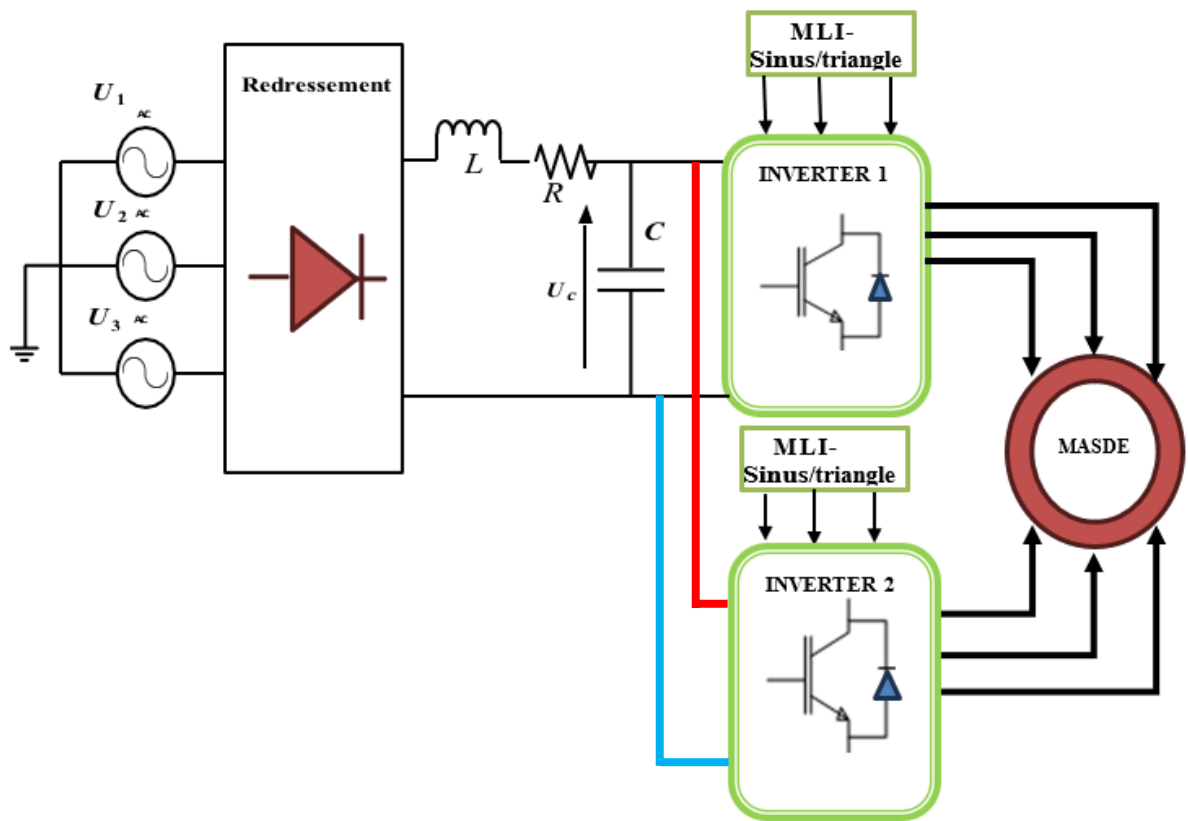


Figure (2.3) Schéma général de l'association Convertisseur-Machine Asynchrone à Double Étoile

Dans certaines configurations, deux redresseurs sont utilisés pour alimenter les deux onduleurs. Ainsi, les deux étoiles sont alimentées par deux chaînes de puissance séparées.

Généralement, les caractéristiques requises lors de la commande d'une machine électriques sont nombreuses et dépendent de l'application ou du système global visé. Ces caractéristiques, peuvent inclure[64-65] :

- La minimisation des ondulations des courants et du couple, avec une commande efficace utilisant le moins de variables possible, que ce soit en régime dynamique ou permanent.
- Une large plage de variation de la vitesse.
- Faibles constantes de temps, aussi bien électriques que mécaniques.
- Une commande robuste, peu sensible aux variations des paramètres et aux perturbations.

2.6.1 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur est composé de trois bras, chacun équipé de deux interrupteurs bidirectionnels entièrement commandables, pouvant être ouverts ou fermés en fonction du signal de commande appliqué aux gâchettes. Dans cette étude, nous avons employé des IGBT en configuration antiparallèle avec des diodes pour garantir le flux bidirectionnel du courant[66]. La configuration globale d'un onduleur de tension à deux niveaux est illustrée dans la Figure (2.4).

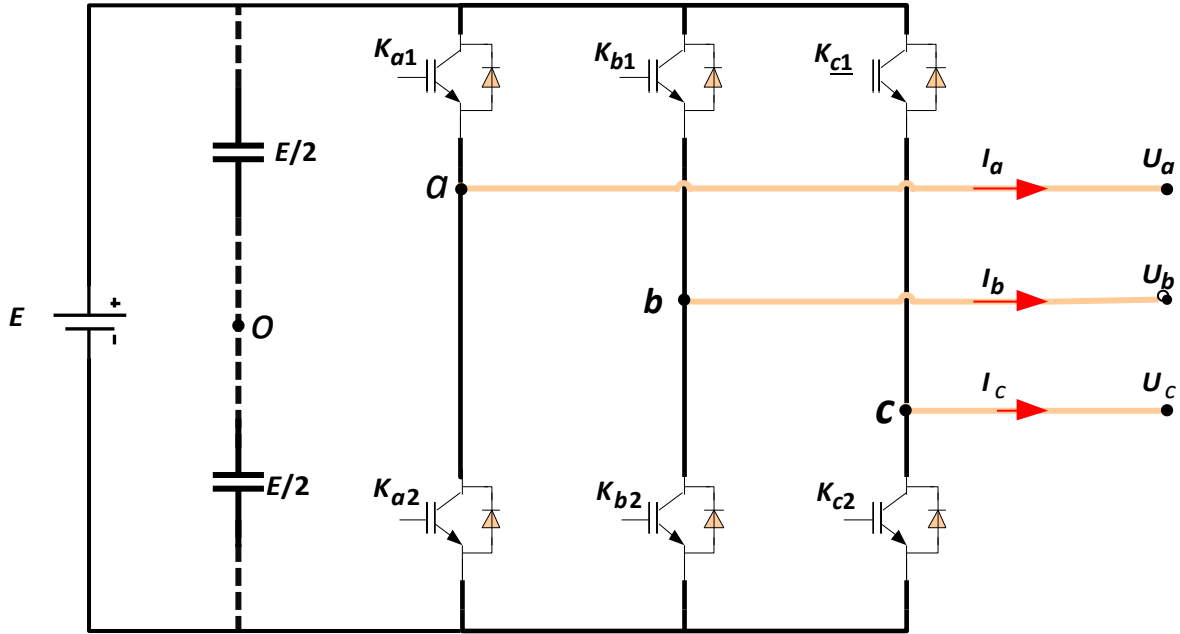


Figure (2.4) Représentation graphique de l'onduleur de tension

Chaque bras de l'onduleur est modélisé en lui associant une fonction de commande logique pour ses interrupteurs de puissance. Cette approche permet de définir le comportement des interrupteurs en fonction des signaux de commande, où les interrupteurs de chaque bras sont représentés par une fonction $f_i (i=1,2,3,4,5,6)$ qui indique les états par les conditions suivantes:

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.50)$$

Les tensions des deux configurations étoilées sont obtenues à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab1} = V_{sa1} - V_{sb1} = E(f_1 - f_2) \\ U_{bc1} = V_{sb1} - V_{sc1} = E(f_2 - f_3) \\ U_{ca1} = V_{sc1} - V_{sa1} = E(f_3 - f_1) \\ U_{ab2} = V_{sa2} - V_{sb2} = E(f_4 - f_5) \\ U_{bc2} = V_{sb2} - V_{sc2} = E(f_5 - f_6) \\ U_{ca2} = V_{sc2} - V_{sa2} = E(f_6 - f_4) \end{cases} \quad (2.51)$$

Les tensions simples V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} des deux enroulements en étoile constituent un système de tensions équilibré et symétrique, où la somme des tensions de chaque ensemble est égale à zéro.

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \quad (2.52)$$

À partir des équations (2.51) et (2.52), les tensions monophasées aux bornes des phases des deux systèmes triphasés du stator de la machine à courant alternatif à double étoile peuvent être exprimées en fonction des signaux de commande des interrupteurs à l'aide des matrices suivantes [64-65]:

➤ Dans le cas du premier onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

➤ Dans le cas du deuxième onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

2.6.2 La Modulation sinus-triangle (MLI-ST)

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) existe sous diverses formes qui ont fait l'objet de nombreuses études. Parmi ces variantes, la MLI sinus-triangle (MLI-ST) se distingue par sa simplicité d'implémentation et de programmation. Le principe de fonctionnement de la MLI-ST repose sur l'interaction de deux signaux : une onde modulante (signal de référence à basse fréquence) et une onde porteuse (signal triangulaire à haute fréquence). Le processus de modulation s'effectue par la détermination des points d'intersection entre ces deux ondes. Ces points définissent les instants précis où les interrupteurs de puissance doivent changer d'état. La fréquence de l'onde porteuse triangulaire détermine directement la fréquence de commutation des interrupteurs [64, 65, 66]. Dans le cas d'une machine à double étoile, il est nécessaire de définir deux ensembles de tensions sinusoïdales de référence, telles que :

$$\begin{cases} V_{sa1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{sc1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.55)$$

$$\begin{cases} V_{sa2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{sb2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha - 2\pi/3) \\ V_{sc2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.56)$$

La porteuse triangulaire est définie par l'équation suivante :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.57)$$

La technique de modulation sinus-triangle (MLI) est définie par les deux paramètres suivants[64-66] :

- L'indice de modulation « m_m » se calcule en divisant la fréquence de modulation (f_p) par la fréquence de référence (f), ce qui donne ($m_m = \frac{f_p}{f}$).
- Le coefficient de réglage de la tension, noté « r_g », est calculé en divisant l'amplitude de la tension de référence par la valeur crête de l'onde de modulation, ce qui donne : ($r_g = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La figure (2.5) illustre l'implémentation de la commande MLI sinus-triangle dans Simulink, tandis que les figures (2.6) et (2.7) présentent les résultats obtenus.

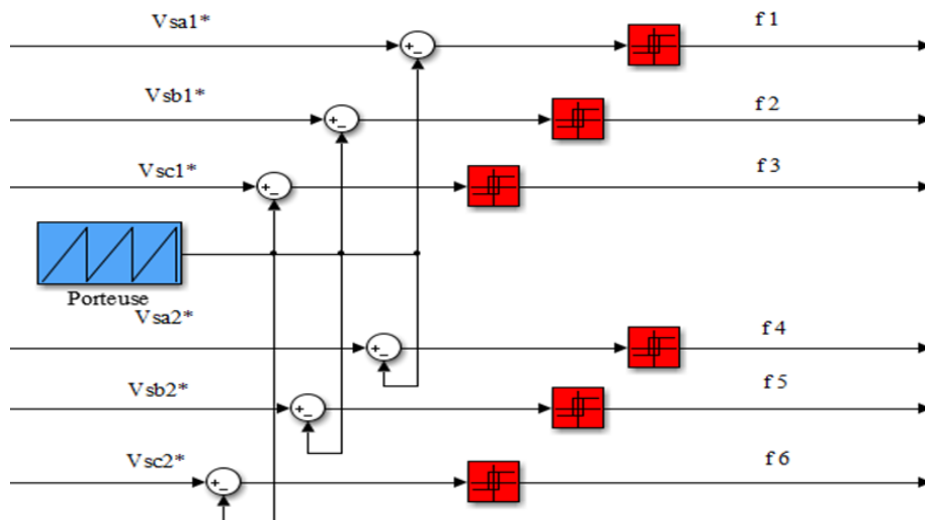


Figure (2.5) Concept de la Modulation Sinus-Triangle

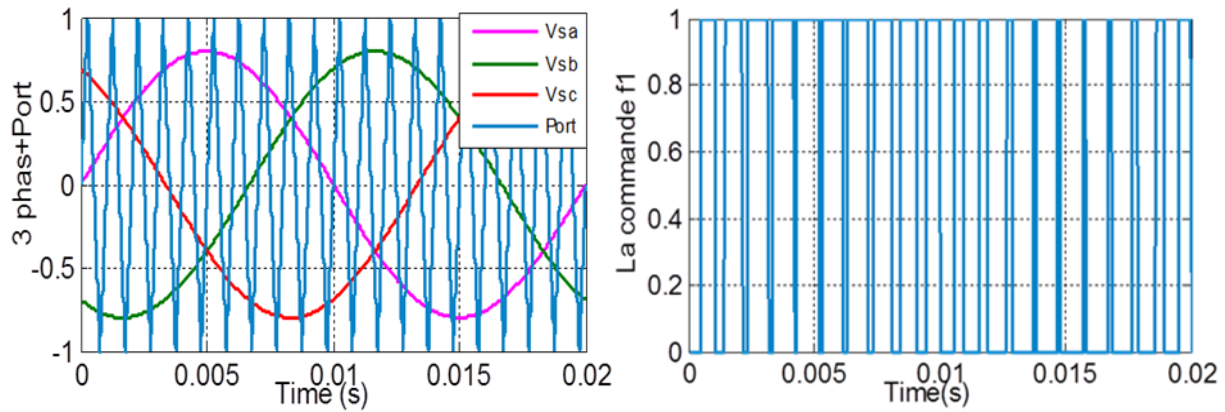


Figure (2.6) Commande par Modulation Sinus-Triangle pour un Coefficient $r=0.8$

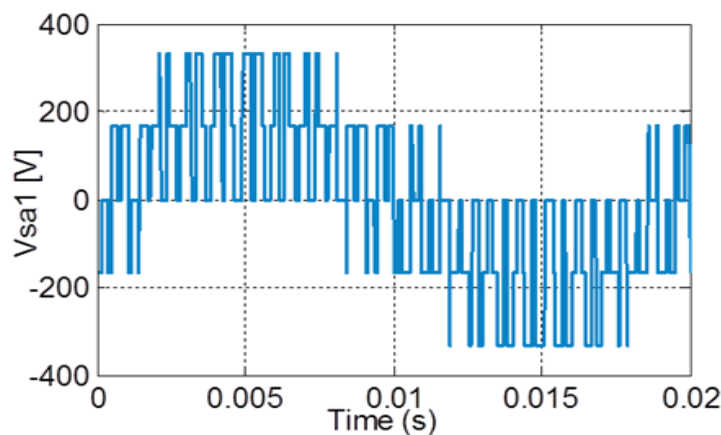


Figure (2.7) Représentation de la tension simple de la phase « a » du premier système du stator

La tension de la phase « a » du premier système triphasé du stator, générée par la commande utilisant la modulation sinus-triangle, est représentée dans la figure 2.7 sur une période de 0,02 s.

2.7 Simulation du système MASDE alimenté par le réseau électrique

Pour valider le modèle adopté, la MASDE sera implémentée dans l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine utilisée sont rassemblés dans l'annexe [A].

La figure (2.8) représente l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide puis en charge (couple résistant $C_r = 14 \text{ N.m}$ appliqué après 2 secondes). On voit que dans le régime permanent, les grandeurs n'oscillent pas puisque la MASDE est alimentée directement par des tensions alternatives et symétriques. Cependant au démarrage le couple est fortement aléatoires à cause de la nonlinéarité du modèle de la MASDE.

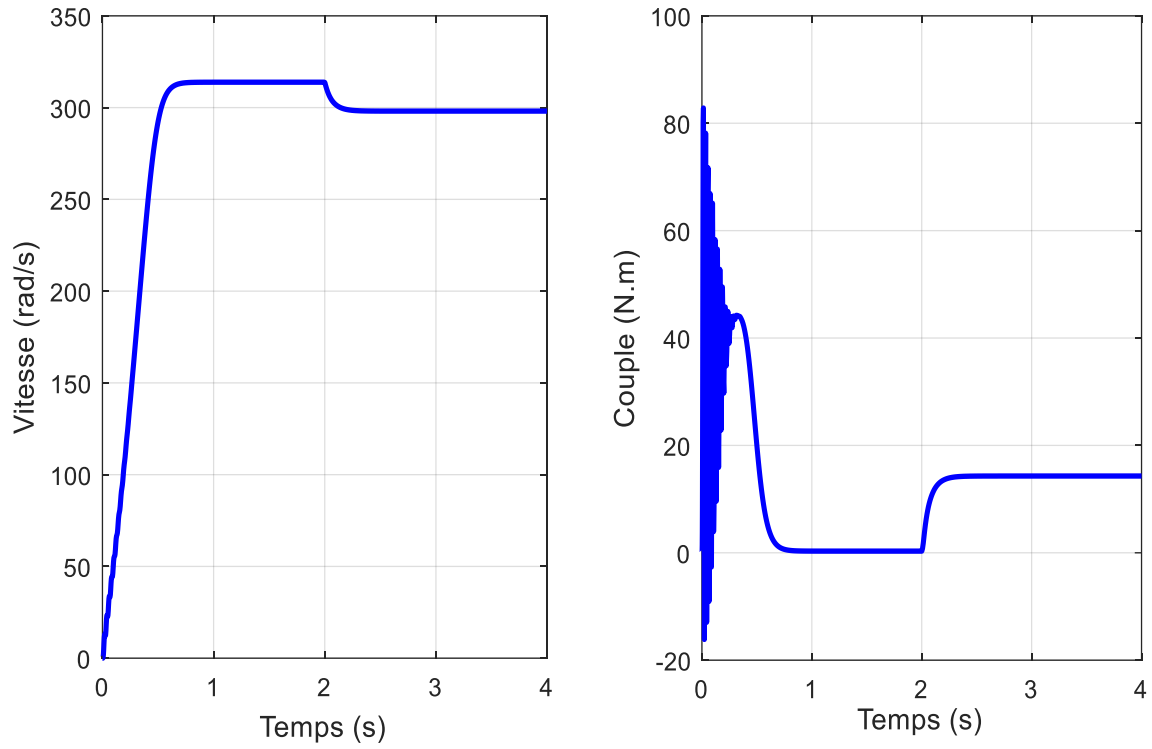


Figure (2.8) Vitesse et Couple de la MASDE lors de l'Alimentation par un Réseau Triphasé

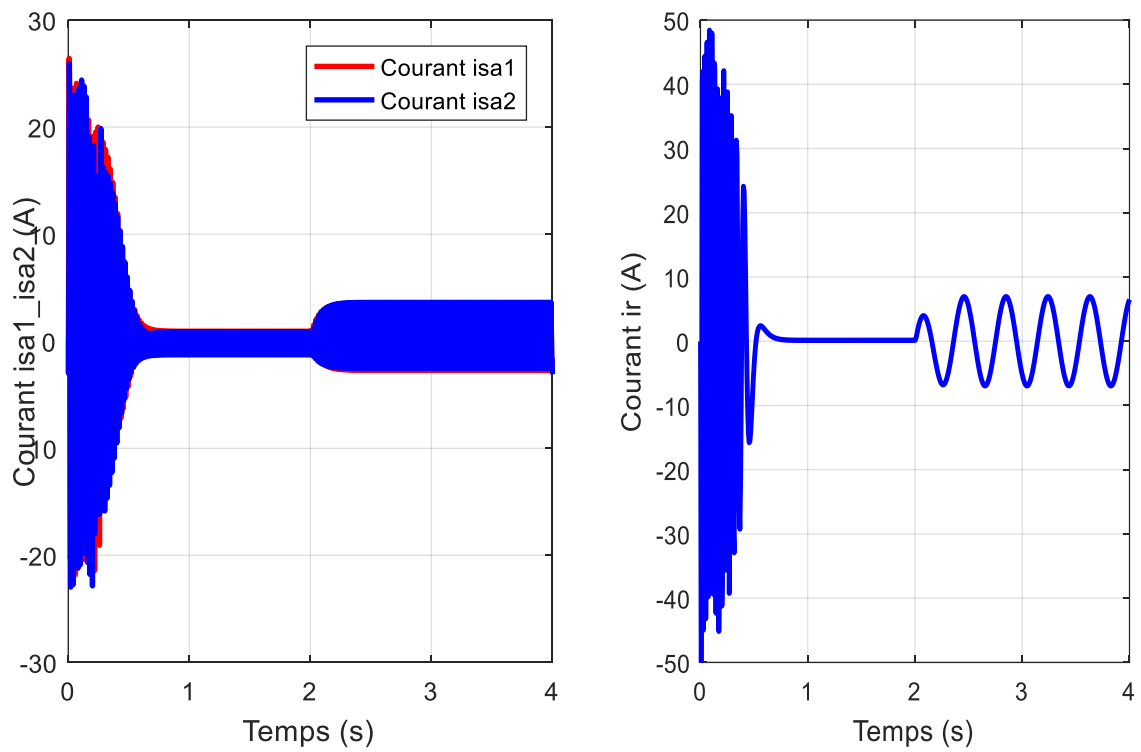


Figure (2.9) Courants statoriques et rotorique de la MASDE sous alimentation triphasée.

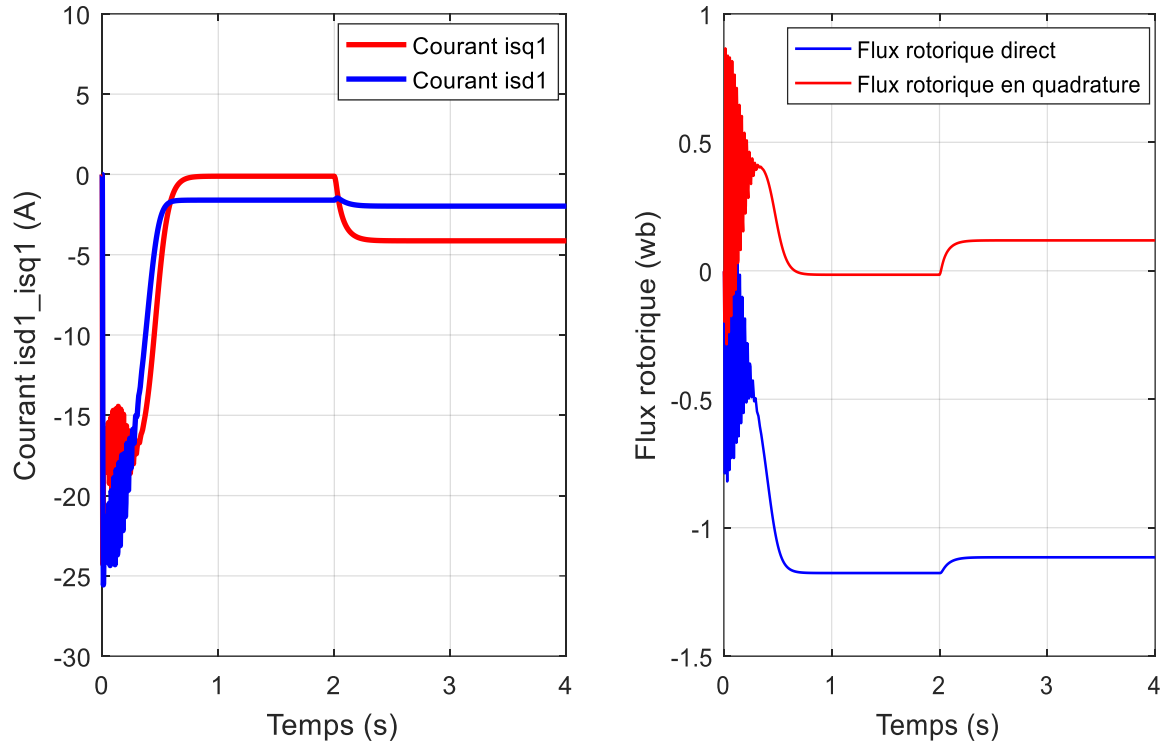


Figure (2.10) Courant Statorique et Flux Rotorique en Composantes (d-q)

La figure (2.9) présente les courants I_{sa1} , I_{sa2} et I_r des deux étoiles du stator ainsi que du rotor. On observe que les courants statoriques sont de niveaux pratiquement identiques, les deux étoiles étant symétriques. La figure (2.10) présente les composantes (d-q) du courant statorique ainsi que celles du flux rotorique.

2.8 Simulation de la MASDE couplée à un onduleur de tension commandé par MLI

Dans le cadre de cette simulation, la MASDE a été alimentée par deux onduleurs de tension commandés par une modulation sinus-triangle (MLI), avec : $r_g=0.8$ et $m_m=25$.

La figure (2.11) montre la vitesse et le couple de la MASDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux commandés par une MLL-sinus classique. Dans ce cas, le couple présente des oscillations au régime permanent à cause des formes non-sinusoïdales des tensions fournies par les onduleurs.

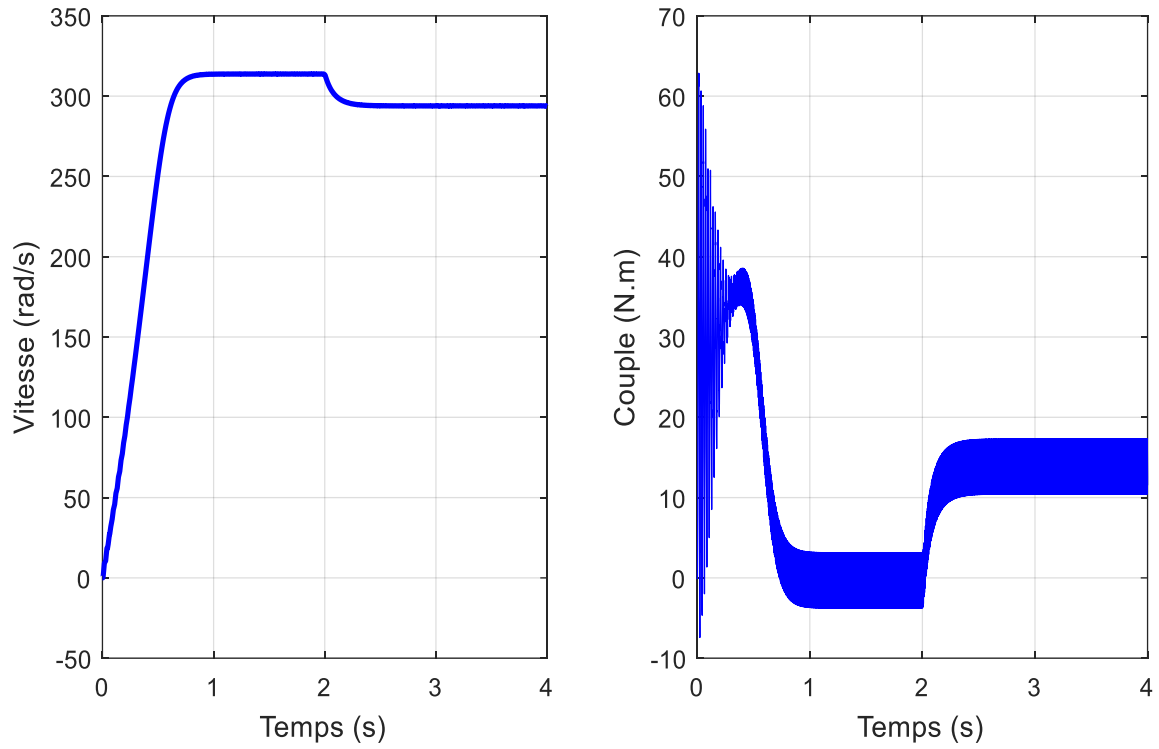


Figure (2.11) Vitesse et couple de la machine asynchrone double étoile sous alimentation par deux onduleurs.

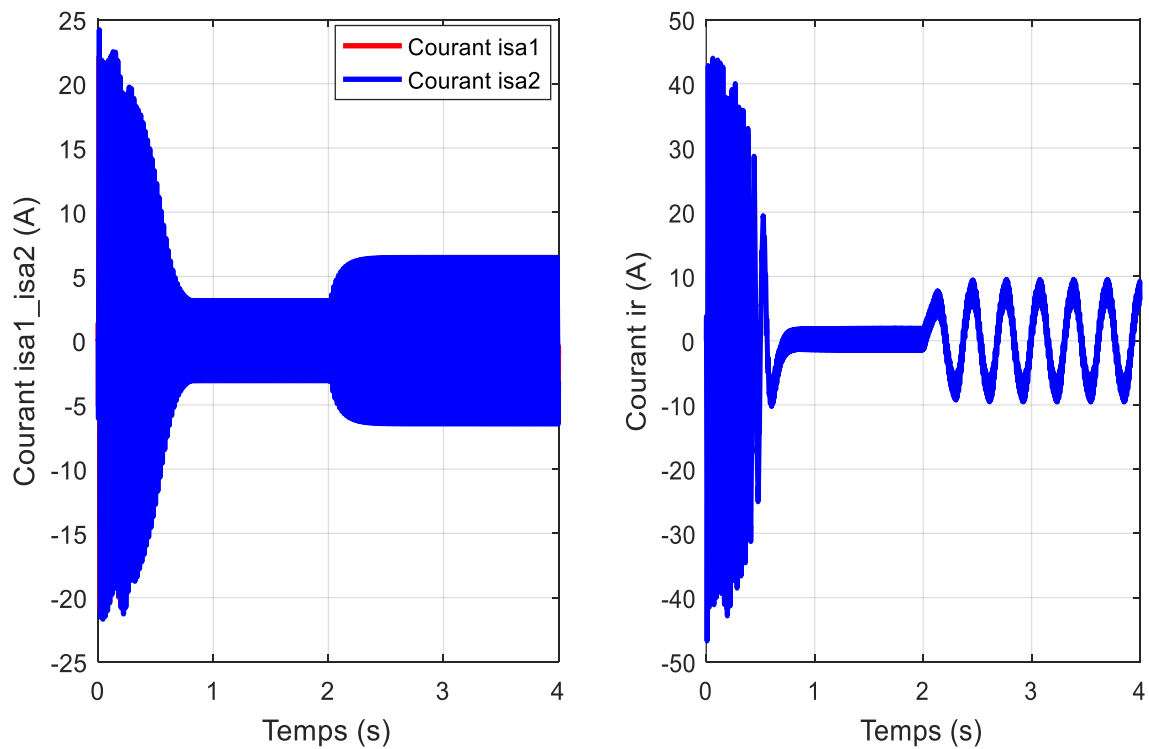


Figure (2.12) Courants statorique et rotorique de la MASDE sous alimentation par deux onduleurs.

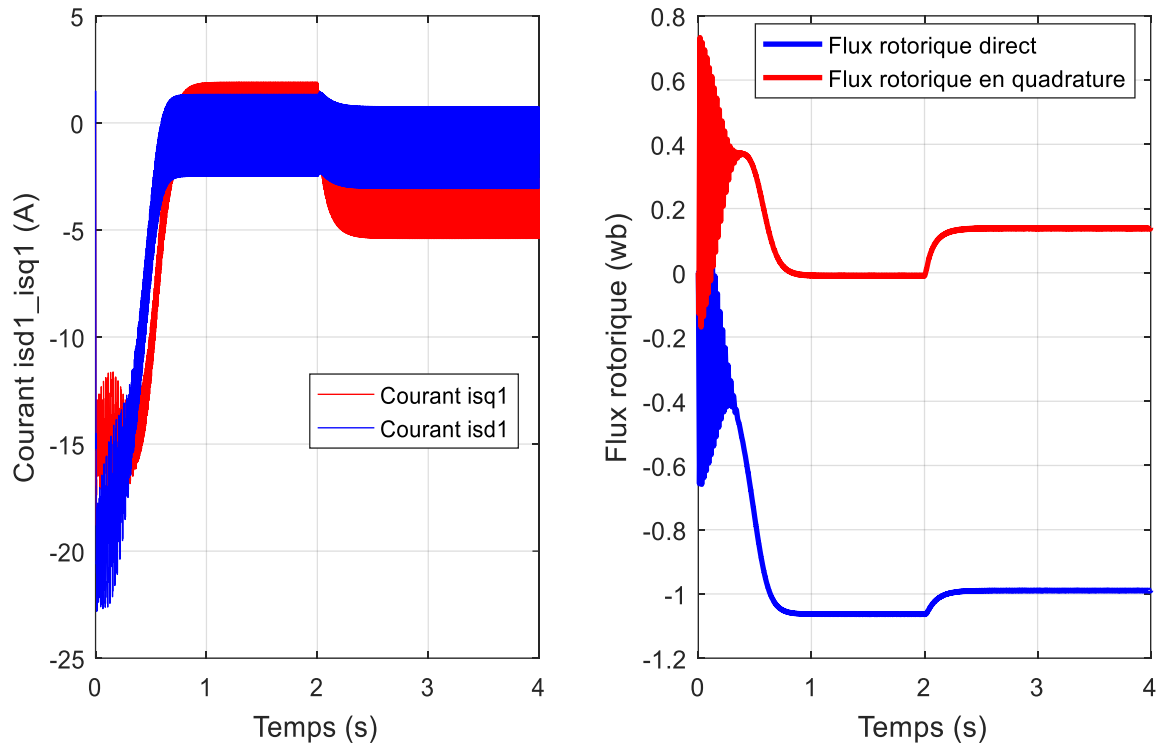


Figure (2.13) Composantes directes et en quadrature (d-q) du courant statorique et du flux rotorique.

La figure (2.12) montre les courants du stator et du rotor. On voit clairement l'effet des onduleurs sur les courants par la présence des oscillations au régime permanent. Cependant, la figure (2.13) montre les composantes (d-q) des courants statoriques et du flux rotorique.

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié et modélisé la machine asynchrone à double étoile. Cette démarche a conduit à l'élaboration d'un modèle mathématique simplifié de la machine, rendu possible grâce à certaines hypothèses et à l'utilisation de la transformation de Park, associée à une représentation en équations d'état.

La seconde section de ce chapitre s'est concentrée sur l'étude approfondie et la modélisation mathématique du système d'alimentation électrique. Ce dernier se compose de deux convertisseurs statiques de type onduleur de tension, chacun fonctionnant en configuration deux niveaux. Ces éléments ont ensuite été implémentés dans l'environnement Simulink. Cette plateforme de simulation nous a permis de créer une représentation numérique fidèle du système, facilitant ainsi l'analyse de son comportement dynamique et la validation des stratégies de commande proposées.

Les simulations réalisées ont mis en évidence la nécessité de contrôler la vitesse du rotor, notamment en présence d'une charge appliquée, en utilisant une méthode appropriée. Pour surmonter cette difficulté technique, nous proposons dans le chapitre suivant d'implémenter deux approches plus sophistiquées : la commande vectorielle indirecte et le contrôle direct du couple. Ces méthodes avancées permettront de gérer de manière plus efficace les problématiques de couplage tout en assurant une meilleure performance globale du système.

Chapitre 3 : Contrôle de la MASDE par les techniques FOC et DTC

Partie I : Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté

3.1 Introduction

L'avancement actuel des théories suivi par l'essor technologique ont considérablement booster les systèmes de tractions électriques à vitesse réglable. Plusieurs travaux ont été développés dans le but d'améliorer leurs performances tout en visant à garantir la stabilité vis-à-vis du découplage entre les grandeurs ainsi que la robustesse.

En 1972 Blaschke a marqué un début significatif des commandes des machines AC en introduisant la commande vectorielle. Cependant, celle-ci requière l'emploi d'outils mathématiques pour calculer la transformés de Park, les grandeurs trigonométriques ainsi que les intégrales contenues dans les boucles d'asservissement [67-69]. Cela a porté des contraintes pour son implémentation expérimentale. En outre, il a été constaté que cette méthode présentait une sensibilité accrue aux variations paramétriques de la machine. Pour atténuer ces contraintes, la commande directe du couple a fait son introduction par Takahashi en 1985 où les grandeurs couplées (couple et flux) sont contrôlés d'une manière directe à travers un choix judicieux du vecteur de tension à appliquer par le biais de régulateurs à hystérésis [70-72].

Ce chapitre débutera par l'étude de la commande vectorielle indirecte (IFOC) avec son application à notre machine. Nous continuerons notre étude des principes du contrôle direct du couple, également mis en œuvre pour notre machine. Ce chapitre inclura également une analyse approfondie des résultats obtenus. Le comportement de la machine sera analysé ainsi que sa réponse, pour les deux techniques adoptées où chaque stator de la MADE sera branché à un onduleur de tension à deux niveaux.

3.2 Définition de la commande FOC

L'orientation du vecteur du flux de la machine qu'il soit statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe tournant à la vitesse ω_s conduit à ce qui est connu par l'orientation du flux. Ainsi, le modèle de la machine étudiée deviendra analogue à celle d'une machine DC à excitation séparée.

Ce principe est illustré sur la figure (3.1).

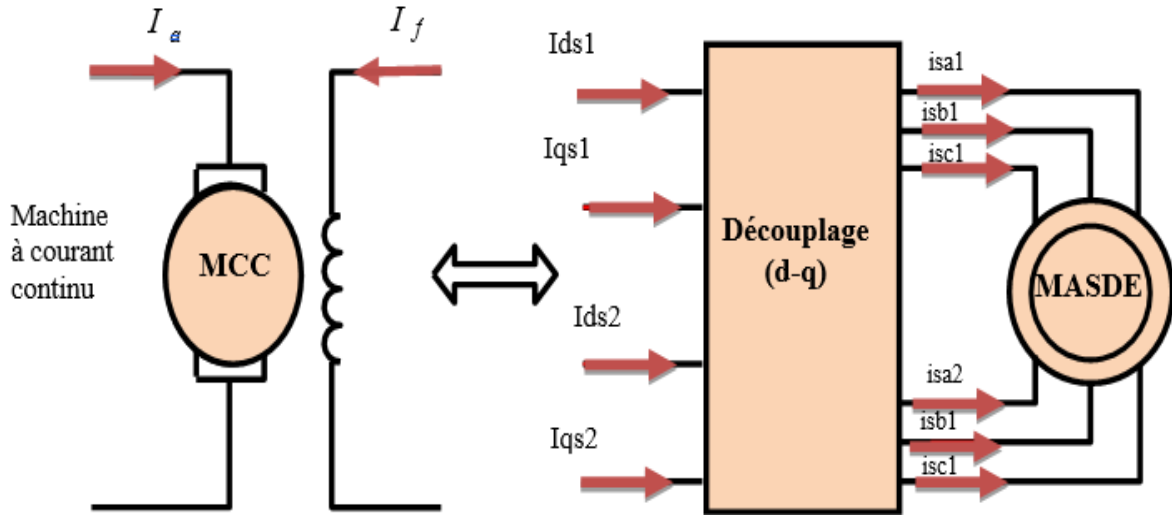


Figure (3.1) Analogie entre une machine DC et machine

Le couple électromagnétique de la machine DC est donné par la relation suivante [73] :

$$C_{em} = K\psi I_a = K'I_a I_f \quad (3.1)$$

Où ψ est le flux d'inducteur, I_a est le courant d'induit et K, K' des constantes.

3.3 La commande vectorielle

3.3.1 Choix d'orientation du flux

Le référentiel de l'axe (d) est placé à la direction du flux à orienter (qu'il soit le flux statorique, rotorique ou d'entrefer). Comme cet axe ne transporte que du courant, il génère lui-même le flux [74].

Le flux statorique, rotorique ou d'entrefer peut être orienté selon l'axe (d) de la manière suivante (figure (3.2)) :

- Selon le flux rotorique d'où : $\psi_{rd} = \psi_r^*, \psi_{rq} = 0$ (3.2)

- Selon le flux statorique d'où : $\psi_{sd} = \psi_s^*, \psi_{sq} = 0$ (3.3)

- Selon le flux d'entrefer d'où : $\psi_{gd} = \psi_{gl}^*, \psi_{gq} = 0$ (3.4)

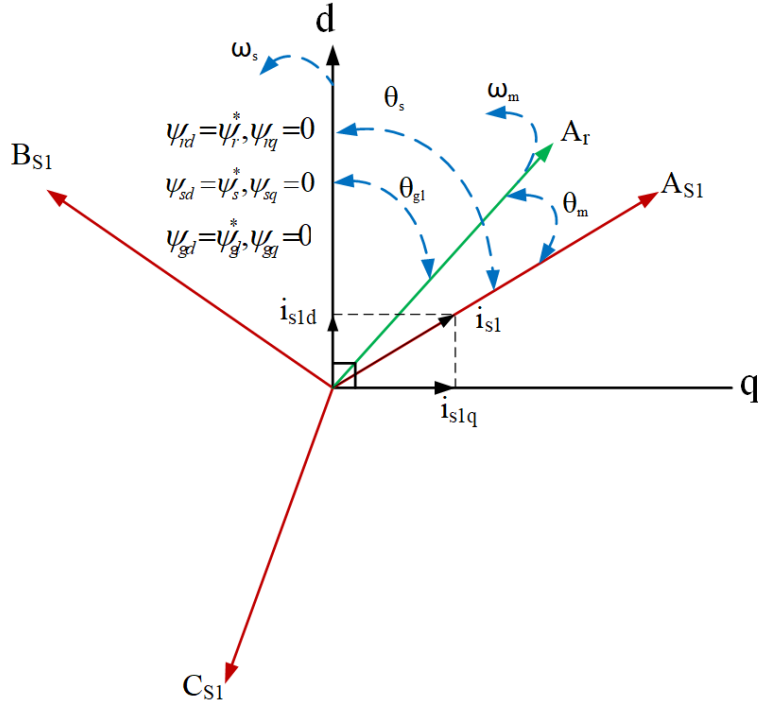


Figure (3.2) Illustration des différents vecteurs du flux

➤ Référenciel aligné au flux rotorique

En adoptant l'orientation du flux rotorique de telle sorte que l'axe (d) soit aligné au champ tournant, cela aboutit à $\psi_{rd} = \psi_r, \psi_{rq} = 0$.

Alors l'équation du couple électromagnétique deviendra :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\psi_r] = k\psi_r i_{qs} \quad (3.5)$$

$$\text{Avec : } k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}; i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

Cette formulation indique qu'en fixant le flux ψ_r le couple sera contrôlé par la composante quadratique du courant statorique i_{sq} , ce qui est analogue à celle du couple dans une machine à courant continu à excitation séparée décrite précédemment par l'équation (3.1).

3.3.2 Commande directe par orientation de flux rotorique (FOC)

Pour cette méthode, l'idée de Blaschke est reprise en utilisant soit un capteur du flux magnétisant Ψ_m placé dans l'entrefer ou par estimation mathématique afin de calculer l'angle et le module avec précision tout au long des modes de fonctionnement. Cependant, cette solution nécessite un design spécial de la machine ce qui n'est pas facile pour les moteurs

commerciaux, de ce fait, le moteur risque de perdre ses qualités par rapport aux autres types de machines [75].

3.3.3 Commande indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC)

Dans ce cas c'est la position de flux (θ_s) qui est calculée, compte tenu de la relation d'autopilotage. On élimine par conséquent le besoin de la mesure ou du calcul du flux, cependant un encodeur (ou autre) est requis pour avoir l'information sur la vitesse de l'arbre du moteur. Il reste en plus un grand inconvénient qui est la sensibilité aux changements des paramètres, en particulier la constante de temps du rotor et l'inductance mutuelle qui sont essentielles pour déterminer avec précision l'emplacement du flux rotorique [76].

3.3.3.1 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

En variation quasi constante du flux ($d\psi_{rd}/dt = 0$) et prenant le flux rotorique ψ_r^* et le couple C_{em}^* en référence [77], les courants rotoriques sont exprimés à partir de (2.29) par :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_r^* - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] = 0 \\ i_{rq} &= \frac{-L_m}{L_m + L_r} [i_{qs1} + i_{qs2}] \end{aligned} \quad (3.6)$$

En substituant (3.6) dans (2.29) on aura les relations des flux statoriques suivantes[68] :

$$\begin{aligned} \psi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \beta i_{ds2} + \sigma \psi_r^* \\ \psi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \beta i_{qs2} \\ \psi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \beta i_{ds1} + \sigma \psi_r^* \\ \psi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \beta i_{qs1} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\text{Avec : } \beta = \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \beta L_r$$

On aura :

$$\psi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.8)$$

$$i_{rq} = \frac{-\omega_{gl} \psi_r^*}{R_r} \quad (3.9)$$

En remplaçant (3.8), (3.9) et la 2^{ème} équation de (3.6) dans les relations des tensions du système d'équations (2.26) on obtient [78]:

$$\begin{cases} U_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\psi_r^*\omega_{gl}^*) \\ U_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \psi_r^*) \\ U_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\psi_r^*\omega_{gl}^*) \\ U_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \psi_r^*) \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec les deux expressions suivantes à partir de (3.5) et (3.7, 3.10) respectivement [78]:

$$\begin{cases} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{1}{p\beta\psi_r^*}C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{R_r\beta}{\psi_r^*}(i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{cases} \quad (3.11)$$

On remarque bien que les équations des tensions dans (3.10) montrent un couplage indésirable entre les courants des stators et du rotor.

Il faut donc effectuer un découplage en séparant les termes de couplage dans (3.10), en introduisant de nouvelles variables qu'on appellera les tensions de couplage, telles que [78] :

$$\begin{cases} U_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\psi_r^*\omega_{gl}^*) \\ U_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \psi_r^*) \\ U_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\psi_r^*\omega_{gl}^*) \\ U_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \psi_r^*) \end{cases} \quad (3.12)$$

Les équations du système (3.13) indiquent que les tensions du stator $U_{ds1l}, U_{ds2l}, U_{qs1l}, U_{qs2l}$, sont liées aux courants du stator $i_{xs1}, i_{xs2}, i_{ys1}, i_{ys2}$ respectivement.

$$\begin{cases} U_{ds1l} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt} \\ U_{ds2l} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} \\ U_{qs1l} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt} \\ U_{qs2l} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (3.13)$$

On peut écrire donc :

$$\begin{cases} U_{ds1}^* = U_{ds1l} - U_{ds1c} \\ U_{ds2}^* = U_{ds2l} - U_{ds2c} \\ U_{qs1}^* = U_{qs1l} + U_{qs1c} \\ U_{qs2}^* = U_{qs2l} + U_{qs2c} \end{cases} \quad (3.14)$$

En outre, dans cette méthode on lui associe une boucle d'asservissement de la vitesse qui considère le couple électromagnétique de référence comme sortie, et quatre boucles de régulation des courants des stators (i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , i_{qs2}) pour obtenir en sorties les tensions statoriques de références (U_{ds1l} , U_{ds2l} , U_{qs1l} , U_{qs2l}).

Les boucles de régulation sont réalisées au moyen de régulateurs proportionnels-intégrateurs PI (voir figure 3.4).

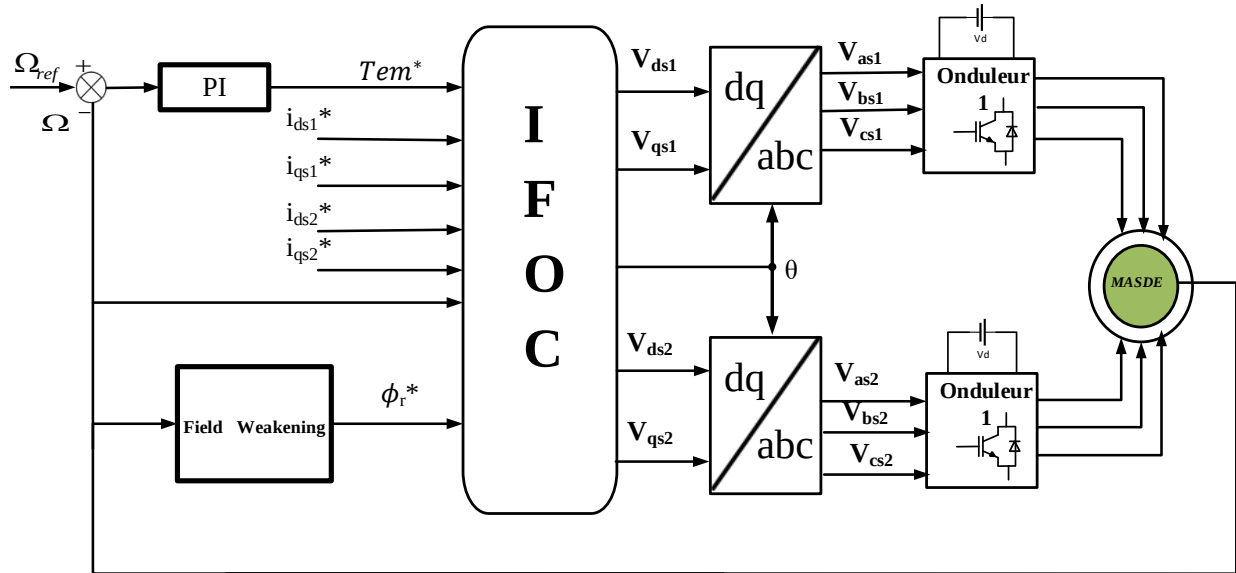


Figure (3.3) Schéma de commande par IFOC

3.4 Les régulateurs PI

Les régulateurs Proportionnels Intégrales (PI) sont utilisés en raison de leurs avantages (rapidité, simplicité).

La fonction de transfert suivante [79] :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.15)$$

K_p : Gain proportionnel à l'erreur, K_i : Gain d'intégration de l'erreur.

3.4.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

La figure (3.5) représente la boucle d'asservissement à l'aide d'un PI d'un système du premier ordre à retour unitaire, est donné [78] :

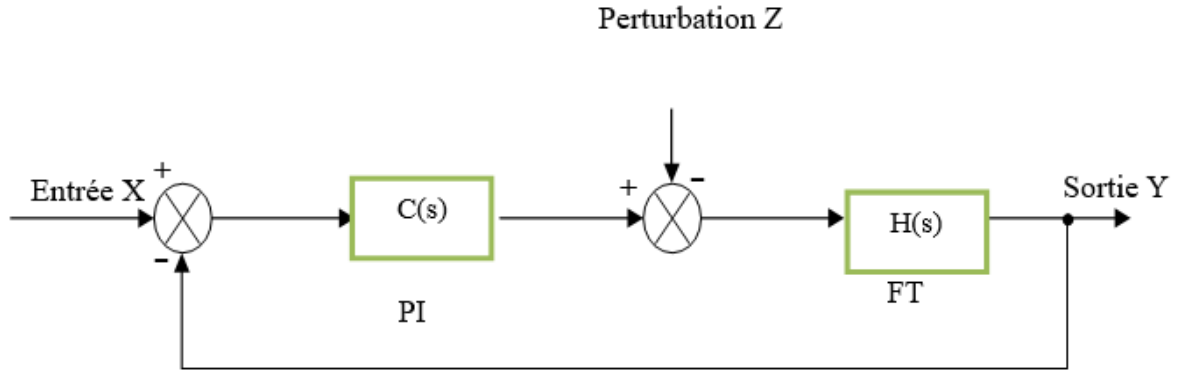


Figure (3.4) Boucle de régulation par PI

Du système de la figure (3.4) on peut déduire la fonction de transfert on boucle ouverte telle que :

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (3.16)$$

Celle de la boucle fermée par :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (3.17)$$

La forme générale au dénominateur d'un régulateur est donnée par :

$$D(s) = s^2 + 2\rho_c s + 2\rho_c^2 \quad (3.18)$$

Où : $\rho_c = \xi \cdot \omega_0$

Pour assurer une réponse bien amortie avec un amortissement relatif optimal, on a adopté la méthode d'imposition de pôles.

Pour les calculs, on a pris un coefficient d'amortissement : $\xi = 0.7$ et une pulsation propre $\omega_0 = 2857 \text{ rd/s}$.

Pour la régulation des courants, on reprend le système d'équation (3.13), d'où :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{U_{ds1}}{R_{s1} + L_{s1}s} \\ I_{ds2} = \frac{U_{ds2}}{R_{s2} + L_{s2}s} \\ I_{qs1} = \frac{U_{qs1}}{R_{s1} + L_{s1}s} \\ I_{qs2} = \frac{U_{qs2}}{R_{s2} + L_{s2}s} \end{cases} \quad (3.19)$$

Le schéma de régulation des courants est porté à la figure (3.5).

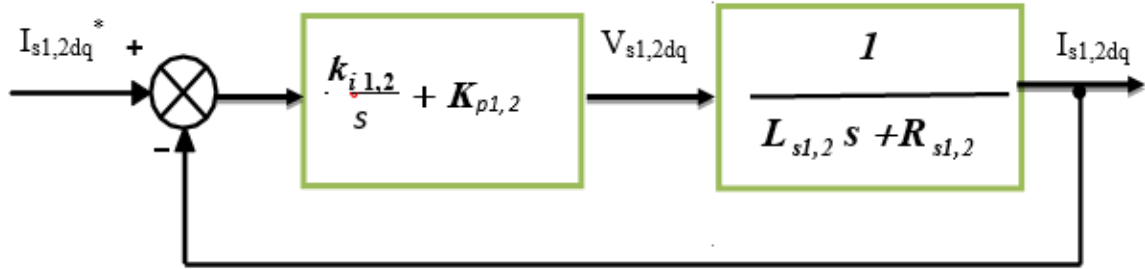


Figure (3.5) Régulateurs des courants

L'équation (3.20) exprime la fonction de transfert des régulateurs de courants :

$$F(PI_{I_{ds}, I_{qs}}) = K_{PI} + \frac{K_{il}}{s} \quad (3.20)$$

A partir de la figure (3.5) on peut exprimer la fonction de transfert en boucle fermée par :

$$\frac{I_{ds1,2}; I_{qs1,2}}{I_{ds1,2}; I_{qs1,2}(ref)} = \frac{K_{pI_{ds1,2}}s + K_{il_{ds1,2}}}{L_{s1,2}s^2 + (R_{s1,2} + K_{pI_{ds1,2}})s + K_{il_{ds1,2}}} \quad (3.21)$$

Les pôles complexes conjugués sont imposés, à savoir : $S_{1,2} = \zeta(-1 \pm j)$ pour chaque régulation.

➤ Les paramètres des régulateurs PI

$$\begin{cases} K_{p(I_{ds1}, I_{ds2})} = 2 \cdot \rho_c \cdot L_{(s1, s2)} - R_{(s1, s2)} \\ K_{i(I_{ds1}, I_{ds2})} = 2 \cdot \rho_c^2 \cdot L_{(s1, s2)} \end{cases} \quad (3.22)$$

3.4.2 L'asservissement de la vitesse

A partir de l'équation mécanique de la machine on peut écrire :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \omega_r \Rightarrow \omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{J s + K_f} \quad (3.23)$$

Comme pour les courants, le schéma d'asservissement de la vitesse porté à la figure (3.6) :

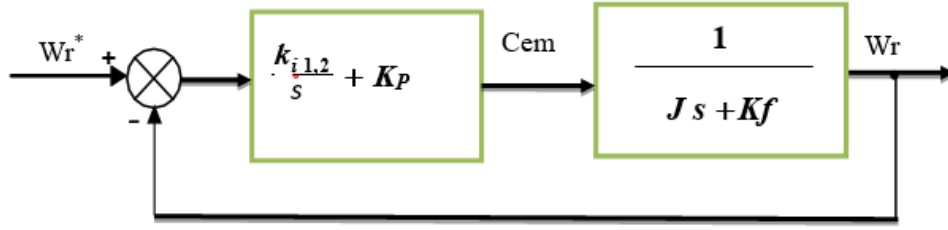


Figure (3.6) Régulateur de la vitesse

Où

$$\begin{cases} H(s) = \frac{1}{as + b} \\ C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \end{cases} \quad (3.24)$$

En boucle ouverte :

$$T(s) = C(s) \cdot H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (3.25)$$

Et on boucle fermée :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (3.26)$$

Le but est d'avoir un système de premier ordre de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.27)$$

En égalant (3.26) et (3.27) on a :

$$\frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.28)$$

$$K_p \cdot \tau \cdot s = s^2 + (K_i \cdot \tau + K_p)s + K_i = as^2 + (b + K_p)s + K_i \quad (3.29)$$

Par correspondance, les gains sont définis par :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (3.30)$$

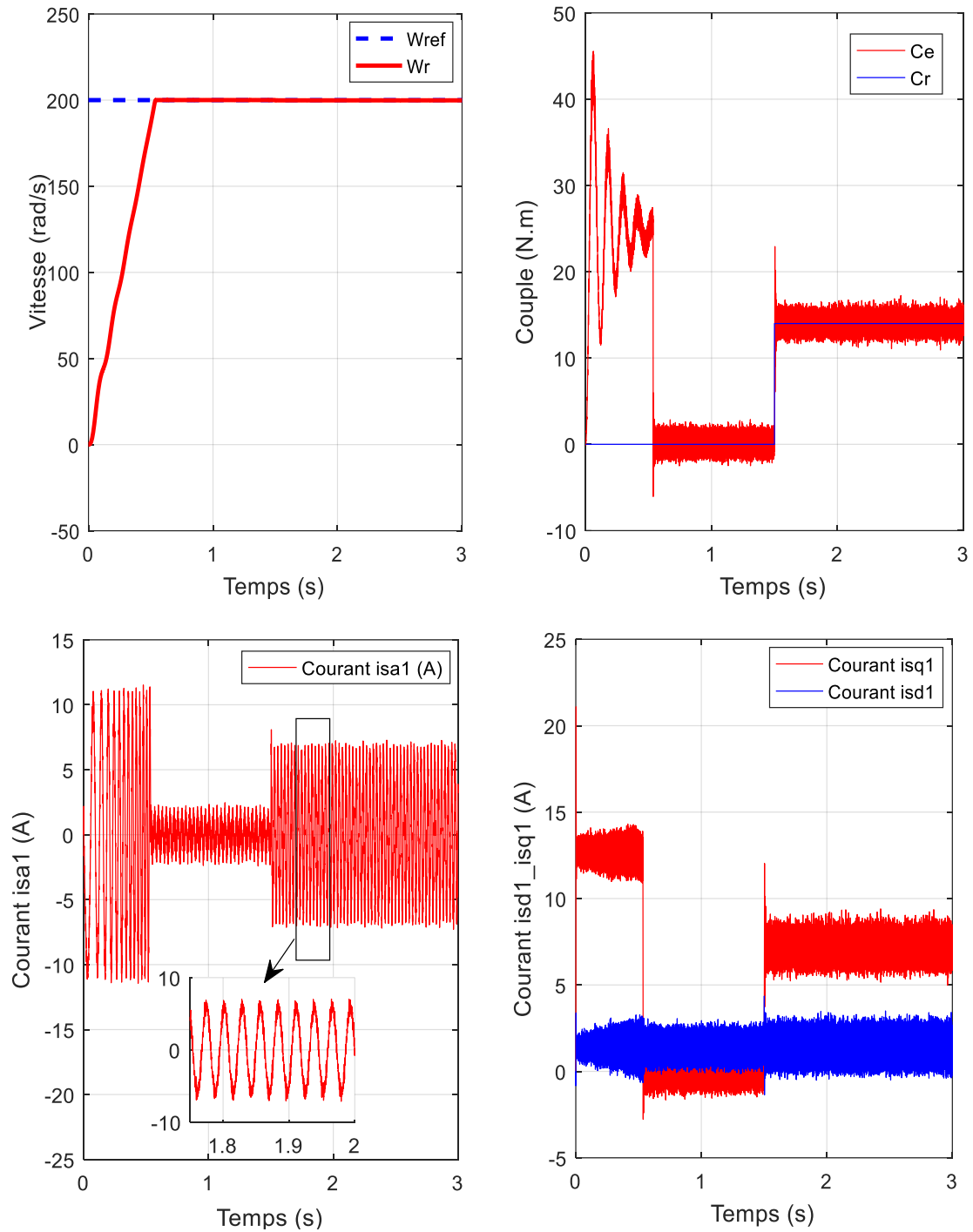
$$\text{Où : } \tau = \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Les applications numériques sont portées à l'annexe B.

3.5 Simulation du contrôle vectoriel indirect

Maintenant on va procéder aux tests pour multiples genres de références avec mise en charge.

3.5.1 Référence constante avec démarrage à vide et application de la perturbation



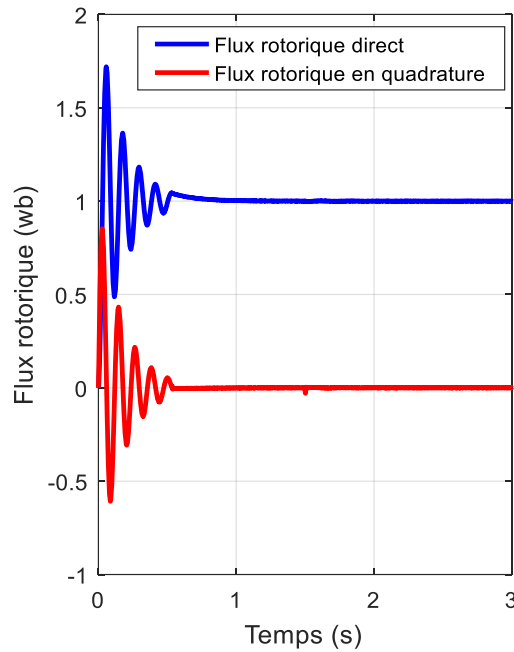


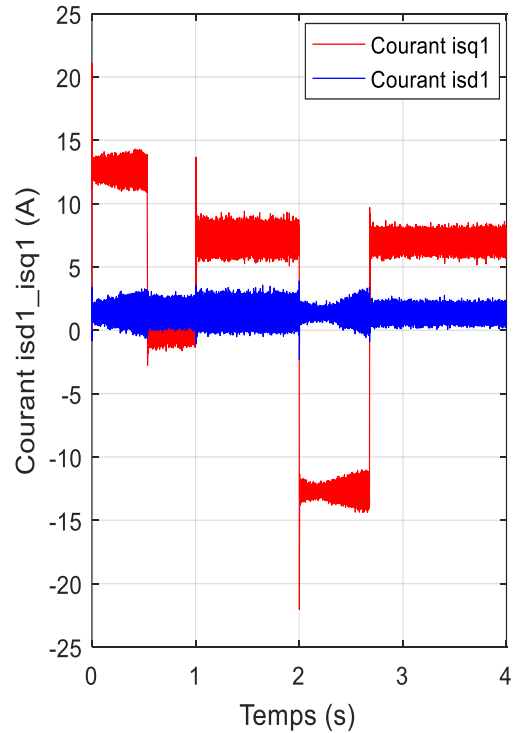
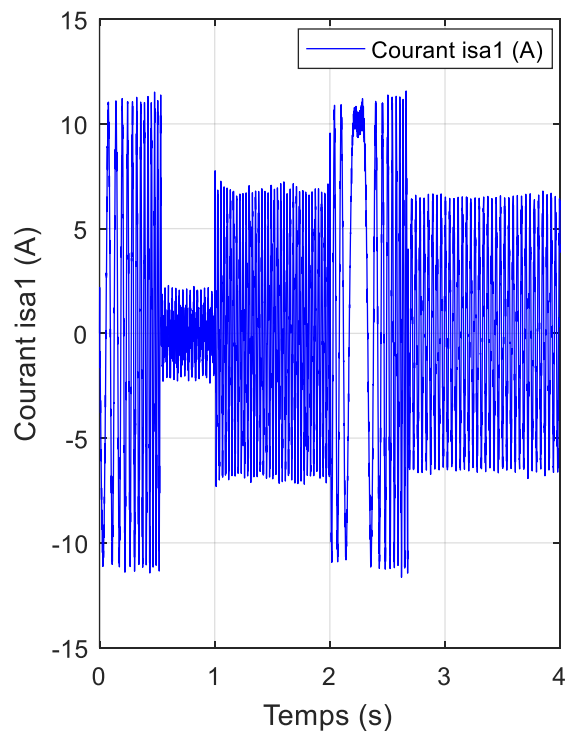
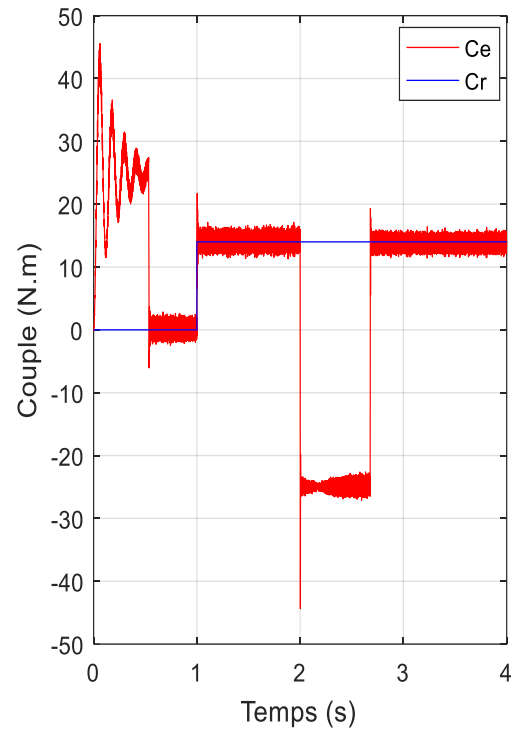
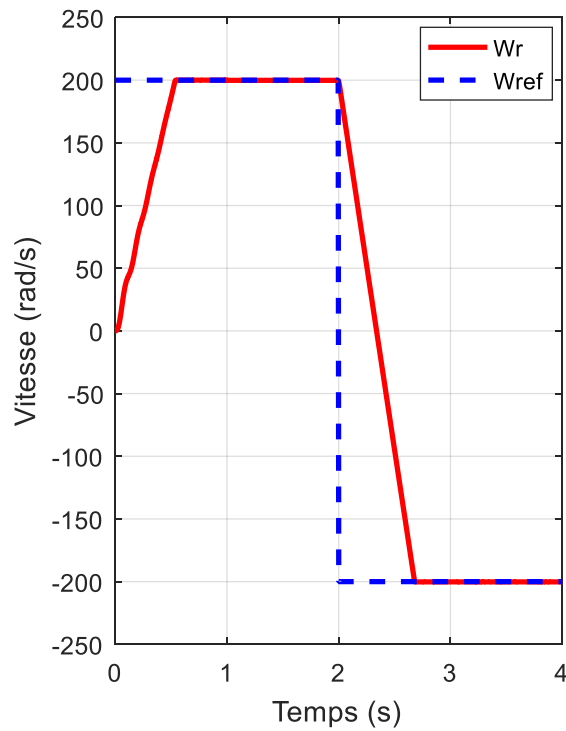
Figure (3.7) Résultats du test avec référence constante en fonctionnement avec et sans charge

A partir de la figure (3.7), on remarque que le système maintient un bon rythme de suivi de la vitesse pour une consigne de (200 rad/s) après une période transitoire au démarrage, avec une légère chute momentanée lors de l'application de la charge ($t=1.5$ s), révélant ainsi la robustesse du système. Le couple électromagnétique (C_e) présente une réponse rapide et stable. Les courants statoriques (i_{sd} et i_{sq}) présentent des oscillations transitoires au démarrage et augmentent proportionnellement lors du changement de charge, tandis que les flux rotoriques direct (ψ_d) et quadrature (ψ_q) restent stables, confirmant une régulation efficace. Enfin, les puissances active et réactive s'ajustent de manière cohérente à l'application de charge, montrant une gestion énergétique optimale. Ces performances reflètent la stabilité et la précision du système en présence de perturbations dynamiques.

3.5.2 Référence constante et basculement de la référence

Comme illustré dans la figure (3.8), les résultats montrent que le contrôle orienté du flux (FOC) appliqué à la machine assure une inversion efficace du sens de rotation. La vitesse du rotor (W_r) suit fidèlement la consigne (W_{ref}) lors du changement brusque de sens à $t=2$ s. Le couple électromagnétique répond rapidement pour compenser la perturbation lors de l'inversion, bien que des oscillations transitoires soient observées avant de se stabiliser. Les courants statoriques montrent une dynamique transitoire notable pendant l'inversion, avec une augmentation significative des courants i_{sd} et i_{sq} , reflétant l'effort du système pour gérer la transition. Par ailleurs, les flux rotoriques direct (ψ_d) et quadrature (ψ_q) restent stables après des oscillations

transitoires initiales, indiquant une bonne maîtrise des grandeurs magnétiques. Ces résultats démontrent la robustesse et l'efficacité du FOC pour gérer des perturbations dynamiques complexes en gardant le système stable.



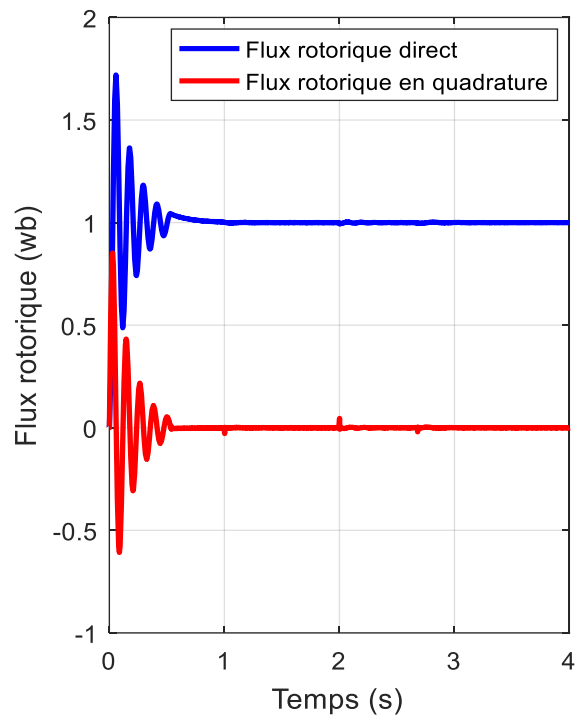
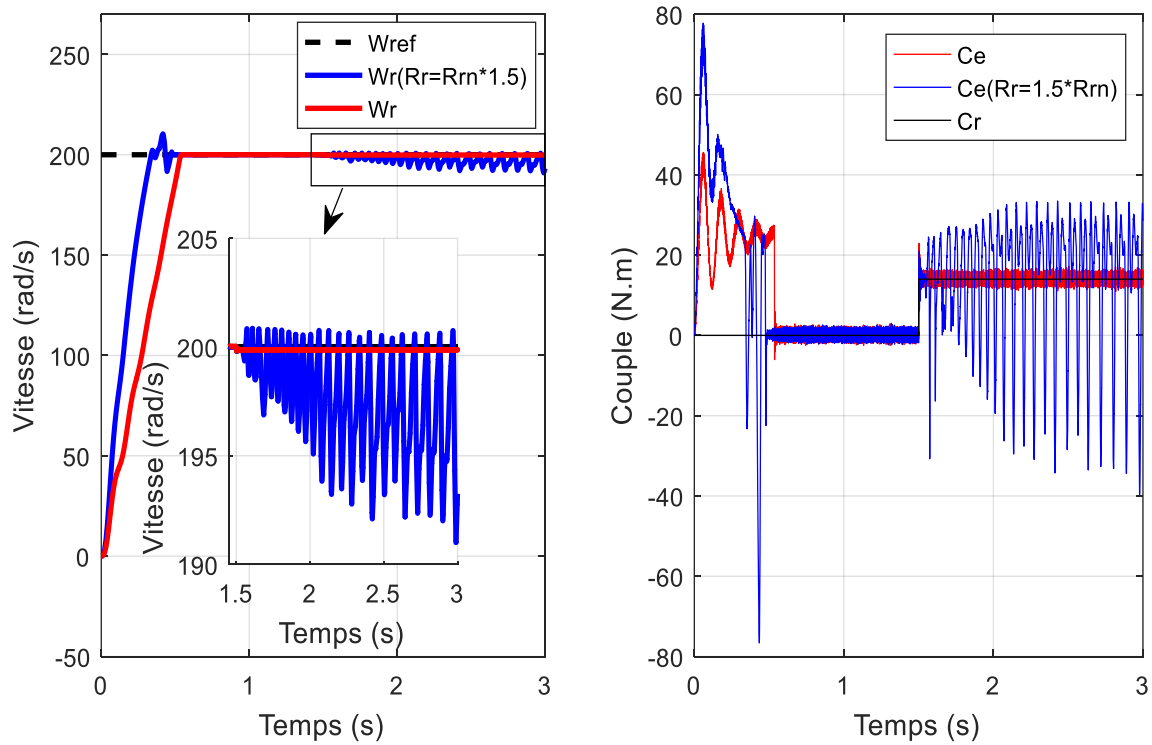


Figure (3.8) Evaluation avec basculement de la référence

3.5.3 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique



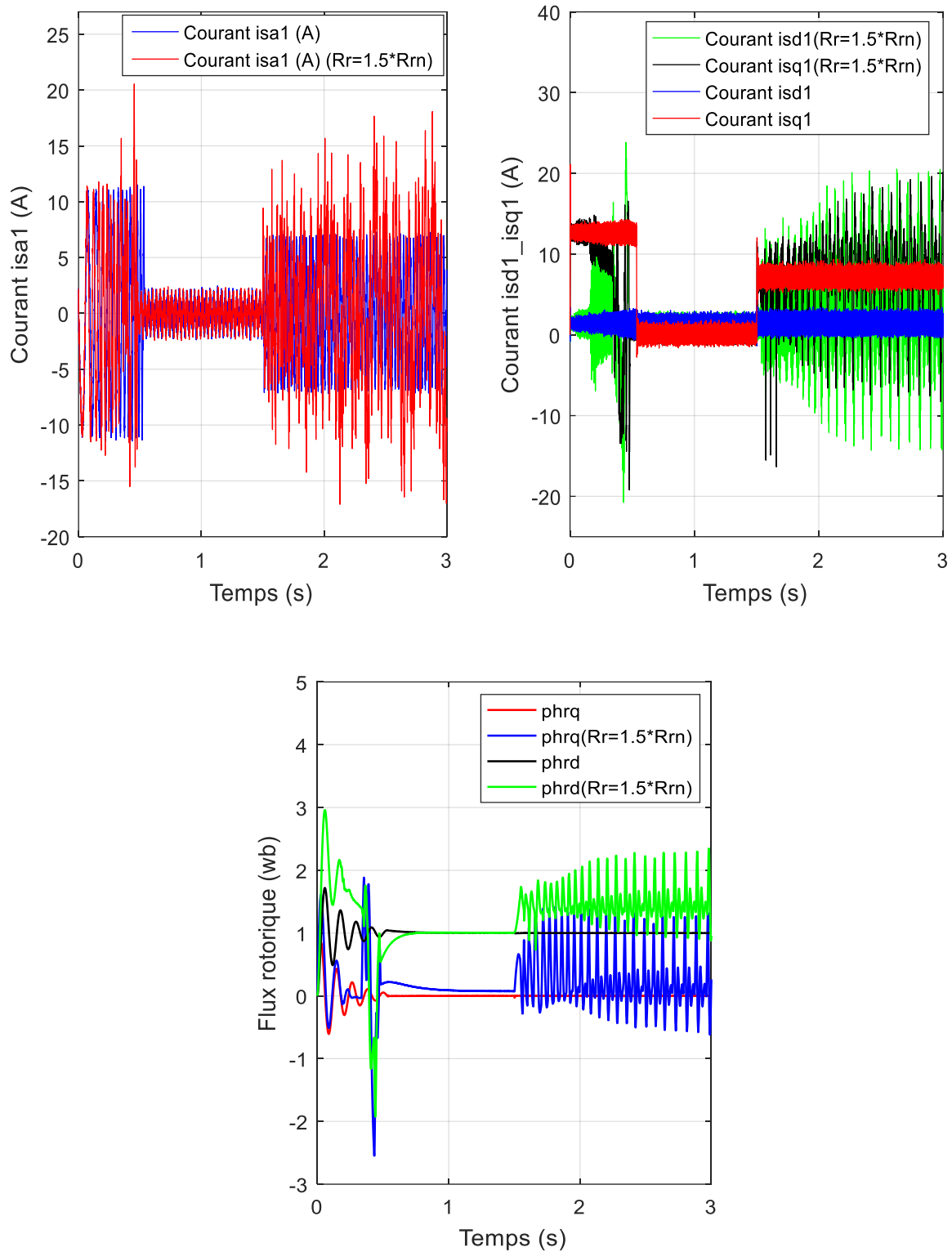


Figure (3.9) Evaluation avec changement de R_r de 150%

Les résultats de la figure (3.9) mettent en exergue la robustesse du FOC lorsque l'on applique une déviation de R_r de 150% par rapport à sa mesure initiale. La vitesse mesurée de l'arbre suit toujours la consigne (ω_{ref}) avec une légère oscillation transitoire et une faible erreur statique, montrant ainsi une adaptabilité accrue. Quant au couple de charge on constate qu'il est efficacement compensé par le couple électromagnétique, on remarque tout fois la présence

d'oscillations induites à cause de la variation de R_r , traduisant une réponse tardive. Des fluctuations amplifiées sont remarquées sur les formes d'onde des courants et des flux rotoriques, mais ils restent globalement stables. Ces résultats confirment que le FOC maintien des performances acceptables malgré des variations importantes de paramètres, tout en révélant une sensibilité accrue des oscillations transitoires au changement de R_r , nécessitant des ajustements pour améliorer la stabilité.

3.6 Conclusion

Cette partie du chapitre s'est consacrée à l'étude de la commande vectorielle indirecte pour réaliser la variation de la vitesse de la machine. L'analyse des tests a montré que la réponse du système est assez acceptable, par ailleurs nous avons montré la vulnérabilité des régulateurs PI lorsque le système des incertitudes paramétriques et particulièrement celle de la résistance du rotor. Nous enchaînerons ce chapitre par un approfondissement d'une méthode alternative basée sur la commande directe du couple (DTC). Cette approche vise non seulement à renforcer la stabilité du contrôle, mais également à optimiser la dynamique du système en proposant une architecture simplifiée.

Partie II : Commande directe du couple de la MASDE

3.7 Introduction

Un développement marquant dans le domaine d'entraînement c'est manifesté par la régulation directe du couple (DTC). Introduite dans les années 1980 par Takahashi et Depenbrock, cette approche était conçue pour s'imposer en tant que solution aux méthodes qui ont marqué leur présence auparavant à l'instar des commandes scalaire et vectorielle [80-81].

Les impulsions de commande sont créées partant des calculs des termes du couple et du flux. alors que dans la commande IFOC ils étaient générés à travers des tensions de consigne et de la pulsation statorique (elle-même est calculée à partir de vitesse mesurée), et qui étaient ensuite transmise vers la commande rapprochée du convertisseur PWM [82-84].

Par ce qui suit on étendra les théories qui fondent la commande de la machine par DTC.

3.8 La commande directe du couple

Le couple électromagnétique et le module du flux statorique sont cernés à l'intérieur des bandes des régulateurs à hystérésis. Si l'un et/ou l'autre atteint les bordures de ces bandes, de nouveaux vecteurs de tension sont exigés pour obliger la grandeur ciblée à rester dans les extrémités prédéfinies.

L'évolution du couple et de l'amplitude du flux statorique doit être connue pour permettre le bon choix du vecteur de tension. Ceci aboutira à leur contrôle d'une manière distincte à l'aide de deux contrôleurs à hystérésis [84-87]. La suppression du bloc MLI constitue un atout majeur dans la DTC. Et pour éviter les ondulations du couple causées par les contrôleurs à hystérésis, il est recommandé de travailler en hautes fréquences.

On peut résumer les particularités de la DTC par le fait qu'en contrôlant directement le couple et le flux permettra un contrôle indirect des courants et tensions du stator. Ce procédé génère un flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales, assurant une réponse dynamique très rapide de la machine. Cependant, le DTC présente des limitations, telles que des ondulations de couple et une fréquence de commutation variable, toutes deux dues à la largeur des bandes d'hystérésis [84].

3.9 Elaboration de la stratégie de contrôle par la DTC

Pour cette commande, le flux statorique est pris comme grandeurs de régulation car il est moins compliqué à estimer par rapport à celui du rotor et sa dynamique est plus rapide. En plus, sa régulation permet de régler celle du rotor. Elle utilise également la régulation du couple car sa qualité présente une incidence accrue sur celle de la vitesse [88].

3.10 Dérivation des signaux de commande des interrupteurs

Les composants de puissance de l'onduleur triphasé peuvent avoir uniquement deux états, la grandeur complexe du vecteur de tension possède alors huit positions. Ce dernier est exprimé dans le repère (α, β) par la relation suivante [89] :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b \exp \left(j \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \exp \left(j \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (3.31)$$

avec : V_a , V_b et V_c représentent les tensions simples à la sortie du convertisseur.

Une autre relation du vecteur de tension peut être exprimée comme suit :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (3.32)$$

Par la relation (3.32) on peut conclure huit états de l'onduleur où deux parmi eux représentent les vecteurs nuls, comme illustré sur la figure (3.10)

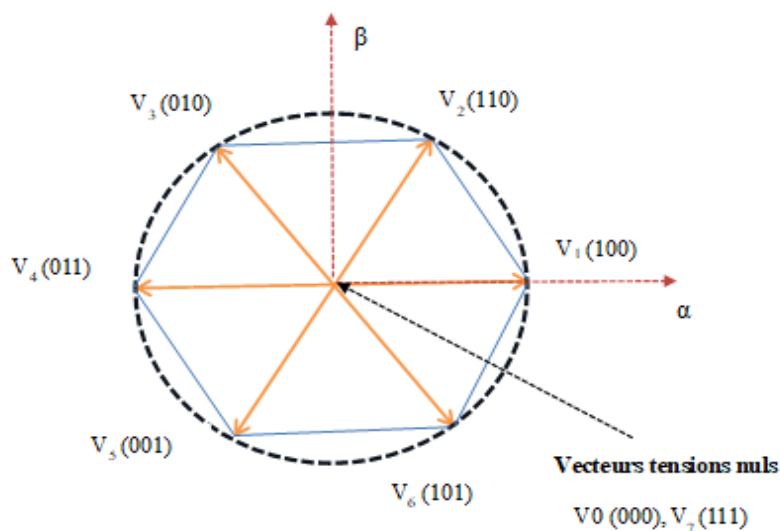


Figure (3.10) Illustration vectorielle d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

3.11 Réglage du flux au stator

Le calcul du flux est exprimé comme suit [90]:

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (3.33)$$

Comme entre deux commutations on utilise le même vecteur de tension, il revient d'écrire [90] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (3.34)$$

Le terme $R_s I_s$ peut être omis devant la tension (ceci est justifiable dans les points de fonctionnement à grandes vitesses). On peut alors tirer la variation du flux entre deux instants $\Delta T = t_1 - t_2$ en plus du vecteur de tension comme suit [91] :

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \quad (3.35)$$

Ainsi, le déplacement du flux décrit une droite d'axe colinéaire en suivant le vecteur de tension appliqué. Les figures (3.11) et (3.12) montrent l'effet des vecteurs de tension.

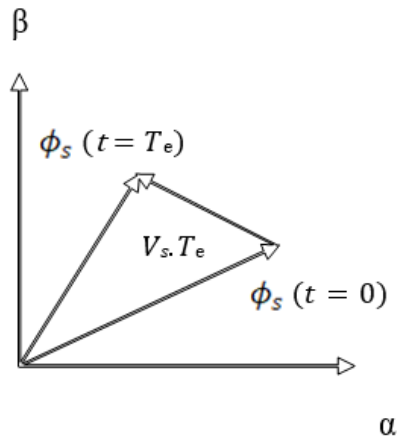


Figure (3.11) Effet de vecteur de tension qui réduit le module du flux.

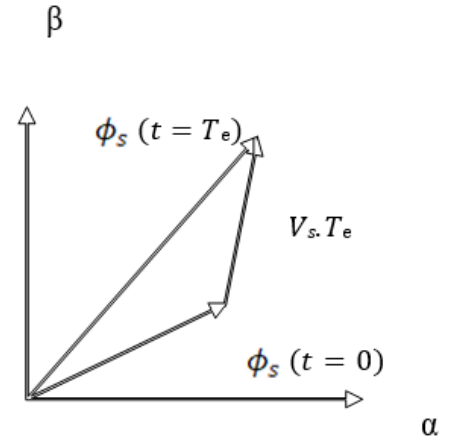


Figure (3.12) Effet de vecteur de tension qui augmente le module du flux.

On peut donc imposer au flux une trajectoire en forme de cercle qui est quasiment égale à une référence prédéfinie grâce au choix des vecteurs de tension qu'on applique sur un temps T_e .

La figure (3.13) démontre cette analyse où on voit que le flux statorique suit sa référence dans les limites de la bande d'hystérésis décrivant une trajectoire circulaire.

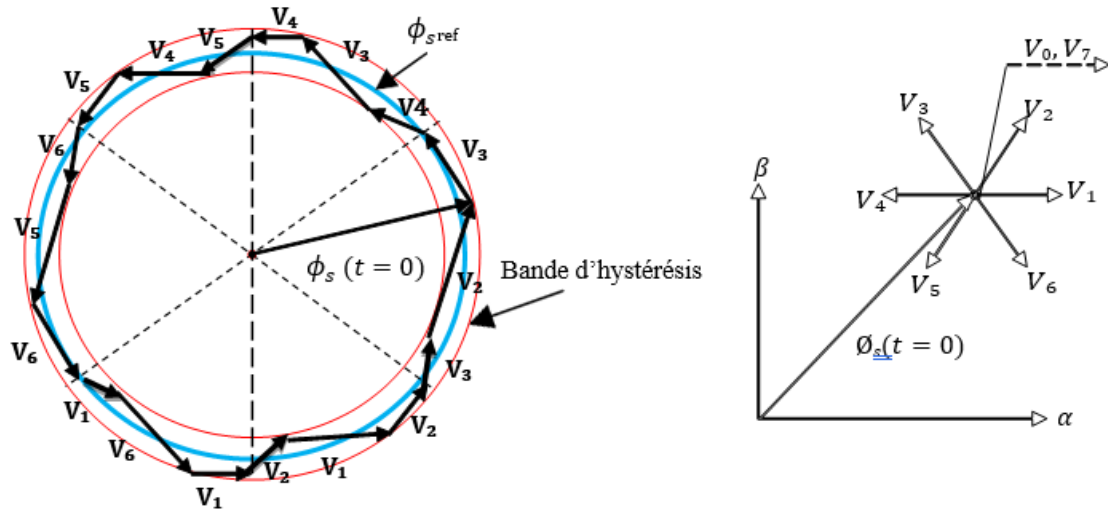


Figure (3.13) Trajectoire du flux statorique

3.12 Réglage du couple électromagnétique

Dans la DTC, il faut avoir l'estimation du couple électromagnétique, cette tâche est accomplie si on acquière l'estimation du flux $(\phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s})$ et le calcul des courants $(i_{\alpha s}, i_{\beta s})$. L'expression suivante procure ce qu'on souhaite avoir [90] :

$$C_{em} = \frac{P}{L_s} (\overline{\phi_s} \times \overline{\phi_r}) = K \|\overline{\phi_s}\| \|\overline{\phi_r}\| \sin(\varphi) \quad (3.36)$$

Où $\|\cdot\|$ représente le module de la grandeur concernée et φ est l'angle les séparant. D'après (3.36), il est évident qu'on agissant sur le module du flux ϕ_s par le biais du vecteur V_s cela va nous permettre de manipuler le couple d'une manière indépendante et donc on aboutira au découplage souhaité.

Si l'angle φ évolue entre $(-90^\circ \text{ et } 90^\circ)$, cela va permettre d'avoir une variation du couple (sa dérivée) positive, si φ est hors cette intervalle le couple sera réduit. Il est à prendre en compte la valeur de $\varphi = 0$ qui correspond à la frontière de stabilisation où la puissance atteint sa valeur maximale [92].

3.13 choix du vecteur tension

Pour que le flux suive une référence constante, il faut que son évolution décrive une forme de cercle. Pour cela, il faut appliquer un vecteur de tension qui lui est perpendiculaire en le gardant dans une bande prédéfinie.

En plus du vecteur de tension V_s , le sens désiré de la vitesse est aussi considéré pour le contrôle du couple. Pour ϕ_s on peut diviser sa surface d'évolution en 6 zones équidistantes appelées secteurs [93].

La représentation ci-dessous (figure 3.14) indique la division de l'espace en 6 secteurs. Ainsi, le contrôle de l'onduleur par la commande rapprochée s'effectue par la différence entre les valeurs estimées et les valeurs de référence du couple et du flux tout en considérant la zone où se situe le flux.

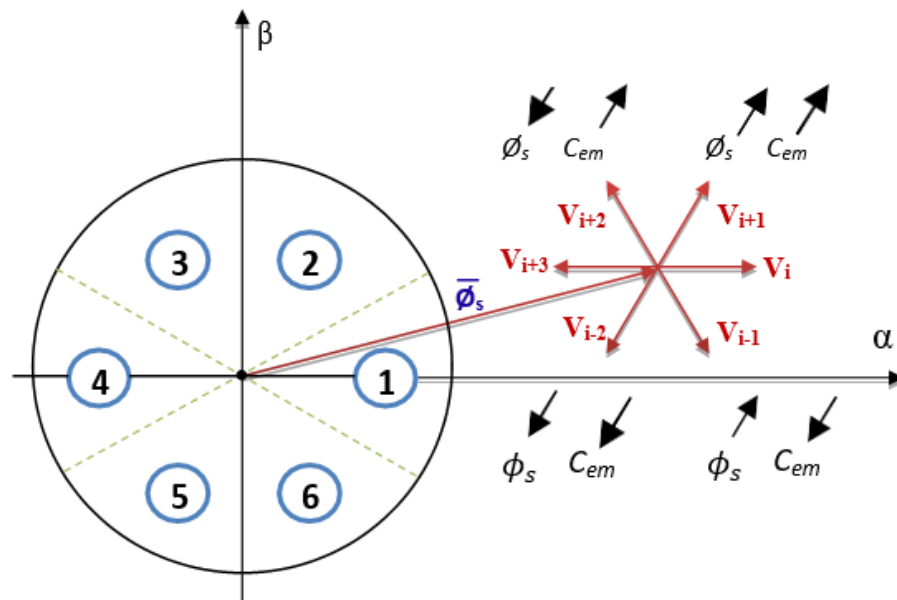


Figure (3.14) Choix du vecteur tension.

Si au cours du fonctionnement le module du flux est situé dans un secteur qu'on va indiquer par N_i ($i= 1,2,...,6$), on aura la possibilité d'appliquer les séquences des vecteurs de tension selon l'ordre suivant [94] :

- V_{i+1} est appliquée si l'on souhaite que le module du flux et le couple augmentent.
- V_{i+2} est appliquée si l'on souhaite que le module du flux diminue et le couple augmente.
- V_{i-1} est appliquée si l'on souhaite que le module du flux augmente et le couple diminue.
- V_{i-2} est appliquée si l'on souhaite que le module du flux diminue et le couple diminue.

Le choix des vecteurs nuls V_0 ou V_7 conduit à l'arrêt du flux, le couple quant à lui diminuera ou augmentera selon que la vitesse de rotation soit positive ou négative respectivement.

Si le flux est situé au commencement d'un secteur i , les tensions V_{i+1} et V_{i-2} auront un grand impact sur l'évolution du couple, tandis que l'amplitude du flux ϕ_s évoluera de manière plus modérée. À la fin de la zone, cette dynamique s'inverse.

Pour le secteur i , les tensions V_i et V_{i+3} n'entreront pas en jeu car ils vont induire une variation drastique du flux, sans pour autant avoir une influence sur le couple où elle dépendra du secteur concerné.

Pour les comparer à leurs références, on aura besoin d'estimer le couple et le flux.

3.14 Estimation du flux statorique

Des capteurs sont nécessaires afin d'acquérir la mesure des courants et des tensions pour les exploiter à l'estimation du flux à travers l'équation suivante [95] :

$$\overline{\Phi_s}(t) = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (3.37)$$

Où : $\overline{\Phi_s} = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta}$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.38)$$

On retrouve ainsi son par [90-91]:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (3.39)$$

Les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont évidemment tirées de la transformé de Concordia des courants mesurés.

$$\begin{aligned} \bar{I}_s &= I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ \left\{ \begin{array}{l} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{array} \right. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Remarque :

On peut utiliser la relation (3.32) pour avoir les composantes de la tension comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{array} \right. \end{aligned} \quad (3.41)$$

La détection du secteur où se situe le flux est effectuée par le ratio de ses composantes, en utilisant la formule suivante :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (3.42)$$

3.15 Estimation du couple électromagnétique

L'équation (3.43) est une forme d'expression du couple électromagnétique, elle est utilisée dans cette commande [95] :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (3.43)$$

On remarque bien que la qualité de l'estimation de couple est assujettie à celle de l'estimation du flux et le calcul des courants.

3.16 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

3.16.1 Elaboration des contrôleurs de flux

En ce qui concerne le contrôle du flux, un régulateur à bandes d'hystérésis à deux niveaux est utilisé. C'est à lui de générer une commande logique C_{flx} (1 ou 0) en fonction de la différence entre la grandeur de référence ϕ_{sref} et celle estimée ϕ_s des flux.

L'erreur est donnée par [95] :

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \quad (3.44)$$

Une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ est maintenue par un contrôleur d'hystérésis à 2 états.

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\phi_s$. Cela indique que le flux statorique sort de la bande d'hystérésis. Dans la première situation, un vecteur de tension est requêt afin de diminuer le flux, tandis que pour le second scénario il sera nécessaire d'appliquer un vecteur de tension qui augmentera le module de flux statorique [93],[94],[95].

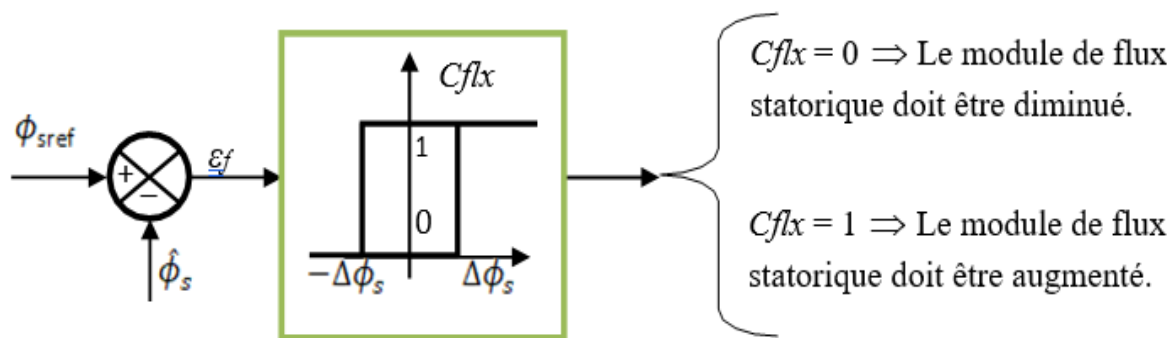


Figure (3.15) Contrôle à hystérésis à deux niveaux

3.16.2 Elaboration des contrôleurs du couple

Il existe deux types de contrôleurs d'hystérésis pour contrôler le couple électromagnétique, un comparateur d'hystérésis à deux niveaux et à trois niveaux. Le premier est choisi pour sa structure simple, qui ressemble à celle du flux (figure 3.15), mais un sens de rotation sera pris en compte. Le deuxième est préféré lorsqu'on souhaite fonctionner la machine dans des sens inversés, ceci permettra de générer des couples bipolaires.

Le régulateur possède trois types de sorties à savoir : $C_{cpl} = 1$ pour une consigne positive et la consigne, $C_{cpl} = -1$ pour une consigne négative et $C_{cpl} = 0$ [91-96].

Ce type de correcteur est illustré dans la figure (3.16).

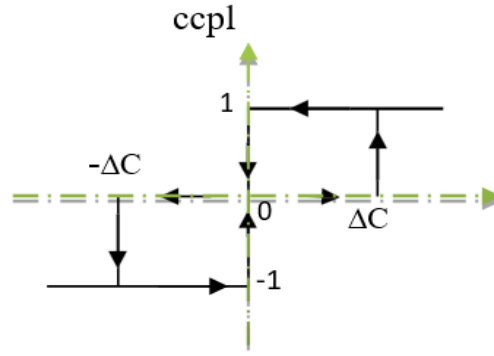


Figure (3.16) Correcteur du couple à trois niveaux

3.17 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation ou (switching table) constitue le noyau qui va générer les séquences de vecteur à appliquer. Le tableau (3.1) indique les vecteurs de tension à partir des sorties des régulateurs et le secteur qui pointe sur la position actuelle du module du flux [81-96].

Tableau (3.1) Table classique de localisation des états de l'onduleur (Table de Takahachi)

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

3.18 Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) pour la MASDE

La technique DTC pour la machine est schématisée sur la figure (3.17). Un régulateur PI est utilisé pour le contrôle de la vitesse. Après estimation du flux et du couple, ceux-ci sont soustraits de leurs références et injectés ensuite vers les régulateurs à hystérésis correspondants.

La table de commutation se charge de traiter les informations issues des régulateurs en prenant en compte l'information du secteur, et de générer ensuite les signaux de commande.

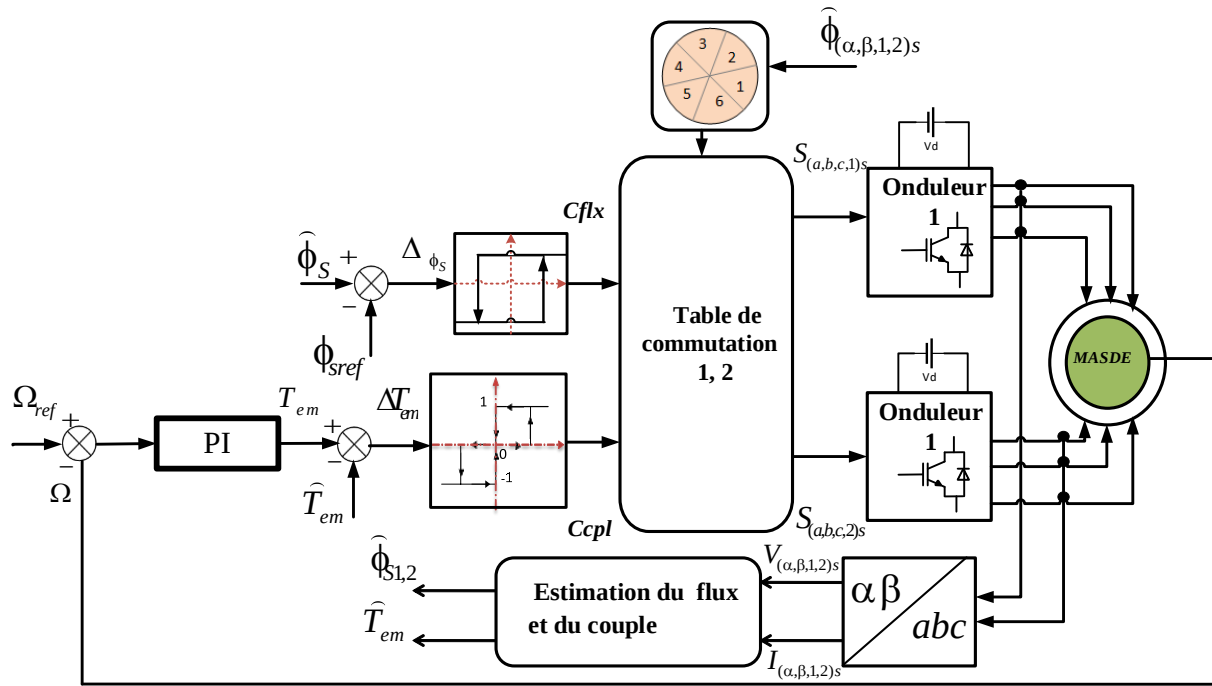


Figure (3.17) Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MASDE.

3.18.1 Résultats de la simulation et interprétation

Afin de scruter et d'analyser la commande DTC, on va entamer une série de tests qui comprend une multitude de scénarios à commencer par la robustesse aux perturbations externes.

3.18.2 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de couple de charge

La commande de vitesse de la machine par la technique DTC garantit une bonne performance lors d'une variation du couple de charge. La vitesse atteint rapidement sa consigne de 200 rad/s et reste stable, même si la machine subit une charge de 14 N.m à l'instant $t=1.5$ s. Le couple répond en rapidité sans déviation notable.

D'après la forme des courbes des courants, on remarque des fluctuations passagères lorsque la machine est chargée, mais qui se stabilisent à la fin des régimes transitoires. Enfin, le flux statorique suit une trajectoire régulière en forme de cercle, indiquant une maîtrise efficace du flux malgré les perturbations transitoires. Ces résultats confirment l'efficacité globale de la DTC pour gérer les variations de charge, tout en soulignant la possibilité d'améliorations pour réduire les ondulations.

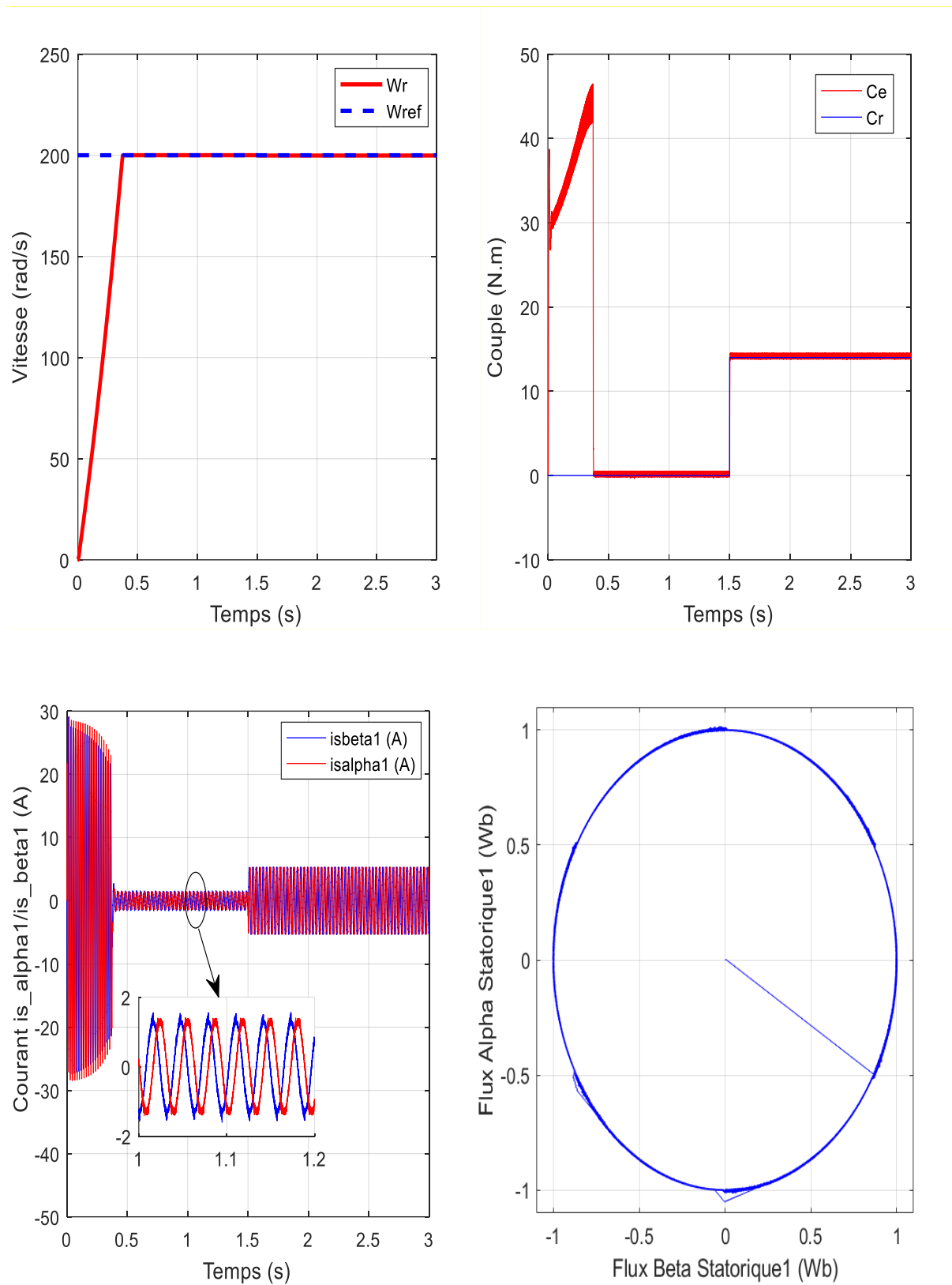


Figure (3.18) Caractéristiques dynamiques et statiques de la DTC de la MASDE lors de la variation du couple de charge

3.18.3 Test de changement du sens de rotation

A présent, on procède à l'analyse des performances issues des résultats de la DTC lorsque la machine est sollicitée à l'inversion drastique de la référence. Ces résultats sont illustrés par la figure (3.19).

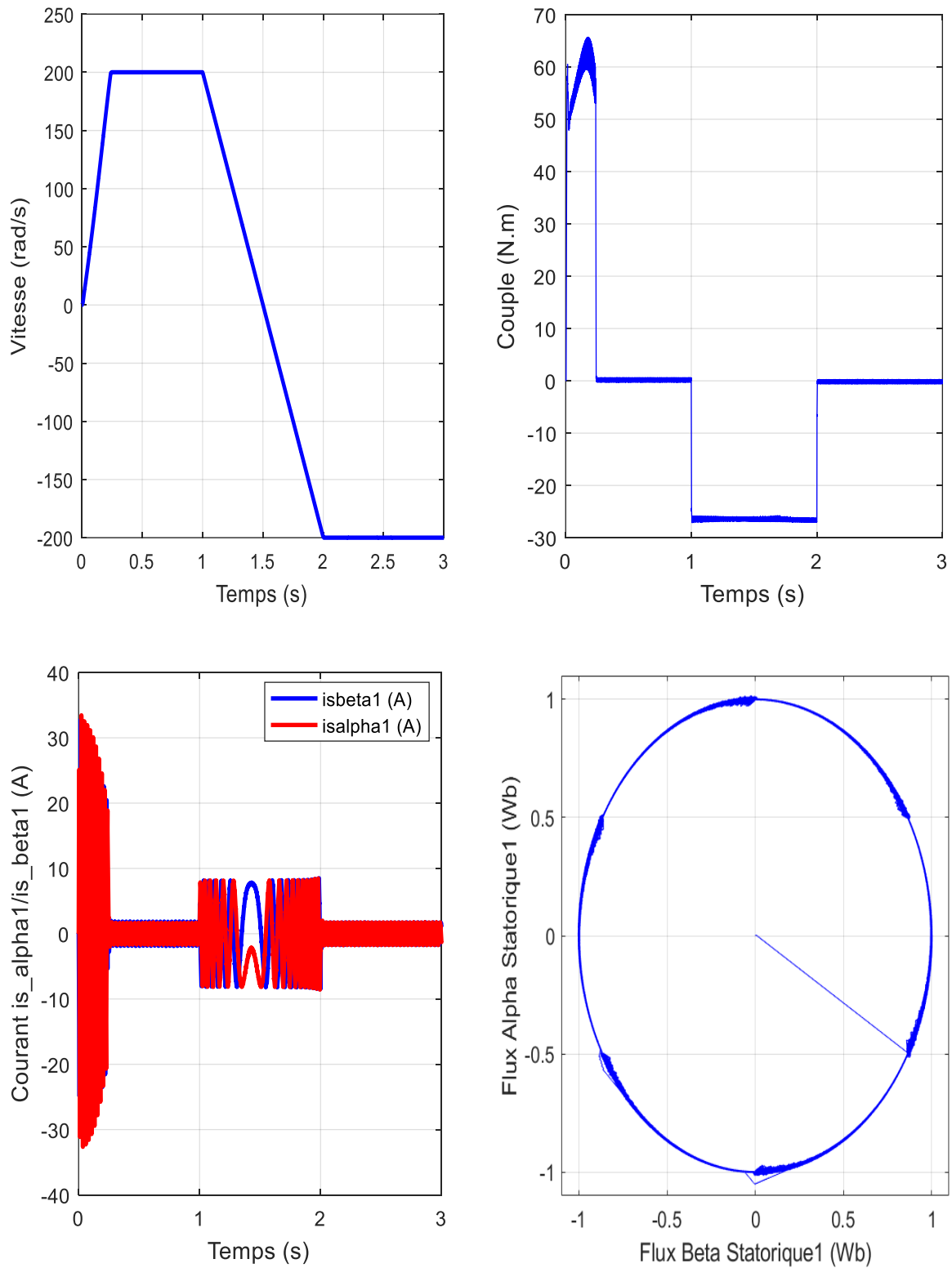


Figure (3.19) Caractéristiques dynamiques et statiques de la DTC de la MASDE lors de l'inversion du sens de rotation

Premièrement, on constate le passage rapide entre deux sens opposés ($+200 \text{ rad/s}$ à -200 rad/s) avec une stabilisation après un bref transitoire. Le couple, quant à lui, présente des pics caractéristiques au moment de l'inversion, reflétant les limitations classiques de la DTC liées aux oscillations transitoires. Les courants statoriques montrent également des perturbations notables pendant la transition, avant de se stabiliser en régime permanent. Enfin, On note la course circulaire du flux avec seulement quelques déviations sans perturber la stabilité du contrôle. Ces résultats confirment l'efficacité globale de la DTC tout en mettant en évidence ses limites, notamment en termes d'oscillations transitoires, qui pourraient être réduites en introduisant d'autres méthodes de contrôle avancées.

3.19 Conclusion

A travers ce chapitre on a pu étudier et analyser les commandes IFOC et DTC appliquées à la machine. Ces techniques ont démontré leurs performances tout en présentant certaines limitations, notamment en termes de sensibilité aux paramètres et de présence oscillations.

Dans le chapitre suivant, nous approfondirons les stratégies de commande par mode glissant, en particulier le SMC classique et le SMC d'ordre supérieur, afin d'évaluer leurs performances et leur robustesse dans le contrôle de la machine.

Chapitre 4 : Commande Avancée de la MASDE par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

4.1 Introduction

La commande par mode glissant (CMG) est aujourd'hui considérée comme l'une des méthodes de contrôle les plus efficaces et les plus utilisées pour les systèmes non linéaires. Grâce à sa grande flexibilité et à ses nombreux avantages, elle s'est imposée comme une solution essentielle dans divers domaines tels que le génie mécanique, l'électrotechnique et la robotique [97]. En comparaison des méthodes classiques, elle se distingue par ses propriétés remarquables, notamment sa robustesse face aux incertitudes et aux perturbations, ainsi que sa capacité à s'adapter à des environnements dynamiques et variés.

L'un des principaux atouts de cette approche repose sur sa simplicité de conception et sa capacité à assurer un contrôle performant, même pour des systèmes soumis à des perturbations externes et à des variations internes de paramètres. Cette robustesse permet de compenser les changements de dynamique du système tout en maintenant sa stabilité dans des contextes complexes [97-99].

Dans ce chapitre, nous débuterons par une présentation détaillée des principes fondamentaux de la commande par mode glissant d'ordre 1, qui constitue la base de cette technique. Nous décrirons son fonctionnement et ses applications potentielles pour assurer une gestion efficace des systèmes dynamiques. Une attention particulière sera accordée au phénomène de broutement (chattering), une problématique récurrente dans les approches à base de commutations. Nous expliquerons également les lois de commande associées et leur application spécifique à la gestion de la MASDE, utilisée comme cas d'étude.

Pour surmonter les limitations du mode glissant classique, notamment les oscillations indésirables dues au broutement, nous introduirons dans la deuxième partie du chapitre des améliorations basées sur des stratégies de commande avancées. Ainsi, la commande par mode glissant de deuxième ordre, et en particulier l'algorithme super-twisting, sera détaillée. Ce type de contrôle se distingue par sa capacité à atténuer considérablement les oscillations tout en préservant la robustesse inhérente à la méthode.

Enfin, la troisième partie du chapitre sera consacrée à la présentation et à l'analyse d'une commande par mode glissant de troisième ordre. Cette approche innovante offre une solution encore plus performante pour réduire les effets indésirables du chattering tout en augmentant la précision et la stabilité du système. Ces contrôleurs avancés seront appliqués à la structure de commande indirecte à flux rotorique orienté, permettant une évaluation approfondie de leurs performances dans des conditions variées.

4.2 Commandes à structures variables : évolution et principes fondamentaux

Les systèmes à structure variable, étudiés depuis les années 1950, ont été initiés par des chercheurs tels qu'Anosov, Tzytkin et Emelyanov, dans le cadre de travaux réalisés en Union soviétique. Ces recherches, poursuivant les avancées de Filippov sur les équations différentielles incluant des éléments discontinus, ont jeté les bases des stratégies de commande par commutation. Plus tard, des contributions significatives ont été apportées par Slotine aux États-Unis, tandis que Tong, Harashima et Hashimoto ont enrichi ces études au Japon. Dans les années 1970, le concept de « mode glissant » a été introduit par Utkin, établissant cette approche comme une stratégie clé pour les systèmes non linéaires [100-102].

Le principe fondamental de la commande par mode glissant repose sur l'utilisation de commutations discontinues, permettant de diriger les trajectoires des états du système vers une surface définie, appelée surface de glissement. Une fois sur cette surface, la dynamique de l'état est confinée à évoluer selon des lois prédéfinies, jusqu'à atteindre l'équilibre. Ce mécanisme confère à cette méthode une robustesse remarquable face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, ce qui en fait une solution attrayante pour le contrôle des systèmes complexes. Cependant, cette technique présente également des limites, parmi lesquelles le phénomène de « chattering » figure comme un inconvénient majeur [1].

Le chattering, inhérent à la discontinuité de la loi de commande, se manifeste par des oscillations de haute fréquence autour de la surface de glissement. Bien que cette discontinuité soit essentielle pour garantir la robustesse, elle impose en pratique des limitations. En effet, la fréquence de commutation infinie exigée par la théorie est irréalisable dans des systèmes réels, où les convertisseurs de puissance et les contrôleurs possèdent des capacités limitées. Ces oscillations indésirables peuvent entraîner des pertes d'énergie par commutation, activer des dynamiques haute fréquence non modélisées et, dans certains cas, compromettre la stabilité globale du système. Par ailleurs, les convertisseurs de puissance soumis à ce phénomène subissent une usure accrue, ce qui limite leur durée de vie opérationnelle.

Malgré ces contraintes, la commande par mode glissant reste l'une des techniques non linéaires les plus simples et les plus efficaces pour le contrôle de systèmes complexes ou incertains. Son application est particulièrement pertinente pour les systèmes où les modèles sont imprécis ou soumis à des variations significatives, comme les machines à courant alternatif. Sa capacité à maintenir des performances fiables et robustes dans des

environnements difficiles lui confère une position privilégiée dans le domaine de la commande non linéaire [101-102].

4.3 Fondements de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une stratégie de contrôle visant à orienter les trajectoires d'état d'un système vers une surface spécifiquement définie, appelée surface de glissement, puis à les maintenir sur celle-ci grâce à une logique de commutation. Une fois sur cette surface, les trajectoires évoluent selon des lois dynamiques préalablement établies, jusqu'à atteindre le point d'équilibre souhaité. Ce processus, caractérisé par des phénomènes de glissement, permet d'assurer une régulation efficace même en présence d'incertitudes.

Les principales propriétés associées au mode glissant sont les suivantes [103-104] :

- **Influence des coefficients de la surface** : Lorsque le système entre en mode glissant, sa dynamique est principalement gouvernée par les coefficients qui définissent la surface de glissement. Cette particularité simplifie l'analyse du comportement global, car elle permet de concentrer l'étude uniquement sur la surface sélectionnée pour le contrôle.
- **Robustesse face aux incertitudes** : La capacité du système à résister aux perturbations externes et aux variations des paramètres internes peut être intégrée dès la phase de conception de la loi de commande. Cette prise en compte anticipée permet de renforcer la robustesse du système, même lorsque les perturbations sont partiellement connues ou imprévisibles.

Ces propriétés font de la commande par mode glissant une stratégie fiable et efficace pour gérer des systèmes complexes. Toutefois, le choix approprié de la surface de glissement et l'élaboration rigoureuse de la loi de commande associée demeurent des éléments déterminants pour optimiser les performances globales du système. La figure (4.1) illustre la trajectoire d'un système dans le plan de phase, en mettant en évidence les trois étapes distinctes : la phase de convergence, la phase de glissement, et la stabilisation finale. Ces étapes soulignent la manière dont la commande par mode glissant guide le système vers son équilibre de manière robuste et précise.

4.3.1 Phase de convergence (MC)

La phase de convergence représente l'étape où la variable d'état du système évolue depuis une condition initiale dans le plan de phase pour atteindre la surface de glissement. Cette

surface est définie par l'équation $S(x,y)=0$, qui constitue une condition clé pour le comportement du système. Durant cette phase, la trajectoire est dirigée par les lois de commande qui garantissent que les critères de convergence soient respectés. Ces critères jouent un rôle fondamental en assurant que, malgré les incertitudes ou perturbations éventuelles, la trajectoire converge rapidement et efficacement vers la surface de glissement [105].

4.3.2 Phase de glissement (MG)

Une fois que la variable d'état atteint la surface de glissement, le système entre dans ce que l'on appelle la phase de glissement. Durant cette étape, la trajectoire du système reste confinée à la surface de glissement définie par $S(x,y)=0$ et se dirige vers l'origine dans le plan de phase. La dynamique de cette phase est exclusivement déterminée par la définition précise de la surface de glissement, qui agit comme une contrainte imposée à l'évolution du système.

Cette phase constitue le cœur du fonctionnement de la commande par mode glissant, où la robustesse face aux perturbations extérieures et aux incertitudes paramétriques est pleinement exploitée. En effet, le mode glissant est directement lié à la qualité de la conception de la surface et à sa capacité à réguler efficacement la trajectoire de la variable d'état, garantissant ainsi un contrôle optimal [98].

4.3.3 Phase de régime permanent (MRP)

La phase de régime permanent se produit lorsque la trajectoire du système atteint un état de stabilité autour de son point d'équilibre, souvent localisé à l'origine du plan de phase. Cette étape se distingue par des performances stables et durables, incluant une précision élevée dans la régulation, une stabilité accrue du système et une gestion optimale de la fréquence de commutation. Une conception rigoureuse de cette phase permet de réduire efficacement les oscillations non désirées et de garantir une réponse fiable et robuste du système face aux perturbations extérieures et aux changements de conditions opérationnelles [102].

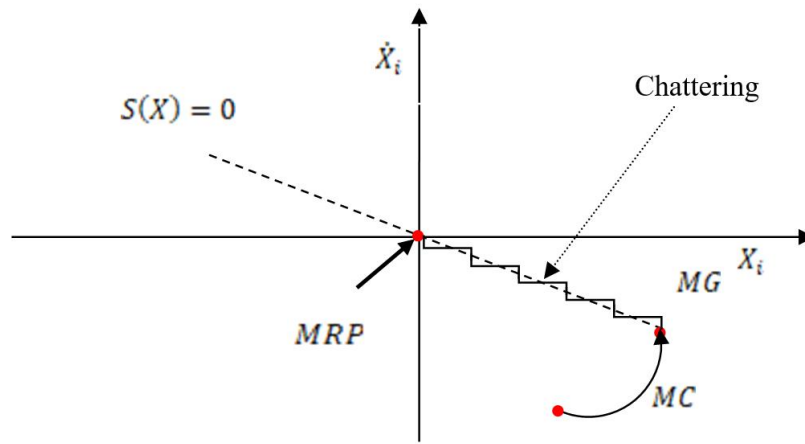


Figure (4.1) Illustration de la trajectoire dans le plan de phase.

4.4 Processus de conception de la commande par mode glissant

La mise en œuvre d'une commande par mode glissant repose sur un processus méthodique divisé en trois étapes principales, qui sont essentielles pour garantir un contrôle efficace et robuste du système [97-106] :

➤ Sélection de la surface de glissement :

Cette étape consiste à définir une courbe ou une surface mathématique spécifique dans l'espace d'état du système. La trajectoire du système, une fois en mode glissant, est contrainte d'évoluer sur cette surface, qui représente l'objectif de contrôle. Le choix de cette surface est crucial, car elle détermine la dynamique et la stabilité du système en mode de glissement.

➤ Définition des conditions d'existence et de convergence :

Il s'agit de formuler des conditions garantissant que le système atteint la surface de glissement et y reste, même en présence d'incertitudes et de perturbations. Ces conditions assurent que le comportement du système est robuste face aux variations paramétriques et aux interférences externes, rendant la commande fiable dans des contextes réels.

➤ Élaboration de la loi de commande :

La loi de commande est une fonction discontinue du temps qui permet de commuter dynamiquement entre différentes structures de commande. Son rôle est de diriger la trajectoire de l'état vers la surface de glissement et d'assurer qu'elle reste confinée sur celle-ci. La conception de cette loi est déterminante pour éviter des problèmes tels que le phénomène de chattering, tout en maintenant la robustesse du système.

4.4.1 Conception et formulation de la surface de glissement

Afin d'illustrer le processus de conception d'une commande par mode glissant, prenons comme exemple un système non linéaire générique, décrit par les équations suivantes [101-107] :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (4.1)$$

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

En règle générale, la sélection de la surface de glissement constitue une étape cruciale dans la conception de la commande par mode glissant. Cette surface doit être définie de manière à garantir que son annulation, ainsi que celle de ses dérivées successives, aboutissent aux performances de contrôle souhaitées. En d'autres termes, la trajectoire du système doit être contrainte à évoluer efficacement vers cette surface, puis à y rester de façon stable. Par ailleurs, la commande doit intervenir explicitement dans la dérivée première de la surface de glissement afin d'assurer un contrôle direct sur son orientation et sa dynamique.

Pour répondre à ces exigences, J. Slotine a proposé une formulation générale qui permet de concevoir une surface de glissement robuste, capable de guider une variable d'état vers sa valeur de consigne. Cette approche repose sur la définition suivante [101-107]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_s \right)^{n-1} e \quad (4.2)$$

λ_s : Coefficient positif utilisé pour ajuster la vitesse de convergence de l'erreur.

$e = x^* - x$: Écart (ou erreur) défini comme la différence entre la valeur souhaitée x^* (référence) et la valeur actuelle x .

x^* : Valeur de consigne ou référence que le système cherche à atteindre, et n : Degré relatif du système, qui représente le nombre de dérivées nécessaires de la surface de glissement pour que la commande intervienne directement dans l'équation dynamique.

Le but de la commande est de faire converger la solution de l'équation différentielle linéaire $S(x)$ vers zéro, c'est-à-dire que l'erreur $e(x)$ décroît de façon asymptotique avec une dynamique déterminée par le paramètre λ_s .

4.4.2 Critères d'existence et de convergence du mode glissant

Pour s'assurer que le système converge vers la surface de glissement et y demeure, même en présence de perturbations ou d'incertitudes, il est nécessaire de satisfaire certaines conditions spécifiques. Ces critères, connus sous le nom de conditions d'existence et de convergence, sont essentiels pour garantir la robustesse et la stabilité de la commande par mode glissant. En général, ces conditions se divisent en deux catégories principales [106] :

4.4.2.1 Méthode classique par fonction de commutation

La méthode traditionnelle, initialement développée et étudiée par Emilyanov et Utkin, repose sur la vérification de deux conditions fondamentales [101-107] :

$$\begin{cases} \text{si } \dot{S}(x) < 0 & \text{il faut } S(x) > 0 \\ \text{si } \dot{S}(x) > 0 & \text{il faut } S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

4.4.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov $V(x) > 0$ est une fonction qui prend une valeur positive pour tout x différent de zéro. Elle permet de vérifier la stabilité d'un système non linéaire et la convergence de la variable d'intérêt vers sa consigne. Elle s'écrit généralement sous la forme suivante [105-108] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.4)$$

La stabilité du système est assurée lorsque la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov, notée $\frac{dV(x)}{dt}$, est strictement négative, c'est-à-dire $\frac{dV(x)}{dt} < 0$. Cette condition garantit que l'énergie du système décroît au fil du temps, le conduisant ainsi vers un état stable.

L'objectif principal est de concevoir une loi de commande, notée U , qui provoque une diminution continue de la fonction de Lyapunov $V(x)$, quelle que soit la dynamique initiale ou les perturbations affectant le système. Cette propriété de décroissance permet d'assurer la convergence des trajectoires d'état vers la surface de glissement.

La condition de convergence peut donc être exprimée par l'inégalité suivante :

$$\dot{V} = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (4.5)$$

4.4.3 Élaboration de la loi de commande

La loi de commande dans un régulateur par mode glissant se compose de deux contributions principales, qui agissent de manière complémentaire pour garantir un contrôle robuste et efficace :

➤ **Composante équivalente (U_{eq})**

La composante équivalente représente la partie continue de la commande. Elle est calculée de manière à maintenir le système sur la surface de glissement une fois celle-ci atteinte. En l'absence de perturbations et dans des conditions idéales, cette composante serait suffisante pour stabiliser le système.

➤ **Composante de commutation (U_n).**

La composante de commutation est introduite pour compenser les perturbations et incertitudes présentes dans le système. Elle joue un rôle essentiel pour garantir la convergence des trajectoires d'état vers la surface de glissement, même en présence d'imperfections.

➤ **Loi de commande globale**

En combinant ces deux composantes, la loi de commande totale s'exprime comme suit :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.6)$$

- U_{eq} Maintient le système sur la surface de glissement,
- U_n Garantit l'attractivité vers cette surface et assure la robustesse contre les perturbations.

Cette structure hybride permet au régulateur par mode glissant d'allier robustesse et efficacité, bien que la discontinuité de U_n puisse induire le phénomène de chattering, nécessitant des techniques d'atténuation dans des applications réelles.

Pour déterminer l'expression analytique de la commande équivalente, il est essentiel de commencer par évaluer la dérivée de la surface de glissement par rapport au temps. Cette dérivée joue un rôle clé en définissant les conditions requises pour que la trajectoire du système reste confinée sur la surface de glissement, constituant ainsi le principe fondamental de la commande équivalente.

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (4.7)$$

En remplaçant les expressions (4.1) et (4.6) dans l'expression (4.7), on trouve :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} \left(f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(x, t) \right) + \frac{dS}{dx} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (4.8)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la surface de glissement est égale à zéro, de même que sa dérivée temporelle et sa composante discontinue. Dans cette situation, seule la commande équivalente reste active pour maintenir la trajectoire du système sur la surface de glissement. Par conséquent, l'expression de la commande équivalente est déterminée en annulant la dérivée de la surface de glissement, ce qui permet de calculer une commande capable de compenser les dynamiques naturelles du système tout en respectant les contraintes imposées par la surface.

$$U_{eq} = - \left(\frac{dS}{dx} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{dS}{dx} \cdot f(x, t). \quad (4.9)$$

Pour que la commande équivalente prenne une valeur finie, il est nécessaire que les conditions du système garantissent l'absence de singularités dans le calcul :

$$\frac{dS}{dx} \cdot B(x, t) \neq 0 \quad (4.10)$$

Dans la phase de convergence, la nouvelle expression de la dérivée de la surface est obtenue en remplaçant l'équation (4.9) dans l'équation (4.8), ce qui permet d'exprimer la dynamique de la surface en fonction des variables du système et des conditions de commande.

$$\dot{S} = \frac{dS}{dx} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (4.11)$$

D'où la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$, qui exige que le produit entre la surface de glissement et sa dérivée soit strictement négatif. Cette condition permet de s'assurer que la commande appliquée entraîne la trajectoire du système à converger vers la surface de glissement et à y rester.

$$S(x) \cdot \frac{dS}{dx} \cdot B(x, t) \cdot U_n < 0 \quad (4.12)$$

Afin de satisfaire cette condition, il est nécessaire que le signe de la composante discontinue soit opposé à celui du produit $S(x) \cdot \frac{dS}{dx} \cdot B(x, t)$. De manière générale, la commande discrète

en mode glissant est souvent exprimée sous une forme de type relais, comme l'indiquent les références [107-108].

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (4.13)$$

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

Pour une fonction définie φ , l'expression de la fonction signe « *sign* » est donnée par [105]:

$$\text{sign}(\varphi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \varphi > 0 \\ -1 & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

La figure (4.2) représente la fonction *sign* [102-105]:

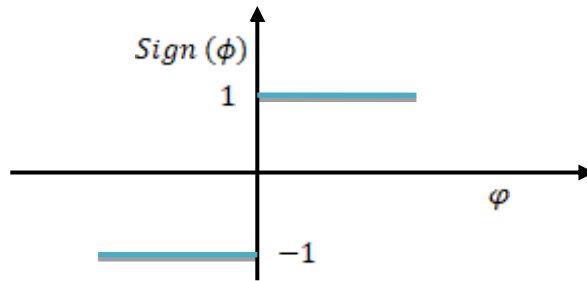


Figure (4.1) La fonction *sign*

4.4.4 Méthodes pour réduire le chattering dans la commande par mode glissant

L'utilisation des méthodes de commande par mode glissant entraîne généralement des changements discontinus dans la loi de commande, ce qui provoque des oscillations à haute fréquence connues sous le nom de chattering [99-107]. Ce phénomène peut affecter négativement les performances du système en causant des vibrations indésirables qui sollicitent excessivement les actionneurs. Sur le long terme, ces oscillations peuvent entraîner une usure prématurée des composants, activer des dynamiques non modélisées et générer des pertes énergétiques supplémentaires, réduisant ainsi l'efficacité globale du système.

Pour atténuer ces effets tout en conservant la structure de la commande par mode glissant, une solution couramment utilisée consiste à remplacer la fonction de commutation classique "sign" par une fonction de saturation appropriée. Cette approche permet d'éliminer les oscillations à haute fréquence tout en maintenant la robustesse de la commande.

Dans ce qui suit, nous présenterons deux fonctions de saturation alternatives pouvant être employées pour remplacer la fonction "sign", afin de diminuer efficacement l'effet du chattering [104-106].

4.4.4.1 La fonction "sat"

Elle est illustrée dans la figure (4.3) et se définit comme suit :

$$sat(\varphi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \varphi > \varepsilon \\ -1 & \text{si } \varphi < -\varepsilon \\ \frac{\varphi}{\varepsilon} & \text{si } |\varphi| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (4.15)$$

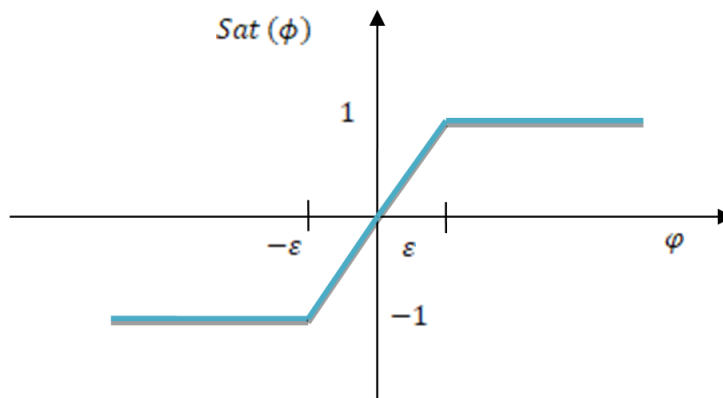


Figure (4.3) Fonction de saturation utilisée pour atténuer le chattering.

4.4.4.2 Fonction de Lissage "Smooth" pour la Réduction du Chattering

La fonction "smooth", également appelée fonction de lissage, est une méthode de commutation douce utilisée pour remplacer la fonction "sign" dans les lois de commande par mode glissant. Elle garantit une transition progressive et continue, permettant de limiter les oscillations de haute fréquence (chattering) et d'améliorer la performance globale du système. La figure (4.4) illustre un exemple typique de cette fonction.

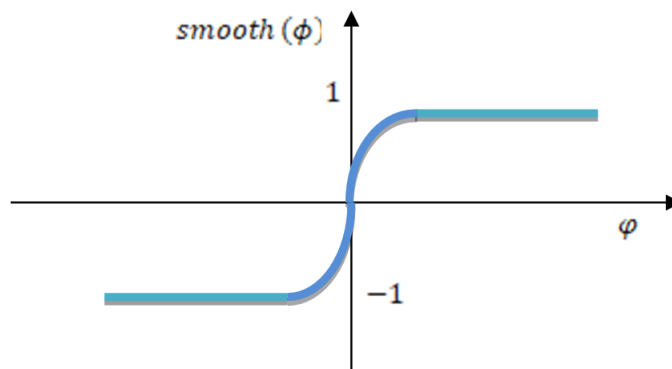


Figure (4.4) Fonction smooth utilisée pour adoucir la commutation et réduire le chattering.

Cette fonction est définie par l'expression suivante :

$$smooth(\phi) = \frac{\phi}{|\phi| + \mu} \quad (4.16)$$

4.5 Intégration de la commande par mode glissant dans la MASDE

Afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle appliquée à la MASDE, une transition a été opérée des régulateurs PI classiques vers des régulateurs à mode glissant. Cette modification vise à répondre aux limitations des approches traditionnelles, avec les objectifs suivants :

- **Précision accrue** : Garantir une régulation rapide et précise des variables du système.
- **Robustesse améliorée** : Renforcer la tolérance aux variations paramétriques et aux incertitudes de modélisation.
- **Stabilité en régime transitoire** : Réduire les amplitudes des courants et tensions durant les phases transitoires.

4.5.1 Conception d'un contrôle par mode glissant pour la MASDE

L'objectif de cette section est de développer une commande par mode glissant adaptée à la MASDE. Ce contrôle est conçu après un découplage réalisé via la méthode de la commande vectorielle, permettant une régulation optimale de la vitesse et des courants statoriques du système.

En s'appuyant sur le principe de la commande vectorielle et en adoptant une structure de commande en cascade pour la régulation de la vitesse, il est possible de découpler les dynamiques du flux et du couple. Cette approche permet d'obtenir un système d'équations simplifié, équation (4.17), décrivant avec précision les relations entre les courants statoriques, le couple électromagnétique, et la vitesse de la machine.

$$\begin{cases} \dot{I}_{s1d} = \frac{1}{L_{s1}} (U_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + T_r\psi_r^*\omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s1q} = \frac{1}{L_{s1}} (U_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \psi_r^*)) \\ \dot{I}_{s2d} = \frac{1}{L_{s2}} (U_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + T_r\psi_r^*\omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s2q} = \frac{1}{L_{s2}} (U_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \psi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left(P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \psi_r^* - f \cdot \Omega - C_r \right) \\ \dot{\psi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \psi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \end{cases} \quad (4.17)$$

Le système d'équations ainsi formulé constitue la base pour concevoir des lois de commande adaptées, garantissant une régulation optimale des performances de la MASDE [108].

4.5.2 Surface de régulation de la vitesse

Cette surface nécessite de garder l'erreur sur la surface de glissement $S(e,t) = 0$, où le degré relatif $r = 1$. Elle est donnée par l'expression suivante [109-111]:

$$S(\omega_r) = (\omega_r^* - \omega_r) \quad (4.18)$$

Sachant que $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$, la cinquième équation du système d'équation (4.17) devient :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \psi_r^* - \frac{f}{J} \cdot \Omega - \frac{p}{J} C_r \quad (4.19)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (4.20)$$

En posant $I_{sq} = I_{sq1} + I_{sq2}$, on peut écrire :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sq} \psi_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (4.21)$$

Et en remplaçant le courant I_{sq} par le courant de commande I_{sq}^* : $I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn}$

L'équation (4.20) devient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sqeq} \psi_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sqn} \psi_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (4.22)$$

En régime permanent de glissement idéal, on a $S(\omega_r) = 0$; $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $I_{sqn} = 0$, alors la formule équivalente I_{sqeq} sera donnée à partir de l'équation (4.20) par :

$$I_{sqeq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \psi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \quad (4.23)$$

Durant le mode de convergence, la condition : $S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée.

En remplaçant (4.23) dans (4.22), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J} \frac{L_m \psi_r^*}{L_m + L_r} I_{sqn} \quad (4.24)$$

On prendra la commande discontinue suivante :

$$I_{sqn} = K_{\omega r} \cdot \text{Sign}(S(\omega_r)) \quad (4.25)$$

4.5.2 Surface de régulation des courants statoriques

Les surfaces des courants sont définies de la manière suivante [107-111]:

$$\begin{cases} S(I_{s1d}) = (I_{s1d}^* - I_{s1d}) \\ S(I_{s1q}) = (I_{s1q}^* - I_{s1q}) \\ S(I_{s2d}) = (I_{s2d}^* - I_{s2d}) \\ S(I_{s2q}) = (I_{s2q}^* - I_{s2q}) \end{cases} \quad (4.26)$$

Les dérivées de ces dernières sont données par :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{s1d}) = (\dot{I}_{s1d}^* - \dot{I}_{s1d}) \\ \dot{S}(I_{s1q}) = (\dot{I}_{s1q}^* - \dot{I}_{s1q}) \\ \dot{S}(I_{s2d}) = (\dot{I}_{s2d}^* - \dot{I}_{s2d}) \\ \dot{S}(I_{s2q}) = (\dot{I}_{s2q}^* - \dot{I}_{s2q}) \end{cases} \quad (4.27)$$

En remplaçant les courants $\dot{I}_{s1d}, \dot{I}_{s2d}, \dot{I}_{s1q}, \dot{I}_{s2q}$ de l'équation (4.27) par leurs expressions données dans les systèmes d'équations (4.17), on obtient [110-111] :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}} (U_{s1d} - R_{s1} I_{s1d} + \omega_s^* (L_{s1} I_{s1q} + Tr \psi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{S}(I_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}} (U_{s1q} - R_{s1} I_{s1q} - \omega_s^* (L_{s1} I_{s1d} + \psi_r^*)) \\ \dot{S}(I_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}} (U_{s2d} - R_{s2} I_{s2d} + \omega_s^* (L_{s2} I_{s2q} + Tr \psi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{S}(I_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}} (U_{s2q} - R_{s2} I_{s2q} - \omega_s^* (L_{s2} I_{s2d} + \psi_r^*)) \end{cases} \quad (4.28)$$

Maintenant on substitue les tensions des équations (4.28) par les tensions de commande

$U_{s1d}^*, U_{s2d}^*, U_{s1q}^*, U_{s2q}^*$:

$$\begin{cases} U_{s1d}^* = U_{s1d\theta q} + U_{s1dn} \\ U_{s2d}^* = U_{s2d\theta q} + U_{s2dn} \\ U_{s1q}^* = U_{s1q\theta q} + U_{s1qn} \\ U_{s2q}^* = U_{s2q\theta q} + U_{s2qn} \end{cases} \quad (4.29)$$

On obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{s1d}) = \dot{i}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + Tr\psi_r^*\omega_{sr}^*) + U_{s1d\epsilon q} + U_{s1dn}) \\ \dot{S}(I_{s1q}) = \dot{i}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \psi_r^*) + U_{s1q\epsilon q} + U_{s1qn}) \\ \dot{S}(I_{s2d}) = \dot{i}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + Tr\psi_r^*\omega_{sr}^*) + U_{s2d\epsilon q} + U_{s2dn}) \\ \dot{S}(I_{s2q}) = \dot{i}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \psi_r^*) + U_{s2q\epsilon q} + U_{s2qn}) \end{cases} \quad (4.30)$$

A travers le mode glissant et le régime permanent nous avons :

$$\begin{cases} S(I_{s1d}) = 0 \rightarrow \dot{S}(I_{s1d}) = 0 \text{ et } U_{s1dn} = 0 \\ S(I_{s1q}) = 0 \rightarrow \dot{S}(I_{s1q}) = 0 \text{ et } U_{s1qn} = 0 \\ S(I_{s2d}) = 0 \rightarrow \dot{S}(I_{s2d}) = 0 \text{ et } U_{s2dn} = 0 \\ S(I_{s2q}) = 0 \rightarrow \dot{S}(I_{s2q}) = 0 \text{ et } U_{s2qn} = 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

A partir des équations (4.31), les expressions des commandes équivalentes sont données par :

$$\begin{cases} U_{s1d\epsilon q} = \dot{i}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + Tr\psi_r^*\omega_{sr}^*)) \\ U_{s1q\epsilon q} = \dot{i}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \psi_r^*)) \\ U_{s2d\epsilon q} = \dot{i}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + Tr\psi_r^*\omega_{sr}^*)) \\ U_{s2q\epsilon q} = \dot{i}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \psi_r^*)) \end{cases} \quad (4.32)$$

En mode de convergence, les conditions $S(I_{s1,2d}) \cdot \dot{S}(I_{s1,2d}) < 0$; $S(I_{s1,2q}) \cdot \dot{S}(I_{s1,2q}) < 0$, doivent être validées. Par substitutions, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(I_{s1d}) = -\frac{1}{L_{s1}}U_{s1dn} \\ \dot{S}(I_{s1q}) = -\frac{1}{L_{s1}}U_{s1qn} \\ \dot{S}(I_{s2d}) = -\frac{1}{L_{s2}}U_{s2dn} \\ \dot{S}(I_{s2q}) = -\frac{1}{L_{s2}}U_{s2qn} \end{cases} \quad (4.33)$$

On prend :

$$\begin{cases} U_{s1dn} = K_{d1} \cdot \text{sign}(S(I_{s1d})) \\ U_{s1qn} = K_{q1} \cdot \text{sign}(S(I_{s1q})) \\ U_{s2dn} = K_{d2} \cdot \text{sign}(S(I_{s2d})) \\ U_{s2qn} = K_{q2} \cdot \text{sign}(S(I_{s2q})) \end{cases} \quad (4.34)$$

Le schéma global de la commande vectorielle, intégrant des régulateurs à mode glissant (SMC) en remplacement des régulateurs PI, est présenté dans la figure (4.5)

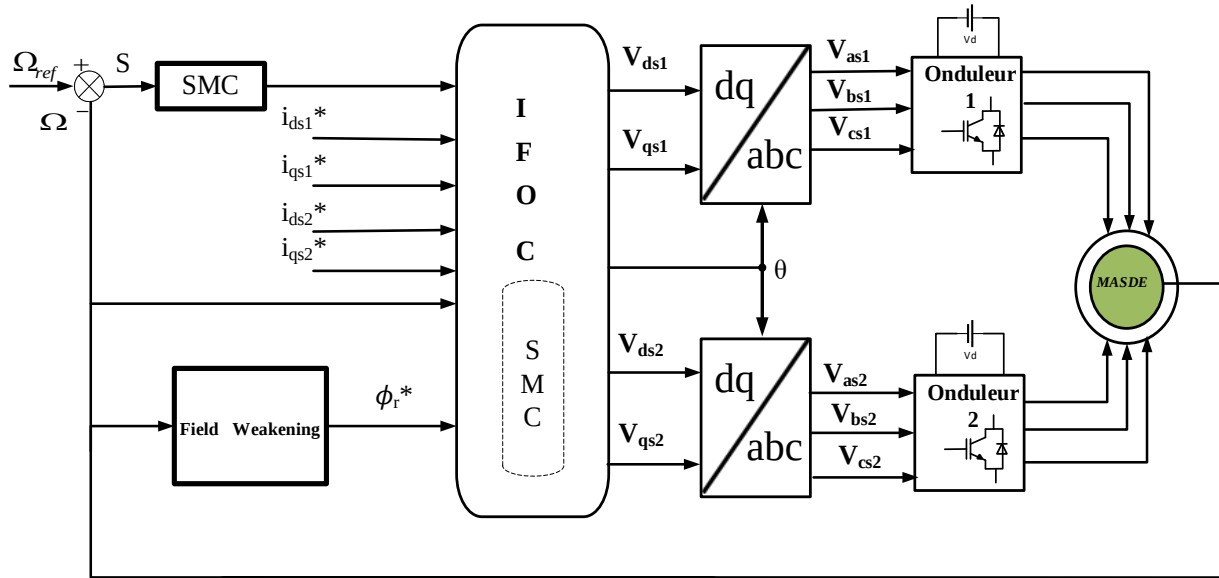


Figure (4.5) Schéma bloc de réglage de la vitesse par SMC

4.6 Étude des performances de la commande par mode glissant d'ordre 1 appliquée à la MASDE

Cette section est consacrée à l'examen des résultats issus des simulations visant à apprécier les performances de la commande par mode glissant d'ordre 1 sur la machine asynchrone double étoile. Les tests ont été menés dans différentes configurations de fonctionnement, incluant des variations de charge et de vitesse, afin d'évaluer la robustesse et l'efficacité de cette technique de commande.

4.6.1 Interprétation des résultats des simulations

Les observations issues des simulations démontrent l'aptitude de la commande à assurer une régulation efficace de la MASDE. Les divers scénarios testés comprennent des changements notables de la vitesse de consigne ainsi que des modifications brusques de charge, permettant d'analyser la capacité du système à maintenir une réponse stable et rapide. Ces tests offrent une évaluation approfondie de la robustesse du contrôle face aux perturbations ainsi que du comportement transitoire et en régime permanent.

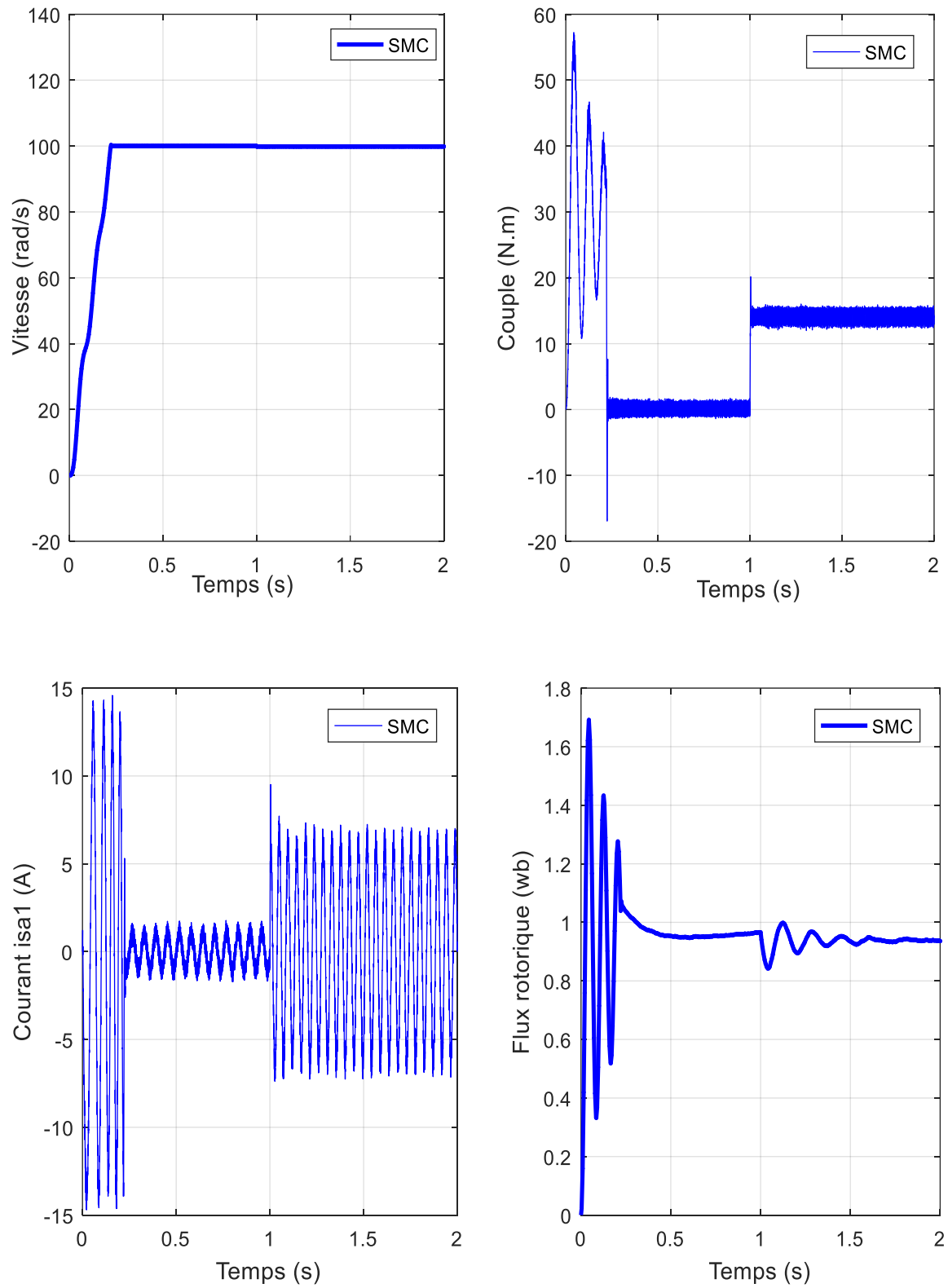


Figure (4.6) Régulation de la vitesse par SMC avec une charge $C_r = 14$ N.m

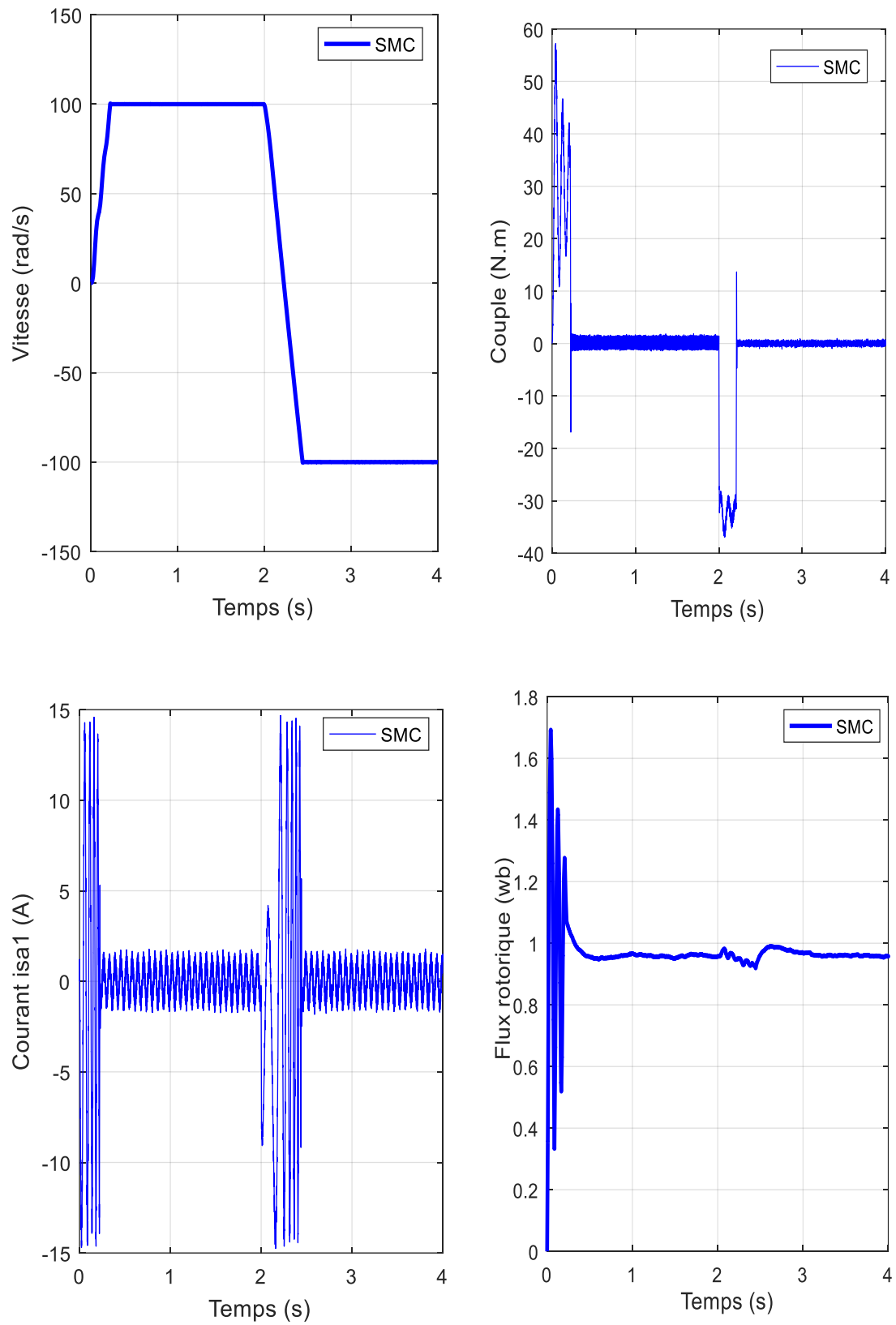


Figure (4.7) Régulation de la vitesse par SMC avec inversion du sens de rotation

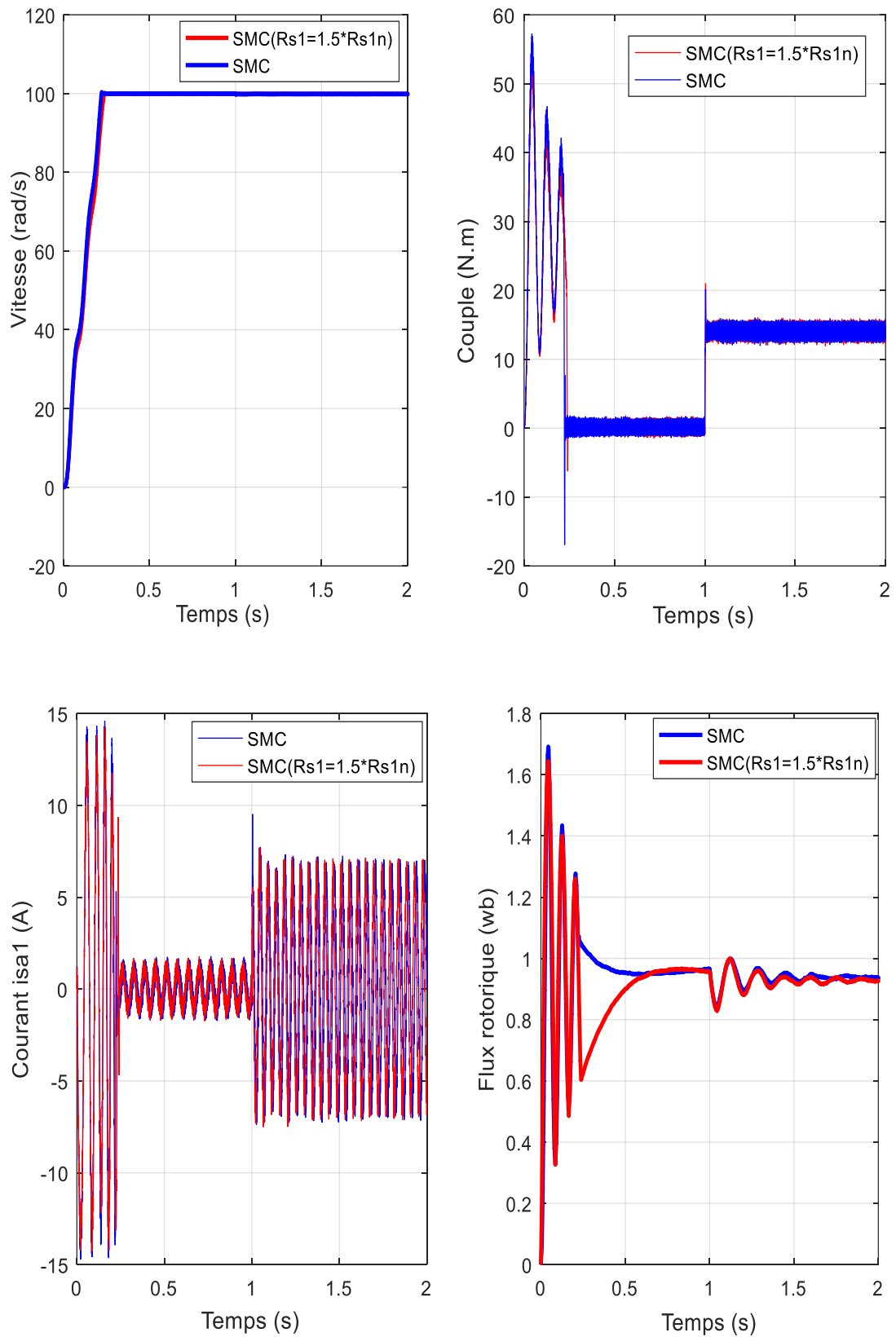


Figure (4.8) Régulation de la vitesse par SMC avec une charge $C_r = 14$ N.m lors de la variation de la résistance statorique ($R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$)

4.6.1 Interprétation des résultats

D'après la figure (4.6), les résultats montrent que la commande en mode glissant (SMC) assure une régulation rapide et efficace de la vitesse de la MASDE, avec un temps de réponse court et une stabilisation autour de la consigne ($\Omega_r=100$ rad/s.). Cependant, des oscillations significatives sont observées dans le couple et les courants statoriques, particulièrement pendant les phases transitoires et après l'application de la charge ($C_r = 14$ N.m à $t=1$ s), ce qui reflète la nature discontinue du SMC et une certaine sensibilité aux perturbations. Le flux rotorique évolue rapidement vers sa valeur nominale avec des oscillations limitées, traduisant une régulation globalement robuste. Ces performances démontrent l'efficacité du SMC, bien qu'une optimisation pourrait atténuer les oscillations et améliorer la robustesse face aux variations des paramètres et aux perturbations.

Selon la figure (4.7), les résultats montrent que la commande en mode glissant (SMC) gère efficacement l'inversion du sens de rotation de la MASDE. Dans le premier graphique (vitesse), la transition de $+100$ rad/s à -100 rad/s est rapide, avec un temps de réponse court et une bonne stabilité après l'inversion. Cependant, le graphique du couple met en évidence des oscillations transitoires importantes lors du changement de direction, suivies d'une stabilisation en régime permanent.

Pour le courant statorique (i_{s1}), des variations importantes sont observées lors de l'inversion, ce qui est attendu en raison des efforts électromagnétiques nécessaires pour changer le sens de rotation. Malgré cela, le flux rotorique (ψ_r) reste bien régulé avec de faibles perturbations, traduisant une bonne robustesse de la commande face à ces conditions dynamiques. Ces résultats confirment l'efficacité de la SMC pour gérer des inversions rapides tout en maintenant un contrôle stable de la machine. En se basant sur la figure (4.8), les résultats montrent que la commande en mode glissant reste globalement robuste face à une variation de la résistance statorique ($R_{s1}=1.5 \times R_{s1n}$), permettant une régulation satisfaisante de la vitesse, qui atteint rapidement la consigne ($\Omega_r=100$ rad/s) avec une stabilisation en régime permanent. Cependant, l'augmentation de R_{s1} entraîne des oscillations plus marquées dans le couple et le courant statorique, traduisant une réponse transitoire moins bien amortie et une sensibilité accrue de la commande. Bien que la régulation du flux rotorique soit maintenue, des oscillations temporaires sont observées, indiquant une légère perte de robustesse. Ces résultats confirment l'efficacité de la SMC, mais soulignent la nécessité d'optimisations supplémentaires pour améliorer la tolérance aux variations des paramètres.

4.7 Développement d'une commande par mode glissant d'ordre deux : algorithme super-twisting (STSMC)

La commande par mode glissant d'ordre 1 est reconnue pour sa robustesse et son efficacité dans le contrôle des systèmes non linéaires. Cependant, elle présente un inconvénient majeur : l'apparition d'oscillations à haute fréquence, communément appelées chattering, qui peuvent compromettre la précision et causer des dommages aux actionneurs. Pour résoudre ce problème, diverses techniques ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles la commande par mode glissant d'ordre deux. Cette méthode est largement considérée comme une solution optimale, offrant une réduction significative du chattering tout en maintenant une robustesse élevée pendant la phase de convergence [112-114].

La commande par mode glissant d'ordre deux comprend plusieurs variantes, telles que l'algorithme de Twisting, l'algorithme Sous-Optimal et l'algorithme Super-Twisting (STSMC). Ces approches visent à atteindre un mode de glissement en un temps fini, impliquant à la fois la surface de glissement et sa dérivée temporelle, ce qui améliore considérablement la précision et la stabilité du système [106-113].

Dans cette étude, nous avons choisi d'appliquer l'algorithme Super-Twisting en raison de ses avantages distincts. Contrairement aux autres variantes, cet algorithme repose uniquement sur la surface de glissement, sans nécessiter le calcul explicite de sa dérivée, ce qui simplifie son implémentation. De plus, il permet de réduire les oscillations tout en garantissant une convergence rapide vers la surface de glissement.

La loi de commande associée à l'algorithme Super-Twisting est spécifiquement conçue pour assurer robustesse et stabilité. Elle s'exprime de la manière suivante [106-115] :

$$U = U_1(t) + U_2(t) \quad (4.35)$$

Avec :

$$\dot{U}_1 = \begin{cases} -U & \text{if } |U| > U_M \\ -\lambda_2 \text{sign}(S) & \text{if not} \end{cases} \quad (4.36)$$

$$U_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^\delta \text{sign}(S) & \text{if } |U| > S_0 \\ -\lambda_1 |S|^\delta \text{sign}(S) & \text{if not} \end{cases} \quad (4.37)$$

La surface de glissement, notée S , définit la trajectoire sur laquelle le système est contraint d'évoluer en mode glissant.

Afin d'assurer la stabilité globale du système, les paramètres λ_1 , λ_2 et δ doivent être choisis de manière à satisfaire des conditions spécifiques, comme stipulé dans les travaux de référence [116-117].

$$\begin{cases} \lambda_2 > \frac{C_0}{K_m} & 0 < \delta < 0.5 \\ \lambda_1^2 > \frac{4C_0K_M(\lambda_2+C_0)}{K_m^2K_m(\lambda_2+C_0)} & \text{if } \delta = 0.5 \end{cases} \quad (4.38)$$

Où S_0 , C_0 , K_m et K_M sont des constantes positives.

Si $S_0 = \infty$, une version simplifiée de l'algorithme STSMC est donnée par [111].

Dans cette configuration, les paramètres S_0 , C_0 , K_m et K_M sont des constantes positives qui jouent un rôle crucial dans la définition et la stabilité de l'algorithme. Ces constantes déterminent les limites et les caractéristiques dynamiques du mode de glissement, assurant un comportement stable et robuste.

Lorsque S_0 tend vers l'infini, l'algorithme Super-Twisting peut être simplifié. Cette simplification élimine certaines contraintes liées à la borne supérieure de S_0 , tout en maintenant les performances essentielles de l'algorithme. Cette version simplifiée, comme décrite dans les travaux de référence [111], facilite l'implémentation tout en garantissant une réduction efficace du chattering et une robustesse élevée face aux perturbations.

$$\begin{cases} \dot{U} = -\lambda_1|S|^\delta \text{sign}(S) + U_1 \\ \dot{U}_1 = -\lambda_2 \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.39)$$

En substituant la fonction (*sign*) par une fonction de lissage (*smooth*), il est possible de réduire encore plus efficacement le phénomène de broutement, en assurant une transition plus progressive et en diminuant les oscillations à haute fréquence dans le système.

$$\text{smooth}(t) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (4.40)$$

Ici, μ représente un coefficient positif utilisé pour ajuster la dynamique de l'algorithme.

La stabilité du système est assurée par le respect de la condition de Lyapunov, qui garantit une diminution continue de l'énergie du système et une convergence vers un état stable. Cette condition peut être exprimée de manière spécifique en fonction de la dynamique et des paramètres du système.

$$\dot{S} \times S < 0 \quad (4.41)$$

Les équations (4.35) à (4.39) décrivent le fonctionnement du contrôleur STSMC dans sa forme classique. La figure (4.9) illustre la structure globale de ce régulateur, mettant en évidence les interactions entre les différents composants pour assurer une commande robuste et efficace.

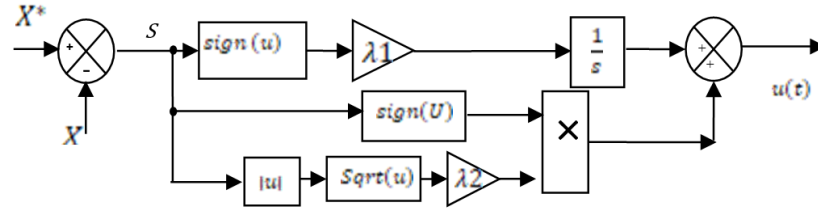


Figure (4.9) Structure du contrôleur STSMC

4.7.1 Conception et développement du contrôleur de vitesse Super-Twisting

Pour concevoir un contrôleur de vitesse basé sur l'algorithme Super-Twisting, la première étape consiste à définir la surface de glissement. Cette surface, élément central du contrôle, est déterminée selon les principes déjà appliqués dans la commande par mode glissant d'ordre 1, comme indiqué dans les travaux de référence [107-111]. Elle joue un rôle clé dans la garantie de la robustesse et de la convergence rapide du système vers l'état souhaité, tout en atténuant les oscillations indésirables.

$$S_{wr}(\omega_r) = (\omega_r^* - \omega_r) \quad (4.42)$$

La dérivée temporelle de la surface de glissement est exprimée comme suit :

$$\dot{S}_{wr}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (4.43)$$

Sachant que :

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_f \omega_r) \quad (4.44)$$

L'expression de la dérivée de la surface, donnée par l'équation (4.43), s'écrit sous la forme suivante :

$$\dot{S}_{wr}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_f \omega_r) \quad (4.45)$$

En s'appuyant sur la théorie du mode glissant, le couple électromagnétique peut être exprimé par l'équation suivante :

$$C_s = C_{s-eq} + C_{sn} \quad (4.46)$$

Le terme de la commande équivalente est tiré durant le mode glissant ($\dot{S} = 0$), il est donné alors par :

$$C_{s-eq} = C_r + K_f \omega_r \quad (4.47)$$

En s'appuyant sur le raisonnement détaillé, le couple de référence généré par le contrôleur de mode glissant utilisant l'algorithme Super-Twisting est déterminé en prenant en compte la surface de glissement et les dynamiques du système sous contrôle. L'objectif principal de ce couple est d'assurer une convergence rapide et précise vers la surface de glissement tout en minimisant les effets indésirables liés au chattering.

Ce couple de référence tient compte des paramètres critiques du contrôleur, notamment les gains, les coefficients d'amortissement et les constantes d'ajustement, qui sont soigneusement réglés pour garantir :

- une convergence optimale vers la trajectoire souhaitée.
- une robustesse élevée face aux perturbations et incertitudes paramétriques.
- une stabilité dynamique accrue dans toutes les phases de fonctionnement du système.

La conception de ce couple prend également en considération l'équilibre entre rapidité de réponse et réduction des oscillations, tout en préservant la stabilité globale du système. La formulation finale, qui découle des conditions de convergence et de stabilité du mode glissant, est donnée par l'équation suivante [117] :

$$\begin{cases} C_{em}^* = -\beta_{wr} \sqrt{|S_{wr}|} \text{sign}(S_{wr}) + C_{em} \\ C_{em} = -\sigma_{wr} \cdot \text{sign}(S_{wr}) \end{cases} \quad (4.48)$$

Pour garantir la stabilité du système, la condition de stabilité de Lyapunov doit impérativement être respectée par la loi de contrôle appliquée à la vitesse. Cette condition repose sur l'utilisation d'une fonction candidate de Lyapunov, dont la dérivée permet d'évaluer la stabilité du système en assurant la décroissance continue de son énergie.

La dérivée de cette fonction candidate joue un rôle central, car elle démontre que la trajectoire du système converge vers l'état d'équilibre souhaité tout en maintenant une réponse stable. Elle est formulée de manière à montrer que la variation de la fonction de Lyapunov est strictement négative, traduisant ainsi une diminution constante de l'erreur dynamique et assurant la robustesse face aux perturbations. La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov s'écrit comme suit :

$$\dot{V} = \dot{S} \cdot S < 0 \quad (4.49)$$

En substituant les équations du couple (4.46, 4.47) dans (4.45), on aura :

$$\dot{S}_{wr} = -\frac{1}{J} (\beta_{wr} \sqrt{S_{wr}} \text{sign}(S_{wr}) + \int \sigma_{wr} \text{sign}(S_{wr}) dt) \quad (4.50)$$

Et la condition de stabilité selon Lyapunov sera :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{wr} \cdot S_{wr} &= -S_{wr} \cdot \frac{1}{J} (\beta_{wr} \sqrt{S_{wr}} \text{sign}(S_{wr}) + \int \sigma_{wr} \text{sign}(S_{wr}) dt) \\ &= -\frac{\beta_{wr}}{J} \sqrt{(S_{wr})^3} \text{sign}(S_{wr}) - S_{wr} \cdot \frac{\sigma_{wr}}{J} \int \text{sign}(S_{wr}) dt \end{aligned} \quad (4.51)$$

D'après (4.51), on voit que la condition de Lyapunov est assurée en prenant des valeurs positives des gains σ_{wr} et β_{wr} .

Remarque :

Pour le réglage des gains β et σ du contrôleur, on commence par de petites valeurs, ensuite on considère le gain σ en l'augmentant progressivement jusqu'à ce que des oscillations apparaissent dans le signal de vitesse. La valeur de σ est progressivement réduite jusqu'à ce que la vitesse du système atteigne un état stable, garantissant une convergence efficace. De manière similaire, le gain β est ajusté en suivant la même approche pour optimiser les performances et assurer la stabilité du système [118].

4.7.2 Conception des contrôleurs des courants

Les surfaces de glissement des courants directs et en quadratures sont exprimés respectivement par les équations qui suivent :

$$S_{I_{ds1}} = I_{ds1}^* - I_{ds1} \quad (4.52)$$

$$S_{I_{ds2}} = I_{ds2}^* - I_{ds2} \quad (4.53)$$

$$S_{I_{qs1}} = I_{qs1}^* - I_{qs1} \quad (4.54)$$

$$S_{I_{qs2}} = I_{qs2}^* - I_{qs2} \quad (4.55)$$

Les équations qui permettent le mode glissant peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = I_{dst} + I_{sdeq} \\ I_{qs}^* = I_{qst} + I_{sqeq} \end{cases} \quad (4.56)$$

Les tensions engendrées sont données alors par :

$$\begin{cases} U_{ds1}^* = \beta_{Id1} \sqrt{|S_{Id1}|} \text{sign}(S_{Id1}) + U_{ds1} \\ \dot{U}_{ds1} = \sigma_{Id1} \cdot \text{sign}(S_{Id1}) \end{cases} \quad (4.57)$$

$$\begin{cases} U_{ds2}^* = \beta_{Id2} \sqrt{|S_{Id2}|} \text{sign}(S_{Id2}) + U_{ds2} \\ \dot{U}_{ds2} = \sigma_{Id2} \cdot \text{sign}(S_{Id2}) \end{cases} \quad (4.58)$$

$$\begin{cases} U_{qs1}^* = \beta_{Iq1} \sqrt{|S_{Iq1}|} \text{sign}(S_{Iq1}) + U_{qs1} \\ \dot{U}_{qs1} = \sigma_{Iq1} \cdot \text{sign}(S_{Iq1}) \end{cases} \quad (4.59)$$

$$\begin{cases} U_{qs2}^* = \beta_{Iq2} \sqrt{|S_{Iq2}|} \text{sign}(S_{Iq2}) + U_{qs2} \\ \dot{U}_{qs2} = \sigma_{Iq2} \cdot \text{sign}(S_{Iq2}) \end{cases} \quad (4.60)$$

En appliquant l'équation de la commande équivalant à celle du mode glissant et en tenant compte la valeur discontinue, on trouve :

$$\begin{cases} U_{ds1}^* = L_{s1} I_{ds1}^* + R_{s1} I_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{sq1} + T_r \psi_r^* \omega_{sr}^*) - \beta_{Id1} \sqrt{|S(\psi)|} \tan(S(I_{ds1})) - \int \sigma_{Id1} \tan(S(I_{ds1})) \\ U_{qs1}^* = L_{s1} I_{qs1}^* + R_{s1} I_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{sd1} + \psi_r^*) - \beta_{Iq1} \sqrt{|S(\omega)|} \tan(S(I_{qs1})) - \int \sigma_{Iq1} \tan(S(I_{qs1})) \\ U_{ds2}^* = L_{s2} I_{ds2}^* + R_{s2} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{sq2} + T_r \psi_r^* \omega_{sr}^*) - \beta_{Id2} \sqrt{|S(\psi)|} \tan(S(I_{ds2})) - \int \sigma_{Id2} \tan(S(I_{ds2})) \\ U_{qs2}^* = L_{s2} I_{qs2}^* + R_{s2} I_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{sd2} + \psi_r^*) - \beta_{Iq2} \sqrt{|S(\omega)|} \tan(S(I_{qs2})) - \int \sigma_{Iq2} \tan(S(I_{qs2})) \end{cases} \quad (4.61)$$

L'application de réglage en cascade de la vitesse et des courants statoriques des axes perpendiculaires (d,q) par STSMC sur la machine asynchrone double étoile, est donné par la figure (4.10) suivante :

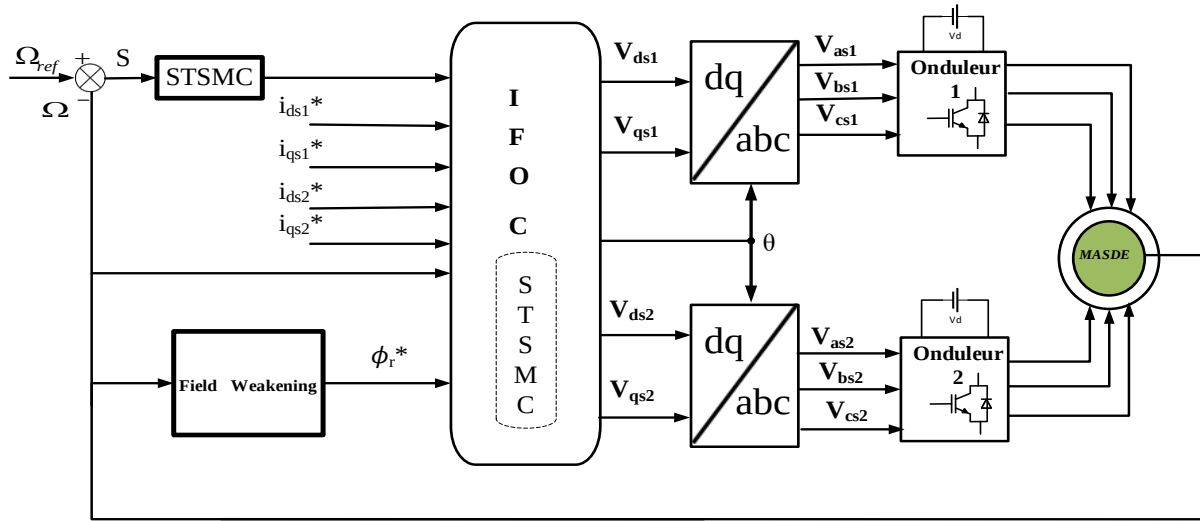


Figure (4.10) Schéma bloc de réglage de la vitesse par STSMC

4.7.3 Simulation et évaluation comparative des résultats

Dans cette section, des simulations sont réalisées afin d'évaluer les performances de la commande vectorielle indirecte basée sur l'algorithme Super-Twisting (IFOC-STSMC). Ces résultats seront comparés à ceux obtenus avec la commande par mode glissant d'ordre 1, étudiée dans la section précédente. L'objectif est de démontrer les avantages apportés par l'algorithme Super-Twisting, notamment en matière de réduction du chattering, de robustesse face aux perturbations, et d'amélioration de la rapidité de convergence. Cette évaluation permet de distinguer les différences dans les réponses dynamiques des deux approches et de mettre en lumière les performances en régime transitoire et permanent.

4.7.3.1 Interprétation des résultats

Les résultats des trois tests étudiés dans ce travail sont représentés sur la figure (4.11), (4.12), (4.13).

La figure (4.11) compare les performances des régulateurs SMC et STSMC pour la commande IFOC d'une MASDE sous une charge de 14 N·m. Les résultats montrent que le STSMC améliore la régulation de vitesse en atteignant rapidement la consigne avec une précision accrue et des oscillations réduites par rapport au SMC, qui présente des fluctuations notables. Concernant le couple, le STSMC atténue efficacement le phénomène de chattering, assurant une réponse plus stable. De plus, le courant statorique et le flux rotorique sous STSMC présentent une réduction des perturbations, témoignant d'une meilleure robustesse et d'une meilleure dynamique globale. Ces observations soulignent les avantages du STSMC par

rapport au SMC classique en termes de stabilité, de précision et de robustesse, particulièrement dans des conditions de charge.

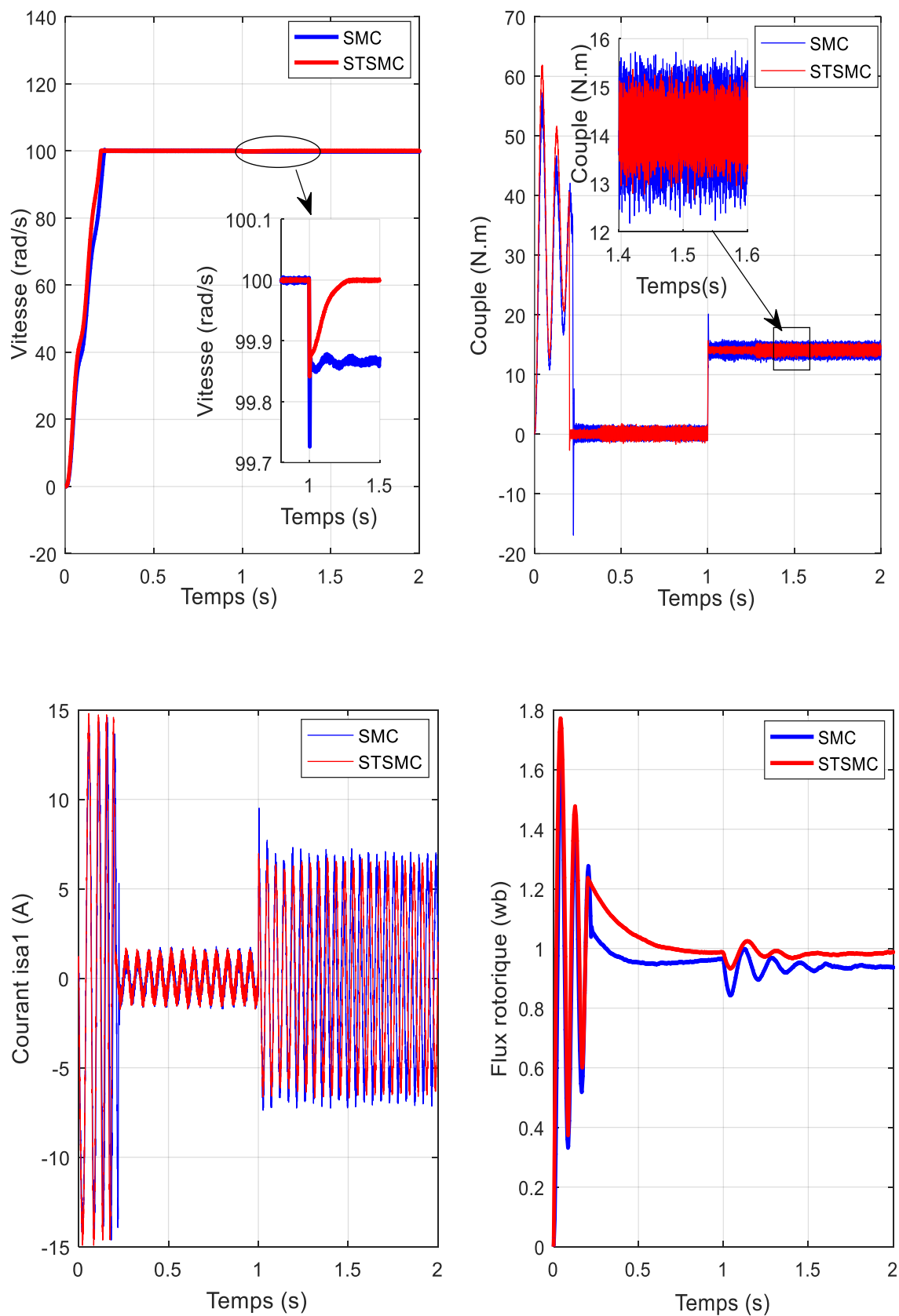


Figure (4.11) Régulation de la vitesse par STSMC avec une charge $C_r = 14$ N.m

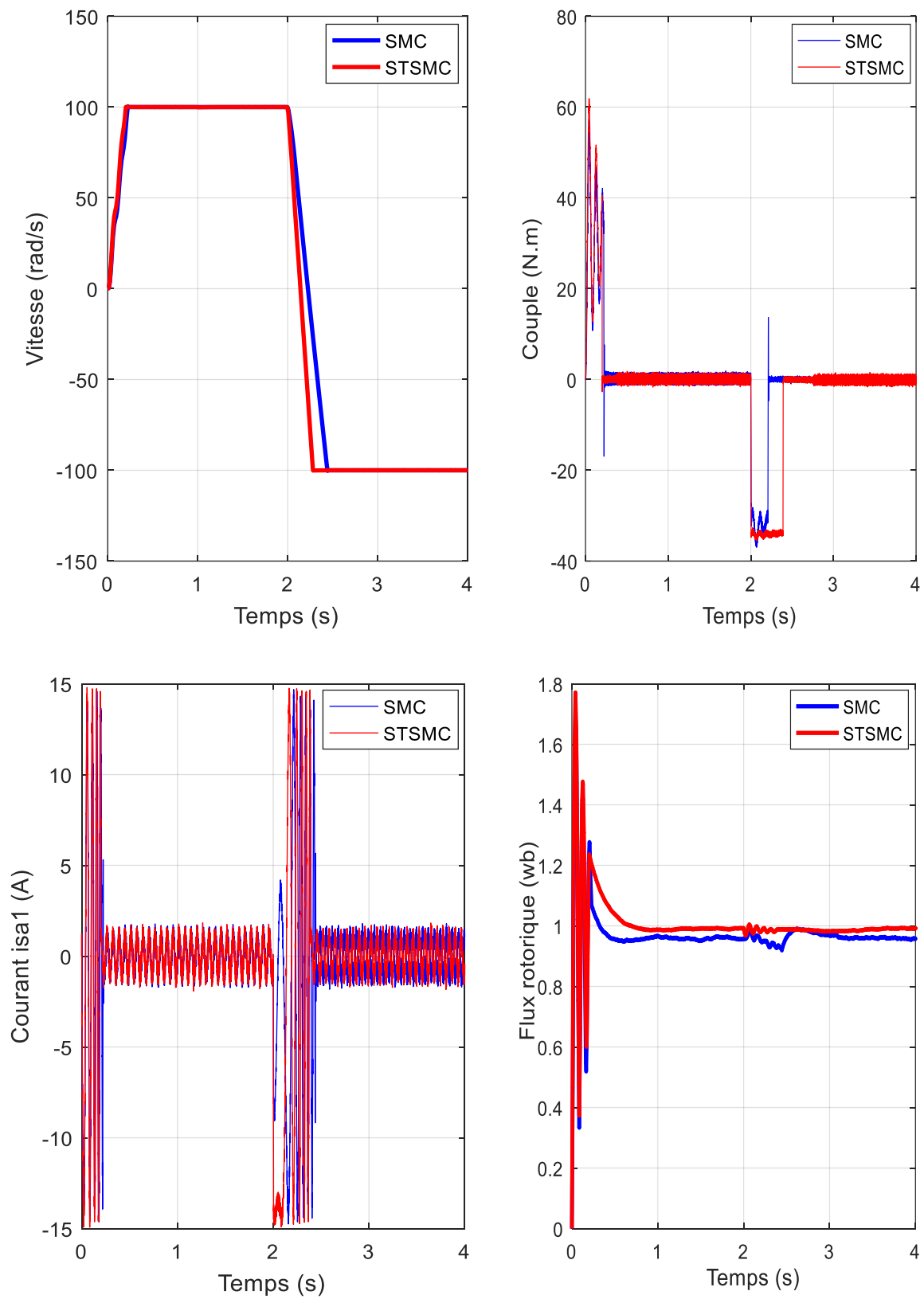


Figure (4.12) Régulation de la vitesse par STSMC avec inversion du sens de rotation

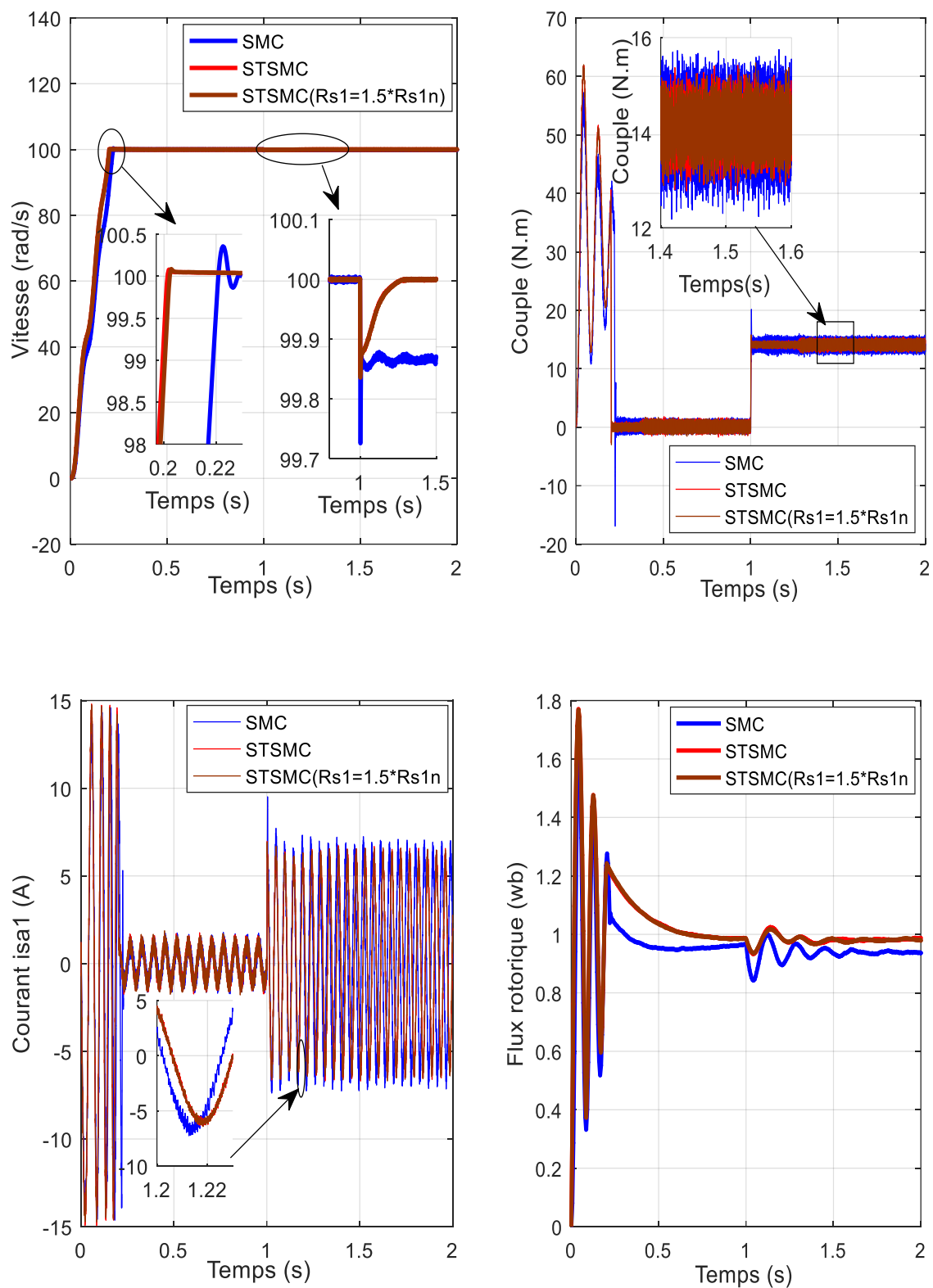


Figure (4.13) Régulation de la vitesse par STSMC avec une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ lors de la variation de la résistance statorique ($R_{s1} = 1.5 \cdot R_{sn}$)

La figure (4.12) illustre la régulation de vitesse et le comportement dynamique des régulateurs SMC et STSMC sous une inversion du sens de rotation. Les courbes de vitesse montrent que

le STSMC atteint rapidement la consigne et gère efficacement la transition entre les sens de rotation avec moins d'oscillations que le SMC. Concernant le couple, le STSMC atténue de manière significative les fluctuations et le phénomène de chattering observés dans le SMC, ce qui assure une réponse plus stable. De plus, les courbes du courant statorique et du flux rotorique confirment la supériorité du STSMC, avec une réduction des perturbations et une meilleure stabilité pendant l'inversion de la vitesse. Ces résultats mettent en évidence la robustesse et la précision du STSMC, qui surpasse le SMC classique dans des scénarios dynamiques exigeants.

La figure (4.13) présente les performances des régulateurs SMC et STSMC, ainsi que du STSMC en présence d'une variation de la résistance statorique ($R_{s1}=1.5 \times R_{s1n}$), pour une charge de 14 N·m. Les résultats montrent que le STSMC conserve une meilleure précision de suivi de la vitesse, même avec une variation de R_s , contrairement au SMC qui subit une dégradation de la régulation et des oscillations marquées. Le STSMC en présence de variation de R_s maintient une réponse stable avec une réduction notable du chattering dans le couple, bien que les fluctuations soient légèrement plus importantes qu'en conditions nominales. Le courant statorique et le flux rotorique confirment que le STSMC est plus robuste aux variations paramétriques, offrant une régulation plus lisse et mieux adaptée aux perturbations. Ces observations soulignent l'efficacité du STSMC pour gérer les variations paramétriques des paramètres machine par rapport au SMC classique.

4.8 Conception de la commande par mode glissant d'ordre trois (TOSMC)

Il existe diverses méthodes pour contrôler et réduire les ondulations du couple dans les machines à courant alternatif. Parmi elles, l'algorithme de Super Twisting (STA) se distingue comme une approche unique de commande par mode glissant d'ordre élevé. Cette méthode ne nécessite que la connaissance de la surface de glissement, simplifiant ainsi sa mise en œuvre tout en assurant une robustesse élevée [100-111]. Cependant, pour aller au-delà des performances offertes par le STA, le contrôleur à mode glissant d'ordre trois (TOSMC) a été introduit, constituant une avancée majeure par rapport aux approches classiques de SMC et STSMC. Contrairement au SMC, qui agit uniquement sur la dérivée première de la surface de glissement, et au STSMC, qui exploite une dérivée d'ordre supérieur pour limiter le chattering, le TOSMC agit directement sur la dérivée seconde de la surface de glissement. Cette approche confère au TOSMC une robustesse accrue et une capacité supérieure à gérer les incertitudes des systèmes complexes. De plus, le TOSMC utilise une combinaison de trois

entrées de commande pour générer une action de contrôle, permettant d'améliorer significativement les performances dynamiques et la stabilité du système [119-121].

$$\begin{cases} u(t) = u_1 + u_2 + u_3 \\ u_1(t) = \lambda_1 \sqrt{|S|} \text{sign}(S) \\ u_2(t) = \lambda_2 \int \text{sign}(S) dt \\ u_3(t) = \lambda_3 \sqrt{|S|} \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.62)$$

Où S représente la surface de glissement.

Pour renforcer les performances de la méthode TOSMC, un processus de réglage des constantes λ_1 , λ_2 et λ_3 a été employé et implémenté dans le TOSMC. Figure (4.14) montre l'organisation du contrôleur TOSM pour le MASDE en utilisant la méthode IFOC.

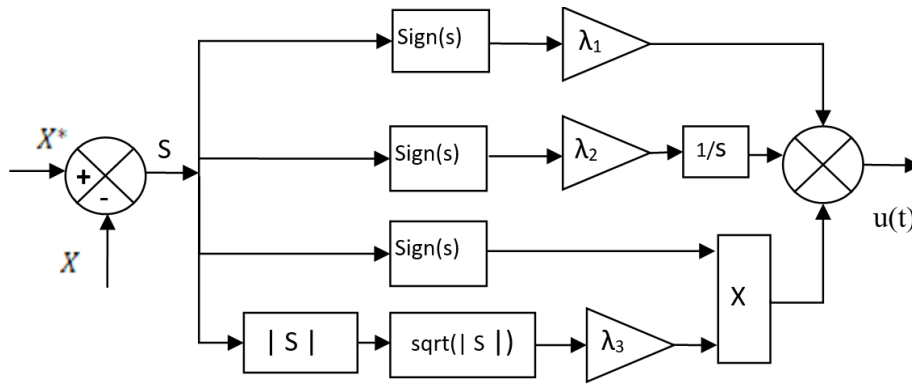


Figure (4.14) Structure du régulateur TOSMC traditionnel

4.8.1 Conception du contrôleur TOSMC pour la vitesse et les courants

La commande vectorielle orientée flux (FOC) repose sur l'alignement du vecteur de flux rotorique avec l'axe d dans le repère tournant (d - q), permettant un contrôle indépendant du flux et du couple pour optimiser la régulation de la vitesse et des courants. Deux types de stratégies FOC, à savoir le contrôle vectoriel direct (DFOC) et indirect (IFOC) ont été largement étudiés. Dans [122], les auteurs présentent un entraînement MASDE à commande de vitesse sans capteur en utilisant la stratégie IFOC en tenant compte de la saturation magnétique. Les auteurs de [123] ont proposé une technique IFOC indirecte avec un schéma hybride Neuro-Fuzzy pour la commande de vitesse d'un MASDE, tandis que dans la référence [124], une stratégie FOC basée sur un contrôleur à mode glissant de vitesse a été conçue pour réduire l'ondulation de couple et le problème de chattering pour le MASDE.

Dans la suite, nous proposons d'améliorer les performances de la stratégie IFOC pour le MASDE en choisissant cinq surfaces de commutation montrées par les équations ci-dessous :

$$S_{\Omega} = \Omega_{ref}^* - \Omega \quad (4.63)$$

$$S_{i_{ds1}} = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (4.64)$$

$$S_{i_{ds2}} = i_{ds2}^* - i_{ds2} \quad (4.65)$$

$$S_{i_{qs1}} = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (4.66)$$

$$S_{i_{qs2}} = i_{qs2}^* - i_{qs2} \quad (4.67)$$

Les surfaces définissant les erreurs de vitesse et de courants statoriques servent d'entrées pour les contrôleurs TOSMC, qui sont spécifiquement conçus pour réguler le couple électromagnétique ainsi que les composantes de tensions statoriques. Ces contrôleurs permettent de garantir une réponse rapide et précise tout en assurant une robustesse accrue face aux perturbations et incertitudes. Les relations qui décrivent ces contrôles sont données par les équations (4.68), (4.69), (4.70), (4.71) et (4.72). Ces équations illustrent comment les erreurs sont transformées en signaux de commande afin d'optimiser les performances dynamiques du système.

$$T_{em}^* = \lambda_1 \sqrt{|S_{\Omega}|} \text{sign}(S_{\Omega}) + \lambda_2 \int \text{sign}(S_{\Omega}) dt + \lambda_3 \text{sign}(S_{\Omega}) \quad (4.68)$$

$$V_{ds1}^* = \lambda_1 \sqrt{|S_{i_{ds1}}|} \text{sign}(S_{i_{ds1}}) + \lambda_2 \int \text{sign}(S_{i_{ds1}}) dt + \lambda_3 \text{sign}(S_{i_{ds1}}) \quad (4.69)$$

$$V_{ds2}^* = \lambda_1 \sqrt{|S_{i_{ds2}}|} \text{sign}(S_{i_{ds2}}) + \lambda_2 \int \text{sign}(S_{i_{ds2}}) dt + \lambda_3 \text{sign}(S_{i_{ds2}}) \quad (4.70)$$

$$V_{qs1}^* = \lambda_1 \sqrt{|S_{i_{qs1}}|} \text{sign}(S_{i_{qs1}}) + \lambda_2 \int \text{sign}(S_{i_{qs1}}) dt + \lambda_3 \text{sign}(S_{i_{qs1}}) \quad (4.71)$$

$$V_{qs2}^* = \lambda_1 \sqrt{|S_{i_{qs2}}|} \text{sign}(S_{i_{qs2}}) + \lambda_2 \int \text{sign}(S_{i_{qs2}}) dt + \lambda_3 \text{sign}(S_{i_{qs2}}) \quad (4.72)$$

La structure du contrôleur TOSMC pour la régulation de la vitesse et des courants statoriques, utilisée dans la stratégie de commande IFOC, est illustrée dans les figures (4.15) et (4.16) respectivement. Ces schémas montrent l'organisation et les interactions des différents composants pour garantir une régulation efficace et robuste.

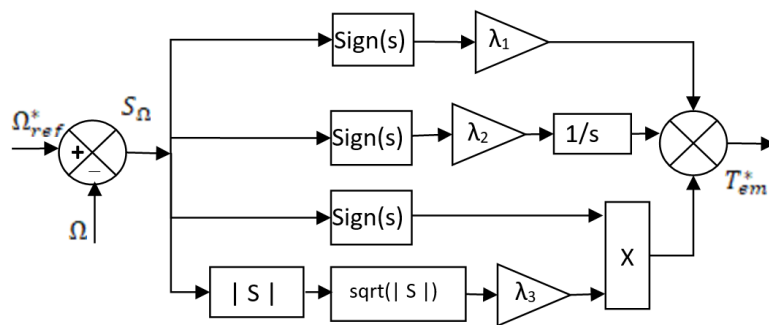


Figure (4.15) Contrôleur de vitesse proposé basé sur le TOSMC

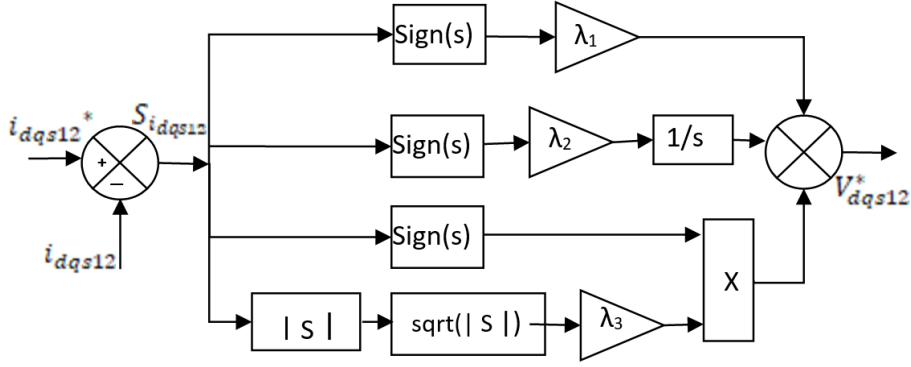


Figure (4.16) Contrôleurs proposés des courants statoriques i_{dqs12} utilisant le TOSMC

La structure globale de la technique IFOC-TOSMC proposée est montrée à la figure (4.17).

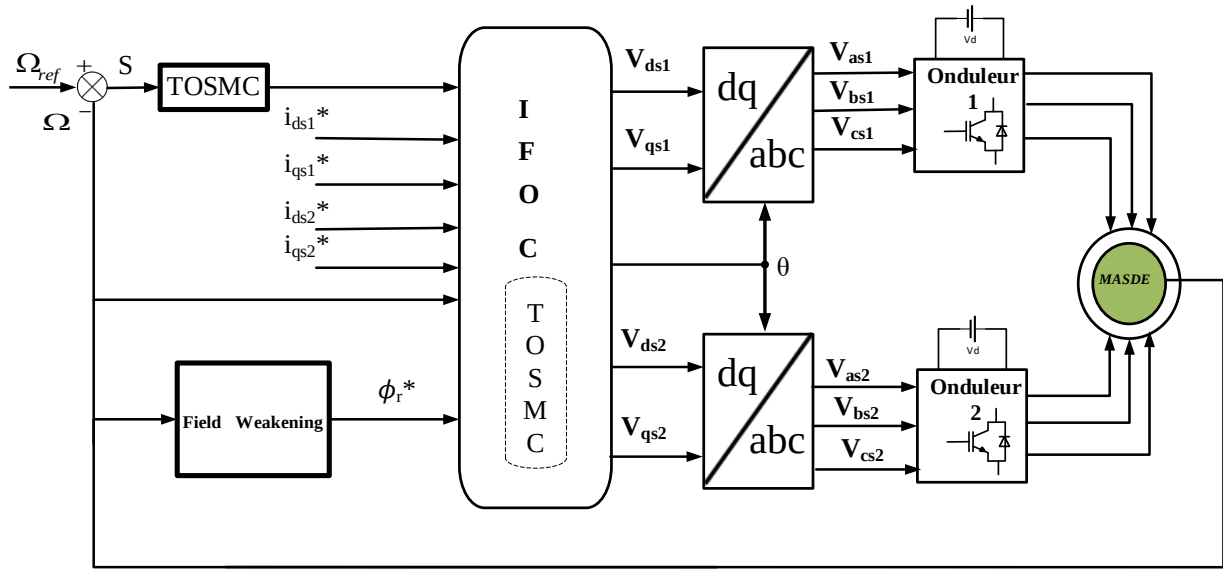


Figure (4.17) Schéma bloc de réglage de la vitesse par TOSMC

Étant donné que cinq régulateurs TOSMC doivent être ajustés avec plusieurs coefficients, il devient très complexe de déterminer les valeurs optimales de ces coefficients pour obtenir des performances de contrôle satisfaisantes du MASDE. Par conséquent, il est préférable d'utiliser une méthode d'optimisation efficace pour calculer les coefficients adéquats en garantissant un contrôle précis de la vitesse et des courants, et avec une oscillation minimale du couple électromagnétique. Dans la littérature, plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées et appliquées au contrôle et à la conception des machines électriques [100-124]. Cependant, dans [125], la méthode d'Optimisation par les Loups Gris (Grey Wolf Optimization -GWO) a été comparée à plusieurs méthodes de référence, à savoir : la technique PSO, l'algorithme de recherche gravitationnelle (GSA), la méthode de Programmation Évolutionnaire Rapide (FEP), et l'algorithme de Stratégie d'Évolution avec

Adaptation de la Matrice de Covariance (CMA-ES). En plus de sa simplicité comparable à celle de la méthode PSO, l'algorithme GWO a fourni des résultats très compétitifs et a même surpassé d'autres techniques pour certaines fonctions de test. Cela s'explique par son puissant mécanisme d'exploitation, basé sur l'encerclement de la proie par les loups, garantissant une grande précision. Une autre étude, publiée dans [116], montre également que l'algorithme GWO se distingue par sa meilleure capacité d'exploitation par rapport à quatorze autres techniques stochastiques. Pour toutes ces raisons, nous avons opté pour l'utilisation de cet algorithme afin d'optimiser les cinq régulateurs TOSMC et d'obtenir les valeurs appropriées de leurs coefficients.

4.8.2 L'algorithme d'optimisation par les loups gris (Grey Wolf Optimization)

L'algorithme GWO est une technique d'optimisation méta-heuristique novatrice, proposée en 2014 par Mirjalili et al. [126]. Cet algorithme imite la hiérarchie sociale et les stratégies de chasse des loups gris pour la recherche et la capture de proies, ce qui, dans les problèmes d'optimisation, se traduit par la recherche de la meilleure solution dans l'espace de recherche. Le processus de chasse comprend trois étapes principales :

- Suivre, poursuivre et approcher la proie.
- L'encercler et la harceler jusqu'à ce qu'elle cesse de bouger.
- Enfin, l'attaquer.

Le comportement hiérarchique des loups est divisé en quatre groupes : Alpha (α), Bêta (β), Delta (δ), et Omega (ω). Pendant le processus d'optimisation, la qualité des solutions est évaluée et organisée en fonction de cette hiérarchie sociale, avec Alpha représentant la meilleure solution, suivi de Bêta et Delta comme deuxièmes et troisièmes meilleures solutions. Les solutions restantes, jugées moins importantes, sont assignées au groupe Omega [126-128].

4.8.2.1 Recherche et encerclement de la proie

Les loups gris à la recherche de proies sont guidés par les loups α , β et δ , qui représentent les trois meilleures solutions connues. Par conséquent, les positions des autres loups sont mises à jour en fonction des positions des loups α , β et δ , enregistrées à chaque itération. Afin de modéliser l'adaptation des positions des loups, les équations suivantes (4.73), (4.74) et (4.75) ont été proposées par [126].

$$\vec{D}_\alpha = \left| \vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X} \right|, \vec{D}_\beta = \left| \vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X} \right|, \vec{D}_\delta = \left| \vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X} \right| \quad (4.73)$$

$$\vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot (\vec{D}_\alpha), \vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot (\vec{D}_\beta), \vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot (\vec{D}_\delta) \quad (4.74)$$

$$\vec{X}(t+1) = (\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3) / 3 \quad (4.75)$$

X_α , X_β et X_δ représentent respectivement les positions des loups α , β et δ , t indique l'itération actuelle, $X(t)$ désigne le vecteur de position d'un loup gris, et A ainsi que C sont des vecteurs de coefficients calculés à partir des équations (4.76) et (4.77), respectivement, comme suit [126] :

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (4.76)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \quad (4.75)$$

Où r_1 et r_2 sont des vecteurs aléatoires appartenant à l'intervalle $[0,1]$. Dans cet algorithme, le vecteur $\vec{a}$ peut être ajusté pour privilégier l'exploration ou l'exploitation. Dans l'algorithme GWO de base, les composantes du vecteur $\vec{a}$ diminuent de 2 à 0 au cours des itérations.

4.8.2.2 Attaque de la proie

La variation du vecteur $\vec{a}$ de 2 à 0 provoque une variation du vecteur $\vec{A}$ au cours des itérations. Au début des itérations, lorsque le module de $\vec{A}$ est supérieur à un ($|\vec{A}| > 1$), l'algorithme favorise l'exploration de l'espace de recherche. Cependant, lorsque le module devient inférieur à un ($|\vec{A}| < 1$), l'algorithme favorise l'exploitation, car les loups se rapprochent de plus en plus des loups α , β et δ . À la fin des itérations, la position finale des loups sera celle du loup Alpha, qui correspond à celle de la proie, marquant ainsi l'attaque des loups sur la proie[126-129].

Dans l'algorithme GWO, comme pour tous les algorithmes métaheuristiques basés sur la population, deux paramètres essentiels doivent être définis : le nombre maximal d'agents de recherche et le nombre d'itérations. Dans notre étude, la première valeur est fixée à 30, tandis que la seconde est fixée à 60. Ces valeurs ont été déterminées après avoir réalisé plusieurs tests avec différents nombres maximaux d'itérations et d'agents de recherche. Le temps d'échantillonnage utilisé dans la procédure d'optimisation est fixé à $T = 0,00005$ s, ce qui est suffisamment faible pour garantir de bons résultats. Le pseudo-code de l'algorithme est présenté à la figure (4.18)

```

Initialize the grey wolf population  $X_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ )
Initialize  $a$ ,  $A$  and  $C$ 
Calculate the fitness of each search agent
 $X_\alpha$  = the best search agent
 $X_\beta$  = the second best search agent
 $X_\delta$  = the third best search agent

while ( $t < \text{Max number of iterations}$ )

    for each search agent
        Update the position of current search agent by equations (4.72), (4.73) and (4.74)
    end for
    Update  $a$ ,  $A$  and  $C$ 
    Calculate the fitness of all search agents
    Update  $X_\alpha$ ,  $X_\beta$  and  $X_\delta$ 

end while
Return  $X_\alpha$ 

```

Figure (4.18) Pseudo-code de l'algorithme GWO.

4.8.3 Implémentation de TOSMC-GWO

Le contrôleur TOSMC proposé vise à optimiser les performances dynamiques de la MASDE en réduisant les ondulations indésirables dans les courants statoriques, le couple électromagnétique et le flux rotorique. En parallèle, il améliore considérablement la précision du suivi de la vitesse de référence en garantissant des temps de montée, de stabilisation et de réponse réduits, ce qui renforce la performance globale du système.

Pour atteindre ces objectifs, une fonction objective basée sur l'IAE (Intégrale de l'Erreur Absolue) a été adoptée. L'IAE permet de quantifier et de minimiser les écarts absolus cumulés entre les valeurs mesurées et les valeurs de consigne. Cette fonction prend en compte les erreurs de vitesse ainsi que celles des courants statoriques dans les axes direct et quadratique pour les deux enroulements de la MASDE. L'intégration de ces erreurs dans la formulation de l'IAE permet une évaluation globale des performances du système, en mettant l'accent sur la minimisation des écarts à chaque instant.

L'IAE est définie mathématiquement dans l'équation (4.78), qui illustre comment les contributions des erreurs de vitesse et de courant sont combinées pour guider le réglage des paramètres du contrôleur, garantissant ainsi robustesse et efficacité dans diverses conditions de fonctionnement [129].

$$IAE = \int_0^{\infty} (|S_\Omega| + |S_{i_{ds1}}| + |S_{i_{ds2}}| + |S_{i_{qs1}}| + |S_{i_{qs2}}|) dt \quad (4.78)$$

La figure (4.19) montre la structure proposée du contrôleur TOSMC-GWO.

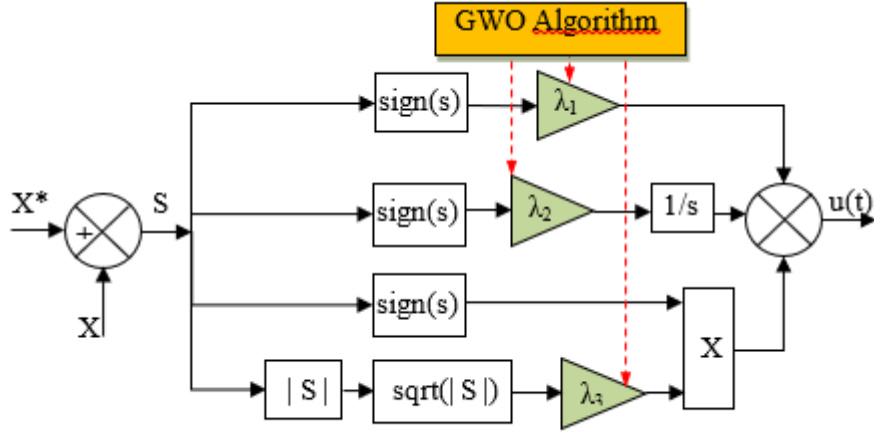


Figure (4.19) Contrôleur TOSMC-GWO proposé.

4.8.4 Contrôle IFOC basé sur les régulateurs TOSMC-GWO

Dans le contrôle IFOC du MASDE, l'algorithme GWO est utilisé pour optimiser simultanément les paramètres tous les régulateurs TOSMC, ce qui constitue une tâche complexe. En définissant la fonction objective comme l'erreur entre la sortie souhaitée et la sortie réelle du système, le GWO peut rechercher l'ensemble optimal de paramètres des régulateurs TOSMC qui minimisent cette erreur.

La structure globale de la technique IFOC-TOSMC-GWO proposée est illustrée à la figure (4.20). La structure du contrôleur TOSMC pour la vitesse et les courants statoriques utilisés dans la stratégie de contrôle IFOC est présentée dans les figures (4.21) et (4.22), respectivement.

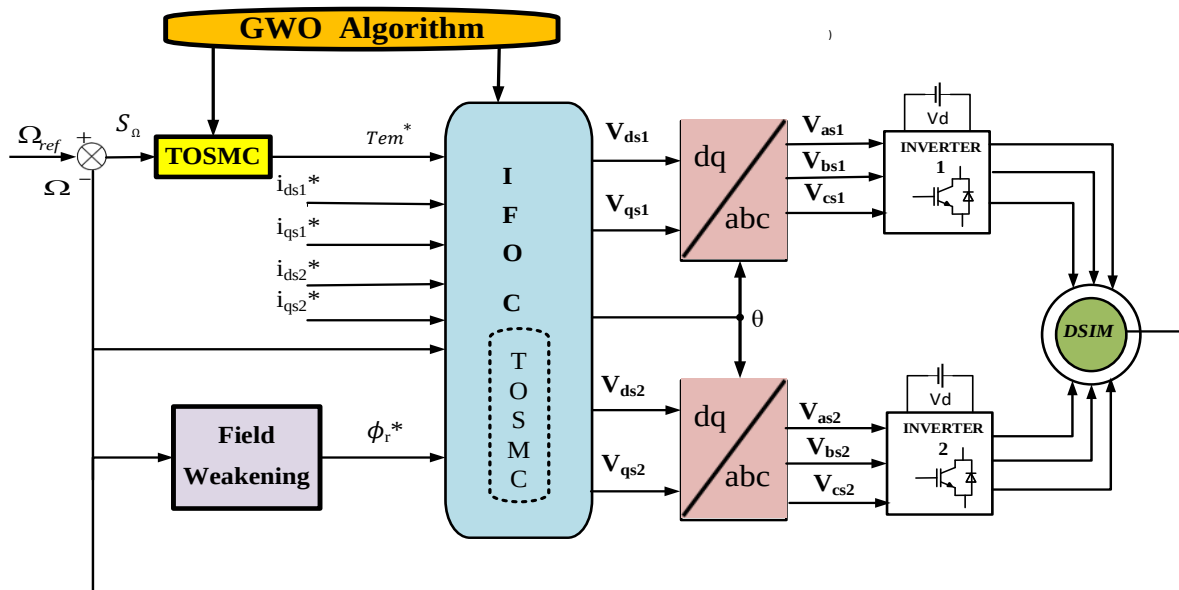


Figure (4.20). Schéma de contrôle IFOC-TOSMC-GWO pour MASDE.

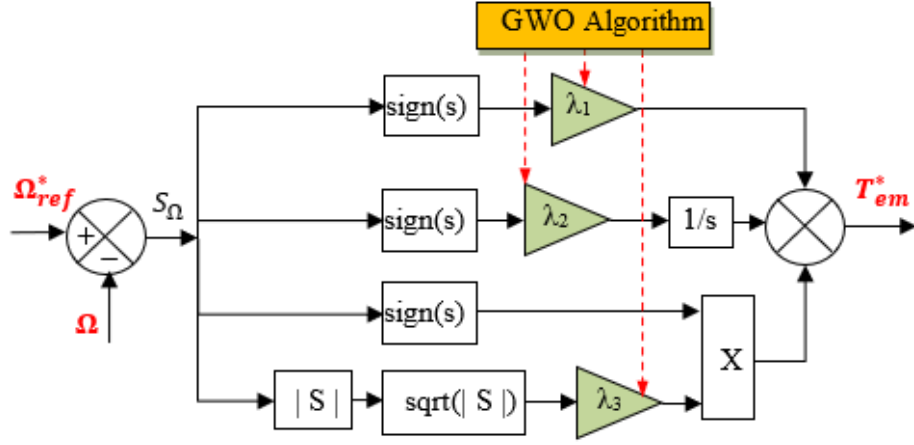


Figure (4.21) Contrôleur de vitesse proposé basé sur TOSMC-GWO.

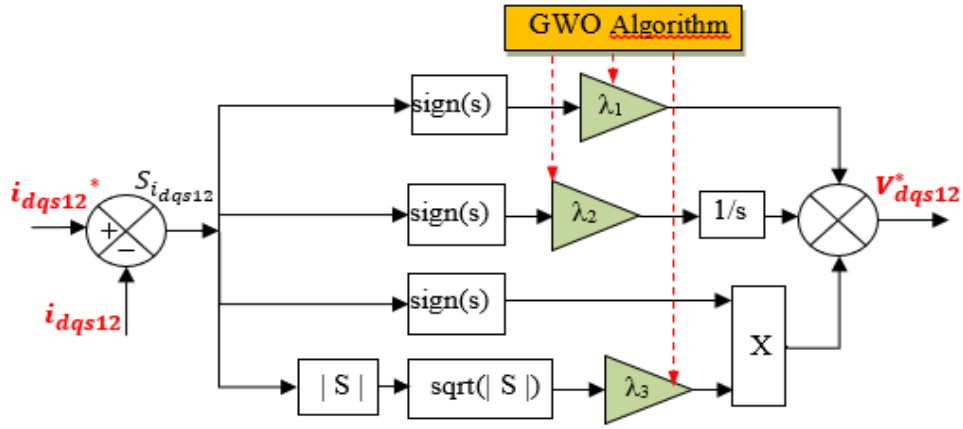


Figure (4.22) Contrôleurs de courants statoriques $i_{dqs1,2}$ proposés en utilisant TOSMC-GWO.

4.8.5 Résultats de simulation et discussion

Le logiciel Matlab a été utilisé pour implémenter le contrôle de la vitesse du MASDE en utilisant les régulateurs TOSMC-GWO proposés. Une étude comparative de la vitesse, des courants statoriques, du flux rotorique et du couple pour le suivi de trajectoire ainsi qu'un test de robustesse entre la technique proposée, le régulateur STSMC traditionnel et le contrôleur SMC conventionnel seront réalisés. Cependant, avant d'évaluer les performances du contrôleur proposé, ses paramètres ont été optimisés à l'aide de l'algorithme GWO.

La figure (4.23) montre l'évolution des loups Alpha, Beta et Delta en fonction des itérations. Il est évident qu'après 20 itérations, les solutions changent légèrement pour le reste des itérations, ce qui montre que l'algorithme a convergé vers l'optimum. La figure (4.24) montre l'évolution des quinze paramètres des cinq régulateurs TOSMC, qui correspondent à la solution optimale, dans ce cas, le loup Alpha.

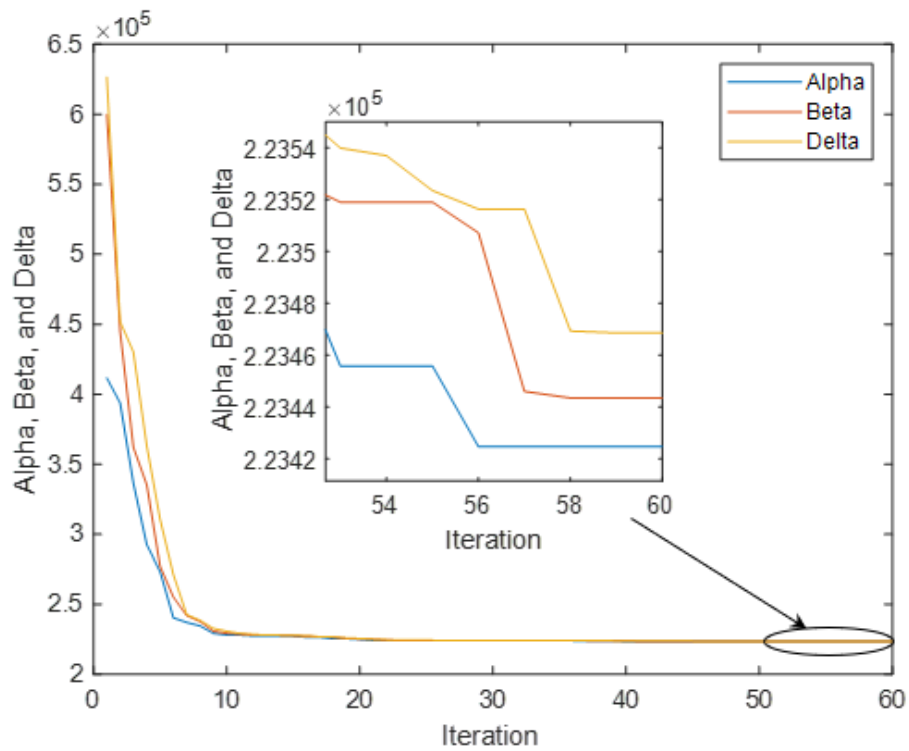


Figure (4.23) Évolution des loups Alpha, Beta et Delta au cours des itérations.

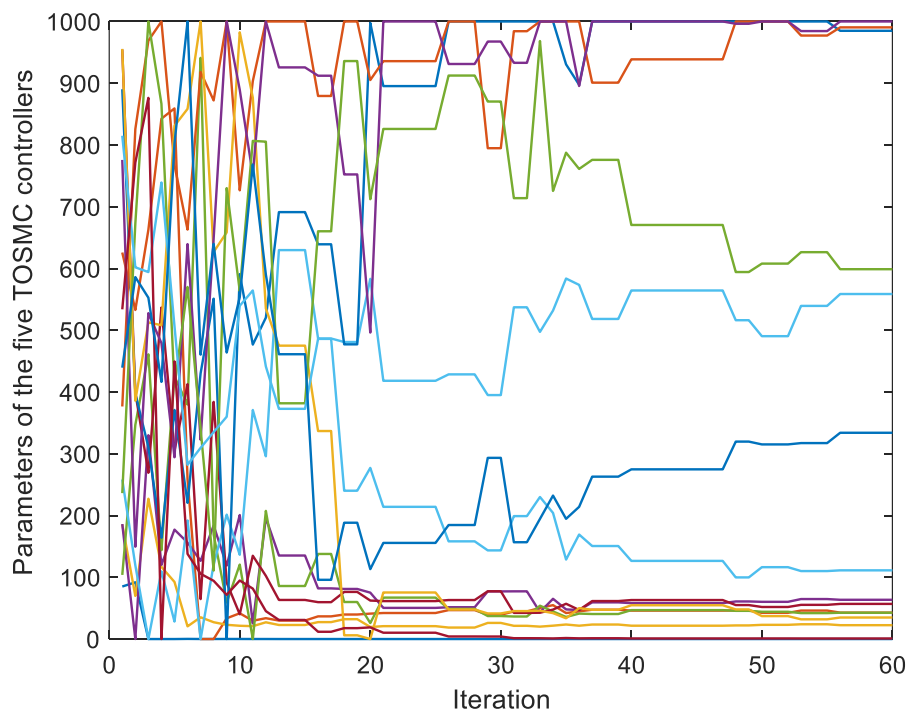


Figure (4.24) Évolution des paramètres du contrôleur au cours des itérations.

4.8.6 Premier Test : Réglage et Suivi de la Trajectoire

Ce premier test vise à évaluer la capacité du contrôleur à assurer bon réglage et un suivi précis de la trajectoire de référence. L'objectif est d'analyser la performance dynamique du système

en termes de rejet de perturbation, de précision, de rapidité de convergence, de stabilité et de minimisation des oscillations du couple et des courants.

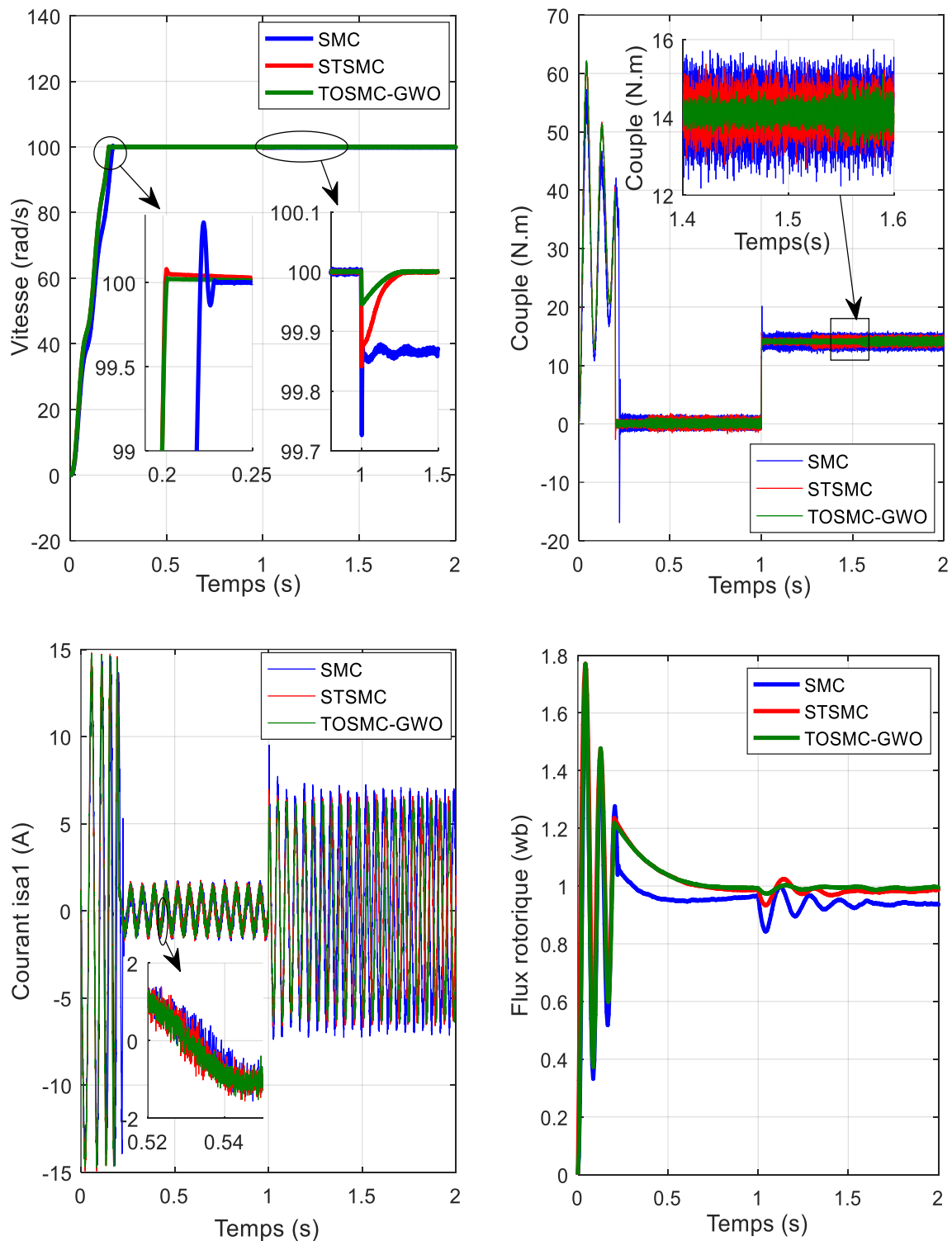


Figure (4.25) Régulation de la vitesse par TOSMC-GWO avec une charge $C_r = 14$ N.m

La figure (4.25) met en évidence les réponses (vitesses, couples et courants) obtenues par les trois régulateurs. On voit bien que le contrôleur TOSMC-GWO montre des performances nettement supérieures par rapport aux régulateurs classiques SMC et STSMC. Notamment en

termes de rejet de perturbation de la charge et la réduction des oscillations du couple au régime permanent.

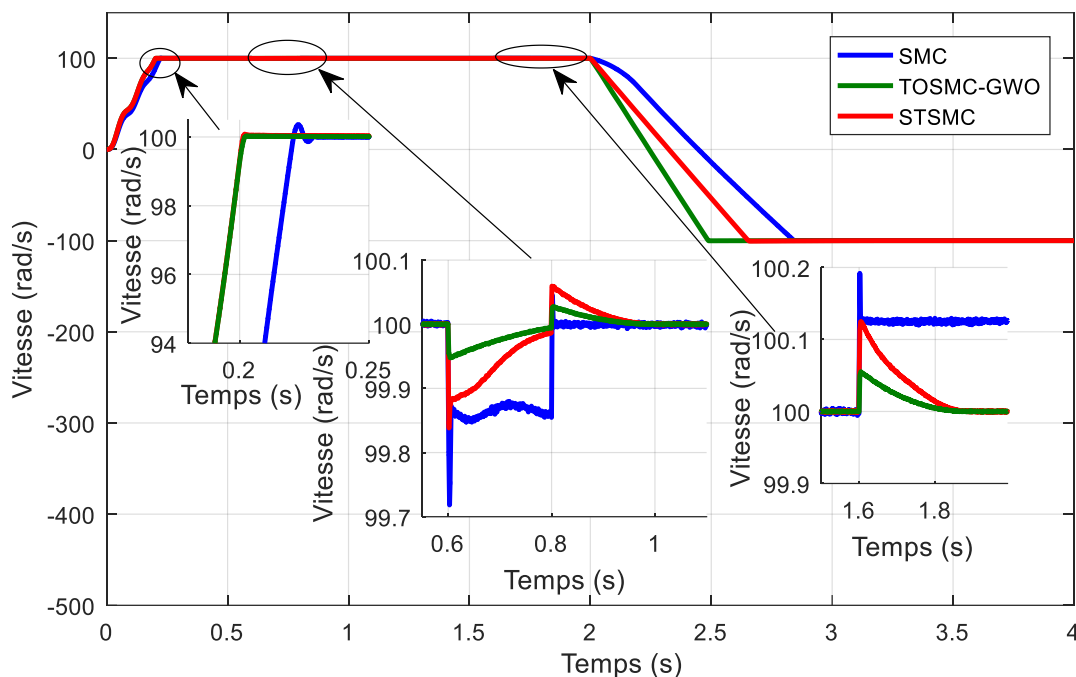


Figure (4.26) Vitesse du MASDE.

Dans la figure (4.26), la vitesse de référence est modifiée de 100 rad/s à -100 rad/s au moment $t=2s$, et un couple de charge de +14 N.m est appliqué entre $t=0.6s$ et $t=0.8s$. De plus, un couple de charge négatif de -14 N.m a été appliqué au moment $t=1.6 s$. Il est évident que la vitesse obtenue par les deux régulateurs parvient à suivre les références imposées. Cependant, le contrôleur TOSMC-GWO montre des performances nettement supérieures par rapport aux régulateurs classiques SMC et STSMC. Cette supériorité est manifeste à plusieurs niveaux, notamment en termes de temps de réponse plus rapide, de temps de montée et de stabilisation plus courts, ainsi que d'un dépassement largement réduit. De plus, le TOSMC-GWO se démarque par sa capacité à rejeter efficacement les perturbations, à minimiser les oscillations et à réduire l'erreur en régime permanent.

Ces performances supérieures du TOSMC-GWO se confirment dans tous les scénarios de tests, qu'il s'agisse de variations dynamiques de vitesse ou de changements de charge. Les résultats mettent également en lumière sa capacité à maintenir des performances constantes et fiables dans des conditions variées, consolidant ainsi sa position comme une solution de commande avancée et performante pour les applications exigeantes.

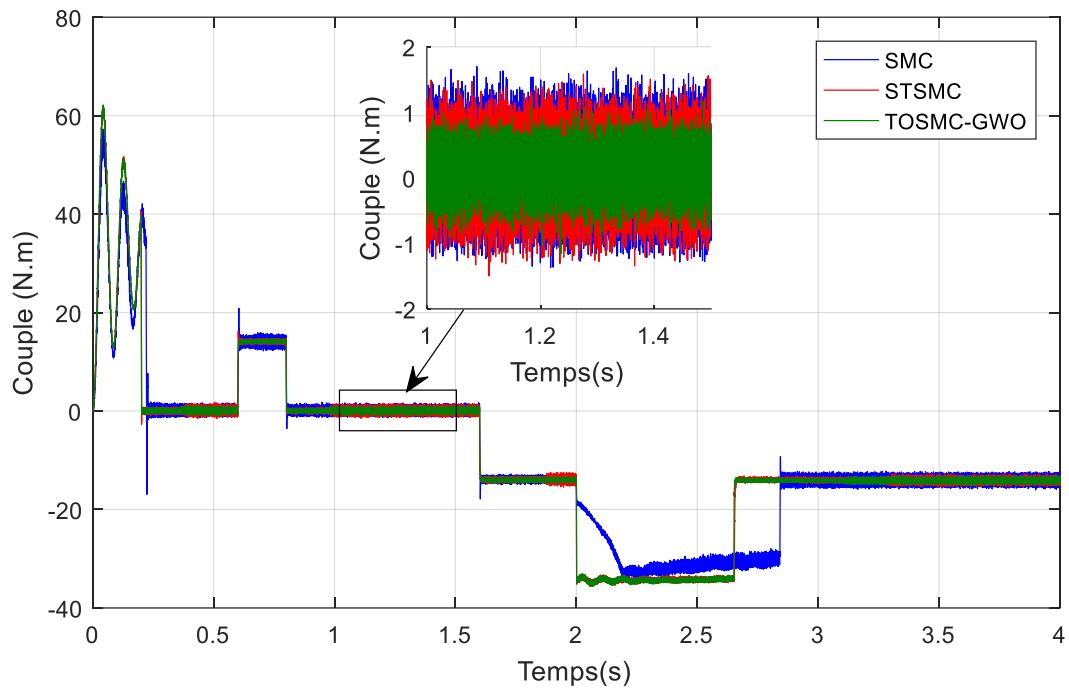


Figure (4.27) Le couple du MASDE.

La figure (4.27) montre la forme du couple électromagnétique obtenu par les méthodes de contrôle. Il est clair que la technique TOSMC-GWO proposée minimise les fluctuations du couple tout en maintenant une meilleure réponse dynamique. Cette réduction des oscillations démontre que le contrôleur proposé peut atténuer le phénomène de chattering, qui persiste dans le contrôle par SMC conventionnel et même le contrôle par STSMC.

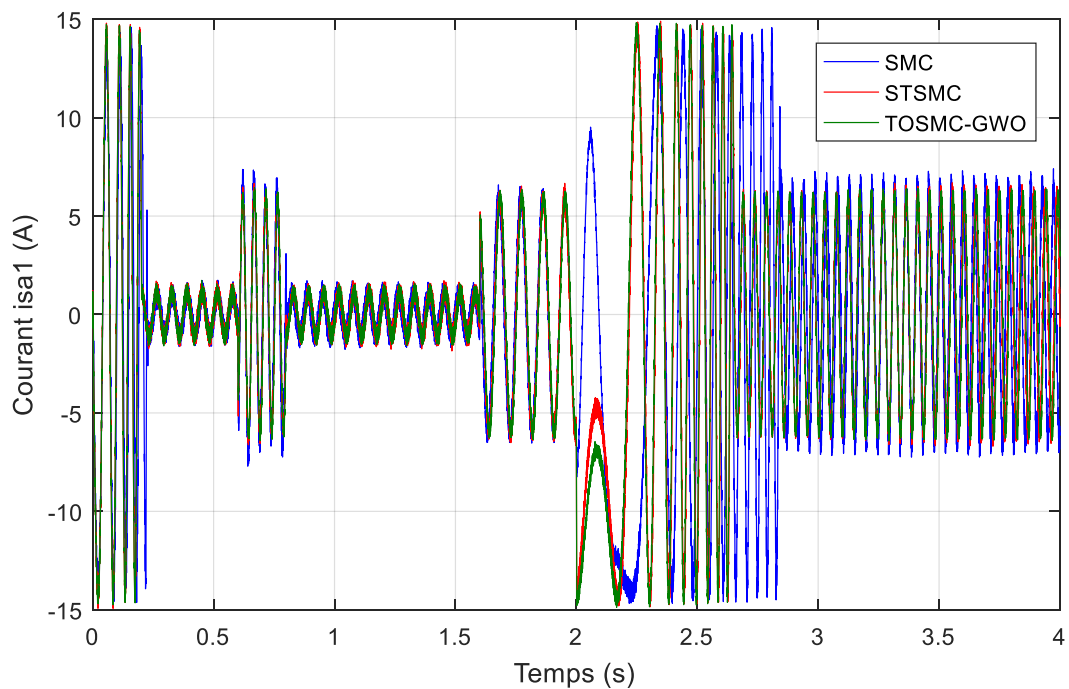


Figure (4.28) Courant statorique $i_{as1}(t)$.

La figure (4.28) montre le courant statorique $i_{as1}(t)$ du premier enroulement obtenu par les différentes méthodes de contrôle. Les courbes présentent des formes sinusoïdales, indiquant un contrôle précis et un suivi exact des valeurs de référence. Cependant, le contrôleur TOSMC-GWO montre des performances améliorées en minimisant les oscillations et en atteignant des profils de courant plus lisses par rapport au contrôleur SMC et au contrôleur STSMC, cela permettra de réduire les pertes par échauffement dans le moteur en raison des harmoniques.

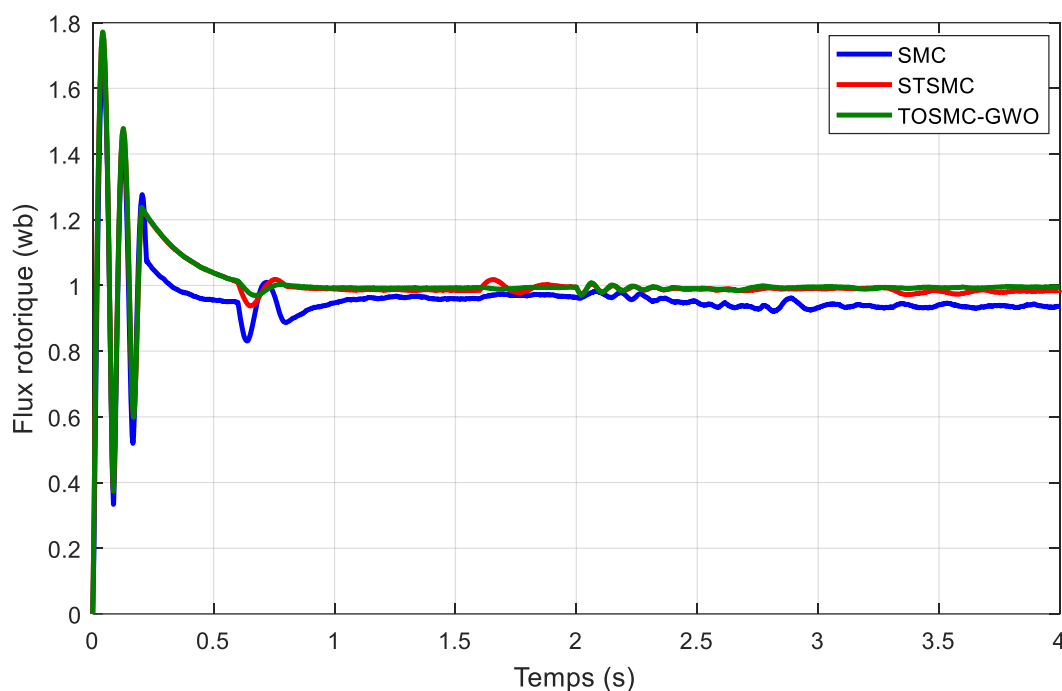


Figure (4.28) Flux rotoriques.

La figure (4.28) montre la forme des flux rotoriques, qui présentent une réponse rapide et un bon suivi de référence (1 Wb) pour les deux techniques. On constate bien que le flux rotorique obtenu par le contrôleur TOSMC-GWO est plus proche de la référence par rapport aux techniques classiques. On peut constater aussi qu'il est plus stable, en particulier lors des variations de charge et de vitesse.

Sur la base des résultats obtenus, la technique IFOC-TOSMC-GWO a démontré une performance supérieure en assurant un suivi précis de la référence, en réduisant les ondulations et en atténuant efficacement les phénomènes de chattering.

4.8.7 Deuxième Test : Évaluation de la Robustesse

Ce deuxième test a pour objectif d'évaluer la robustesse du contrôleur face aux variations des paramètres du système. En fonctionnement réel, les paramètres de la MASDE sont

susceptibles de changer en raison de plusieurs facteurs, tels que l'élévation de la température, les variations de fréquence, ou encore la présence d'harmoniques. Malgré ces fluctuations, il est impératif que les performances du système de commande restent stables et acceptables. Ce test permettra d'analyser la capacité du contrôleur proposé à maintenir une régulation fiable et robuste dans des conditions de fonctionnement variables.

Pour effectuer un test de robustesse, les résistances du rotor et du stator ont été augmentées de 150 % par rapport à leurs valeurs initiales. De plus, la vitesse de référence est fixée à 100 rad/s, et un couple de charge de +14 N·m est appliqué à $t=1$ s. Ce test nous permettra d'évaluer la performance et la robustesse du contrôle du MASDE face aux variations des résistances.

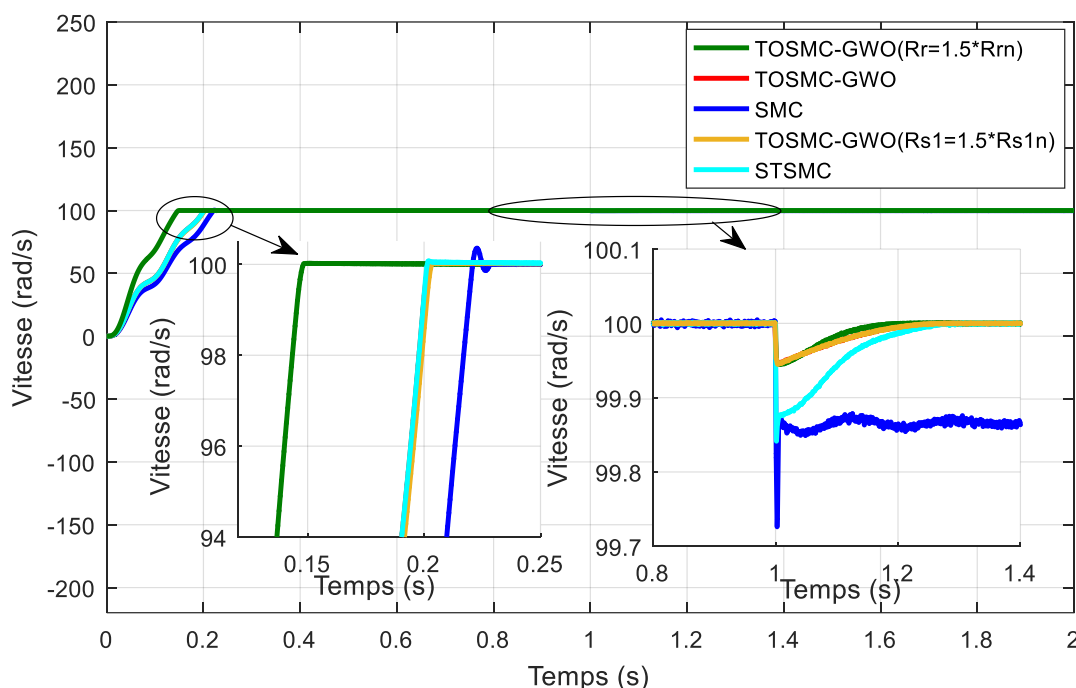


Figure (4.29) Courbes des vitesses du MASDE.

La figure (4.29) montre la vitesse obtenue dans quatre cas de simulation : contrôle SMC-MASDE pendant un fonctionnement normal, contrôle TOSMC-MASDE pendant un fonctionnement normal, contrôle TOSMC-MASDE avec résistance du rotor modifiée, et contrôle TOSMC-MASDE avec résistance du stator modifiée. Il est évident que le contrôleur TOSMC démontre des performances supérieures par rapport à l'approche SMC et au contrôleur STSMC en termes de temps de réponse et de régulation de la vitesse, même lorsque les résistances du rotor et du stator changent, ce qui prouve la bonne robustesse du contrôleur proposé.

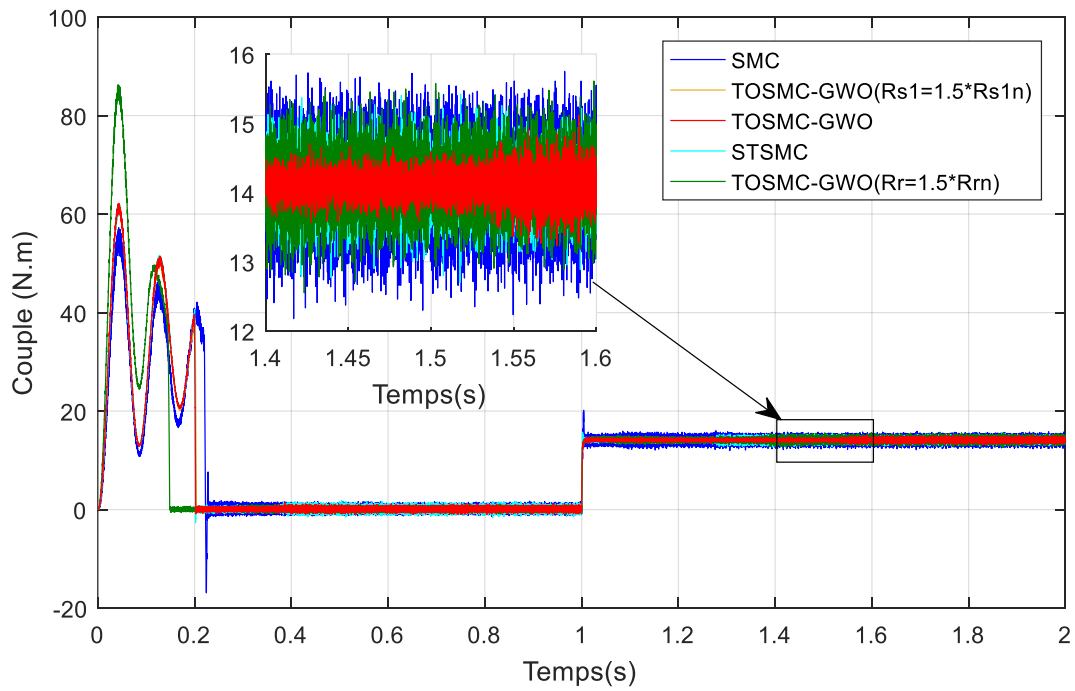


Figure (4.30) Le couple du MASDE.

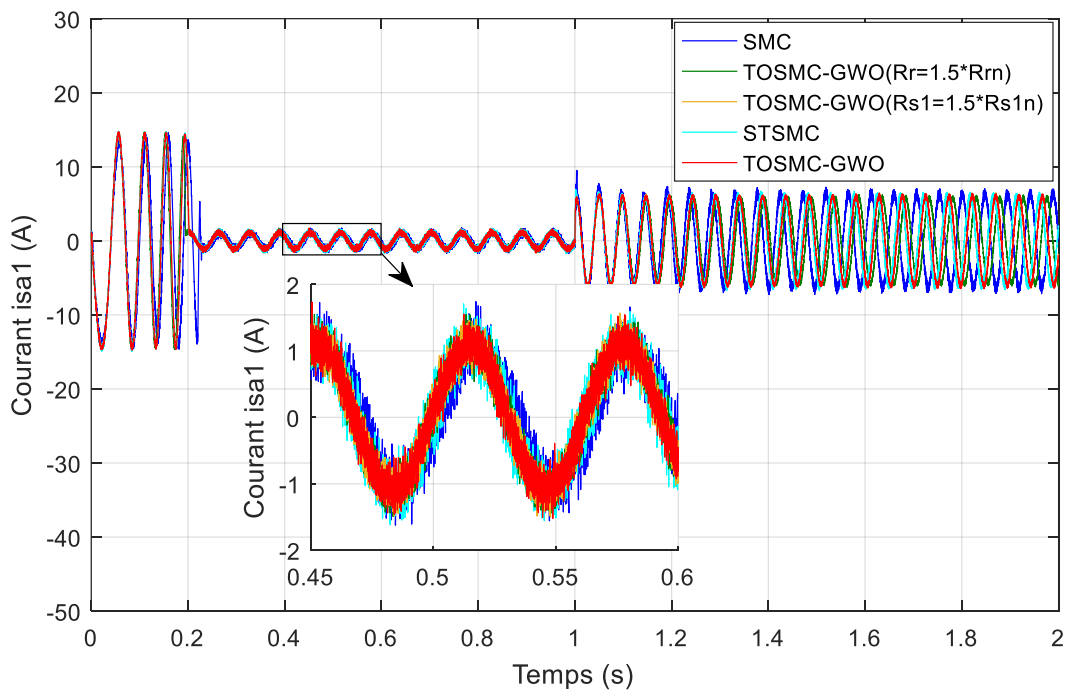


Figure (4.31) Courants statoriques ias1(t).

La figure (4.30) montre le couple électromagnétique obtenu par les méthodes de contrôle dans les quatre cas de simulation, comme présenté précédemment. Il est évident que le contrôleur TOSMC présente moins d'oscillations de couple dans les trois cas de simulation (normal, variation de la résistance du rotor et variation de la résistance du stator) par rapport aux contrôleurs SMC et STSMC. Cependant, dans le cas où la résistance du rotor est modifiée, le

couple présente plus d'oscillations en régime permanent (figure 4.30), ainsi que des pics importants au démarrage du MASDE, ce qui peut être potentiellement dangereux pour les pièces mécaniques du rotor. Néanmoins, ces pics, résultant de la variation de la résistance du rotor, contribuent à une meilleure dynamique de contrôle de la vitesse, comme montré à la figure (4.29).

La figures (4.31) montre que les courants statoriques obtenus par le contrôleur TOSMC présentent de bonnes formes sinusoïdales avec moins d'oscillations comparées aux courants obtenus par les contrôleurs SMC et STSMC classiques.

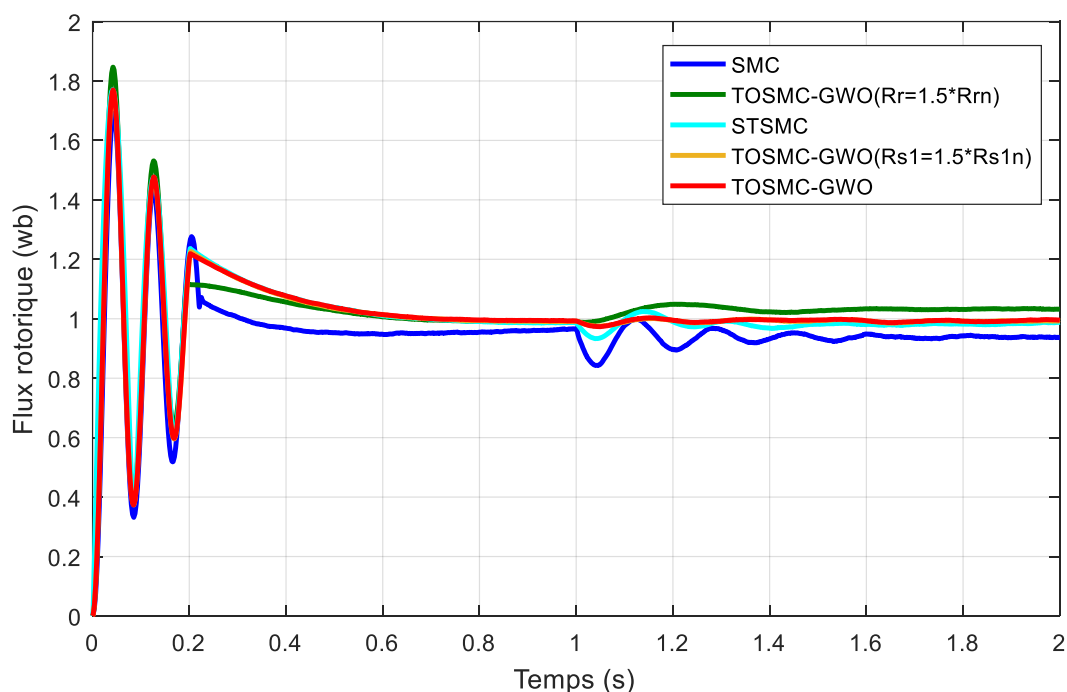


Figure (4.32) Flux rotorique.

La figure (4.32) montre la variation du flux rotorique. Comme prévu, le contrôleur TOSMC démontre des performances supérieures par rapport aux approches SMC et STSMC en termes de contrôle du flux pour suivre sa référence de 1 Wb, même lorsque les résistances du stator ou du rotor changent.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation du contrôle de la vitesse, du couple, des courants statoriques et du flux rotorique d'un MASDE en utilisant la technique TOSMC où cinq régulateurs ont été conçus et optimisés à l'aide de la méthode GWO. Le but

étant de booster les performances de la stratégie IFOC avec le contrôleur TOSMC proposé et de garantir un contrôle précis.

Le contrôle non linéaire IFOC proposé avec les régulateurs robustes et intelligents (TOSMC-GWO) a montré une efficacité et des performances supérieures par rapport au contrôle IFOC avec les régulateurs SMC et STSMC classiques. Il a été démontré qu'avec le TOSMC-GWO la vitesse suivait parfaitement ses valeurs de référence avec un rejet rapide et efficace lorsque le couple de charge est appliqué, surpassant ainsi les performances du contrôleur SMC, même quand les résistances du rotor et du stator changeaient, ce qui prouve la bonne robustesse du contrôleur proposé. Cependant, contrairement aux régulateurs SMC et STSMC, le contrôleur TOSMC comporte plus de paramètres à ajuster, ce qui constitue une tâche fastidieuse et nécessite par conséquent le recours aux méthodes d'optimisation.

Dans le but d'explorer d'autres régulateurs performants, notre recherche c'est orientée vers les régulateur PI d'ordre fractionnaire car ils offrent plus de degré de liberté et sont prometteur vis-à-vis des objectifs des commandes avancée des systèmes dynamiques. Cette investigation fera l'objet du dernier chapitre.

Chapitre 5 : Commande par FOPI de la machine asynchrone double étoile

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une approche novatrice pour améliorer la commande de la machine asynchrone double étoile en utilisant un régulateur FOPI-PSO. Cette méthode combine les avantages d'un régulateur PI d'ordre fractionnaire avec la puissance de l'algorithme d'optimisation par essaims de particules (PSO) pour minimiser les fluctuations de courant et de couple [17].

Le régulateur FOPI-PSO, conçu pour surpasser les méthodes utilisant les PI traditionnelles, se distingue par sa robustesse exceptionnelle face aux incertitudes du modèle. L'ajustement fin des paramètres du régulateur grâce à l'algorithme PSO permet d'atteindre une régulation optimale des performances de la MASDE [130-132].

En résumé, les principaux objectifs de ce chapitre sont les suivants :

1. Proposition d'un régulateur FOPI élaboré à partir de l'algorithme PSO, pour atténuer les fluctuations du couple électromagnétique et du courant dans le stator lors du contrôle d'une machine asynchrone double étoile.
2. Réduire de manière efficace l'erreur de vitesse en régime permanent et offrir une meilleure compensation du couple de charge comparativement aux méthodes traditionnelles.
3. La robustesse du régulateur FOPI-PSO face aux changements de vitesse de la machine asynchrone double étoile sera démontrée, assurant ainsi une performance constante malgré les variations.

5.2 Le concept de régulateur FOPID

Le concept de régulateur FOPID (Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative) a été développé en réponse aux limitations des régulateurs PID traditionnels dans le contrôle de systèmes complexes. Ce type de régulateur utilise des ordres fractionnaires pour les termes proportionnel, intégral et dérivé, offrant ainsi plus de flexibilité et de précision. Le contrôleur FOPID dans le domaine temporel peut être exprimé de différentes manières selon la notation utilisée. Par exemple, en utilisant la notation standard, le contrôleur FOPID est défini par l'équation suivante [17], [130-133] :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\delta} e(t) + K_d D^{\mu} e(t) \quad (5.1)$$

Dans ce contexte, $e(t)$ représente le signal d'erreur et $u(t)$ est le signal de commande. Les termes K_p , K_i et K_d sont les gains constants proportionnel, intégral et différentiel respectivement. Les termes δ et μ sont les termes intégral et différentiel d'ordre non entier.

D'autre part, D^α est un opérateur dérivé/intégral fractionnaire généralisé d'ordre α fractionnaire. L'opérateur fractionnaire est souvent représenté par la description de Riemann-Liouville. Cet opérateur fractionnaire est défini dans les références [134],[135],[136],[137],[138] par :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \left[\int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \right] \quad (5.2)$$

Où, n est un nombre entier qui remplit la condition $n-1 < \alpha < n$. $\Gamma(.)$ représente la fonction gamma d'Euler. Les limites de l'intégration sont définies par a et t .

En outre, en prenant en compte des conditions initiales nulles, la transformée de Laplace de l'équation (5.2) est formulée dans la référence [139].

$$L\left\{{}_a D_t^\alpha f(t)\right\} = \int_0^\infty e^{-st} {}_a D_t^\alpha f(t) dt = s^\alpha F(s) \quad (5.3)$$

La fonction de transfert du contrôleur FOPID, qui est basée sur l'équation (5.1), peut être reformulée de la manière suivante :

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\delta} + K_d s^\mu \quad (5.4)$$

Dans notre travail nous avons choisi la structure FOPI, avec $K_d = 0$, qui est une forme générale du contrôleur PI.

5.2.1 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

La simulation d'un opérateur d'ordre fractionnaire est généralement un processus complexe. De nombreuses techniques ont été élaborées pour simuler ces opérateurs, comme on peut le voir dans la littérature. La plupart de ces techniques reposent sur l'approximation de la fonction irrationnelle (d'ordre non entier) de l'opérateur dans le domaine "s" par une fonction rationnelle (d'ordre entier). Ces techniques visent à calculer la sortie du système en utilisant un modèle rationnel continu équivalent grâce à une représentation spéciale [140-141]. Elles

sont connues sous le nom d'approximations analogiques ou d'approximations du domaine fréquentiel. Parmi ces méthodes, on peut citer [141-142] :

- La méthode de Carlson • La méthode de Matsuda • La méthode de Charef • La méthode EFC (Expansion Fractionnaire Continue) • La méthode de Oustaloup • La Méthode diffusive

Dans ce travail, nous avons décidé d'utiliser la méthode d'approximation de Oustaloup.

5.2.1.1 La méthode d'approximation d'Oustaloup

Cette méthode repose sur l'approximation en temps continu de la fonction de transfert irrationnelle de l'opérateur d'ordre fractionnaire s^μ par une fonction de transfert rationnelle. Cette approximation fait appel à une distribution récursive de N zéros et N pôles situés dans la bande de fréquence $[w_b, w_h]$. L'approximation de l'opérateur fractionnaire par la méthode de Oustaloup s^μ est présentée dans la référence par [141] :

$$G(s) = s^\mu \cong s_{[w_b, w_h]}^\mu \cong K \prod_{i=1}^N \frac{s+w_i'}{s+w_i} \quad , \quad \mu \in \mathbb{R} \quad (5.5)$$

N représente le nombre de pôles et de zéros récursifs. Le gain, les pôles et les zéros peuvent être déterminés respectivement comme suit [141] :

$$K = Gain = w_h^\mu \quad (5.6)$$

$$w_i^\mu = Zéro = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{i+N+\frac{1}{2}(1-\mu)}{2N+1}} \quad (5.7)$$

$$w_i = Poles = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{i+N+\frac{1}{2}(1+\mu)}{2N+1}} \quad (5.8)$$

Nous sélectionnons $N = 5$ et $[w_b = 10^{-4}, w_h = 10^4]$

5.2.1.2 Optimisation à travers l'Essaim de Particules

L'Optimisation par Essaim de Particules est une technique stochastique d'optimisation, spécifiquement pour les fonctions non-linéaires, qui a été élaborée par le Dr. Eberhart et le Dr. Kennedy en 1995 [143]. Cette technique trouve ses racines dans les observations réalisées lors des simulations informatiques du comportement des groupes d'oiseaux et des bancs de poissons par Reynold, Heppner et Grenander. Ces simulations ont démontré la capacité des

individus d'un groupe en mouvement à maintenir une distance optimale entre eux et à suivre un mouvement global par rapport aux mouvements locaux de leur environnement immédiat [144-145].

En fait, l'exploration d'un espace complexe, où les ressources sont réparties de manière aléatoire, mobilise un comportement collaboratif chez les individus de l'essaim. Chaque agent explore son environnement de manière indépendante jusqu'à ce que l'un d'eux détecte une source de nourriture potentiellement intéressante. Cette découverte influence alors les autres individus, qui tendent à converger vers la zone identifiée ou à intensifier leur recherche aux alentours. Ce processus repose sur une dynamique d'observation et d'apprentissage collectif, où chaque membre de l'essaim ajuste ses décisions en fonction des comportements et des résultats obtenus par ses voisins. En intégrant les informations les plus pertinentes issues de l'environnement et des expériences passées, ce mode de recherche permet une optimisation progressive des déplacements et une meilleure efficacité dans la localisation des ressources. [143-146].

5.2.1.2.1 Principe de la méthode PSO

La technique PSO est basée sur un groupe d'individus, appelés particules, qui sont initialement créés de manière aléatoire et de préférence homogène dans l'espace de recherche. Ces particules se déplacent dans cet espace. Chaque particule a une mémoire de sa meilleure solution précédente et la capacité de communiquer avec les particules de son entourage. En utilisant ces informations, la particule suit une direction qui est composée de trois facteurs [17], [143-144],:

- Son désir de revenir à sa meilleure solution optimale précédemment enregistrée,
- Son désir de se diriger vers la meilleure solution de l'essaim enregistrée depuis le début de la recherche,
- Sa volonté ou sa curiosité d'explorer l'espace de recherche.

L'algorithme PSO de base comprend les étapes suivantes [17], [143-144] :

- Initialisation ou génération des positions et des vitesses initiales des particules.
- Mise à jour de la vitesse.
- Mise à jour de la position.
- Mise à jour de la mémoire.
- Enfin, vérification du critère d'arrêt de l'algorithme.

Ces étapes sont expliquées ci-dessous :

La méthode de déplacement d'une particule est représentée dans la figure 5.1 [143] :

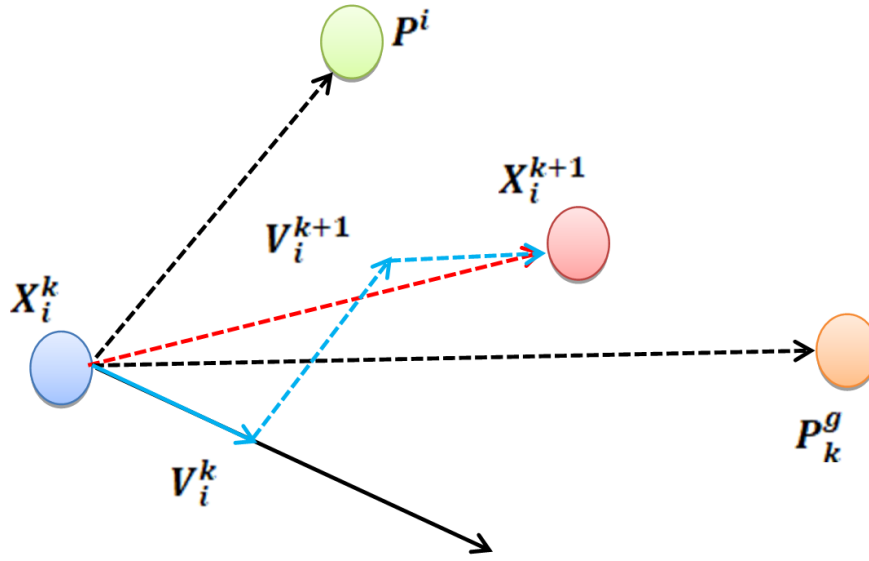


Figure (5.1) Déplacement d'une particule

a. Initialisation

La stratégie d'initialisation autorise la distribution aléatoire des particules de l'essaim dans des intervalles prédéfinis à travers l'espace de recherche. L'équation ci-dessous est mise en œuvre pour former la population initiale :

$$x_{\min} \leq x_i^0(j) \leq x_{\max} \quad (5.9)$$

Avec :

$x_{\min}$ et $x_{\max}$ sont les limites inférieure et supérieure de la variable j de la particule i .

b. Actualisation de la Vitesse

La position optimale du i^{eme} particule est désignée comme la meilleure position locale $Pbest_k^i$. Néanmoins, la position de la solution optimale de l'essaim depuis le commencement de la recherche est nommée comme la meilleure position globale $Gbest_k^i$ de l'essaim actuel k . La formule pour actualiser la vitesse v_i^{k+1} de chaque particule de l'essaim est donnée par :

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1rand(Pbest_k^i - X_i^k) + c_2rand(Gbest_k^i - X_i^k) \quad (5.10)$$

X_i^k et v_i^k représentent respectivement la position et la vitesse de la particule i lors de l'itération précédente k . w est le coefficient d'inertie, tandis que $c1$ et $c2$ sont des constantes positives définies de manière empirique et respectent la relation : $c_1 + c_2 \leq 4$

De plus, *rand* génère une distribution uniforme sur l'intervalle $[0,1]$.

c. Actualisation de la position

L'équation (5.11) nous permet de mettre à jour la position de chaque particule en se basant sur sa vitesse.

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (5.11)$$

d. Actualisation des mémoires

À ce stade, nous conservons les positions optimales locales de chaque particule ainsi que la position optimale globale pour les utiliser lors de l'itération suivante. Dans le cas d'un problème de minimisation, cette actualisation est effectuée conformément aux équations (4.12) et (4.13).

$$Pbest_i^k = P_i^k \text{ if } f(Pbest_i^k) > P_i^k \quad (5.12)$$

$$Gbest_i^k = P_i^k \text{ if } f(Gbest_i^k) > P_i^k \quad (5.13)$$

Où, $f(.)$ est la fonction à optimiser, également connue sous le nom de fonction de fitness.

e. Critères d'arrêt

Il existe plusieurs conditions de terminaison pour les algorithmes d'optimisation stochastique à savoir :

- Atteindre un nombre maximal d'itérations.
- Stabilité de la solution optimale après un certain nombre d'itérations.
- Convergence de la moyenne des solutions vers la solution optimale.

Toutefois, il est important de noter que la convergence vers la solution optimale globale n'est pas toujours garantie avec les méthodes stochastiques, ce qui constitue leur principal inconvénient. C'est pourquoi il est conseillé d'établir un critère d'arrêt basé sur le nombre d'itérations afin d'éviter une exécution indéfinie du programme. Le nombre maximal

d'itérations, que nous appellerons *itermax*, doit être suffisamment élevé pour permettre au programme de fournir une solution qui est égale ou proche de l'optimum global.

L'organigramme présenté dans la figure (5.2) permet de comprendre plus aisément le fonctionnement de l'algorithme PSO.

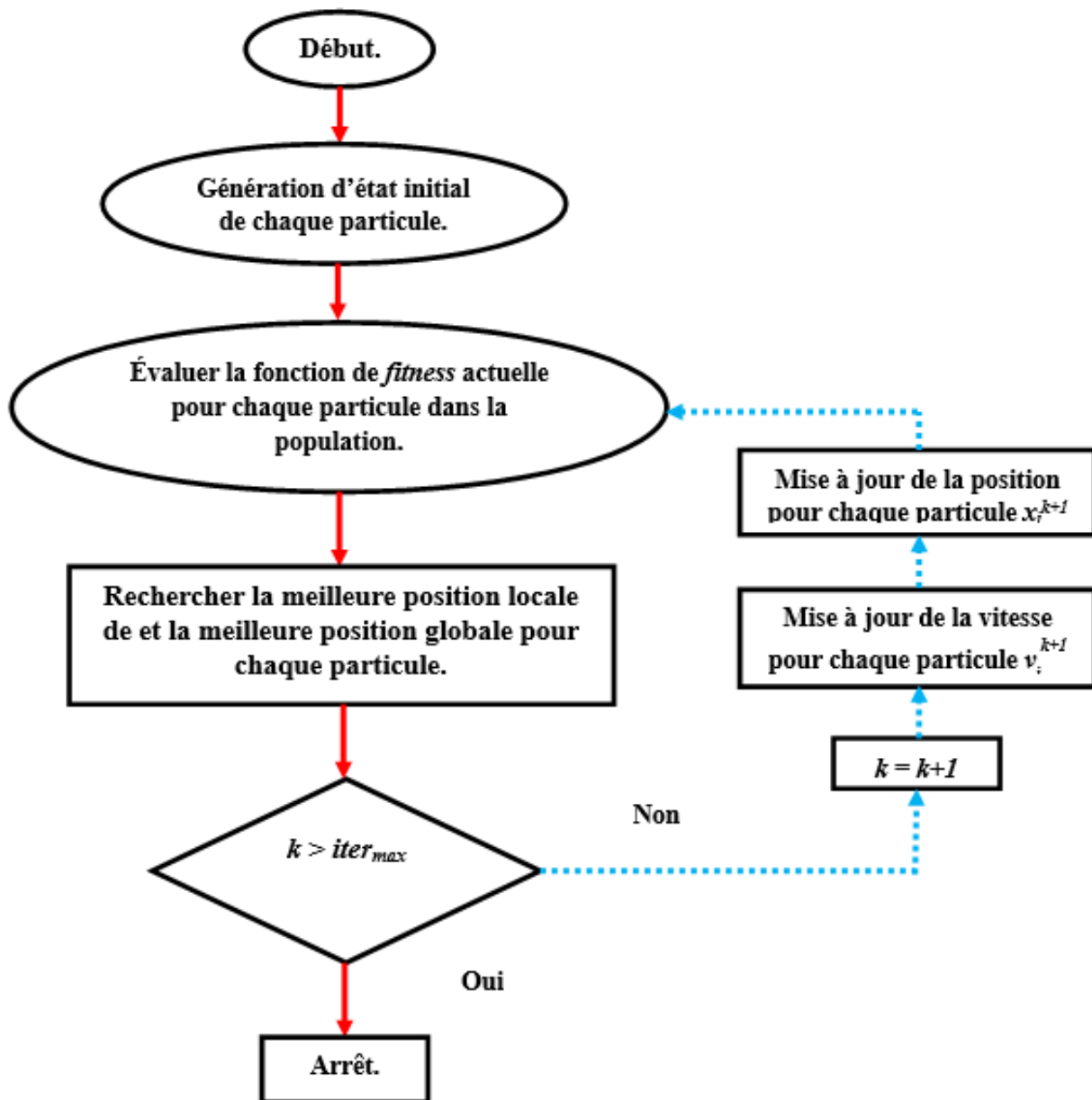


Figure (5.2) Diagramme de l'algorithme PSO.

Le tableau (5.1) fournit un résumé des paramètres de l'algorithme PSO qu'on a utilisé.

Paramètre	Valeur
Taille de l'essaim	60
Itération max	100
c_1	0.1
c_2	1.2
w	0.8

Tableau (5.1) Les paramètres de l'algorithme PSO.

5.3 Structure du régulateur FOPI-PSO

La figure (5.3) montre la structure générale du régulateur FOPI-PSO proposé. Ce régulateur combine un régulateur d'ordre fractionnel Proportionnel et Intégral (FOPI) avec un algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) pour ajuster les paramètres du régulateur de manière à optimiser les performances du système de contrôle.

La structure générale du régulateur FOPI-PSO est représentée comme suit [17]:

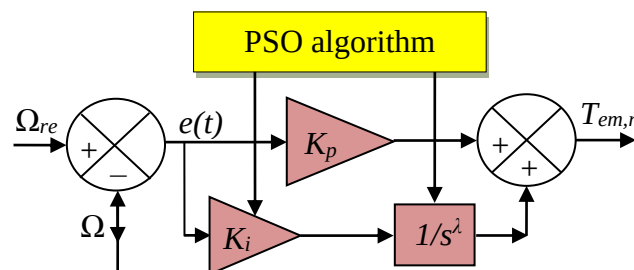


Figure (5.3) le concept du régulateur FOPI-PSO proposé.

La force de cette structure réside dans sa capacité à ajuster trois (03) paramètres, offrant ainsi une grande flexibilité au régulateur. Cependant, calculer les paramètres optimaux pour obtenir les performances souhaitées est une tâche extrêmement difficile. C'est pourquoi nous avons opté pour l'utilisation de l'algorithme PSO en raison de ses nombreux avantages par rapport à d'autres techniques :

- Facilité de programmation.
- Rapidité d'exécution (faible temps par itération).
- Exploration et exploitation efficaces de l'espace de recherche.

- Adaptabilité aux problèmes impliquant des variables continues.

5.4 Utilisation du régulateur FOPI-PSO pour contrôler la MASDE

On a choisi d'appliquer le contrôle de la vitesse de la MASDE qui repose sur le régulateur FOPI-PSO avec la stratégie de commande DTC. Le schéma correspondant est représenté sur la figure (5.4)

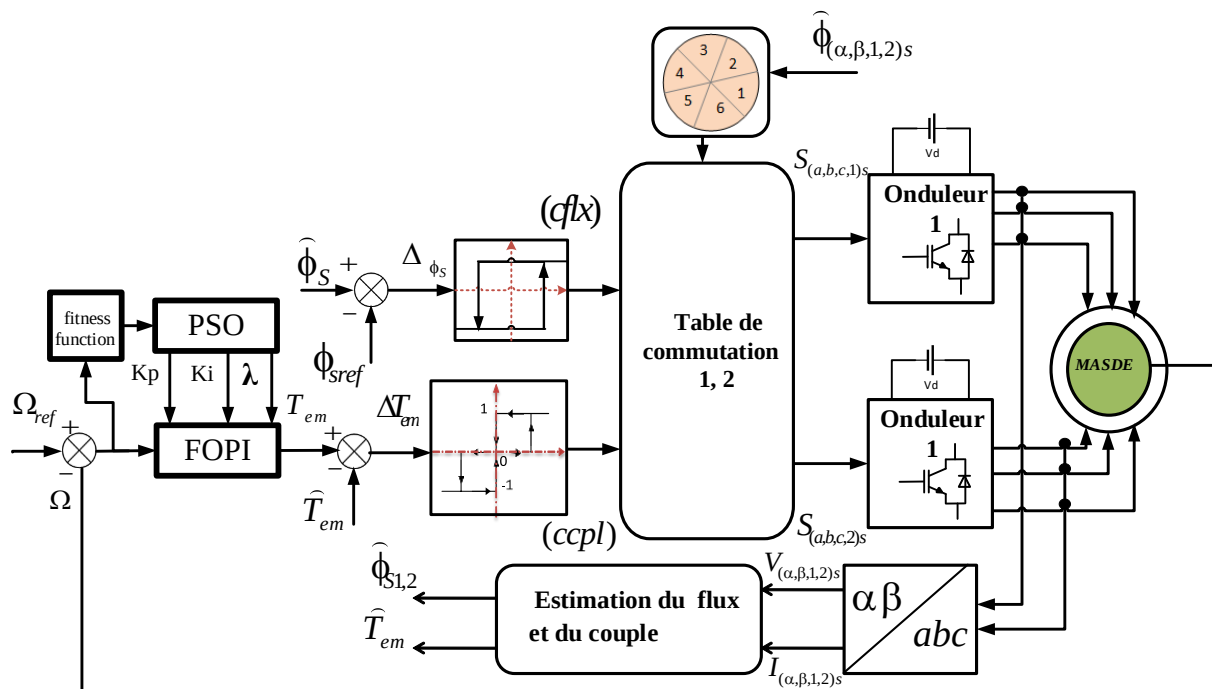


Figure (5.4) Commande DTC de la machine asynchrone double étoile à l'aide du régulateur FOPI-PSO

5.4.1 Test de suivi

Le premier scénario consiste à démarrer la MASDE avec une référence jusqu'à ce que la vitesse atteigne le point de consigne (100 rad/s) sans charge. Le deuxième scénario vise à tester la réponse dynamique après l'application d'un échelon de charge.

La figure (5.5) montre que les vitesses suivent parfaitement leurs références pour les deux régulateurs, PI et FOPI-PSO. Cependant, une meilleure précision de contrôle de la vitesse est obtenue avec la stratégie FOPI-PSO. Il est observé que le FOPI-PSO présente des performances supérieures en termes de temps de montée et de temps de stabilisation, où le temps de montée est de 0,1751 s et 0,1908 s pour le FOPI-PSO et le PI respectivement, et les temps de stabilisation sont de 0,1941 s et 0,2123 s.

Après l'introduction de la charge (14 N.m) à $t=0,7s$, la méthode FOPI-PSO proposée montre un rejet de perturbation rapide en très peu de temps sans erreur en régime permanent. D'autre part, on peut observer que le régulateur PI classique souffre d'une chute de vitesse et d'une erreur permanente en régime permanent.

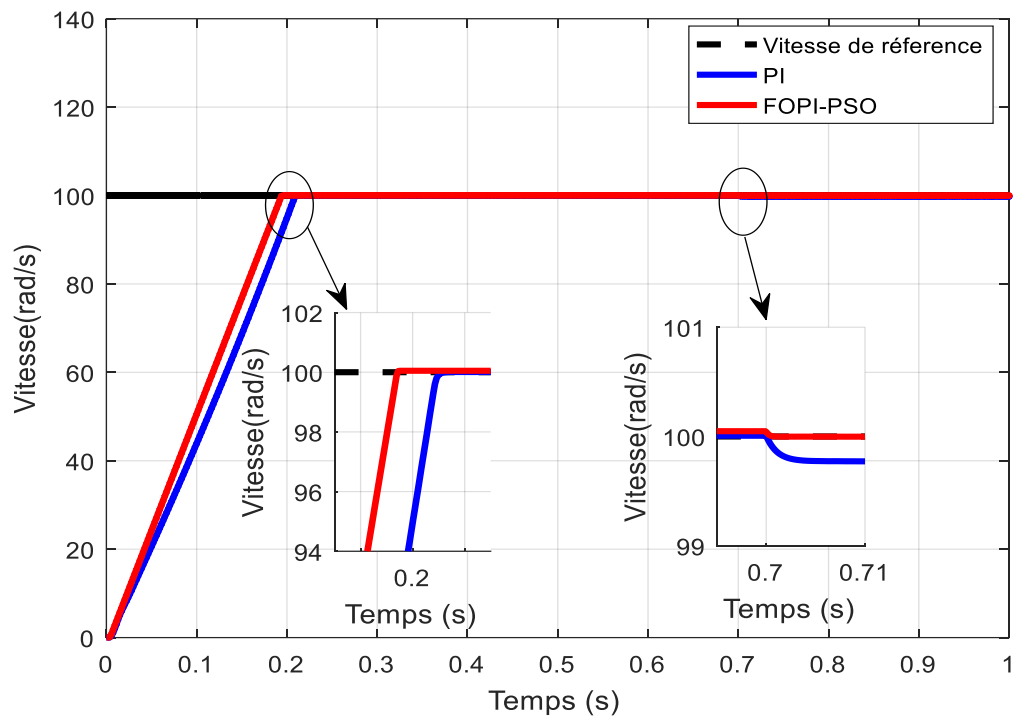


Figure (5.5) Réponse de la vitesse du MASDE

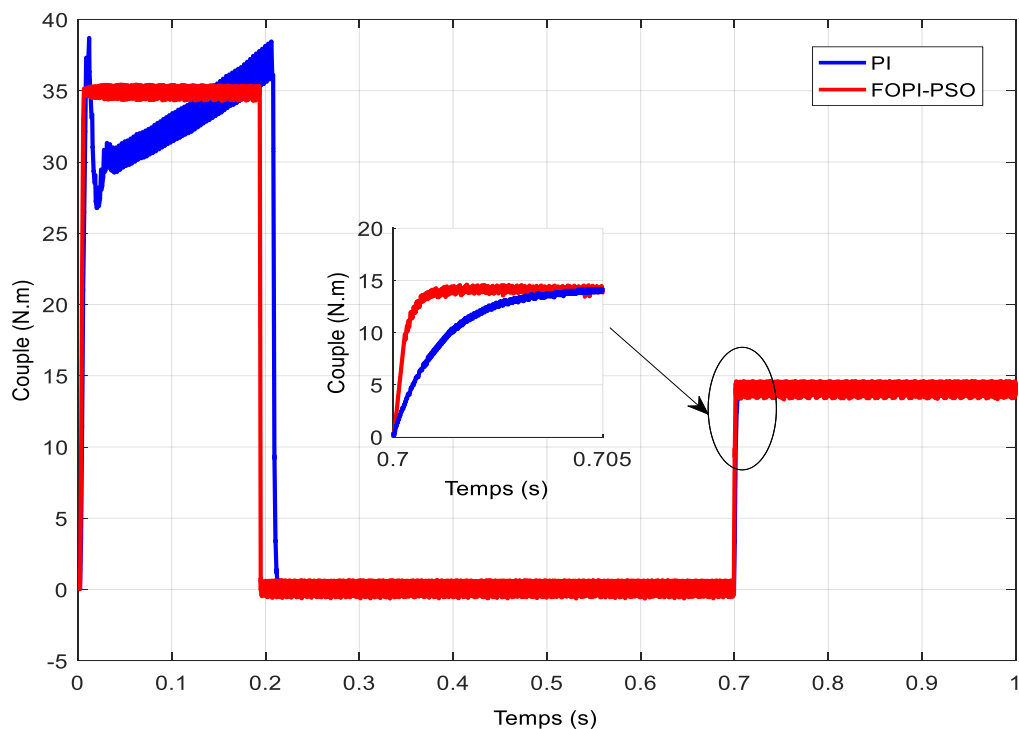


Figure (5.6) Réponse du couple électromagnétique

La figure (5.6) illustre la performance dynamique du couple. Il est visible que les ondulations de couple obtenues par le régulateur FOPI-PSO sont inférieures à celles obtenues par les techniques traditionnelles basées sur le régulateur PI. L'utilisation du régulateur FOPI-PSO contribue à atténuer les fluctuations et à affiner la forme d'onde des courants statoriques.

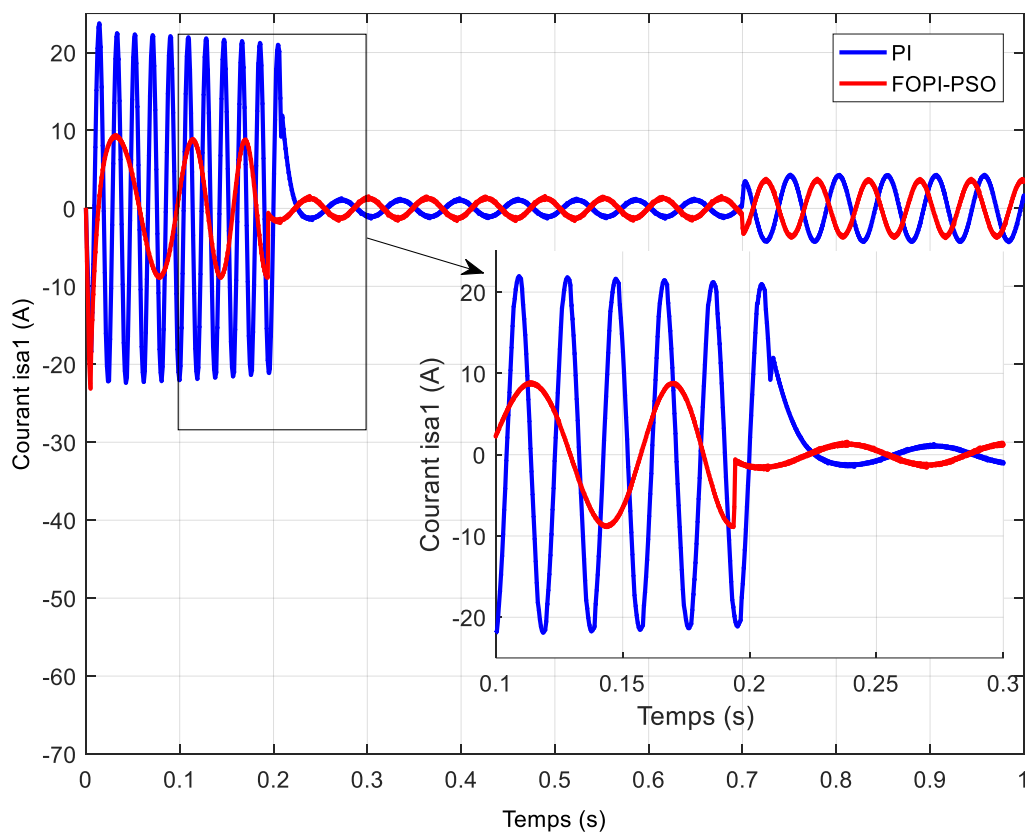


Figure (5.7) Courant statorique dans l'enroulement (1)

La figure (5.7) montre le courant statorique de phase (isa1). Il a une forme sinusoïdale et des pics d'amplitude inférieure comparée au contrôleur PI qui présente de grandes amplitudes de courant. Pour obtenir une bonne réponse de sortie du système, le contrôleur FOPI-PSO donne de bons résultats et des valeurs bien ajustées.

5.4.2 Test de robustesse

Concernant le changement de vitesse et la variation de la charge, ce test examine l'efficacité et la validité de la méthode proposée. Les conditions suivantes sont appliquées au système pendant la simulation :

Tout d'abord, la vitesse de référence est fixée à 100 rad/s, puis elle est modifiée à $t=1s$ de 100 à 50 rad/s, et passe de 50 à -50 rad/s à $t=2s$, et enfin réglée à -100 rad/s à $t=3s$.

Le moteur démarre sans charge jusqu'à $t=0,7$ s, nous introduisons un couple de charge de 14 N.m, et ensuite la charge devient 10 N.m à $t=1,6$ s. L'amplitude du flux est maintenue constante à 1 Wb.

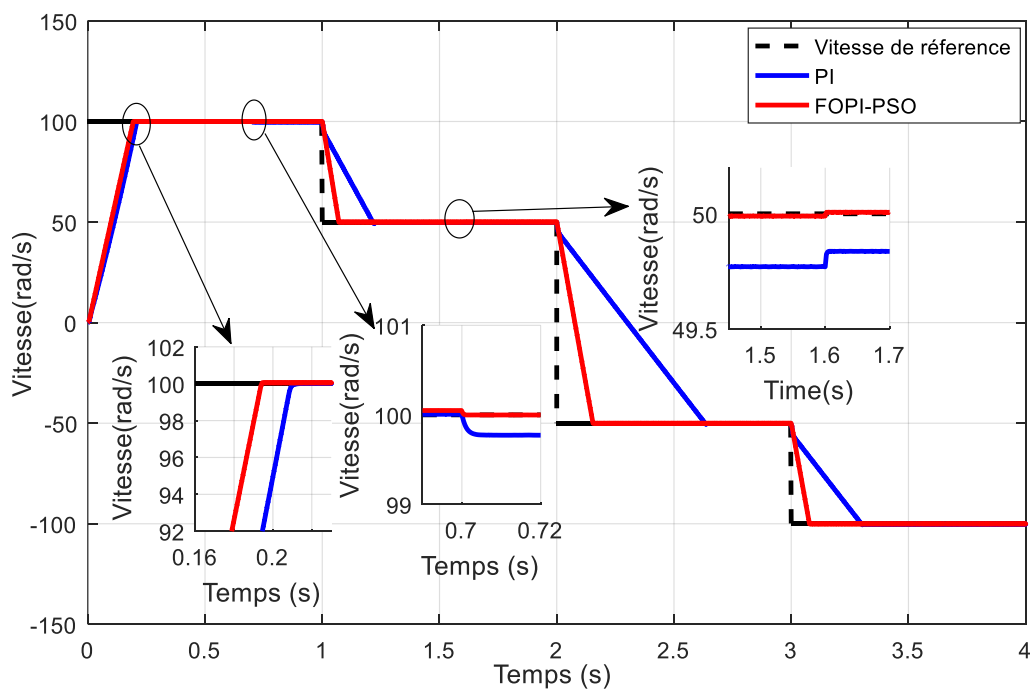


Figure (5.8) Suivi de la vitesse du DSIM

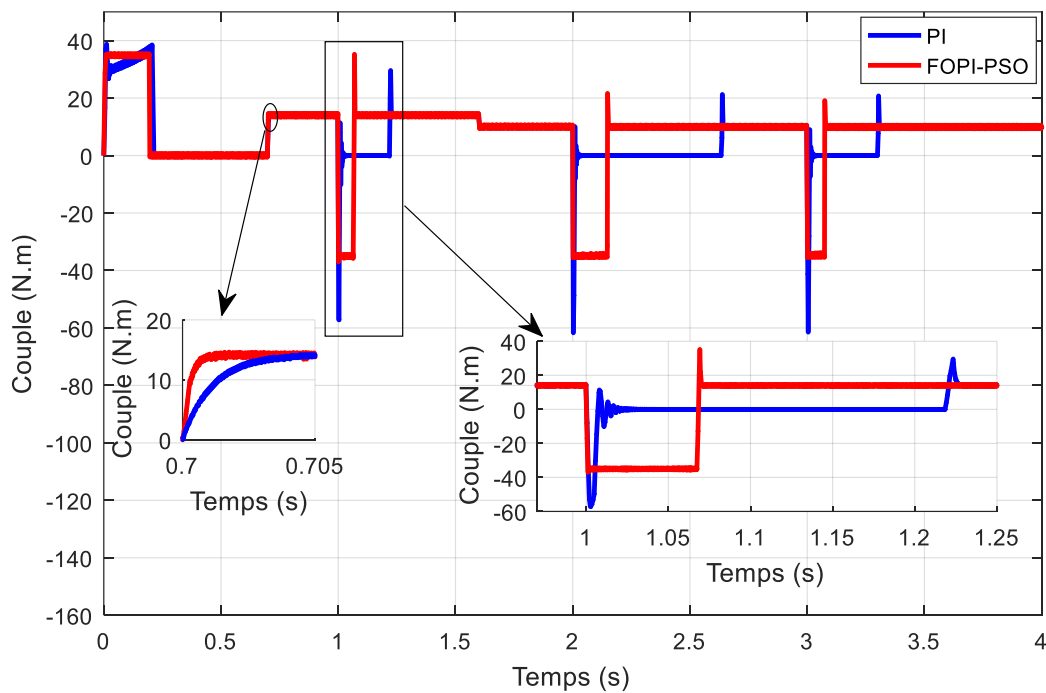


Figure (5.9) Couple électromagnétique

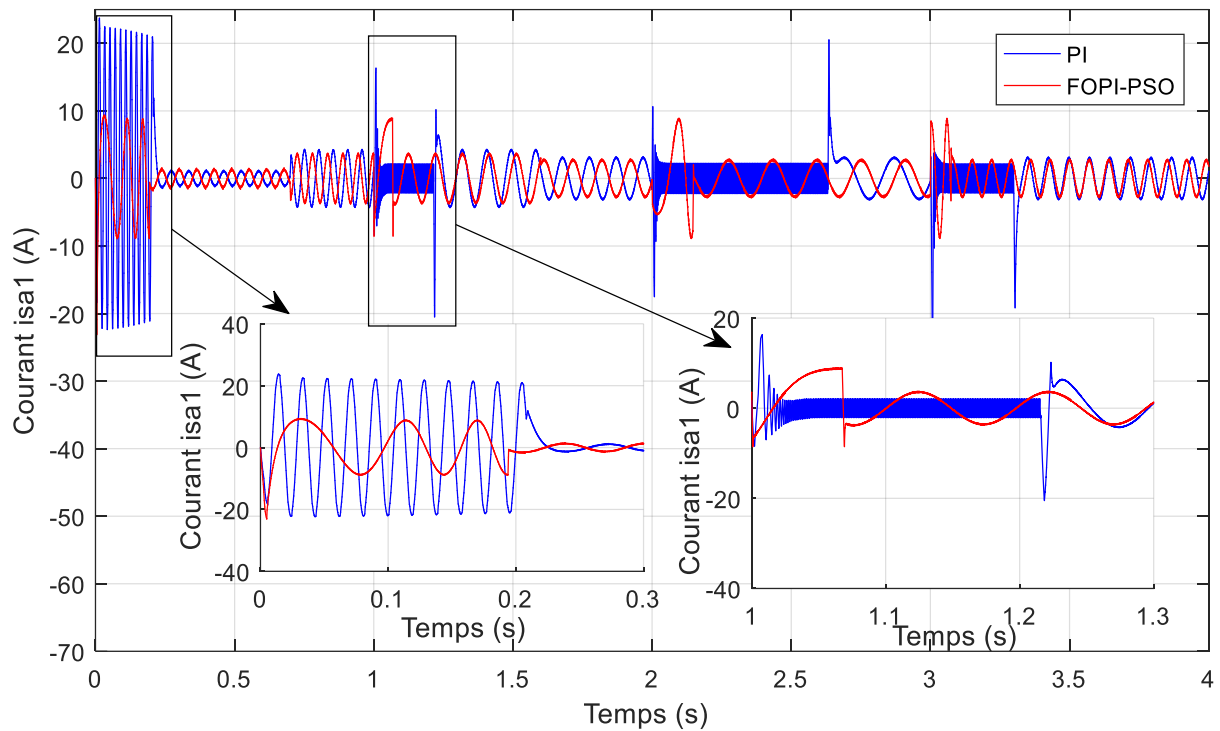


Figure (5.10) Courant statorique dans l'enroulement (1)

Les figures (5.8) à (5.10) présentent les résultats du test, où l'on peut observer les courbes du courant statorique (isa1), de la vitesse et du couple électromagnétique.

La figure (5.8) illustre la variation de la vitesse du rotor. Pour les deux méthodes PI et FOPI-PSO, on peut voir que les vitesses sont parfaitement conformes à leurs références lorsque l'on applique diverses charges. Cependant, la technique FOPI-PSO proposée offre une meilleure précision de contrôle de la vitesse et est plus performante que la méthode classique en termes de temps de montée, temps de stabilisation, l'erreur en régime permanent et le rejet de perturbations.

La réponse dynamique du couple est présentée dans la figure (5.9). Il est clair que le régulateur FOPI-PSO produit des ondulations de couple plus faibles que celles produites par la méthode PI conventionnelle sous la variation de vitesse et de charge.

Le courant statorique de phase (isa1) est représenté sur la figure (5.10). L'utilisation du régulateur FOPI-PSO conduit à une forme de courant sinusoïdal avec moins d'ondulations par rapport au régulateur PI conventionnel qui présente des ondulations de courant significatives lorsque la vitesse et le couple de charge varient.

5.4.3 Comparaison entre PI et FOPI-PSO

Nous avons examiné les performances de deux méthodes de contrôle : le contrôleur proportionnel-intégral (PI) classique et le contrôleur proportionnel-intégral-fractionnaire basé sur l'optimisation par essais particuliers (FOPI-PSO). Le tableau (5.2) présente une comparaison détaillée entre ces deux approches, mettant en relief les avantages significatifs du FOPI-PSO par rapport au PI traditionnel.

Critères	PI	FOPI-PSO
Temps de montée (sec)	0,1908	0,1751
Temps de stabilisation (sec)	0,2123	0,1941
Réponse dynamique	Moyenne	Très rapide
Suivi de vitesse	Bon	Excellent
Erreur en régime permanent (%)	>3%	Négligeable
Réduction des ondulations de couple	Moyenne	Très bonne
Minimisation des ondulations de courant statorique	Moyenne	Très bonne
Qualité du courant statorique	Acceptable	Excellente

Tableau (5.2) Comparaison entre PI et FOPI-PSO

5.4.3.1 Discussion et commentaires :

Le temps de montée est un indicateur essentiel de la rapidité avec laquelle un système atteint une valeur de consigne. Le FOPI-PSO montre un temps de montée de 0,1751 secondes, soit 0,0157 s plus rapide que le PI. Cela représente une amélioration d'environ 8,2%. Cette rapidité est cruciale dans des applications où une réponse rapide est nécessaire, comme dans les systèmes de contrôle en temps réel.

Le temps de stabilisation est également un critère important, mesurant le temps nécessaire pour que le système atteigne une plage acceptable autour de la valeur de consigne. Le FOPI-PSO est plus performant avec un temps de stabilisation de 0,1941 secondes, soit une réduction

de 0,0182 secondes par rapport au PI. Cela représente une amélioration de 8,6%, indiquant que le FOPI-PSO est plus efficace pour atteindre une stabilisation rapide.

Le suivi de vitesse est essentiel pour les systèmes qui doivent suivre des variations rapides. Le FOPI-PSO, avec une évaluation excellente, montre qu'il peut maintenir une précision élevée même lors de changements rapides, tandis que le PI, bien que bon, ne peut pas égaler cette performance. Cela signifie que le FOPI-PSO est mieux adapté aux applications nécessitant un suivi précis des variations de vitesse.

L'erreur en régime permanent est un indicateur de la précision du système à long terme. Le FOPI-PSO affiche une erreur négligeable, tandis que le PI a une erreur supérieure à 3%. Cela signifie que le FOPI-PSO est beaucoup plus précis dans le maintien de la valeur de consigne sur le long terme, ce qui est essentiel pour des applications critiques où la précision est primordiale.

La réduction des ondulations de couple est importante pour la performance globale du système. Le FOPI-PSO excelle avec une évaluation très bonne, indiquant qu'il minimise efficacement les fluctuations de couple. Cela peut améliorer la durabilité et la performance des composants, réduisant ainsi l'usure.

De même, **la minimisation des ondulations de courant statorique** est un critère clé pour la qualité de l'alimentation électrique. Le FOPI-PSO montre une performance très bonne, ce qui contribue à une meilleure efficacité énergétique et à une réduction des pertes. Cela est particulièrement important dans les systèmes où la qualité de l'alimentation est cruciale pour le fonctionnement.

En conclusion, le FOPI-PSO surpasse le PI dans tous les critères mesurés, offrant des performances nettement meilleures en termes de rapidité, de précision et de qualité. Les améliorations significatives dans le temps de montée, le temps de stabilisation, la réponse dynamique, et la réduction des erreurs en régime permanent font du FOPI-PSO une solution de contrôle plus efficace et fiable pour des applications exigeantes. Ces résultats soulignent l'importance d'adopter des méthodes de contrôle avancées pour optimiser les performances des systèmes modernes.

5.5 Résumé de l'évaluation comparative des régulateurs avancés proposés

Le tableau (5.3) ci-dessous présente une synthèse de l'étude comparative, en regroupant les caractéristiques spécifiques des régulateurs avancés proposés dans les deux chapitres 4 et 5.

Ce tableau permet de visualiser les principales différences entre divers régulateurs, en mettant en évidence leurs complexités, leurs performances en termes de réponse en vitesse et couple, ainsi que leur robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations externes.

Régulateur	SMC	STSMC	TOSMC-GWO	FOPI-PSO
Complexité du schéma de contrôleur	Simple, besoin de connaître le modèle de système, Complexité faible	Simple, pas besoin de connaître le modèle de système, Complexité faible	Basé sur un calcul complexe optimisé par GWO, Complexité moyenne	Basé sur un modèle mathématique, Complexité moyenne
Réponses de vitesse et de couple	Rapide	Très rapide	Très rapide	Très rapide
Robustesse face aux changements de vitesse ou paramétriques	Robuste, sensibilité faible	Robuste, sensibilité faible	Très robuste, sensibilité très faible	Robuste, sensibilité moyenne
Oscillations du couple	Elevé	Faible	Très faible	Faible

Tableau (5.3) Comparaison entre les correcteurs proposés dans les chapitres 4 et 5

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode DTC-FOPI-PSO, visant à améliorer les performances du contrôle du moteur asynchrone à double étoile. Grâce à l'intégration de plusieurs paramètres (intégration et dérivée fractionnaires) par rapport au régulateur PI classique, le contrôleur FOPI-PSO s'est révélé plus adaptable et efficace. Toutefois, le réglage de ce nombre élevé de paramètres a constitué un défi. Pour surmonter cette difficulté, la méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO) a été employée afin de déterminer les paramètres optimaux des contrôleurs FOPI proposés.

Les résultats des simulations ont démontré que la méthode DTC-FOPI-PSO offre des performances supérieures aux méthodes classiques lors de différents tests.

Enfin, les principaux avantages de la méthode DTC-FOPI-PSO peuvent être résumés comme suit :

- Comparée à la technique DTC traditionnelle basée sur le contrôleur PI, elle permet de réduire le temps de montée, le temps de stabilisation, l'erreur en régime permanent ainsi que les effets des perturbations.
- Une réduction significative des ondulations du couple électromagnétique et des courants statoriques a été observée, améliorant ainsi la stabilité et l'efficacité du système.

Conclusion générale

Et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Dans cette thèse, nous avons exploré et développé des techniques de commande avancées appliquées à la machine asynchrone double étoile, dans le but de surmonter les limitations des méthodes classiques et d'améliorer les performances des systèmes électriques. Notre recherche s'inscrit dans un contexte où les exigences de robustesse et de réactivité des systèmes de commande sont de plus en plus cruciales, notamment avec le développement rapide de l'électronique de puissance et des technologies de calcul numérique. La MASDE trouve des applications dans des domaines tels que les entraînements de forte puissance et les systèmes nécessitant une grande fiabilité, justifiant ainsi l'importance de l'optimisation de sa commande.

Dans ce travail de recherche, nous avons commencé par établir un état de l'art des méthodes de commande de la MASDE, mettant en lumière les approches conventionnelles telles que le contrôle vectoriel indirect (IFOC) et le contrôle direct du couple (DTC). Bien que largement utilisées, ces méthodes souffrent de limitations dues à la nécessité d'une connaissance précise des paramètres du système et à la sensibilité aux perturbations. Pour pallier ces lacunes, nous avons proposé des solutions innovantes. Ces solutions intègrent des techniques de commande robustes comme le contrôle par mode glissant d'ordre élevé (HOSMC) et des régulateurs fractionnaires (FOPID), optimisés par des algorithmes avancés tels que l'optimisation par essaim de particules (PSO) et l'optimisation par des loups gris (GWO).

Nos travaux ont mis en avant l'efficacité des régulateurs FOPID et des contrôleurs par mode glissant d'ordre supérieur (STSMC et TOSMC), qui améliorent la stabilité, la dynamique de réponse et la robustesse face aux variations des paramètres du système, tout en réduisant le phénomène de chattering (phénomène indésirable propre aux commandes par mode glissant classiques). Les diverses simulations réalisées dans l'environnement MATLAB/SIMULINK ont démontré des performances accrues en termes de rapidité de réponse, de précision du contrôle, et de réduction des ondulations du couple électromagnétique ainsi que des courants statoriques.

Un aspect important de cette recherche réside également dans l'intégration de stratégies d'optimisation métaheuristiques avec les correcteurs proposés, permettant d'obtenir des solutions adaptées aux exigences spécifiques de notre application. De plus, l'étude de l'association Convertisseur-MASDE a permis de valider la pertinence de nos modèles,

confirmant que les techniques développées sont robustes et efficaces, même sous des conditions de fonctionnement variables.

En conclusion, ce travail contribue de manière significative à l'amélioration des méthodes de commande de la MASDE, ouvrant ainsi la voie à des recherches et applications futures prometteuses. Ces avancées ont des implications majeures pour le développement de systèmes électriques plus performants et fiables.

Pour les recherches futures, nous recommandons d'explorer les suggestions suivantes :

- Combiner le contrôleur fractionnaire FOPI avec un contrôleur à mode glissant afin d'augmenter la robustesse face aux perturbations, permettant ainsi une performance stable même en présence d'incertitudes.
- Utiliser des techniques d'optimisation multi-objectifs à temps réel pour optimiser plusieurs critères simultanément, aboutissant à plusieurs solutions optimales au sens de Pareto qui peuvent être sélectionnées en fonction des spécifications souhaitées. Cette approche permet de trouver un compromis optimal entre différents objectifs de performance, tels que la rapidité, la précision et la robustesse.
- Appliquer les contrôleurs proposés à d'autres types de machines et de systèmes complexes, comme les éoliennes équipées de générateurs à double étoile ou les machines synchrones à cinq phases. Les machines multi-étoile peuvent permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée.
- Intégration de l'intelligence artificielle dans les stratégies de commande avec l'utilisation du « Deep Learning » à temps réel.

Annexes

Annexe [A]

Les paramètres de la machine asynchrone double étoile :

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Tension nominale	$I_n = 6.5 \text{ A}$
Nombre de paires de pôles	$P=1$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$

Annexe [B]

Calcul des régulateurs :

Avec : $\tau = \tau_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.006}{2.12} = 0.0028$

Les calculs des gains des courants :	Les calculs des gains de vitesse :
$\begin{cases} K_p = 2.\xi.\omega_0.L_{s1,s2} - R_{s1,s2} \\ K_i = 2.\xi.\omega_0^2.L_{s1,s2} \end{cases}$ $\begin{cases} K_p = 2*0.7*2857*0.022 - 3.72 \\ K_i = 2*0.7*2857^2*0.022 \end{cases}$ $\begin{cases} K_p = 84.28 \\ K_i = 176000 \end{cases}$	$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{\tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases}$ $\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{0.0625}{0.0028} \\ K_{i\Omega} = \frac{0.001}{0.0028} \end{cases}$ $\begin{cases} K_{p\Omega} = 22.3214 \\ K_{i\Omega} = 0.3571 \end{cases}$

Références

Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure », PhD Thesis, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2001. Consulté le: 6 novembre 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01746497>
- [2] S. K. Gupta, O. Singh, M. A. Khan, et A. K. Kushwaha, « A review on developments of polyphase machines », *Journal of Information and Optimization Sciences*, vol. 41, n° 1, p. 327-343, 2020.
- [3] T. Laamayad, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue », PhD Thesis, Université de Batna 2, 2014. Consulté le: 6 novembre 2024. [En ligne]. Disponible sur: <http://eprints.univ-batna2.dz/1248/>
- [4] B. MELIANI, « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel », 2015.
- [5] F. Latrech, A. Rhouma, et A. Khedher, « FPGA implementation of a robust DTC-SVM based Sliding Mode Flux Observer for a double star induction motor: Hardware in the loop validation », *Microelectronics Reliability*, vol. 150, p. 115118, 2023.
- [6] K. Hatua et V. Ranganathan, « A novel VSI-and CSI-fed dual stator induction motor drive topology for medium-voltage drive applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 8, p. 3373-3382, 2010.
- [7] H. Chaabane, D. E. Khodja, S. Chakroune, et D. Hadji, « Model reference adaptive backstepping control of double star induction machine with extended Kalman sensorless control », *Electrical Engineering & Electromechanics*, n° 4, p. 3-11, 2022.
- [8] K. Sahraoui, K. Kouzi, et A. Ameer, « Optimization of MRAS based Speed Estimation for Speed Sensorless Control of DSIM via Genetic Algorithm. », *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, vol. 65, n° 3, 2017.

- [9] C. Hadji, D. Khodja, et S. Chakroune, « Robust Adaptive Control of Dual Star Asynchronous Machine by Reference Model Based on Landau Stability Theorem », *Adv. Model. Anal. C*, vol. 74, n° 2–4, p. 56-62, 2019.
- [10] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, E. Merabet, et F. Hamoudi, « A sliding mode control associated to the field-oriented control of dual-stator induction motor drives », *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, n° 3, p. 7-12, 2010.
- [11] S. Arezki, « Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par onduleurs multiniveaux », 2005.
- [12] S. Basak et C. Chakraborty, « Dual stator winding induction machine: Problems, progress, and future scope », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 7, p. 4641-4652, 2015.
- [13] R. Sadouni et A. Meroufel, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 6, n° 2, p. 163-170, 2012.
- [14] H. RAHALI, « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile.'MASDE'. », 2020.
- [15] G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, et S. Benaggoune, « Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach », *Applied Computing and Informatics*, vol. 18, n° 1/2, p. 74-89, 2022.
- [16] H. KHOUIDMI, « Commande Neuronale Prédictive d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique », 2015.
- [17] E. Terfia, S. E. Rezgui, S. Mendaci, H. Gasmi, et H. Benalla, « Optimal Fractional Order Proportional Integral Controller for Dual Star Induction Motor Based on Particle Swarm Optimization Algorithm. », *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 56, n° 2, 2023.

- [18] H. Gasmi, H. Benbouhenni, S. Mendaci, et I. Colak, « A new scheme of the fractional-order super twisting algorithm for asynchronous generator-based wind turbine », *Energy Reports*, vol. 9, p. 6311-6327, 2023.
- [19] E. Benyoussef et S. Barkat, « Direct torque control based on space vector modulation with balancing strategy of dual star induction motor », *REVUE ROUMAINE DES SCIENCES TECHNIQUES—SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE ET ÉNERGÉTIQUE*, vol. 67, n° 1, p. 15-20, 2022.
- [20] D. Zellouma, H. Benbouhenni, et 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, n° 1, p. 10-20, 2023.
- [21] K. Walid, M. Sofiane, H. Benbouhenni, G. Hamza, et T. Es-saadi, « Application of third-order sliding mode controller to improve the maximum power point for the photovoltaic system », *Energy Reports*, vol. 9, p. 5372-5383, 2023.
- [22] M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, et E. Levi, « A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, n° 4, p. 860-868, 2009.
- [23] A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, et S. Ahmed, « A senior project-based multiphase motor drive system development », *IEEE Transactions on Education*, vol. 59, n° 4, p. 307-318, 2016.
- [24] F. Barrero et M. J. Duran, « Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—Part I », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, p. 449-458, 2015.
- [25] A. Gonzalez-Prieto, J. J. Aciego, I. Gonzalez-Prieto, et M. J. Duran, « Automatic fault-tolerant control of multiphase induction machines: A game changer », *Electronics*, vol. 9, n° 6, p. 938, 2020.
- [26] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », PhD Thesis,

Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999. Consulté le: 6 novembre 2024. [En ligne].
Disponible sur: <https://theses.hal.science/tel-00356891/>

- [27] S. Rubino, I. R. Bojoi, F. Mandrile, et E. Armando, « Modular stator flux and torque control of multi-three-phase induction motor drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 6, p. 6507-6525, 2020.
- [28] F. Belouahchi et E. Merabet, « Design of a New Direct Torque Control Using Synergetic Theory for Double Star Induction Motor. », *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 53, n° 6, 2020.
- [29] R. Sadouni et A. Meroufel, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 6, n° 2, p. 163-170, 2012.
- [30] J. Rodas, I. Gonzalez-Prieto, Y. Kali, M. Saad, et J. Doval-Gandoy, « Recent advances in model predictive and sliding mode current control techniques of multiphase induction machines », *frontiers in Energy Research*, vol. 9, p. 729034, 2021.
- [31] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, et H. A. Toliyat, « Multifrequency current control for n -phase machines including antiwindup and distortion-free saturation with full dc-bus utilization », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 10, p. 9891-9905, 2019.
- [32] E. Levi, « Multiphase electric machines for variable-speed applications », *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, n° 5, p. 1893-1909, 2008.
- [33] E. Levi, F. Barrero, et M. J. Duran, « Multiphase machines and drives-Revisited », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, p. 429-432, 2015.
- [34] L. Parsa, « On advantages of multi-phase machines », présenté à 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005., IEEE, 2005, p. 6-pp.

- [35] E. Robles, M. Fernandez, J. Andreu, E. Ibarra, J. Zaragoza, et U. Ugalde, « Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 157, p. 111971, 2022.
- [36] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra, et D. Casadei, « Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 2, p. 565-577, 2011.
- [37] E. ZAIDI, K. MAROUANI, H. BOUADI, K. NOUNOU, M. AISSANI, et L. BENTOUHAMI, « Control of a multiphase machine fed by multilevel inverter based on sliding mode controller », présenté à 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), IEEE, 2019, p. 1-6.
- [38] R. Abdessemed, *Modélisation et simulation des machines électriques: électrotechnique*. ellipses, 2011.
- [39] T. D. S. Moraes, N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, et M. Guerin, « Dual-multiphase motor drives for fault-tolerant applications: Power electronic structures and control strategies », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 1, p. 572-580, 2017.
- [40] L. Youb, S. Belkacem, F. Naceri, M. Cernat, et L. G. Pesquer, « Design of an adaptive fuzzy control system for dual star induction motor drives », *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 18, n° 3, p. 37-44, 2018.
- [41] M. R. Arahall, F. Barrero, M. G. Satué, et D. R. Ramírez, « Predictive Control of Multi-Phase Motor for Constant Torque Applications », *Machines*, vol. 10, n° 3, p. 211, 2022.
- [43] G. Lei, J. Zhu, Y. Guo, C. Liu, et B. Ma, « A review of design optimization methods for electrical machines », *Energies*, vol. 10, n° 12, p. 1962, 2017.
- [44] N. Layadi, S. Zeghlache, T. Benslimane, et F. Berrabah, « Comparative analysis between the rotor flux oriented control and backstepping control of a double star

- induction machine (DSIM) under open-phase fault », *AMSE Journals, Series Advances C*, vol. 72, n° 4, p. 292-311, 2017.
- [45] A. Abden, A. Bouchetta, O. Boughazi, A. Baghdadi, et I. Bousserhane, « Double star induction machine using nonlinear integral backstepping control », *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, vol. 10, n° 1, p. 27-40, 2019.
- [46] Y. Maouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application à la sûreté de fonctionnement », 2015.
- [47] K. Upadhyay, *Design of electrical machines*. New Age International, 2011.
- [48] H. Razik, « Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose », présenté à IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03., IEEE, 2003, p. 907-912.
- [49] T. Wildi, *Électrotechnique (4e édition)*. Presses de l'université Laval, 2005.
- [50] G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, et S. Benaggoune, « Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach », *Applied Computing and Informatics*, vol. 18, n° 1/2, p. 74-89, 2022.
- [51] B. Kiyyour, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile », 2020.
- [52] A. N. B. Alsammak et A. S. Ghanim, « Performance Enhancement and Assessment of the Dual Stator Induction Motor. », *Przeglad Elektrotechniczny*, vol. 2023, n° 10, 2023.
- [53] L. Mourad, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur », 2016.
- [54] K. Hatua et V. Ranganathan, « A novel VSI-and CSI-fed dual stator induction motor drive topology for medium-voltage drive applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 8, p. 3373-3382, 2010.

- [55] R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo, et A. Tenconi, « Direct torque control for dual three-phase induction motor drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 6, p. 1627-1636, 2005.
- [56] E. Benyoussef et S. Barkat, « Direct torque control based on space vector modulation with balancing strategy of dual star induction motor », *REVUE ROUMAINE DES SCIENCES TECHNIQUES—SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE ET ÉNERGÉTIQUE*, vol. 67, n° 1, p. 15-20, 2022.
- [57] S. E. Rezgui et H. Benalla, « Techniques de commande avancées de la machine asynchrone », 2015.
- [58] H. Lallouani et B. Saad, « Performances of type 2 fuzzy logic control based on direct torque control for double star induction machine », *Rev. Roum. Sci. Tech.-Ser. Electrotech. Energetique*, vol. 65, p. 103-108, 2020.
- [59] M. Lazreg et A. Bentaallah, « Sensorless Speed Control of Double Star Induction Machine With Five Level DTC Exploiting Neural Network and Extended Kalman Filter. », *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, vol. 15, n° 1, 2019.
- [60] Y. Amara, « Modélisation pour le dimensionnement des machines électriques. Application à des machines spéciales. », 2012.
- [61] H. Chaabane, D. E. Khodja, S. Chakroune, et D. Hadji, « Model reference adaptive backstepping control of double star induction machine with extended Kalman sensorless control », *Electrical Engineering & Electromechanics*, n° 4, p. 3-11, 2022.
- [62] R. Sadouni et A. Meroufel, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 6, n° 2, p. 163-170, 2012.
- [63] D. Aguglia, *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle*. Université Laval, 2004.

- [64] B. Larafi, A. Rachid, K. Abdelhalim, et M. Elkhier, « Control neuro-fuzzy of a dual star induction machine (DSIM) supplied by five-level inverter », *Journal of Power Technologies*, vol. 98, n° 1, p. 70, 2018.
- [65] E. Merabet, H. Amimeur, F. Hamoudi, et R. Abdessemed, « Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine », *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 6, n° 1, p. 133-138, 2011.
- [66] H. Lallouani, B. Saad, et B. Letfi, « DTC-SVM based on interval Type-2 fuzzy logic controller of double stator induction machine fed by six-phase inverter », *Int. J. Image Graph. Signal Process.(IJIGSP)*, vol. 11, n° 7, p. 48-57, 2019.
- [67] F. Hamidia, A. Abbadi, A. Tlemçani, et M. Boucherit, « Dual star induction motor supplied with double photovoltaic panels based on fuzzy logic type-2 », *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, vol. 18, n° 4, p. 359-371, 2018.
- [68] R. Tabasian, M. Ghanbari, A. Esmaeli, et M. Jannati, « A novel speed control strategy for 3-phase induction motor drives with star-connected under single-phase open-circuit fault using modified RFOC strategy », *ISA transactions*, vol. 125, p. 492-513, 2022.
- [69] M. Bouziane et M. Abdelkader, « A neural network based speed control of a dual star induction motor », *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 4, n° 6, p. 952, 2014.
- [70] A. G. M. A. Aziz, A. Y. Abdelaziz, Z. M. Ali, et A. A. Z. Diab, « A comprehensive examination of vector-controlled induction motor drive techniques », *Energies*, vol. 16, n° 6, p. 2854, 2023.
- [71] L. Youb, S. Belkacem, F. Naceri, M. Cernat, et L. G. Pesquer, « Design of an adaptive fuzzy control system for dual star induction motor drives », *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 18, n° 3, p. 37-44, 2018.
- [72] M. Oussama, H. Lallouani, et B. Saad, « Direct torque control with space vector modulation using interval type 2 fuzzy logic regulators of dual star induction machine fed by two three-level neutral point clamped inverter », *Revue roumaine des sciences techniques—série électrotechnique et énergétique*, vol. 69, n° 2, p. 159-164, 2024.

- [73] M. Nesri, K. Nounou, G. Sifelislam, M. F. Benkhoris, et H. Azeddine, « Hybrid flatness-based control of dual star induction machine drive system for more electrical aircraft », *Power Electronics and Drives*, vol. 9, n° 1, p. 50-62, 2024.
- [74] A. Milles, E. Merabet, H. Benbouhenni, N. Debdouche, et I. Colak, « Robust control technique for wind turbine system with interval type-2 fuzzy strategy on a dual star induction generator », *Energy Reports*, vol. 11, p. 2715-2736, 2024.
- [75] A. Khedher et M. F. Mimouni, « Sensorless-adaptive DTC of double star induction motor », *Energy Conversion and Management*, vol. 51, n° 12, p. 2878-2892, 2010.
- [76] M. Lazreg et A. Bentaallah, « Sensorless Speed Control of Double Star Induction Machine With Five Level DTC Exploiting Neural Network and Extended Kalman Filter. », *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, vol. 15, n° 1, 2019.
- [77] H. Lallouani et B. Saad, « Performances of type 2 fuzzy logic control based on direct torque control for double star induction machine », *Rev. Roum. Sci. Tech.-Ser. Electrotech. Energetique*, vol. 65, p. 103-108, 2020.
- [78] R. Sadouni et A. Meroufel, « Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 6, n° 2, p. 163-170, 2012.
- [79] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi, et M. Taoussi, « A comparative study between FOC and DTC control of the Doubly Fed Induction Motor (DFIM) », présenté à 2017 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), IEEE, 2017, p. 1-6.
- [80] S. Mahfoud, A. Derouich, N. El Ouanjli, M. El Mahfoud, et M. Taoussi, « A new strategy-based PID controller optimized by genetic algorithm for DTC of the doubly fed induction motor », *Systems*, vol. 9, n° 2, p. 37, 2021.
- [81] I. Takahashi et Y. Ohmori, « High-performance direct torque control of an induction motor », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 25, n° 2, p. 257-264, 1989.

- [82] M. Jafari, K. Abbaszadeh, et M. MOHAMADIAN, « A novel DTC-SVM approach for two parallel-connected induction motors fed by matrix converter », *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 26, n° 3, p. 1599-1611, 2018.
- [83] B. Ladjal, F. Berrabah, S. Zeghlache, A. Djerioui, et M. FouadBenkhoris, « Active Fault Tolerant Control based on Backstepping Controller and Non Linear Adaptive Observer for Double Star Induction Machine. », *International Journal of Intelligent Engineering & Systems*, vol. 15, n° 3, 2022.
- [84] B. Chikondra, U. R. Muduli, et R. K. Behera, « An improved open-phase fault-tolerant DTC technique for five-phase induction motor drive based on virtual vectors assessment », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, n° 6, p. 4598-4609, 2020.
- [85] H. Kantari, « Direct torque control of induction motor using space vector modulation (SVM-DTC) », *International Journal of Modern Engineering Research (IJMER)*, vol. 2, n° 5, p. 3747-3768, 2012.
- [86] L. Benalia, A. Chaghi, et R. Abdessemed, « Comparative study between a double fed induction machine and double star induction machine using direct torque control DTC », *Acta Universitatis Apulensis*, vol. 28, p. 351-366, 2011.
- [87] L. Huang, J. Ji, W. Zhao, H. Tang, T. Tao, et S. Jin, « Direct torque control for dual three-phase permanent magnet motor with improved torque and flux », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, n° 4, p. 2385-2397, 2022.
- [88] B. Naas, L. Nezli, M. Elbar, et B. Naas, « Direct torque control of double star synchronous machine », *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 2, n° 5, p. 336, 2009.
- [89] F. Farina, R. Bojoi, A. Tenconi, et F. Profumo, « Direct torque control with full order stator flux observer for dual-three phase induction motor drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, n° 4, p. 412-419, 2006.
- [90] D. Boudana, L. Nezli, A. Tlemçani, et M. Mahmoudi, « DTC of Double Star Synchronous Machine Drive using Backstepping Concept with Fixed Switching

Frequency », présenté à International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications, Algeria, 2010, p. 1-6.

- [91] G. Boukhalfa, L. Laggoun, A. Khemis, B. Kiyyour, S. Belkacem, et Y. Beddiaf, « Tuning Hybrid Super Twisting Algorithm with Fuzzy Logic Type 2 Controller by PSO Applied in DTC of Dual Star Induction Machine », présenté à International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, Springer, 2022, p. 205-215.
- [92] J. LISTWAN et K. PIENKOWSKI, « DTC-ST and DTC-SVM Control of five-phase induction motor with MRASCC estimator », *system*, vol. 1, n° z2, p. z2, 2016.
- [93] B. Kiyyour, L. Laggoun, A. Salhi, D. Naimi, et G. Boukhalfa, « Improvement DTC for Induction Motor Drives Using Modern Speed Controllers Tuning by PSO Algorithm », *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 67, n° 3, p. 249-259, 2023.
- [94] A. Khedher et M. F. Mimouni, « Sensorless-adaptive DTC of double star induction motor », *Energy Conversion and Management*, vol. 51, n° 12, p. 2878-2892, 2010.
- [95] A. Azib, D. Ziane, T. Rekioua, et A. Tounzi, « Robustness of the direct torque control of double star induction motor in fault condition », *Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg*, vol. 61, n° 2, p. 147-152, 2016.
- [96] P. Naganathan, S. Srinivas, et H. Ittamveetil, « Five-level torque controller-based DTC method for a cascaded three-level inverter fed induction motor drive », *IET power electronics*, vol. 10, n° 10, p. 1223-1230, 2017.
- [97] A. H. O. Ahmed, M. O. Ajangnay, S. A. Mohamed, et M. W. Dunnigan, « Speed control of induction motor using new sliding mode control technique », présenté à 2010 1st International Conference on Energy, Power and Control (EPC-IQ), IEEE, 2010, p. 111-115.
- [98] L. Keltoum, B. Leila, et B. Abderrahmen, « Speed control of a Doubly-Fed induction motor (DFIM) based on fuzzy sliding mode controller », *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol. 10, n° 3, p. 20-29, 2017.

- [99] B. Saha, B. Singh, et A. Sen, « SMO based position sensorless BLDC motor drive employing canonical switching cell converter for light electric vehicle », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, n° 3, p. 2974-2984, 2023.
- [100] F. Chen et M. Dunnigan, « Sliding-mode torque and flux control of an induction machine », *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 150, n° 2, p. 227-236, 2003.
- [101] A. Massoum, A. Meroufel, et A. Bentaallah, « Sliding mode speed controller for a vector controlled double star induction motor », *Electrical Review PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY ISSN*, p. 0033-2097, 2012.
- [102] A. Devanshu, M. Singh, et N. Kumar, « Sliding mode control of induction motor drive based on feedback linearization », *IETE Journal of Research*, vol. 66, n° 2, p. 256-269, 2020.
- [103] S. El Daoudi, L. Lazrak, et M. Ait Lafkih, « Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter », *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 5, p. 1-10, 2020.
- [104] M. A. Khoshhava, H. A. Zarchi, et G. A. Markadeh, « Sensor-less speed and flux control of dual stator winding induction motors based on super twisting sliding mode control », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, n° 4, p. 3231-3240, 2021.
- [105] B. Azeddine, B. Abdelrahim, T. Mohammed, et A. Abdallah, « Robustness Study of Double Star asynchronous Machine using Nonlinear Integral sliding mode Control ».
- [106] P. K. Behera, B. Mendi, S. K. Sarangi, M. Pattnaik, et S. M. IEEE, « Robust wind turbine emulator design using sliding mode controller », *Renewable Energy Focus*, vol. 36, p. 79-88, 2021.
- [107] A. Oumar, R. Chakib, M. Labbadi, et M. Cherkaoui, « Robust nonlinear controller of the speed for double star induction machine in the presence of a sensor fault », *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol. 13, n° 3, p. 124-133, 2020.

- [108] « L. MOURAD, « 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 ».
- [109] Abdelkarim Ammar, « Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques », 2017, doi: 10.13140/RG.2.2.29099.75041.
- [110] Y. Djeriri, H. M. Ahmed, et M. Allam, « Commande par mode glissant de la GADA associée à un convertisseur à trois niveaux de tension à structure NPC et entraînée par une turbine éolienne », p. 8.
- [111] E. Terfia, S. Mendaci, S. E. Rezgui, W. Kantas, et H. Gasmi, « A Robust Super Twisting Controller Algorithm for Dual Star Induction Motor Based on Particle Swarm Optimization Algorithm », *Algerian Journal of Signals and Systems*, vol. 9, n° 3, p. 179-186, 2024.
- [112] A. Mousmi, A. Abbou, Y. El Houm, et A. Bakouri, « Real time implementation of a super twisting control of a BLDC motor », *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 9, n° 4, p. 3032, 2019.
- [113] V. Panchade et B. Patre, « Quasi continuous sliding mode control with fuzzy switching gain for an induction motor », *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems*, vol. 36, n° 2, p. 1837-1854, 2019.
- [114] R. Rouabhi, A. Herizi, et A. Djerioui, « Performance of Robust Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control Compared to Various Conventional Controls of Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Conversion Systems », *Energies*, vol. 17, n° 15, p. 3778, 2024.
- [115] T. A. Tola et Z. Yuan, « Performance and Comparative Analysis of Slide Mode Control and PID Control for Three Phase Induction Motors », *vol*, vol. 10, p. 420-425, 2021.
- [116] A. Beghdadi, A. Bentaallah, et A. Abden, « Optimization of sliding mode with MRAS Based estimation for speed sensorless control of DSIM Via GWO », *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 97, n° 6, p. 23-31, 2021.

- [117] B. Belabbas, T. Allaoui, M. Tadjine, et M. Denai, « Comparative study of back-stepping controller and super twisting sliding mode controller for indirect power control of wind generator », *Int J Syst Assur Eng Manag*, vol. 10, n° 6, p. 1555-1566, déc. 2019, doi: 10.1007/s13198-019-00905-7.
- [118] H. Guermit, K. Kouzi, et S. A. Bessedik, « Novel design of an optimized synergetic control for dual stator induction motor », *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 38, n° 6, p. 1828-1845, 2019.
- [119] E. Bounadja, A. Yahdou, W. M. Kacemi, A. Belhadj Djilali, H. Benboughenni, et A. Iqbal, « A New Third-Order Continuous Sliding Mode Speed and DC-Link Voltage Controllers for a PMSG-based Wind Turbine with Energy Storage System », *Arabian Journal for Science and Engineering*, p. 1-20, 2024.
- [120] E. Bounadja, A. Yahdou, A. Belhadj Djilali, H. Benboughenni, et I. Colak, « A Novel Adaptive Third-Order Continuous Super-Twisting Controller of a Five Phase Permanent Magnet Synchronous Wind Generator », *Electric Power Components and Systems*, p. 1-19, 2024.
- [121] H. Benboughenni, Z. Boudjema, et A. Belaidi, « Higher control scheme using neural second order sliding mode and ANFIS-SVM strategy for a DFIG-based wind turbine », *International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems*, vol. 8, n° 2, p. 17-28, 2019.
- [122] M. B. Slimene, M. A. Khelifi, et M. B. Fredj, « Sensorless speed control for dual stator induction motor drive using IFOC strategy with magnetic saturation », *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, p. 262-267, 2017.
- [123] L. Bentouhamia, R. Abdessemedb, A. Kessala, et E. Merabeta, « Control neuro-fuzzy of a dual star induction machine (DSIM) supplied by five-level inverter », *Journal of Power Technologies*, vol. 98, n° 1, p. 70-79, 2018.
- [124] R. Sadouni, A. Meroufel, S. Djeriou, et A. Kheldoun, « A fuzzy sliding mode robust control for a field oriented dual star induction machine fed by photovoltaic power supply

- with MPPT algorithm », *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 12, 2016.
- [125] A. ZEMMIT, S. MESSALTI, et A. HERIZI, « New Direct Torque Control of Dual Star Induction Motor using Grey Wolf Optimization Technique. », *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 2024, n° 2, 2024.
- [126] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, et A. Lewis, « Grey wolf optimizer », *Advances in engineering software*, vol. 69, p. 46-61, 2014.
- [127] K. Reddy et A. K. Saha, « A review of swarm-based metaheuristic optimization techniques and their application to doubly fed induction generator », *Heliyon*, vol. 8, n° 10, 2022.
- [128] G. Boukhalfa, A. Chikhi, S. Belkacem, F. Mazouz, et M. Boubir, « PID controller using new GWO strategy to drive dual star induction motor », présenté à 2023 International Conference on Electrical Engineering and Advanced Technology (ICEEAT), IEEE, 2023, p. 1-7.
- [129] E. Terfia, S. Mendaci, S. E. Rezgui, H. Gasmi, et W. Kantas, « Optimal third-order sliding mode controller for dual star induction motor based on grey wolf optimization algorithm », *Heliyon*, vol. 10, n° 12, 2024.
- [130] A. I. Zermane et T. Bordjiba, « Optimizing Energy Management of Hybrid Battery-Supercapacitor Energy Storage System by Using PSO-Based Fractional Order Controller for Photovoltaic Off-Grid Installation. », *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 57, n° 2, 2024.
- [131] G. Venu et S. T. Kalyani, « Design of FOPI controller for speed control of BLDC motor », *International Journal of Pure and Applied Mathematics*, vol. 120, n° 6, p. 645-662, 2018.
- [132] E. Terfia, S. Mendaci, S. Rezgui, H. Gasmi, et W. Kantas, « Enhanced control of dual star induction motor via super twisting algorithm: a comparative analysis with classical PI controllers », *J. Intell Syst. Control*, vol. 2, n° 4, p. 220-229, 2023.

- [133] A. Rajasekhar, A. Abraham, et M. Pant, « A hybrid differential artificial bee colony algorithm based tuning of fractional order controller for permanent magnet synchronous motor drive », *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, vol. 5, p. 327-337, 2014.
- [134] L. Chen, G. Chen, P. Li, A. M. Lopes, J. T. Machado, et S. Xu, « A variable-order fractional proportional-integral controller and its application to a permanent magnet synchronous motor », *Alexandria Engineering Journal*, vol. 59, n° 5, p. 3247-3254, 2020.
- [135] R. Malti, S. Victor, A. Oustaloup, et H. Garnier, « An optimal instrumental variable method for continuous-time fractional model identification », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, n° 2, p. 14379-14384, 2008.
- [136] M. Elsaadany, M. Q. Elahi, F. AtaAllah, H. Rehman, et S. Mukhopadhyay, « Comparative analysis of different FOPI approximations and number of terms used on simulations of a battery-powered, field-oriented induction motor based electric vehicle traction system », *Frontiers in Control Engineering*, vol. 3, p. 922308, 2022.
- [137] O. Moraka, « Comparison of Fractional PI Controller with Classical PI using Pareto Optimal Fronts », présenté à *Innovations and Advances in Computer, Information, Systems Sciences, and Engineering*, Springer, 2013, p. 763-775.
- [138] H. GASMI, « Contribution à l'amélioration de la commande des chaines de conversion éoliennes », 2023.
- [139] H. Benbouhenni, G. Hamza, M. Oproescu, N. Bizon, P. Thounthong, et 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, n° 1, p. 609, 2024.
- [140] R. El-Khazali, I. M. Batiha, et S. Momani, « Approximation of fractional-order operators », présenté à *Fractional Calculus: ICFDA 2018*, Amman, Jordan, July 16-18, Springer, 2019, p. 121-151.
- [141] A. Oustaloup, *La dérivation non entière*, n° BOOK. Hermes, 1995.

- [142] A. Charef, H. Sun, Y. Tsao, et B. Onaral, « Fractal system as represented by singularity function », *IEEE Transactions on automatic Control*, vol. 37, n° 9, p. 1465-1470, 1992.
- [143] J. Kennedy et R. Eberhart, « Particle swarm optimization », présenté à Proceedings of ICNN'95-international conference on neural networks, iee, 1995, p. 1942-1948.
- [144] D. Wang, D. Tan, et L. Liu, « Particle swarm optimization algorithm: an overview », *Soft computing*, vol. 22, n° 2, p. 387-408, 2018.
- [145] L. Wogi, A. Thelkar, T. Tahiro, T. Ayana, S. Urooj, et S. Larguech, « Particle swarm optimization based optimal design of six-phase induction motor for electric propulsion of submarines », *Energies*, vol. 15, n° 9, p. 2994, 2022.
- [146] X. Xie, W. Zhang, et L. Yang, « Particle swarm optimization », *Control and Decision*, vol. 18, p. 129-134, 2003.