



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة غرداية

N° d'enregistrement

Université de Ghardaïa

...../...../.....

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الآلية والكهروميكانيك

Département de d'automatique et d'électromécanique

Mémoire de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme

Master

Domaine : Sciences et Technologies.

Filière : Automatique et Système.

Spécialité : Automatique.

Thème

**Commande par mode glissant flou d'une machine
asynchrone**

Présenté par :

CHELLAOUA Abderrahmane

CHIKH BOUBAKEUR Abdessamed

Soutenu publiquement le :12/09/2023

Devant le jury composé de :

Dr. S. BOURAGHDA

MCB

Univ. Ghardaïa

Président

Dr. T. DJELLOULI

MCB

Univ. Ghardaïa

Examineur

Dr. O. MOUSSA

MCB

Univ. Ghardaïa

Examineur

Dr. R. SADOUNI

MCA

Univ. Ghardaïa

Encadreur

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

Avant tout, nous remercions **ALLAH**, tout puissant, d'avoir nous donner la patience, le courage, la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés pour mener à bien le travail réalisé dans ce mémoire.

Nos plus sincères gratitude et grande remerciements à notre encadreur Monsieur **SADOUNI Radhwane**, pour sa disponibilité et la confiance qu'il nous a accordée, et ses précieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail. Puissiez-vous trouver ici l'expression de notre profond respect.

J'adresse aussi nos sincères reconnaissances aux membres du jury qui ont accepté de participer à l'évaluation de ce modeste travail. Leurs présences constituent un grand honneur. Merci pour vos remarques, vos critiques, vos conseils et simplement, pour l'intérêt que vous avez porté à notre travail.

Enfin, aussi, nos grande remerciements à tous les enseignants de département d'automatique et électromécanique, faculté des sciences et de la technologie à l'université de Ghardaia pour leurs aides et leurs conseils, sans oublier tous nos collègues et nos amis.

Résumé :

La machine asynchrone est couramment utilisée dans diverses applications industrielles et domestiques.

Dans ce mémoire, on va appliquer la commande vectorielle avec orientation de flux rotoriques, tout en introduisant plusieurs types de contrôleurs à savoir : le contrôleur PID classique, le contrôleur flou, la commande par mode glissant et le contrôleur hybride par mode glissant flou.

Des tests de robustesses ont été appliqués pour examiner notre robustesse des techniques de commande proposées. Les résultats obtenus ont démontré l'efficacité et la robustesse des techniques proposées dans ce mémoire.

Mots clés : Machine asynchrone, Commande vectorielle, PID, Logique floue, Mode glissant.

Abstract :

The asynchronous machine is a type of electrical motor commonly used in various industrial and domestic applications.

In this work, we will proceed to the application of vector control with orientation of rotor field, while introducing several types of regulators : the classical PID controller, the fuzzy controller, the sliding mode controller and the fuzzy sliding mode controller.

Robustness tests are applied to ensure the robustness of the proposed methods control. The results obtained demonstrate the effectiveness and the robustness of control methods proposed in this work.

Key-words : Asynchronous machine, Field Oriented Control, PID, Fuzzy Logic, Sliding mode.

الملخص:

الآلة اللاتزامنية هي أحد أنواع المحركات الكهربائية الأكثر شيوعاً واستخداماً في التطبيقات الصناعية والمنزلية. في هذه المذكرة سنقوم بتطبيق إحدى أشهر طرق التحكم في المحركات اللاتزامنية وهي تقنية التحكم الشعاعي بتوجيه تدفق الجزء الدوار، مع استخدام عدة أنواع من منظمات السرعة سواء الكلاسيكية أو المتطورة كالمنظم الضبابي ومنظم النمط الإنزلاقي وحتى المنظم الضبابي الإنزلاقي الهجين.

قمنا بعدها بتطبيق اختبارات المتانة على تقنيات التحكم المقترحة. نتائج المحاكاة أثبتت متانة وفعالية تقنيات التحكم المقترحة في هذه المذكرة.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللاتزامنية، تعديل عرض النبضات، التحكم الشعاعي، المنظم الكلاسيكي، المنطق الضبابي، النمط الإنزلاقي.

ملخص:

في هذا العمل، نعتبر عدة مسائل تجريدية لزجة من الدرجة الثانية في فضاءات هيلبرت مع تأخير زمني. نستهل بمعادلات تجريدية لزجة خطية وشبه خطية مع تأخير وذاكرة لانهائية حيث نبرهن الوجود الكلي و وحدانية الحل، بالإضافة إلى الاستقرار في ظل السلوك الآسي والعشوائي لدالة النواة. أما المسألة الثانية فعبارة عن مسألة خطية مع تأخير ثابت وذاكرة لانهائية. وبالنسبة للمسألة الثالثة، فإننا نعتبر معادلة لزجة مجردة مع تأخير في حد تخميد داخلي غير خطي ومنبع غير خطي.

تحت فرضيات معينة على المعطيات ودالة النواة $h : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}_+$ التي تحقق من أجل كل $t \geq 0$ ، $h'(t) \leq -\zeta(t)G(h(t))$ حيث ζ و G عبارة عن دوال تحقق بعض الخصائص، ومع فرض مناسب على حد التأخير وحد التخميد الخطي / الغير الخطي، فإننا نثبت الوجود الكلي و وحدانية الحل بالنسبة لهاتين المسألتين الأخيرتين. بعد ذلك، نعمل على إيجاد نتيجة استقرار عامة للحل حيث يكون التناقص الآسي وتناقص كثير الحدود حالات خاصة منها، وذلك بالاعتماد على اختيار مناسب لدالة ليابونوف وباستخدام بعض خصائص الدوال المحدبة. وكذلك تم ادراج بعض الأمثلة والتطبيقات لدراسة هاتين المسألتين لتوضيح النتائج التي تم الحصول عليها.

وفي الأخير، تم تخصيص الفصل الأخير لدراسة الوجود المحلي وانفجار الحل لمعادلة مجردة لزجة شبه خطية مع ذاكرة لانهائية، تأخير متغير بدلالة الزمن في حد تخميد داخلي غير خطي ومنبع غير خطي. بفرضيات معينة حول المعطيات وباستخدام نظرية شبه الزمرة وتقنية كاتو، فإننا نثبت الوجود المحلي لحل المسألة. بعد ذلك، نثبت نتيجة الانفجار في زمن محدود للحل مع اعتماد طاقة ابتدائية موجبة ونختم ببعض التطبيقات.

كلمات مفتاحية: الإستقرار العام، الانفجار في زمن محدود، تأخير زمني، دالة ليابونوف،

فضاء هيلبرتي، مسألة تجريدية، الوجود المحلي.

Table des matières

Introduction générale	4
1 Modélisation du moteur asynchrone	6
1.1 Introduction	6
1.2 Construction de la machine asynchrone	6
1.2.1 Le stator	7
1.2.2 Le rotor	8
1.3 Principe de fonctionnement	9
1.4 Avantages/désavantages de la machine asynchrone	10
1.5 Les équations de MAS	10
1.5.1 Equations de tension	10
1.5.2 Equations des flux	11
1.5.3 Equations mécaniques	12
1.6 Transformation de Park	12
1.6.1 Equations des tensions	13
1.6.2 Equations des flux	13
1.6.3 Equations mécaniques	13
1.7 Représentation d'état d'une machine asynchrone	14
1.8 Résultats de simulation	15
1.9 Conclusion	15
2 Alimentation de la machine asynchrone	19
2.1 Introduction	19
2.2 Alimentation de machine asynchrone	19
2.3 Modélisation du redresseur	20
2.4 Modélisation du filter	21
2.5 Modélisation de l'onduleur	21
2.5.1 Les tensions dans les phases MAS	22
2.6 Stratégies de commande de l'onduleur	23
2.6.1 Commande par MLI Sinus-triangle	23
2.7 Résultats de simulation	24
2.8 Conclusion	24

3	Commande vectorielle de la MAS	28
3.1	Introduction	28
3.2	Commande vectorielle	29
3.3	Différentes méthodes de la commande vectorielle	29
3.3.1	Méthode directe	29
3.3.2	Méthode indirecte	30
3.4	Choix d'orientation de flux	30
3.5	Principe de commande vectorielle à flux orienté	30
3.6	Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique	32
3.7	Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté	32
3.8	Schéma général de la commande	33
3.9	Calcul des régulateurs	33
3.9.1	Régulateur de vitesse	33
3.9.2	Régulateur de flux	34
3.10	Résultats de simulation	35
3.10.1	Démarrage à vide	35
3.10.2	Démarrage à vide puis introduction du couple nominale	35
3.11	Tests de robustesse	35
3.12	Conclusion	35
4	Réglage par mode glissant flou de la vitesse	41
4.1	Introduction	41
4.2	Commande par logique floue de la MAS	41
4.2.1	Théorie de la logique floue	42
4.2.2	Notions de base de la logique floue	42
4.2.3	Commande floue	43
4.2.4	Avantages et inconvénients de la logique floue	45
4.2.5	Résultats de simulation	46
4.2.6	Test de robustesse	48
4.2.7	Conclusion	48
4.3	La Commande en mode glissant de MAS	48
4.3.1	Principe de fonctionnement	48
4.3.2	Le concept de la commande par mode glissant	51
4.3.3	Commande de vitesse MAS par mode glissant	55
4.3.4	Réglage des courants I_{sd} et I_{sq} de la MAS par mode de glissement	56
4.3.5	structure de la commande par mode de glissement	57
4.3.6	Résultats de simulation	57

4.3.7	Conclusion	60
4.4	Commande par mode glissant flou de la MAS	60
4.4.1	Contrôleur par mode glissant flou (FSMC)	60
4.4.2	Tests de robustesse	61
4.4.3	Interprétations des résultats	61
4.5	Conclusion	61
	Conclusion générale	67
	Annexe	68
	Bibliographie	71

Introduction générale

Aujourd'hui, les machines électriques associées à des convertisseurs jouent un rôle important dans les systèmes électromécaniques de conversion d'énergie. ///////////////, qu'ils soient de faible ou de forte puissance.

La machine asynchrone est couramment utilisée dans diverses applications industrielles et domestiques. Contrairement aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones ne nécessitent pas de synchronisation précise entre le courant d'excitation et le rotor.

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant créé par les bobines statoriques et un rotor à cage d'écureuil. Le stator est l'enroulement fixe de la machine, tandis que le rotor est l'élément mobile. Lorsqu'un courant alternatif est appliqué au stator, un champ magnétique tournant est créé. Ce champ magnétique induit des courants électriques dans les barres du rotor, ce qui à son tour crée un champ magnétique dans le rotor.

Les machines asynchrones sont largement utilisés comme ils sont simple en construction, leur coût est faible, leur entretien est faible et de leur efficacité est bonne . Ils sont couramment utilisés dans les ventilateurs, les pompes, les compresseurs, les machines industrielles et de nombreux autres équipements électriques.

Dans ce mémoire, et pour le but de découpler les deux parties électrique et mécanique de la machine et d'assurer un bon fonctionnement de la machine avec les performances dynamique désirés, on va procéder à l'application la commande vectorielle avec orientation de flux rotoriques, tout en introduisant plusieurs types de contrôleurs à savoir : le contrôleur PID classique, le contrôleur flou, le régulateur par mode glissant et le régulateur mixte mode glissant-flou. On a de plus appliqué des tests de simulation pour assurer l'efficacité des techniques de commande proposées.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit :

Le **premier chapitre** sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en direct par le réseau électrique. Cette modélisation permette d'alimenter et de commander notre machine. Ce chapitre sera finalisé par des résultats de simulation qui assurent la validité de notre modèle.

Le **deuxième chapitre** sera l'objet de l'alimentation de la machine par un onduleur

triphasé à deux niveaux contrôlés à travers de la technique MLI-ST pour le but de varier la vitesse et d'optimiser la qualité de la tension à la sortie.

Le **troisième chapitre** présente la commande vectorielle de la machine asynchrone à base de régulateurs classique PI. L'inconvénient majeur de l'utilisation de ce type de régulateurs est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine.

Pour une commande plus performante et plus robuste, on a appliqué d'autres stratégies de commande qui restent insensibles aux variations paramétriques, et qui nous offrent des bonnes performances : stabilité, rapidité, précision et rejet de perturbation. D'après ce qui précède, **le quatrième chapitre** sera présenté l'application d'une commande avancée dite la commande mode glissant-flou.

Enfin, la **conclusion générale** résume les points primordiaux de ce mémoire et synthétisera ainsi en gros le travail abordé. Des perspectives seront proposées pour la continuité de la recherche relative à ce domaine.

Chapitre 1

Modélisation du moteur asynchrone

1.1 Introduction

Un moteur asynchrone, également appelé moteur à induction, est un type de moteur électrique qui fonctionne sur le principe de l'induction. Les moteurs asynchrones diffèrent des moteurs synchrones en ce qu'ils ne fonctionnent pas à la même vitesse que la fréquence d'alimentation, mais à une vitesse légèrement inférieure appelée vitesse de glissement.

Le moteur asynchrone est largement utilisé comme sa conception simple, sa fiabilité et de son faible coût. On le trouve couramment dans les applications industrielles et commerciales telles que les ventilateurs, les pompes et les systèmes de convoyage, ainsi que dans les appareils ménagers tels que les machines à laver et les réfrigérateurs.

Dans ce chapitre, on va discuter sur la modélisation de la machine asynchrone qui est une étape indispensable pour commander notre machine. On va donner tout d'abord un aperçu sur la construction d'une machine asynchrone, en suite les différents types existes, ainsi que leurs principes de fonctionnement et leurs avantages et inconvénients. Pour la simplification de l'étude et réduction la complexité de la modélisation, on passe d'un système triphasé (abc) à un système biphasé (dq) en appliquant la transformée de Park. Des résultats de simulation obtenus ont été illustrés à la fin de ce chapitre.

1.2 Construction de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone, communément appelé moteur à induction, est constitué d'un stator et d'un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium, et comporte des encoches dans lesquelles placer les bobinages (Figure 1.1). Le stator est fixe et a des enroulements connectés à l'alimentation. Le rotor est monté sur l'arbre rotatif. Selon que les enroulements rotoriques sont accessibles de l'extérieur ou fermés en permanence, 2 types de rotors sont définis : bobiné ou à cage d'écureuil. Cependant, nous supposons que sa structure

1. Modélisation du moteur asynchrone

est électriquement équivalente à un rotor bobiné avec des enroulements court-circuités [1].

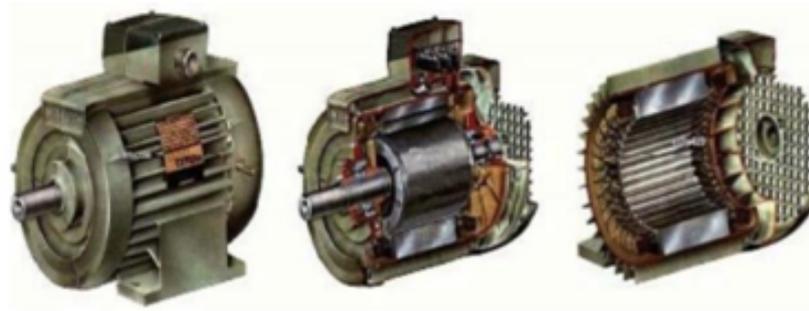


FIGURE 1.1 – Machine asynchrone.

La Figure 1.2 représente les éléments de constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

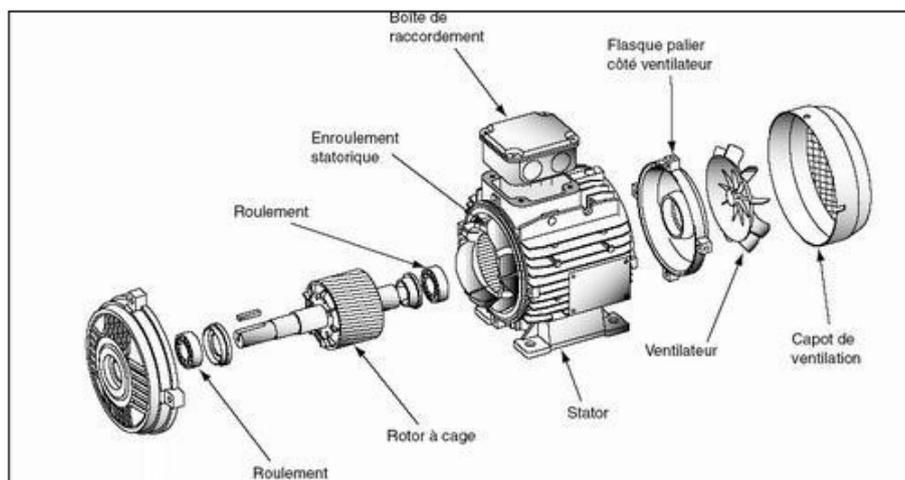


FIGURE 1.2 – Constitution du machine asynchrone.

1.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans les quelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure 1.3). il se compose :

1. Les conducteurs d'encoches créé le champ magnétique dans l'entrefer pour la conversion électromagnétique.
2. Les têtes de bobines ferme des courants en organisant la circulation des courants d'un conducteur à l'autre.

Le rôle de stator est d'établir à la surface de l'entrefer d'une distribution de courant la plus possible sinusoïdale, pour limiter les ondulations du couple électromagnétique [2].



FIGURE 1.3 – Stator.

1.2.2 Le rotor

Partie tournante permet de mettre en rotation la charge mécanique, le circuit magnétique est constitué de tôles d'acier, il existe deux types de rotors (Figure 1.4) : rotor bobine et rotor a cage. [3].



FIGURE 1.4 – Rotor.

Rotor à cage

Avec ce type de rotor, les anneaux court-circuit garantir la circulation des courants du conducteur de l'encoche vers l'extérieur. Ces barres conductrices sont des organes de régulation, et constituent le circuit rotorique. Cette cage est installée sur des disques sur l'armature du moteur (Figure 1.5). L'installation de la cage est très simple que le rotor, et son prix est bon marché, c'est le type du plus utilisation [4].



FIGURE 1.5 – Structure d'un rotor à cage d'écuréuil.

Rotor bobiné (à bagues)

Fabriqué de la même manière que les bobinages du stator (en insérant les bobinages dans les encoches du rotor). Les phases du rotor sont disponibles grâce au système d'anneaux balais situé sur l'arbre de la machine. [2] Les enroulements du rotor sont situés dans des fentes à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont enroulés à la machine pour obtenir un enroulement triphasé aux pôles p pairs. Les enroulements du rotor sont toujours couplés en étoile et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator par un système de trois anneaux et de trois balais fixes (Figure 1.6).

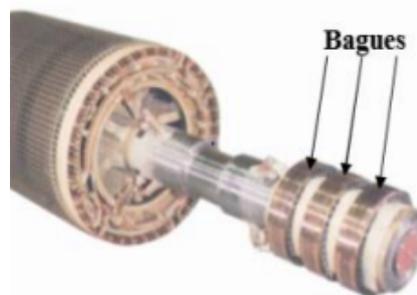


FIGURE 1.6 – Rotor bobiné.

1.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la MAS repose sur les lois fondamentales de l'induction. le stator alimenté par un système de tensions triphasées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ statorique N_s est liée à la fréquence de la tension d'alimentation $f(Hz)$ et au nombre de pair de pôles p par :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (1.1)$$

Avec :

- N : vitesse de synchronisme en tr/mn .
- f : fréquence en Hertz.
- p : nombre de paires de pôles.

Le fonctionnement du moteur est caractérisé par le glissement défini par [5].

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (1.2)$$

1.4 Avantages/désavantages de la machine asynchrone

Les avantages sont :

1. Structure simple.
2. Robuste et facile à construire.
3. Coût réduit.
4. Absence d'un système bagues balais.

Les inconvénients sont :

1. Non découplage naturel.
2. Non linéarité.

1.5 Les équations de MAS

Les trois types d'équations qui déterminent le comportement de la machine sont : Les équations électriques, Les équations magnétiques et Les équations mécaniques.

1.5.1 Equations de tension

En basant à la loi de Faraday, on écrit :

$$V = R.I + \frac{d\phi}{dt} \quad (1.3)$$

Pour les trois phases statorique on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$V_{abc} = R[I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (1.4)$$

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{s_a} \\ V_{s_b} \\ V_{s_c} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\text{avec } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$\text{avec } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

1.5.2 Equations des flux

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\text{où } [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Avec :

- L_s : Inductance propre d'une phase du stator.
- L_r : Inductance propre d'une phase du rotor.
- M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- M_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
- L_m : Le maximum de l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_s & L_s & M_s & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s \\ \\ L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ L_m \cos(\theta + 2\pi/3) & L_m \cos(\theta - 2\pi/3) & L_m \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

1.5.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (1.14)$$

$$\Omega = p\omega_r \quad (1.15)$$

Avec :

- C_e : Le couple électromagnétique.
- C_r : Le couple résistant.
- f : Coefficient de frottement.
- J : Moment d'inertie du rotor.

1.6 Transformation de Park

Pour la simplification des équations électriques (1.5) et (1.7), on définit la transformation de Park normalisée qui on peut l'obtenir à l'aide de la matrice P suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi afin de donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de l'expression $P^{-1} = P^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

où

- x : Les variables statoriques ou rotoriques : tension, flux ou courant.

En donnant La matrice inverse de la transformation de Park normalisée comme suit :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

D'où les transformations inverses des variables. On obtient les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

La transformation de Park normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . On obtient les équations suivantes :

1.6.1 Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds}) - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\varphi_{qs}) + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\varphi_{dr}) - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\varphi_{qr}) + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (1.20)$$

$$\text{avec } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (1.21)$$

1.6.2 Equations des flux

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

1.6.3 Equations mécaniques

Ci-dessus l'équation du couple et l'équation du mouvement :

$$C_e = p[\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}] \quad (1.24)$$

avec

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{p} \omega \quad (1.25)$$

1.7 Représentation d'état d'une machine asynchrone

En représentant les équations de MAS en forme d'état comme suit :

$$\begin{cases} (\dot{X}) = (A)(X) + (B)(U) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (1.26)$$

où

- (X) : Vecteur d'état.
- (U) : Vecteur de commande.
- (Y) : Vecteur sortie.
- (A) : Matrice d'état.
- (B) : Matrice entrée.
- (C) : Matrice sortie.
- (D) : Matrice de transmission (transfert directe).

Le vecteur d'état qui a été choisi dépend au l'objectif tracé, pour nos études, nous choisissons :

1. Le vecteur commande

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T$$

2. Le vecteur d'état

$$[X] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^T$$

3. Le vecteur de sortie

$$[Y] = [I_{ds} \quad I_{qs}]^T$$

Le modèle d'état de la MAS est défini par le triplet $[A]$, $[B]$ et $[C]$ tels que :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ -\omega_s & -\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Avec

- σ : le coefficient de dispersion de BLONDEL.
- T_r et T_s : sont respectivement les constantes de temps rotorique et statorique.

A partir du modèle d'état établi de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant, en exploitant le résultat de l'orientation du champ. Nous avons :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{qs} - \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (1.29)$$

1.8 Résultats de simulation

La Figure 1.7 représente le développement des caractéristiques de la MAS pendant d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0$).

La Figure 1.8 représente l'évolution des caractéristiques de la MAS lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 10N.m$) à l'instant $t = 1s$. Nous avons fait une simulation de la machine asynchrone à vide et en charge. Les résultats de simulation donnés par les figures (Figure 1.7) et (Figure 1.8) représentent l'évolution de variables fondamentales de la machine asynchrone, la vitesse de rotation (ω_r), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants suivant les axes d et q (I_{ds} ; I_{qs}), et le flux rotorique (φ_{dr} , φ_{qr}).

Au démarrage, la vitesse augmente d'une manière presque linéaire, permanent se stabilise à ($157rad/s$) à $t \approx 0.3s$ puisque le moteur possède deux paires de pôles. Le couple électromagnétique a en premier lieu sa grande valeur de $23N.m$ et affiche des oscillations où il rejoint $15N.m$, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de $0.04N.m$, qui est due aux frottements. Le courant prend sa valeur maximale, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro sous la forme d'une fonction sinusoïdale.

On a introduit un couple de charge $C_r = 10N.m$ à $t = 1s$, on constate une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation du courant.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau électrique, qui a été représenté par une source de tension sinusoïdal triphasée à fréquence fixe. La transformation du Park a été appliquée pour faciliter l'étude et remise la complexité des équations. Cette transformation nous a permet de passer d'un système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de la machine, ce

1. Modélisation du moteur asynchrone

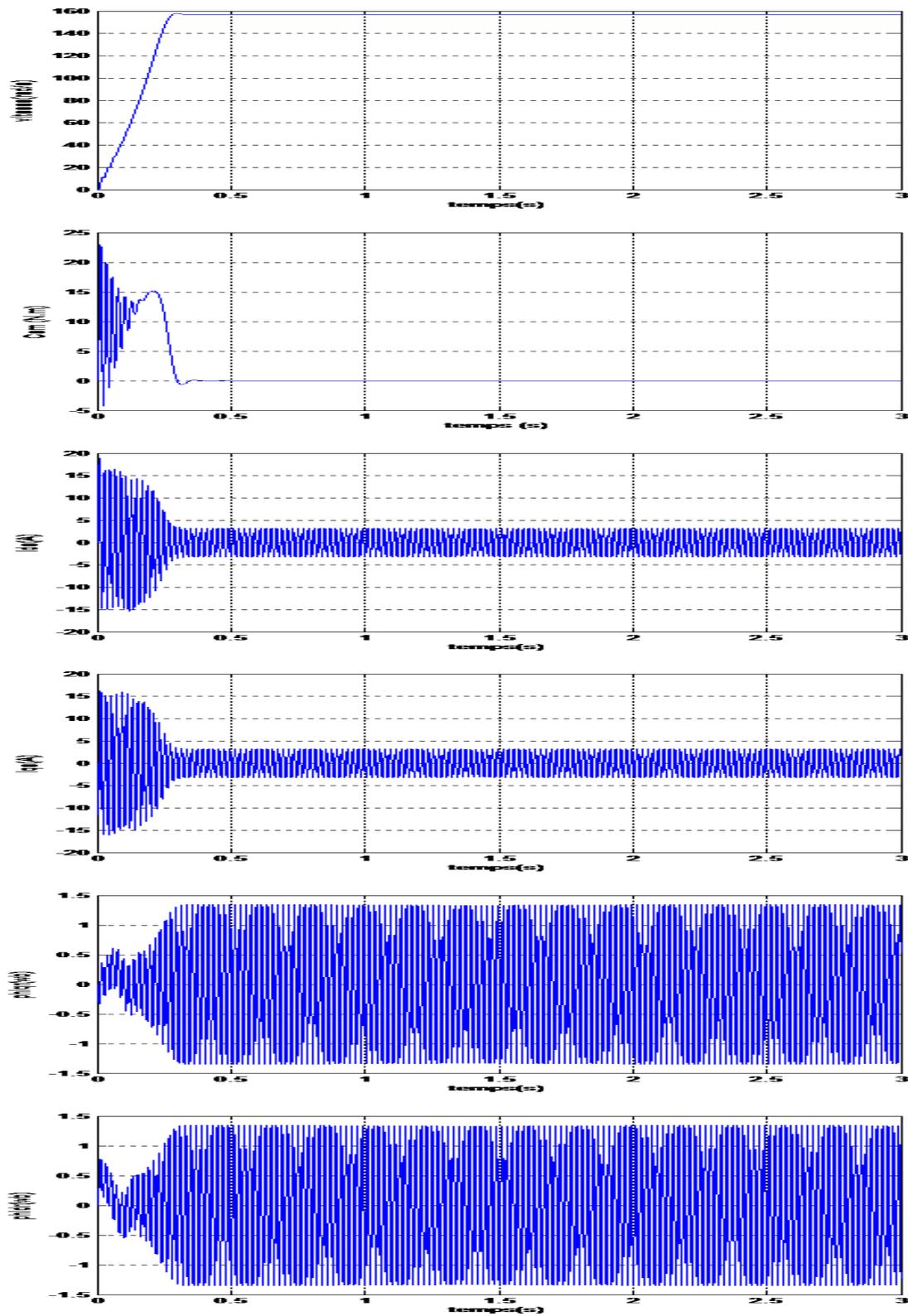


FIGURE 1.7 – Performances de la conduite de la MAS lors d'un démarrage à vide ($C_r = 0$).

1. Modélisation du moteur asynchrone

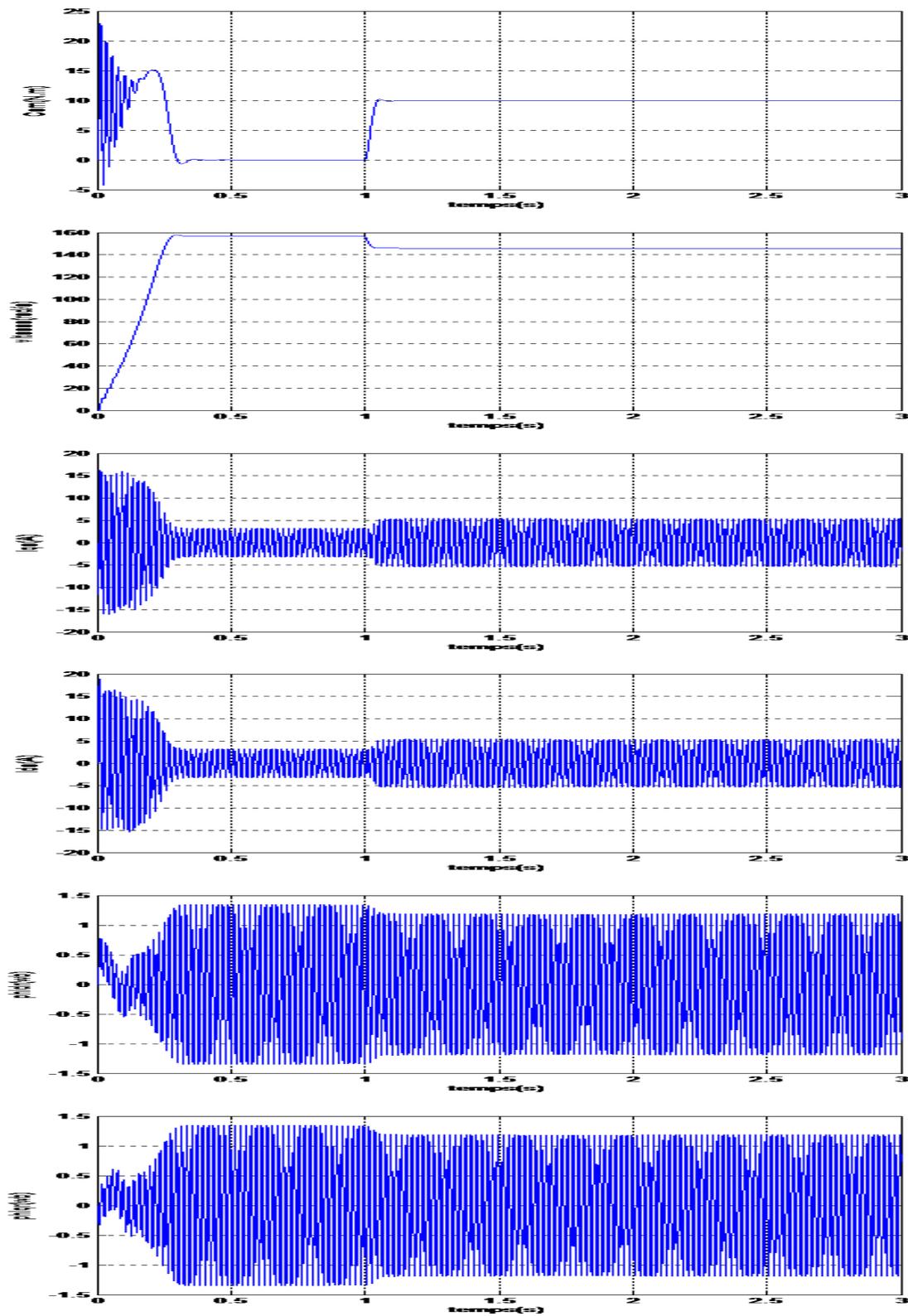


FIGURE 1.8 – Performances de la conduite de la MAS lorsqu’ on applique un couple résistant ($C_r = 10N.m$) à $t = 1s$.

1. Modélisation du moteur asynchrone

qui signifie une facilité de résolution et de simulation. Les résultats de simulation obtenus montrent la validité de notre modèle.

Chapitre 2

Alimentation de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Les onduleurs, également connus sous le nom de convertisseurs de puissance, sont des dispositifs électroniques utilisés pour convertir le courant continu (DC) en courant alternatif (AC). Ils jouent un rôle essentiel dans de nombreux domaines, tels que l'électronique de puissance, l'énergie solaire, l'éolien, les systèmes de stockage d'énergie, l'alimentation des moteurs, etc. Les onduleurs sont largement utilisés pour leur capacité à fournir une alimentation électrique de qualité et à contrôler la fréquence et la tension de sortie.

Dans ce chapitre on va procéder à l'alimentation de notre moteur à travers l'ensemble : réseau-filtre-onduleur. Chaque partie de cet ensemble sera l'objet d'une modélisation. Afin de varier la vitesse et d'améliorer la qualité de la tension d'alimentation, la technique MLI sinus triangle sera utilisée pour la commode de l'onduleur.

2.2 Alimentation de machine asynchrone

Les machines asynchrones sont développées à le but de travailler à une fréquence constante qui représente la fréquence du réseau électrique, et pour les fonctionner à des vitesses variables, on doit fonctionner à une fréquence variable.

L'alimentation à fréquence variable est fournie à l'aide de transformateurs fixes dont le schéma de base est présenté à la Figure 2.1. Le transformateur est composé de : Redresseur, filtre passe-bas et onduleur. Les caractéristiques de convertisseur-machine exigées dépendent à la machine, son alimentation et la commande de l'ensemble, pour assurer :

- Un couple avec le minimum possible d'ondulation, de plus, contrôlable par un

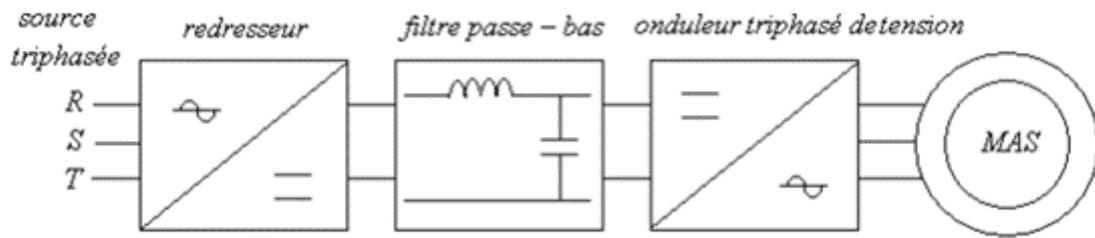


FIGURE 2.1 – Schéma block de convertisseur-machine asynchrone.

nombre de variables le plus petit, en régime dynamique ou en régime permanent.

- Plus d'espace pour variation de vitesse.

2.3 Modélisation du redresseur

Un redresseur est un convertisseur statique qui convertit l'énergie du courant alternatif en courant continu. Il existe plusieurs types, à choisir en fonction des performances recherchées.

Dans ce mmoire, nous nous intéressons qu'aux redresseurs pleine onde triphasés non commandé avec des éléments à diodes. Le schéma fonctionnel est illustré à la Figure 2.2. Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé avec un système de tension équilibré. On

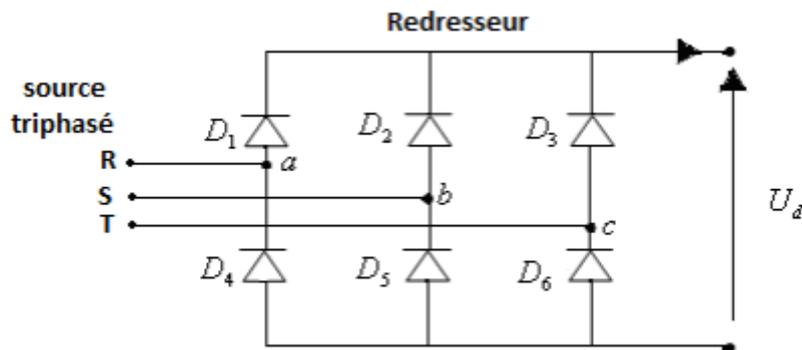


FIGURE 2.2 – Représentation du redresseur triphasé double alternance à base diodes.

suppose que la source triphasée d'alimentation est d'amplitude, équilibrée et de fréquence constantes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(\omega t) \\ U_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.1)$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par :

$$U_d = \max [U_a, U_b, U_c] - \min [U_a, U_b, U_c] \quad (2.2)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$(\overline{U_d}) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (2.3)$$

Son facteur d'ondulation est défini par :

$$K\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2U_d} = 7\% \quad (2.4)$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée et elle est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

2.4 Modélisation du filtre

Afin de minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas, le schéma de ce filtre est donné en Figure 2.3. Ce filtre est

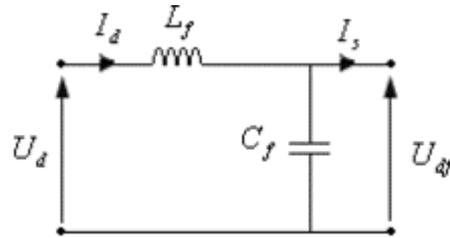


FIGURE 2.3 – Représentation d'un filtre passe-bas.

modélisé ci-dessus par le système d'équations qui suit [6] :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{c_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (2.5)$$

La fréquence de coupure de ce filtre est [7] :

$$F_c = \frac{1}{\sqrt{L_f c_f}} \quad (2.6)$$

2.5 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique convertir le courant continu (*DC*) en courant alternatif (*AC*) [7]. Il joue un rôle principal dans la commande ,il est largement utilisé

pour la commande de la machine asynchrone. La Figure 2.4 illustre le schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'un moteur asynchrone. Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels telles que chaque interrupteur est composé d'une diode de récupération qui monte en tête-bêche et d'un transistor voir (Figure 2.4). Les couples d'interrupteurs $k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}, k_{31}, k_{32}$ sont commandés d'une façon complémentaire, afin d'assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et d'éviter de court-circuiter la source [7].

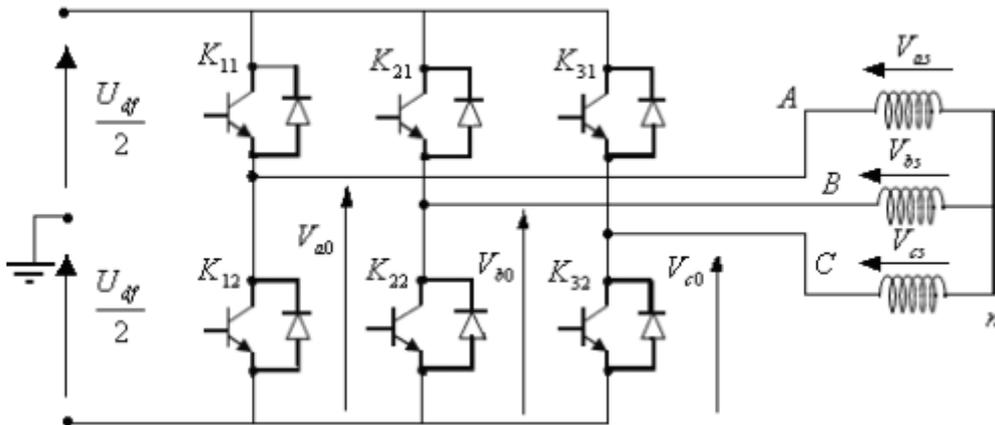


FIGURE 2.4 – Onduleur alimentant une MAS.

2.5.1 Les tensions dans les phases MAS

Pour la simplification de l'étude, nous supposons que la commutation des l'interrupteurs est instantanée. Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{BC} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{CA} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (2.7)$$

V_{a0}, V_{b0} et V_{c0} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la point 0 Les tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{a0} - V_{n0} \\ V_{bs} = V_{b0} - V_{n0} \\ V_{cs} = V_{c0} - V_{n0} \end{cases} \quad (2.8)$$

où

- V_{n0} : la tension de neutre de la charge initiale.

On a :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

Donc, on tire :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.9)$$

En remplaçant (2.9) dans (2.8), on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.10)$$

La forme matricielle :

$$(V_s) = (T).(V_0) \quad (2.11)$$

Avec :

$$(V_s) = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix}, (T) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (V_0) = \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Où S_1 , S_2 et S_3 représentant les états logiques des interrupteurs k_{11} , k_{21} et k_{31} , respectivement.

2.6 Stratégies de commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), il produit une source à tension fixes et des tensions alternatives variables en terme de fréquence et en amplitude. Ils exist plusieurs stratégies de commande MLI, à savoir : MLI à hystérésis, MLI vectorielle et MLI sinus-triangle. Dans notre travail, on s'intereese à l'application de la commande par MLI sinus-triangle.

2.6.1 Commande par MLI Sinus-triangle

La M.L.I. sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence à une onde porteuse triangulaire haute fréquence . Les instants de commutation sont déterminés a l'intersection entre la modulante et la porteuse. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence, Il y a proportionnalité entre V_{ref} et le temps t de fermer de l'interrupteur parce que la porteuse est triangulaire [8].

Si la référence est sinusoïdale, on calcul les grandeurs suivants :

1. L'indice de modulation I_m égale au rapport égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.

$$I_m = \frac{F_p}{F_m} \quad (2.13)$$

2. Alimentation de la machine asynchrone

2. 2. Le taux de modulation T_m égal au rapport de l'amplitude de la modulante sur l'amplitude de la porteuse.

$$T_m = \frac{A_m}{A_p} \quad (2.14)$$

3. L'angle de calage δ .

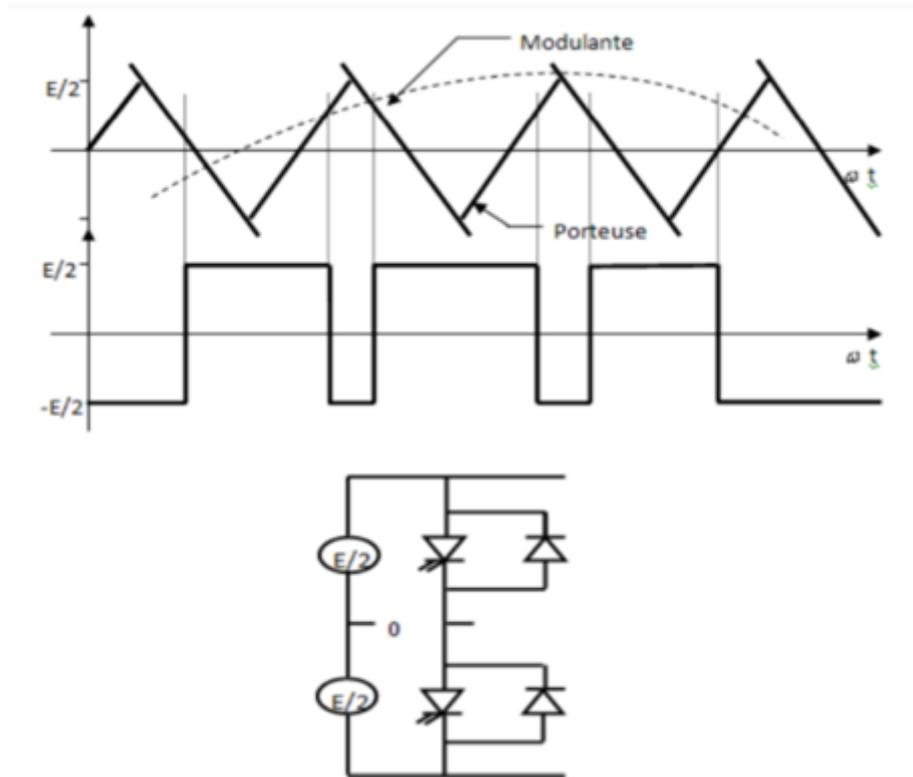


FIGURE 2.5 – M.L.I. sinus triangle.

2.7 Résultats de simulation

La Figure 2.6 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle La Figure 2.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MAS alimentée par un onduleur de tension par M.L.I Sinus-Triangle, Nous appliquons un couple résistant ($C_r = 10N.m$) au point $t = 1.5s$.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appris l'alimentation de la MAS à travers l'ensemble : redresseur-filtre-onduleur classique à deux niveaux commandé par la technique MLI-ST. Ce qui nous permet d'un part de varier la vitesse par la variation de la tension d'alimentation qui a

2. Alimentation de la machine asynchrone

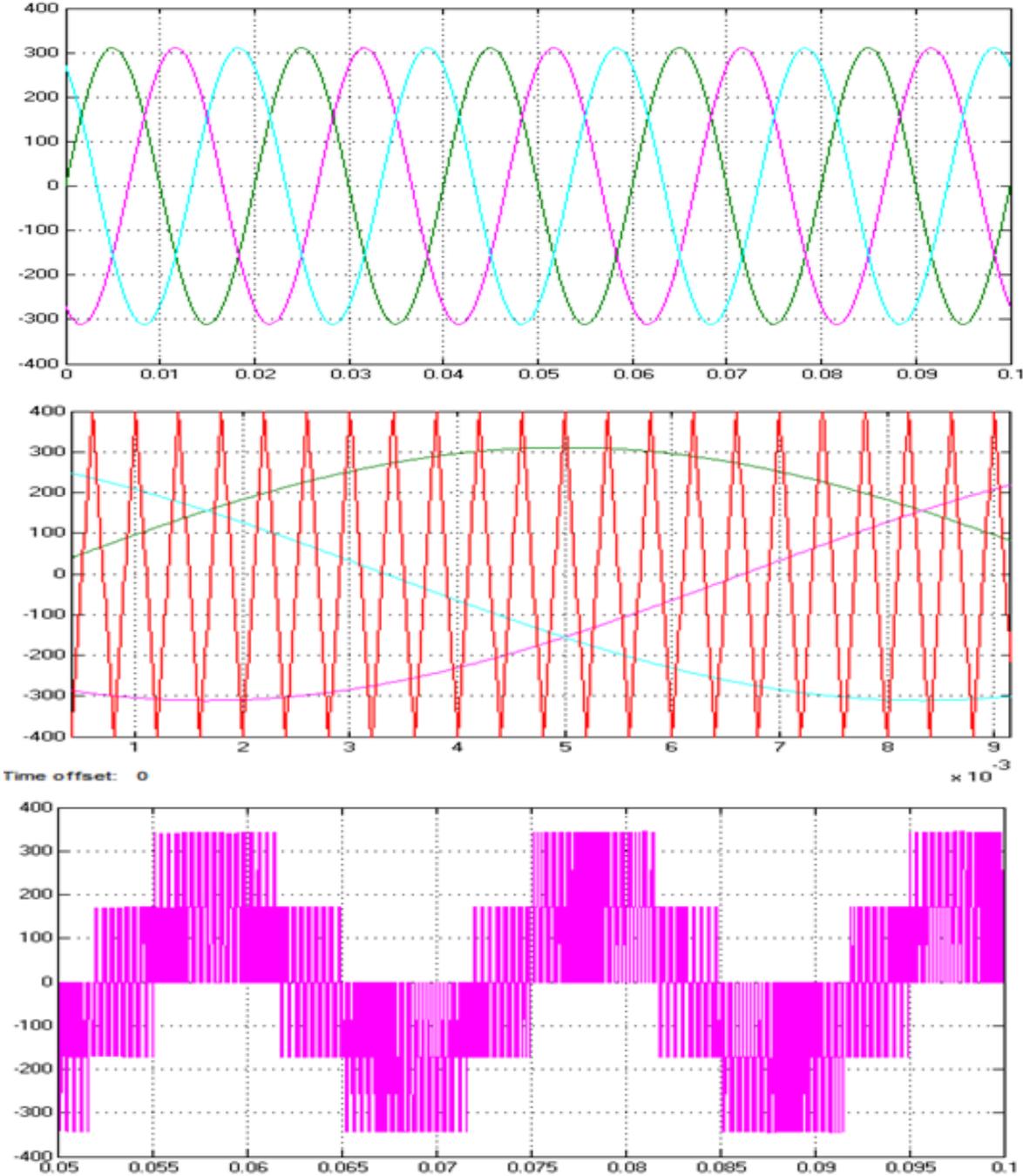


FIGURE 2.6 – Principe de la commande par M.L.I Sinus Triangle.

2. Alimentation de la machine asynchrone

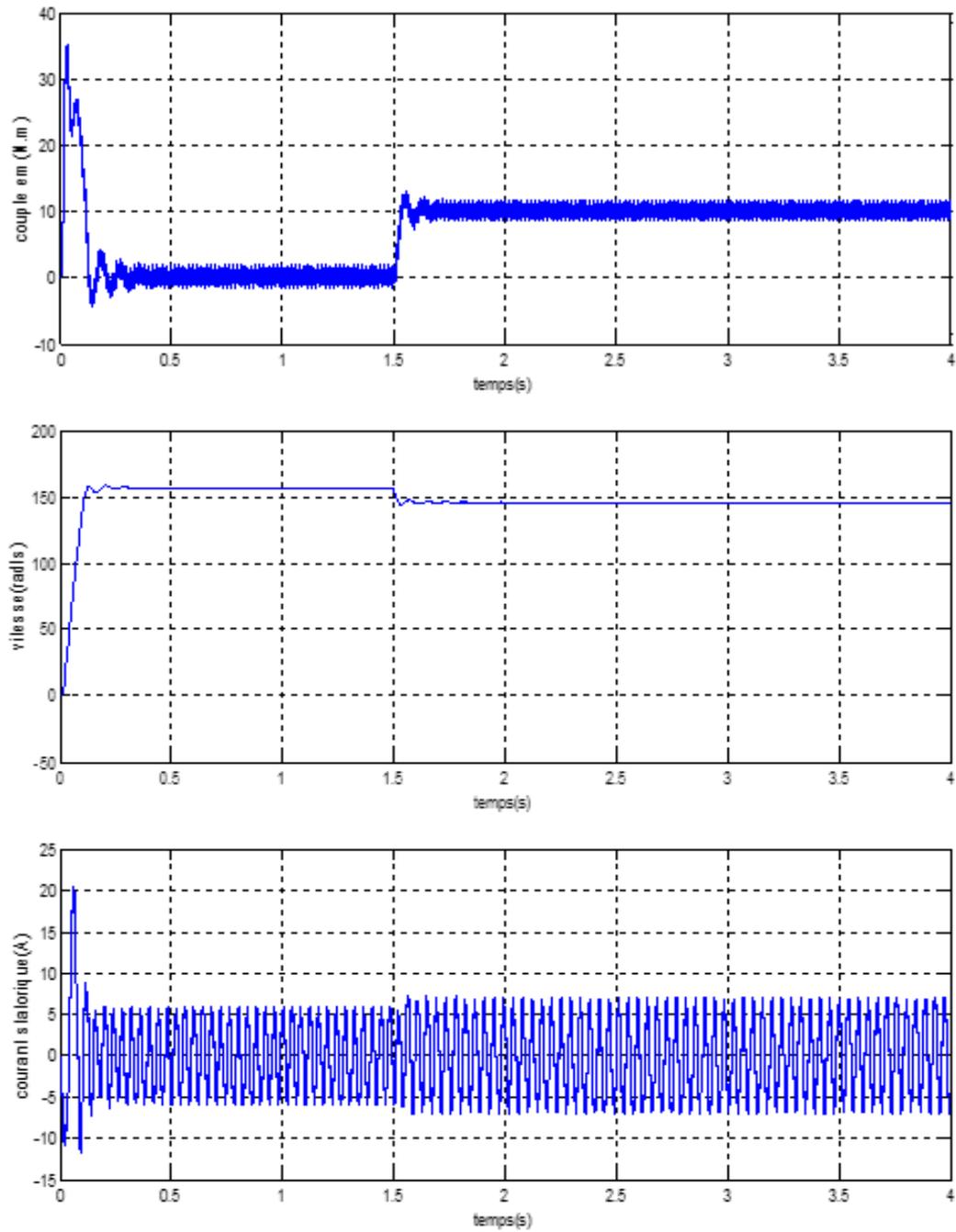


FIGURE 2.7 – Performances de la MAS alimentée par un onduleur à MLI Sinus-triangle.

2. Alimentation de la machine asynchrone

été constante en fréquence et en amplitude dans le cas d'alimentation de la machine directement, et d'autre part d'avoir une tension d'alimentation améliorée. Le chapitre suivant sera l'objet de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Chapitre 3

Commande vectorielle de la MAS

3.1 Introduction

Le commande orienté champ (*FOC*) est une technique utilisée en génie électrique pour régler la vitesse et le couple d'un moteur électrique. *FOC*, également connu sous le nom de commande vectoriel, est un système de commande en boucle fermée qui contrôle le courant dans les enroulements du stator du moteur, permettant un contrôle de la vitesse précis et du couple du moteur.

Par conséquent, afin d'obtenir une situation de régulateur qui est similaire à celle d'un moteur à courant continu, il nécessite de réaliser un découplage du flux, de plus, du couple par un système de contrôle externe au MAS, ce qui évitera la perturbation des transitoires de flux avec ceux du couple [9]. Ceci est réalisé par le commande vectoriel de flux, qui consiste à travailler dans un référentiel diphasé dont l'axe de rotation a fait charger par la direction du vecteur flux.

Le *FOC* est couramment utilisé dans des applications telles que les véhicules électriques, les machines industrielles et la robotique, où un contrôle de la vitesse précis et du couple du moteur est important. Le *FOC* peut aider à réduire la consommation d'énergie et à améliorer les performances des moteurs électriques.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle à la machine asynchrone en utilisant des régulateurs classiques *PI*, on va donner en premier lieux un rappel théorique de cette stratégie de commande, en suite on va opter à l'application de cette technique sur notre machine alimentée à travers l'ensemble réseau-filtre *RLC*-onduleur. On terminera ce chapitre par des tests de robustesse et des résultats de simulation pour la validation de la technique proposée.

3.2 Commande vectorielle

Le but de commande vectorielle c'est un découplage entre le flux et le couple pour obtenir une situation de contrôle similaire à celle d'un moteur à courant continu.

1. Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
2. Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

Dans un courant continu (Figure 3.1), le courant inducteur (I_a) contrôle le flux et le courant d'induit (I_f) contrôle le couple [10].

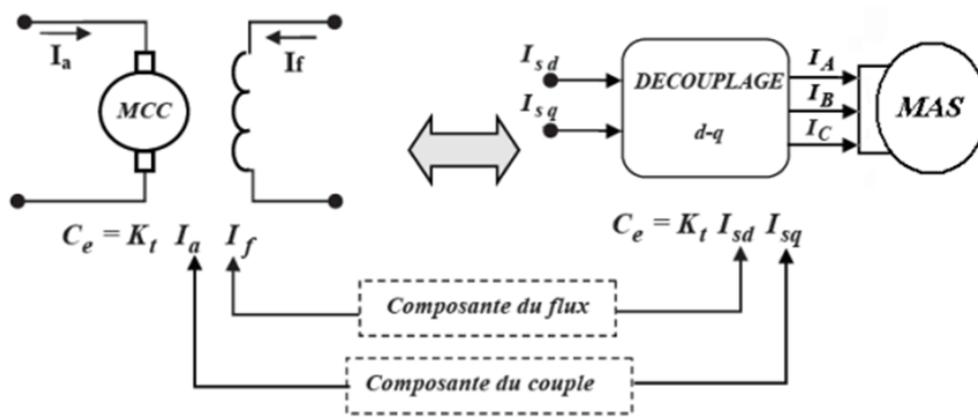


FIGURE 3.1 – Schéma de principe de découplage de la MAS/MCC.

$$C_{em} = K \cdot \varphi \cdot I_a = K' \cdot I_a \cdot I_a \quad (3.1)$$

avec

- φ : Flux imposé par le courant d'excitation.
- I_a : Courant d'induit.
- K, K' : des constantes

3.3 Différentes méthodes de la commande vectorielle

3.3.1 Méthode directe

Cette méthode dépend à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement. Pour Cela se fait en utilisant deux méthodes :

1. La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur dont L'inconvénient principal réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles.

2. L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques qui est sensible aux variations des paramètres de la machine.

3.3.2 Méthode indirecte

La méthode indirecte dépend à l'utilisation de la position et ne dépend pas à utiliser de l'amplitude du flux. Dans ce cas, le flux est contrôlable en boucle ouverte. Ce type de contrôle est facile mais l'inconvénient est qu'il insensible aux variations de la machine.

3.4 Choix d'orientation de flux

L'axe de l'orientation est sélectionné selon les directions du flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rd}$: le flux rotorique orienté.
- $\varphi_{sd} = 0$ et $\varphi_s = \varphi_{sq}$: le flux statorique orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$ et $\varphi_m = \varphi_{md}$: le flux d'entrefer orienté.

Le couple est proportionnel au produit du flux dans les trois cas par la composante du courant statorique avec le flux en quadrature.

L'orientation du flux rotorique nous permet d'arriver au couple de démarrage important et besoin de connaître des paramètres rotoriques.

3.5 Principe de commande vectorielle à flux orienté

Le principe de la commande vectorielle il a fait la machine asynchrone comme une machine à courant continu, où il y a un découplage naturel entre le flux et le courant. nous exprimons du couple électromagnétique en fonction du courant statorique et le flux rotorique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (3.2)$$

Pour réaliser le contrôle d'orienter le flux, nous sélectionnons un seul composant suivant l'axe d par exemple, il faut alors annuler la composante du flux φ_{rq} suivant l'axe q , le couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} I_{sq} \quad (3.3)$$

D'après l'expression (3.3), la stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant statorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu. Dans la condition : $\varphi_{rd} = \varphi$ et $\varphi_{rq} = 0$.

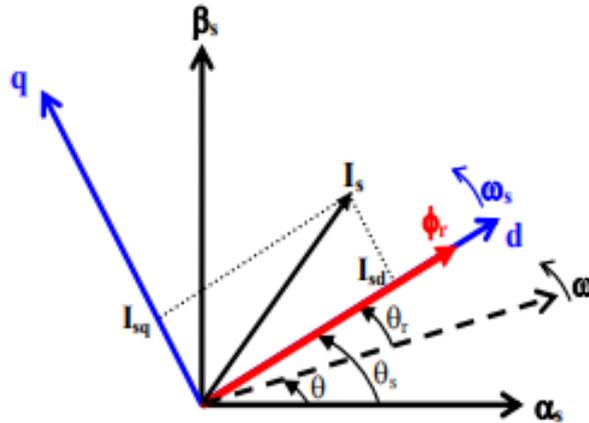


FIGURE 3.2 – Flux rotorique orienté sur l'axe d

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles. Par conséquent le modèle du moteur asynchrone, établi dans le domaine du flux rotorique orienté, est donné par suit :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \quad (3.4)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \quad (3.5)$$

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (3.6)$$

$$0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \omega_r \phi_r \quad (3.7)$$

En tenant compte : $\varphi_{rd} = \varphi$ et $\varphi_{rq} = 0$, la position du flux sera instantanément donné par θ_s qui est la position instantanée du référentiel (d, q) par rapport au référentiel (α, β) . Elle est déterminée par [11] :

$$\theta_x = \int_0^t \omega_x dt \quad (3.8)$$

$$\omega_x = p\omega + \widehat{\omega}_r \quad (3.9)$$

De ce fait, le flux φ_{rd} peut être estimé (φ) à partir du courant statorique mesuré I_{ds} . La grandeur ω_r représente la valeur de la vitesse relative estimée. Elle peut être déterminée à partir de l'équation (3.3) d'où il découle :

$$\widehat{\varphi}_{rd} = \frac{M}{1 + T_r S} I_{sd} \quad (3.10)$$

$$\widehat{\omega}_r = \frac{M}{T_r \widehat{\varphi}_{rd}} I_{sq} \quad (3.11)$$

3.6 Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique

Le modèle lié au champ tournant dans le repère est :

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{T_r M} \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\omega_s I_{ds} + \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} - \frac{1}{M} \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \phi_{dr} + \frac{1}{T_r M} \frac{1-\sigma}{\sigma} \\
 \frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_g \varphi_{qr} \\
 \frac{d\varphi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} + \omega_g \varphi_{dr}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Si nous orientons le flux rotorique afin d'éliminer sa composante en quadrature, le système sera :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r\right) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_r \\
 V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r\right) I_{qs} + \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_r^2} \omega \varphi_r \\
 T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\
 \frac{M}{T_r} I_{qs} = \omega_g \varphi_r
 \end{cases} \tag{3.13}$$

3.7 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

Comme avant, on utilise trois estimateurs pour l'équation (3.5) pour estimer le flux :

$$\widehat{\varphi}_r = \frac{M}{1 + ST_s} I_{ds} \tag{3.14}$$

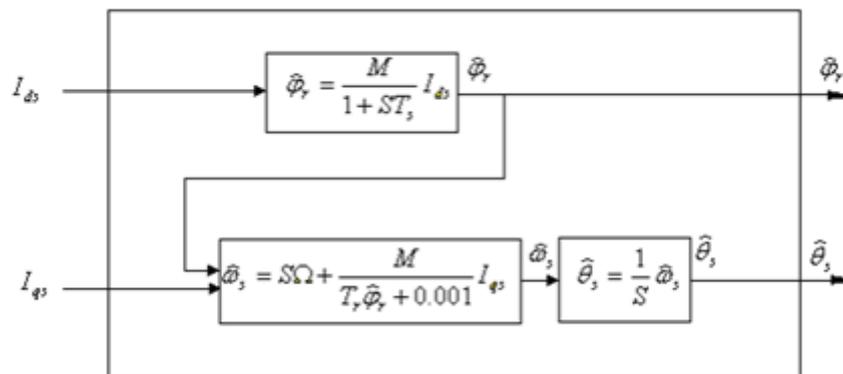


FIGURE 3.3 – Représentation du bloc d'estimateurs

La quatrième équation du système (3.13) permet d'estimer la pulsation statorique Le flux

est zero au démarrage, alors on ajoute un petit nombre 0.001 au dénominateur, pour ne pas avoir une valeur infinie [12] :

$$\widehat{\omega}_s = S\Omega + \frac{M}{T_r\widehat{\varphi}_r + 0.001}I_{ds} \quad (3.15)$$

$$\widehat{\theta}_s = \frac{1}{S}\widehat{\omega}_s \quad (3.16)$$

avec S désigne l'opérateur de Laplace.

3.8 Schéma général de la commande

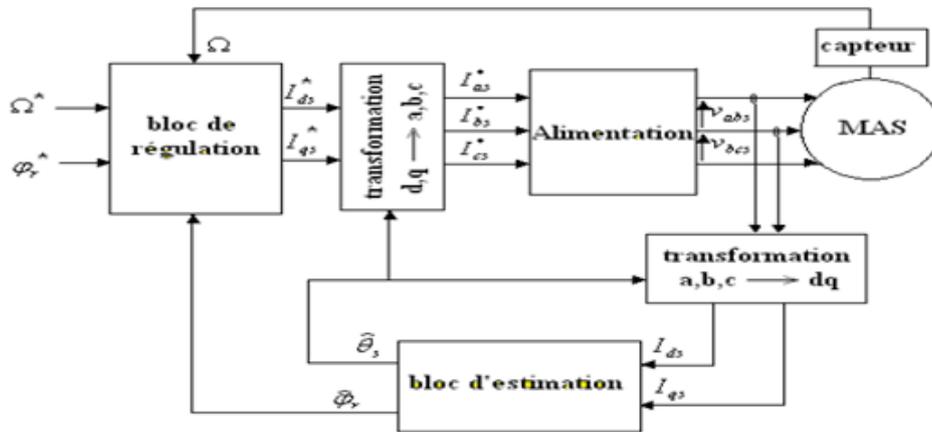


FIGURE 3.4 – La commande vectorielle directe à flux rotorique.

On représente cette commande par le schéma de Figure 3.4 :

Pour la réaliser, on a besoin d'un bloc de régulation, d'un bloc d'estimation, des capteurs de courant et de vitesse. La vitesse de rotation est mesurée directement par un capteur monté sur l'arbre du machine. Le schéma représente le bloc de régulation qui est utilisé en Figure 3.5.

3.9 Calcul des régulateurs

3.9.1 Régulateur de vitesse

Le moteur (Figure 3.6), il présente en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence I_{ds}^* , on donne la fonction de

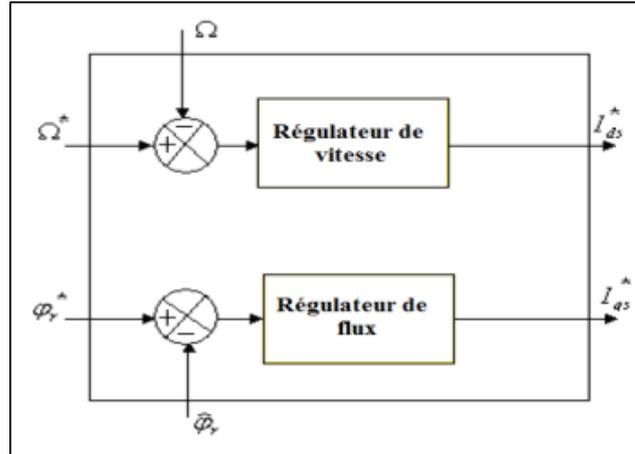


FIGURE 3.5 – Bloc de régulateurs.

transfert de la vitesse comme suit :

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{K_f + J_t S} \quad (3.17)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est une fonction du second ordre :

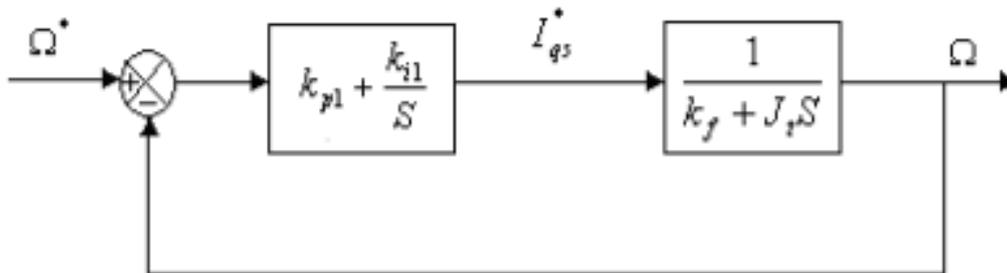


FIGURE 3.6 – Schéma de régulation de la vitesse.

$$1 + \frac{2\delta}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2 \quad (3.18)$$

on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J_t}{K_{i1}} \\ \frac{2\delta}{\omega_0} = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{K_f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (3.19)$$

3.9.2 Régulateur de flux

Basant à la troisième équation du système (3.13), nous arrivons à la fonction de transfert du flux rotorique :

$$FT_{\varphi_r} = \frac{\widehat{\varphi}_r}{\varphi_r^*} = \frac{\left(\frac{K_{p2}}{S}\right) \left(\frac{M}{T_r}\right)}{1 + \left(\frac{K_{p2}}{S}\right) \left(\frac{M}{T_r}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_{p2}M} S} \quad (3.20)$$

Un régulateur *PI* a été utilisé, qui a en entrée la différence entre le flux de référence et le flux estimé et en sortie la référence du courant I_{ds}^* . La fonction de transfert en boucle

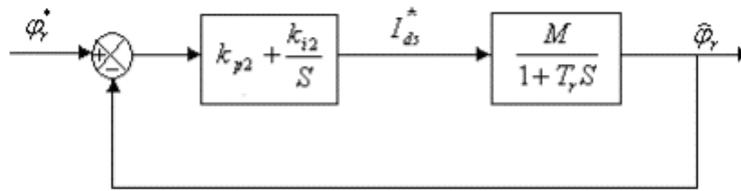


FIGURE 3.7 – Régulation du flux rotorique.

fermée du flux rotorique :

$$FTBF_{\varphi_r} = \frac{M}{1 + T_r S} \quad (3.21)$$

3.10 Résultats de simulation

3.10.1 Démarrage à vide

Dans un démarrage à vide, on présente les résultats de simulation en Figure 3.8.

3.10.2 Démarrage à vide puis introduction du couple nominale

Au-delà de 1.5s du démarrage à vide, on introduit un couple de charge nominale de 10N/m. Pour les résultats de simulation, voir Figure 3.9 :

3.11 Tests de robustesse

Pour surmonter l'incertitude de la capacité de a robustesse, on testera le comportement de la régulation suivant aux variations des paramètres de la machine, par varier le moment d'inertie J et la résistance rotorique R_r (Voir la Figure 3.10 et la Figure 3.11, respectivement) :

3.12 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone pour le but de découpler les deux parties de la machine, électrique (représenté par le flux) et mécanique (représenté par le couple), afin de séparer la commande de ces deux grandeurs.

Plusieurs choix d'orientation et du référentiel existent. La commande vectorielle par orientation de flux rotoriques avec un référentiel dq lié au champs tournant a été choisie.

3. Commande vectorielle de la MAS

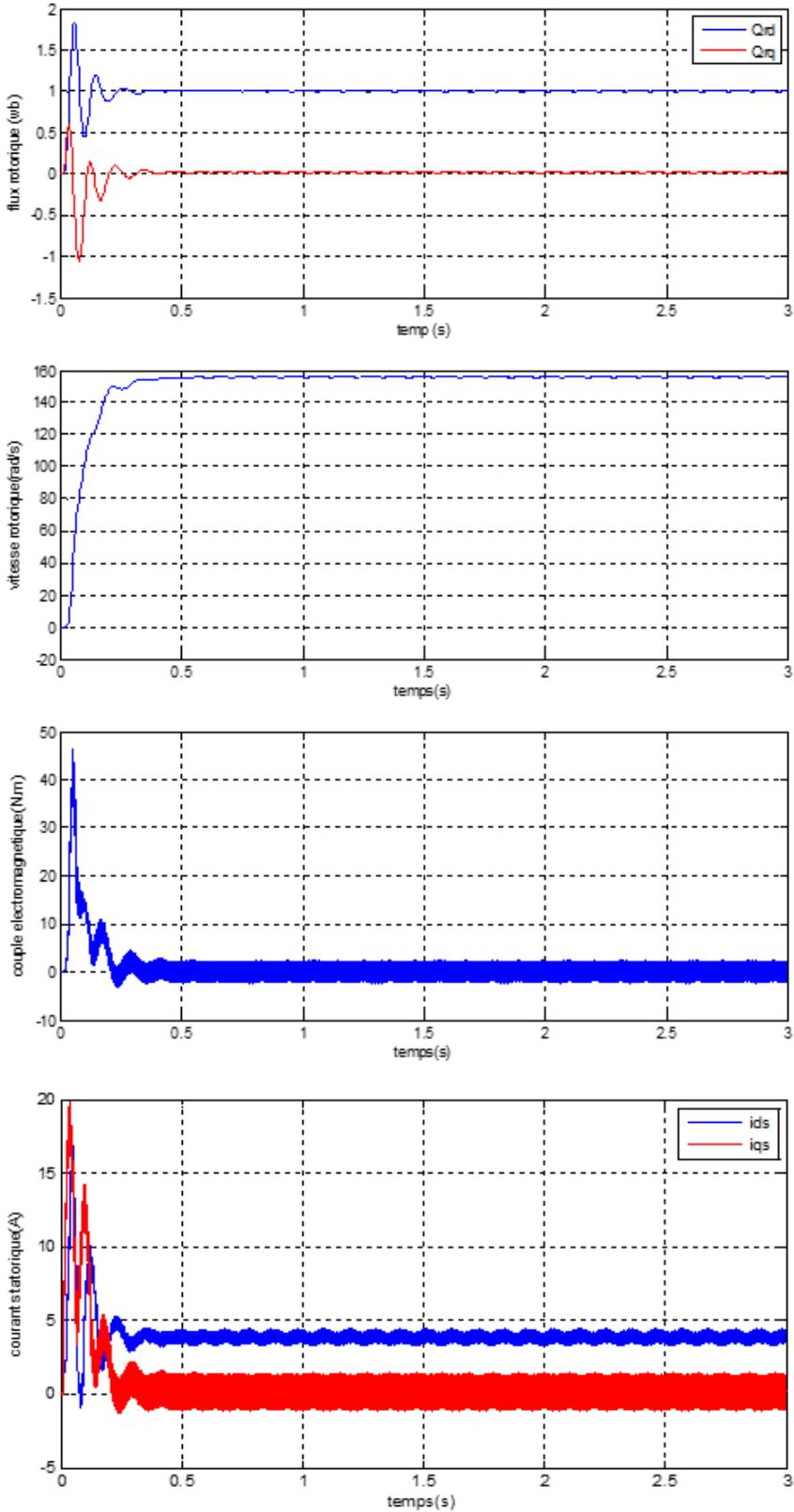


FIGURE 3.8 – Simulation du démarrage à vide de la machine.

3. Commande vectorielle de la MAS

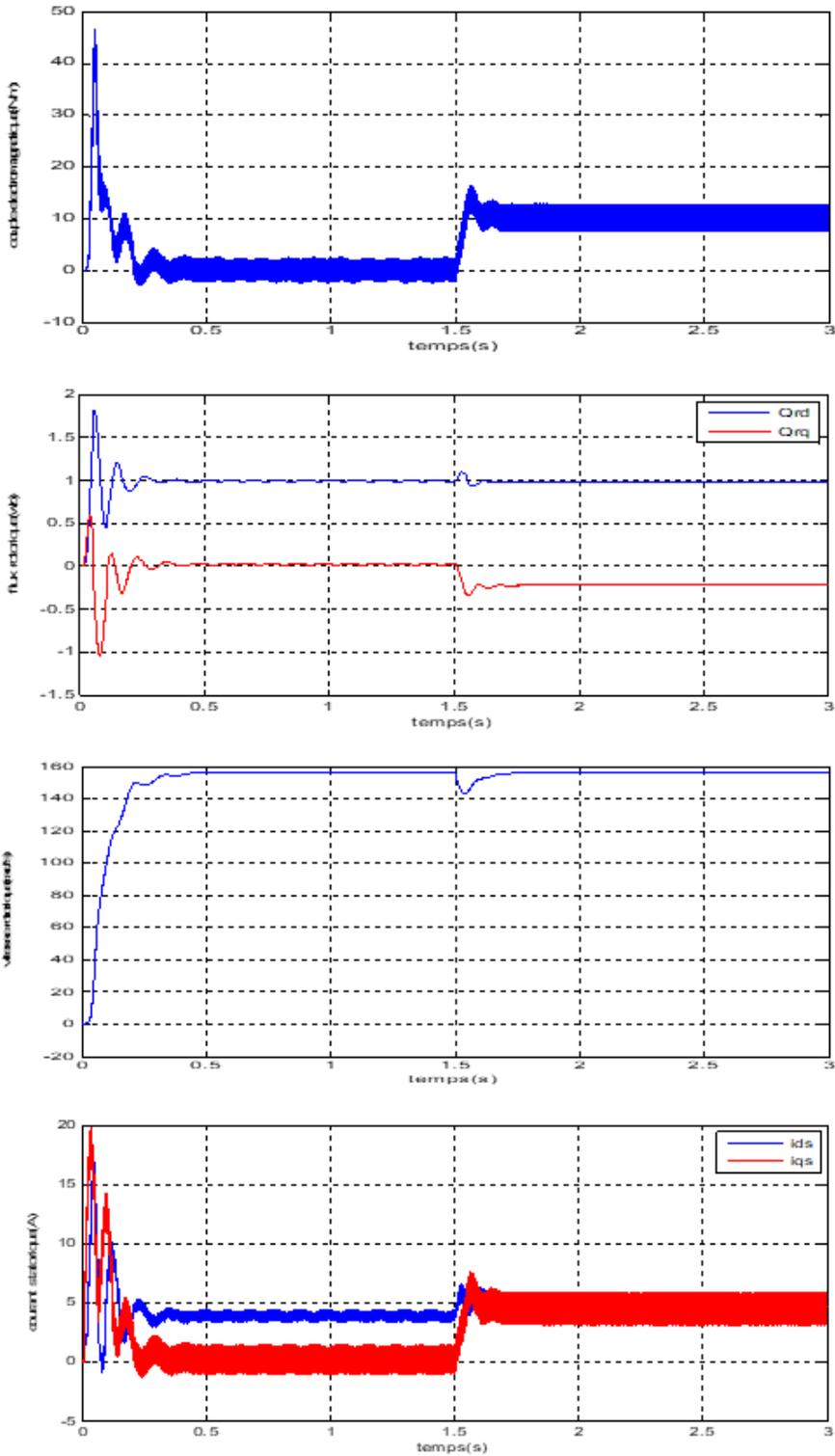


FIGURE 3.9 – Démarrage à vide puis introduction du couple nominal.

3. Commande vectorielle de la MAS

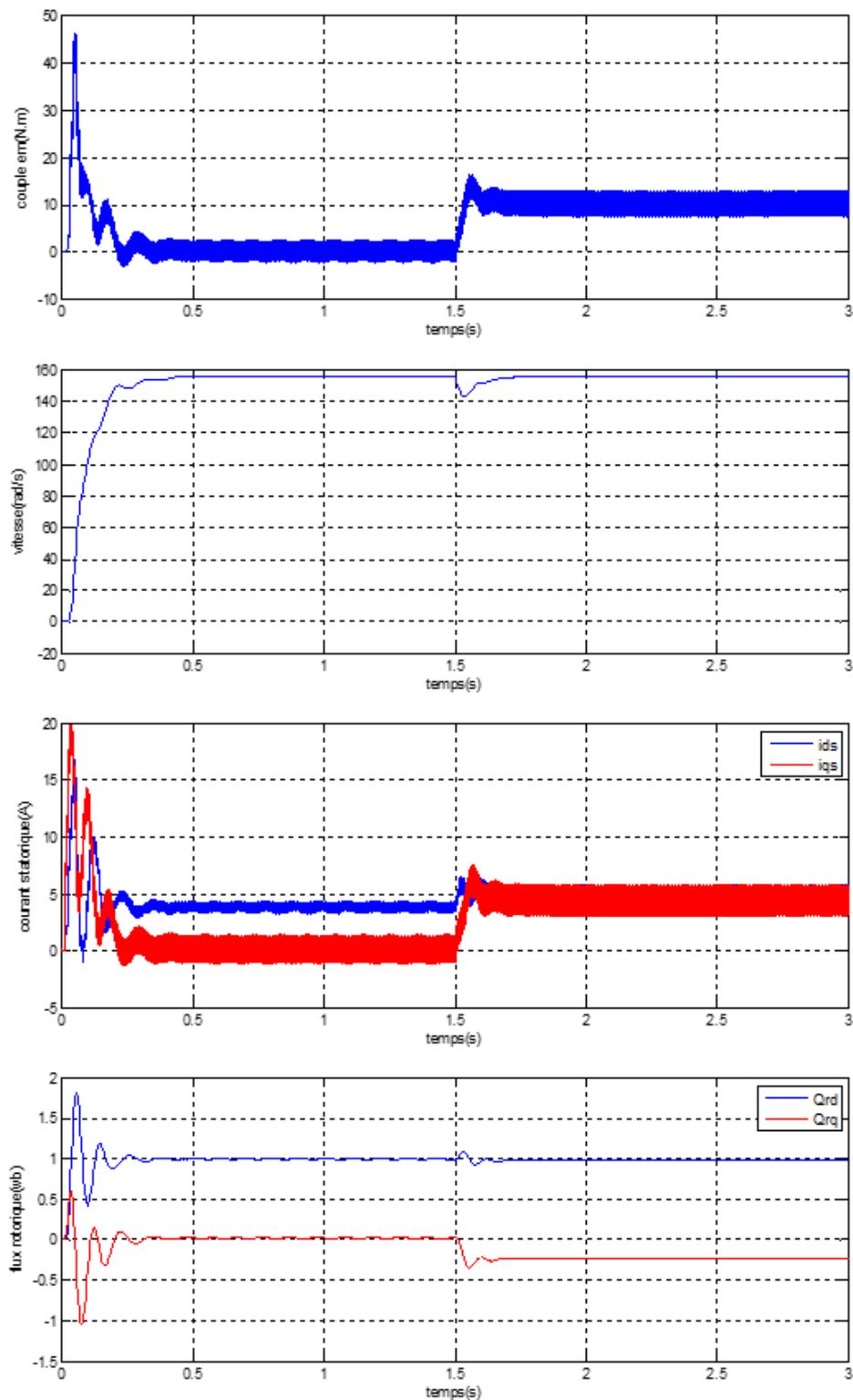


FIGURE 3.10 – Performances de la MAS par rapport à la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

3. Commande vectorielle de la MAS

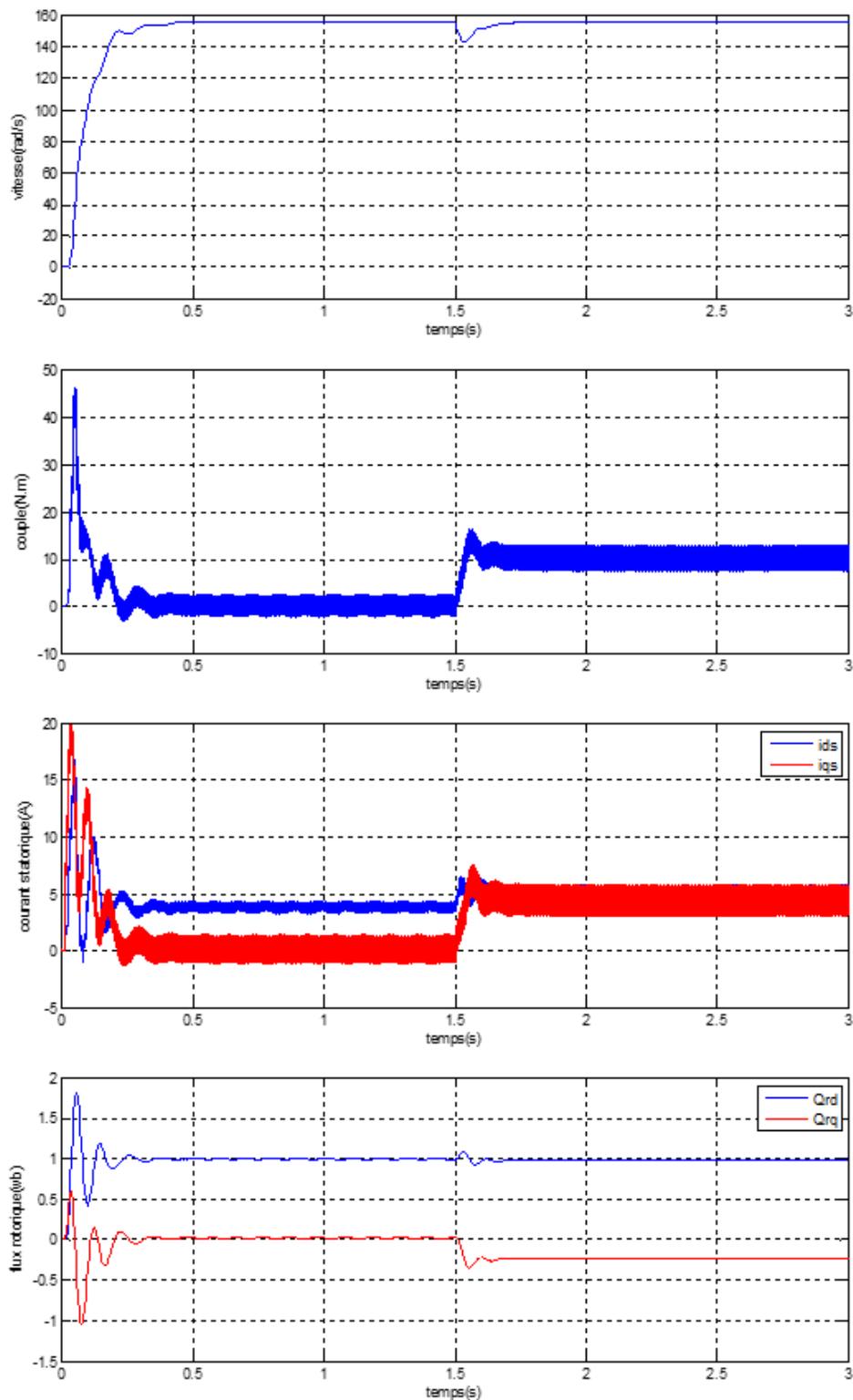


FIGURE 3.11 – Performance de la MAS par rapport la variation de la résistance rotorique ($R = 2Rn$).

3. Commande vectorielle de la MAS

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la technique appliquée présente des meilleurs performances. Néanmoins, la commande vectorielle à base des régulateurs PI classique est sensible aux variations paramétriques.

Dans le chapitre suivant, on va appliquer d'autre technique de réglage plus performants et plus roobuste.

Chapitre 4

Réglage par mode glissant flou de la vitesse

4.1 Introduction

Dans ces jours, on voit des nouvelles techniques et approches comme conséquence du progrès important dans le domaine de la commande des machines électriques.

L'une des commandes robustes les plus courantes, la commande par mode glissant flou qui consiste à fusionner les deux techniques : logique floue et mode de glissement afin d'établir les avantages des deux techniques simultanément, de plus, limiter les désavantages de commande classiques [13].

Dans ce chapitre, nous avons appliqué, tout d'abord, la commande par logique floue à la MAS, puis la commande par mode de glissement va être appliquée à cette machine, en suite nous allons combiner ces deux types de commandes. On a suivi Chaque partie par une simulation pour mettre les performances de chaque commande.

4.2 Commande par logique floue de la MAS

Plusieurs travaux ayant trait à l'utilisation de la logique floue confirment que les régulateurs classiques possèdent des avantages par rapport aux régulateurs flous : temps de traitement très court et une précision mathématique. Mais, les régulateurs classiques possèdent une certaine limitation, dans le cas où des variations assez importantes des facteurs de perturbation agissent sur le système à régler. Le régulateur classique ne réagit pas toujours optimalement. Les capacités d'adaptation et de robustesse de ce type de régulateur sont donc limitées [14].

Dans cette partie, nous présentons les concepts et les aspects méthodologiques néces-

saires à la compréhension de la logique floue, afin de concevoir un régulateur flou pour le réglage de vitesse de la MAS.

4.2.1 Théorie de la logique floue

La logique floue a été inspiré par un raisonnement humain ; c'est une logique qui remplace la logique binaire par une logique à base de variables, qui peut prendre un certain degré de valeurs intermédiaires en plus des valeurs "vrai" ou "faux" . La logique floue est une extension de la théorie des ensembles, en exceptant la logique floue qui est spécifiée par les valeurs intermédiaires, de sorte que certains concepts de la théorie doivent être soulignés. La logique floue se base sur le langage naturel afin de traiter des variables linguistiques [14].

4.2.2 Notions de base de la logique floue

L'ensemble ordinaire et ensemble flou

Soit X un ensemble arbitraire (i.e; continu ou n'est pas continu, fini ou infini), On désigne par $x \in X$ un ensemble de X . Pour un sous ensemble binaire ou ordinaire A de X , on définit une fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) de L'ensemble ordinaire A par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1, & \text{si } x \in A \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.1)$$

Univers de discours

Soit une variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance :

$$x \rightarrow \mu_A(x) \quad (4.2)$$

L'univers de discours peut être défini comme l'ensemble des valeurs réelles du variable floue x .

Fonction d'appartenance

Dans le but du traitement numérique des variables linguistiques, elles doivent être soumises définition mathématique de la fonction d'appartenance basée sur le degré d'affichage validez ces variables sur différents sous-ensemble.

La représentation graphique la plus couramment utilisée de la fonction d'appartenance est comme le montre dans la Figure 4.1.

La fonction d'appartenance est généralement représentée par les fonctions triangles et trapèzes, sont donc largement utilisés car ils sont simples et quelque peu permet de définir des régions où les concepts sont vrais ou faux, ce qui simplifie connaissances professionnelles.

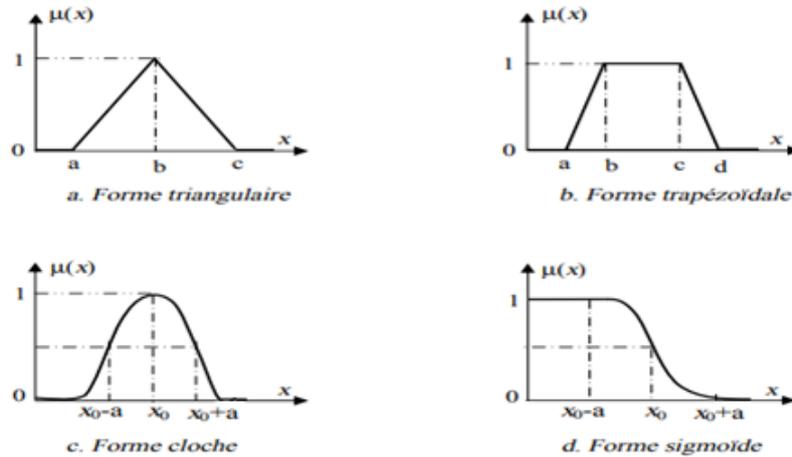


FIGURE 4.1 – Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

4.2.3 Commande floue

Les techniques de modification traditionnelles utilisent des formules ou des relations mathématiques, tandis que la logique floue utilise plusieurs règles floues, basées sur des opérateurs flous (OU, ET, etc.), appliqués à des variables linguistiques.

Le problème de la logique floue est abordé en trois étapes (Figure 4.2) :

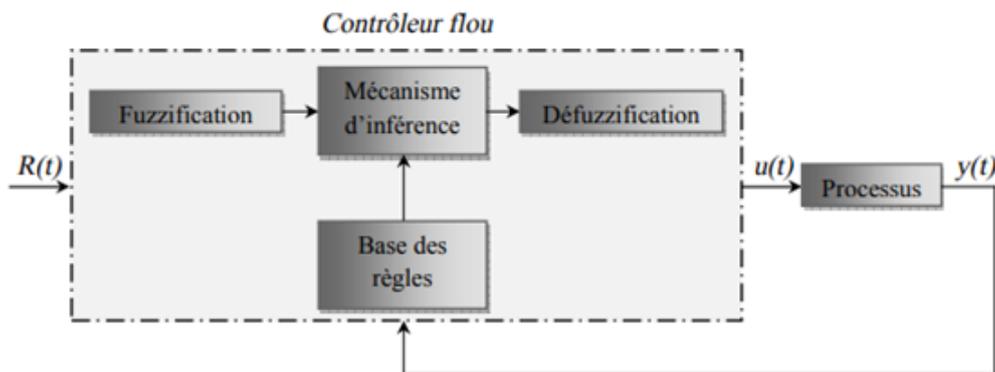


FIGURE 4.2 – Bloc diagramme d'un contrôleur flou.

1. La Fuzzification. Convertit les entrées (valeurs physiques) à variables linguistiques.
2. L'inférence floue consiste à définir des règles qui lient les entrées et les sorties.

3. La Défuzzification C'est la conversion de variables linguistiques en variables réelles ou numériques. Comme présenter dans la figure suivante [15] :

Avec :

- $R(t)$: Signal de consigne.
- $u(t)$: La commande.
- $y(t)$: Signal de sortie.

Interface de Fuzzification

La fuzzification est formé à :

- L'univers de discours, la plage de variation possibles des entrées et des sorties.
- Une répartition en classe floue de cet univers.
- Les fonctions d'appartenance de chacune de ces classes. [16]. Les différents ensembles

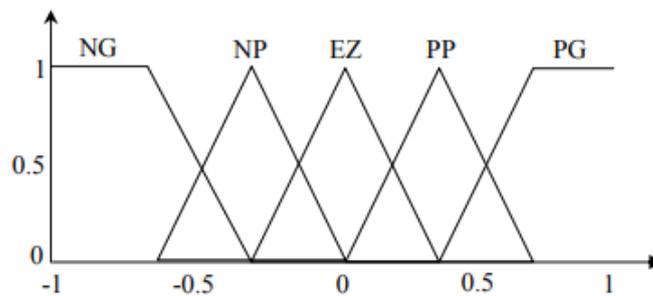


FIGURE 4.3 – Fuzzification continue avec cinq fonctions d'appartenance.

flous sont caractérisés par des désignations standards par exemple (Figure 4.3) : NG : négative grande, NP : négative petite, EZ : environ zéro, PP : positive petite et PG : positive grande.

Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, permettant d'exprimer la variable d'entrée du régulateur comme la variable de commande du système sous forme de langage.

Le tableau 4.1 représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse e et la dérivée de cette dernière de et la variable de sortie du .

Mécanisme d'inférence flou

La logique de décision est au cœur du contrôleur flou, qui peut simuler le processus de prise de décision humaine selon des concepts flous et des règles d'inférence en logique floue [17]. Pour le réglage par logique floue, on utilise des trois méthodes suivantes :

du		e				
		NG	NP	EZ	PP	PG
de	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

TABLE 4.1 – Calcul de la variation de la commande du .

- Méthode d’inférence MAX-MIN (MAMDANI).
- Méthode d’inférence MAX-PRODUIT (LARSEN).
- Méthode de SUGENO.

Interface de Défuzzification

La dernière étape de la commande floue sera la défuzzification qui tranforme la commande obtenue sous forme d’ensembles flous à commande réelle, elle consiste à changer l’information floue établie par des mécanismes de raisonnement en grandeurs physiques ou valeurs Définir la loi de commande du procédé [15]. Plusieurs méthodes ont été développées pour ce faire :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode par valeur maximum.
- Méthode de la moyenne des maximums.

4.2.4 Avantages et inconvénients de la logique floue

On présente quelques avantages et Inconvénients [15, 18] :

Avantages :

1. Elle permet de modéliser des situations où les frontières entre les catégories sont floues, ce qui est souvent le cas dans le monde réel.
2. La logique floue offre une grande flexibilité et adaptabilité dans la modélisation et le contrôle de systèmes complexe.
3. La logique floue permet d’intégrer les connaissances et l’expertise des spécialistes d’un domaine.

4. La logique floue peut traiter efficacement des données incomplètes ou partielles. Elle est capable de fonctionner avec des informations partielles ou imprécises.
5. La logique floue est souvent plus simple à comprendre et à utiliser que d'autres méthodes de modélisation et d'analyse complexes.
6. La logique floue est résiliente face aux variations et aux changements dans les entrées. Elle peut tolérer des fluctuations et des variations mineures dans les données d'entrée.
7. La logique floue est utilisée dans de nombreux domaines, tels que la robotique, la domotique, le contrôle de processus, la prise de décision, la finance, les systèmes de recommandation, l'intelligence artificielle, ... etc.

Ces avantages font de la logique floue un outil précieux pour la modélisation et le contrôle de systèmes complexes, où l'incertitude et l'imprécision sont courantes et où la prise de décision humaine est nécessaire.

Inconvénients :

Bien que la logique floue présente de nombreux avantages, elle comporte également certains inconvénients. Voici quelques-uns des inconvénients couramment associés à la logique floue :

1. La logique floue repose sur des concepts linguistiques et des règles floues, ce qui rend l'interprétation subjective. ce qui peut conduire à des résultats interprétatifs variés.
2. La modélisation en logique floue peut devenir complexe lorsque le système ou le problème devient plus vaste et plus complexe.
3. Bien que la logique floue puisse gérer l'incertitude et les données incomplètes, elle peut être moins robuste lorsqu'il s'agit de traiter des données bruitées ou erronées.
4. Contrairement à la logique binaire traditionnelle, la logique floue repose sur des concepts linguistiques et des règles empiriques plutôt que sur un formalisme mathématique rigoureux. Cela peut rendre difficile l'analyse mathématique et la preuve formelle de propriétés.
5. Dans certains cas, la spécification de règles floues peut être subjective et conduire à une surdétermination des règles, c'est-à-dire à un nombre excessif de règles qui peuvent entraîner une complexité accrue et une diminution de la performance.

4.2.5 Résultats de simulation

Après 1.5s du démarrage à vide, le couple de charge nominale est $10N/m$. Les résultats sont montrés dans la Figure 4.4 :

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

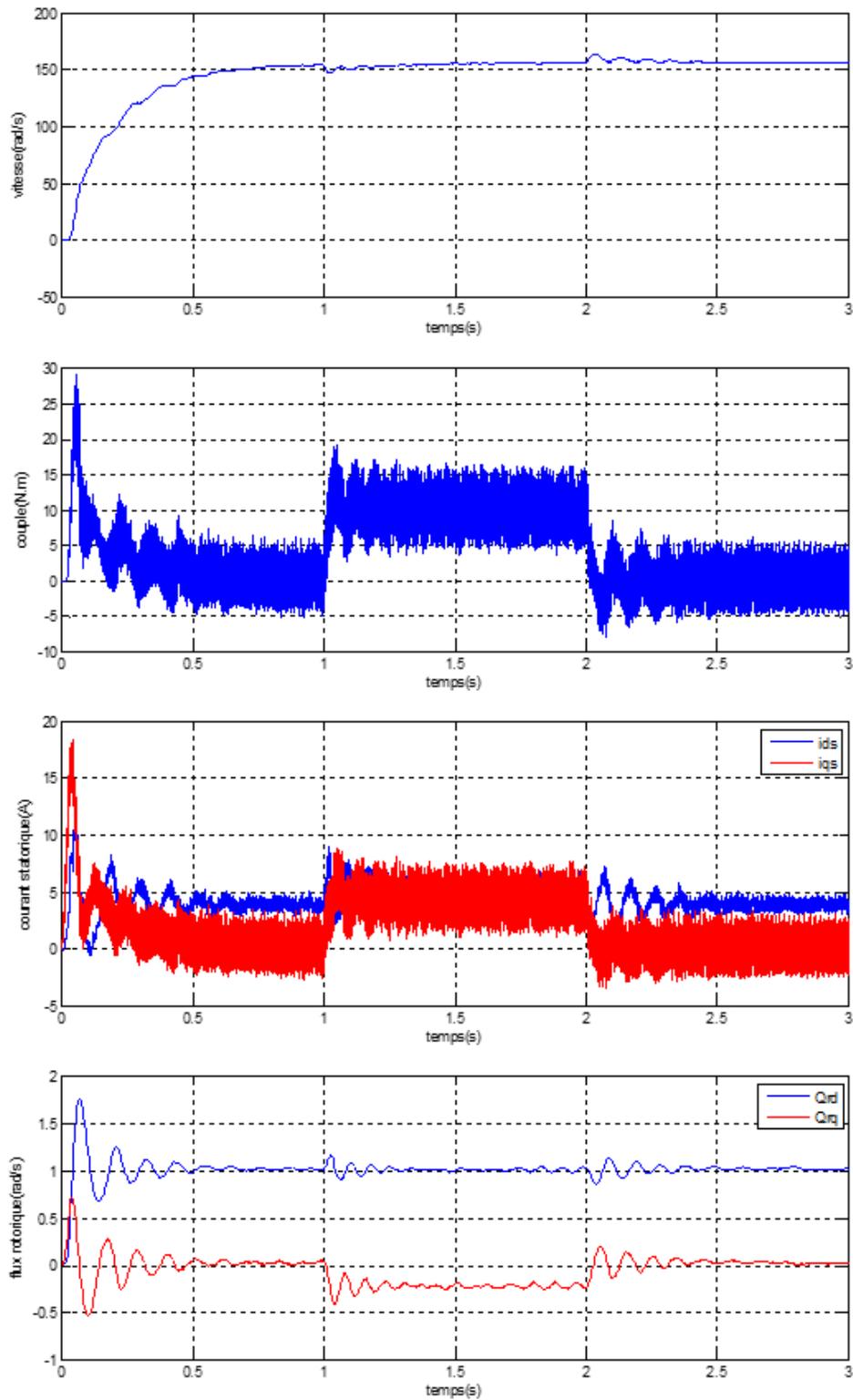


FIGURE 4.4 – La commande floue de la vitesse par la méthode directe avec charge.

4.2.6 Test de robustesse

Les résultats sont présentés sur les figures ci-dessous (Figure 4.5 et Figure 4.6) :

4.2.7 Conclusion

Dans ce partie, on a présenté les base de la logique floue ainsi que son application pour la régulation de la vitesse de la MAS. L'avantage majeur de cette stratégie de commande c'est qu'on ne tien pas compte du système, il est considéré comme une boîte noire. En revanche, son inconvénient majeur est l'absence des directives précises pour la conception du régulateur.

D'après les résultats de simulation, on voit que le régulateur flou possède de bonnes performances dynamiques, En outre, il est robuste vis-à-vis la variation paramétrique.

4.3 La Commande en mode glissant de MAS

Le contrôle de structure variable à vitesse de glissement est apparu au début des années 1960, il a été exclusivement étudié et développé par l'union soviétique dans les années 1960, soit pour compléter l'étude théorique, ou bien l'appliquer à des systèmes physiques.

La commande par modes glissants des systèmes à structure variable, par ces avantages (robustesse aux paramètres variables, très grande précision, bonne stabilité, temps de réponse très faible), est devenue très intéressante et séduisante [13].

Dans cette partie, on va appliquer la commande en mode glissement à la machine asynchrone.

4.3.1 Principe de fonctionnement

Comme la commande par modes glissants (CMG) est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), Elle a été utilisée plusieurs fois auparavant. Ce succès est dû à sa robustesse par rapport aux variations paramétriques et des perturbations externes de plus, sa simplicité de mise en œuvre.

D'abord, une surface de glissement a été défini qui représente la dynamique désirée. Puis, elle synthétise une loi de commande qui doit influencer sur le système en deux phases. Dans l'une, le système rejointable à cette surface a été renforcé, et dans l'autre phase, le maintien et le glissement doivent assurer le long de cette surface afin d'atteindre l'origine du plan de phase, voir les Figure 4.7 [19] : On définit les composantes de la commande

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

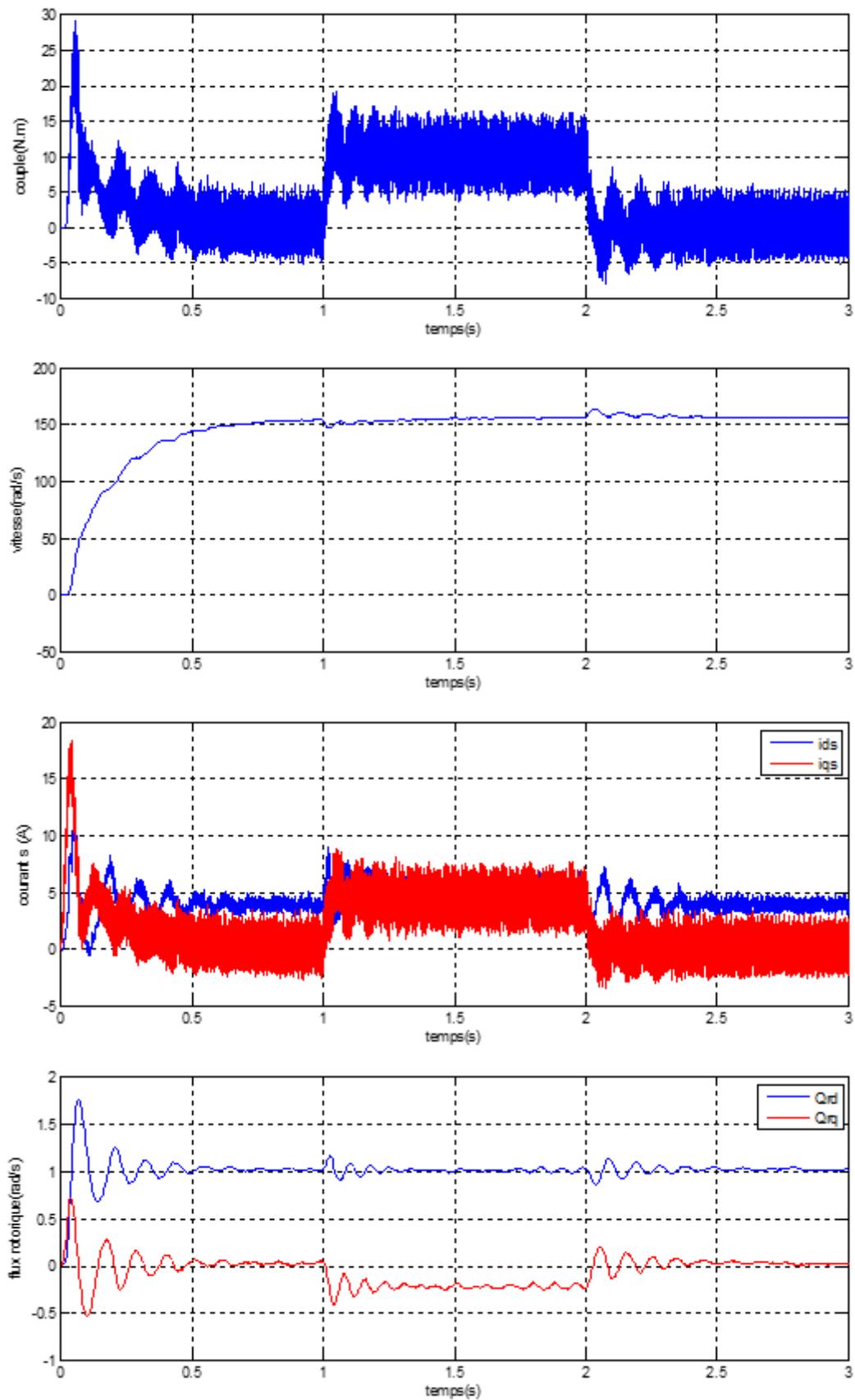


FIGURE 4.5 – Performanance de la MAS par rapport à la variation de la résistance rotorique ($R = 2Rn$).

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

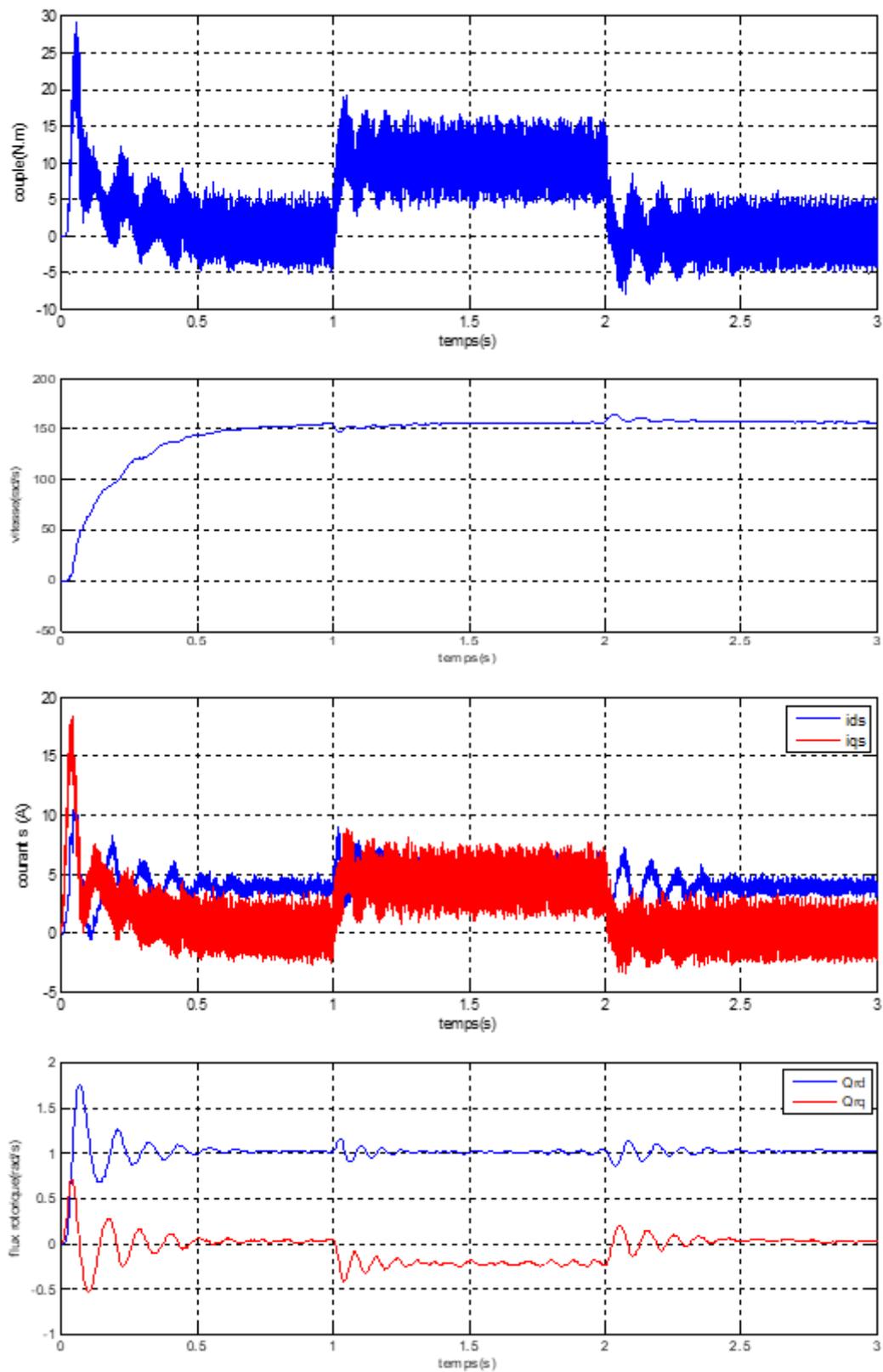


FIGURE 4.6 – Performances de la MAS par rapport à la variation de la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

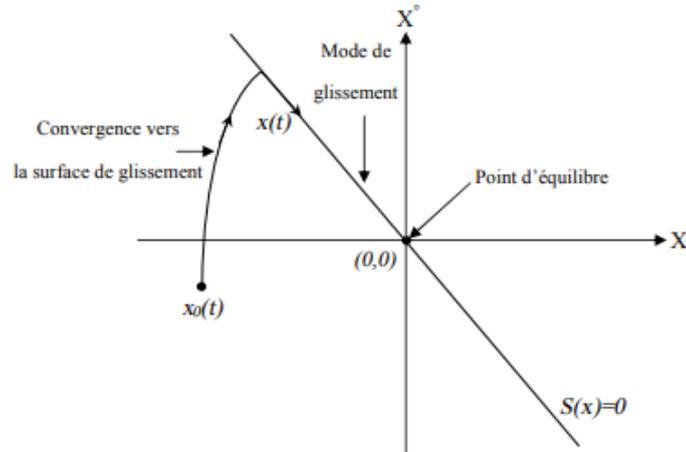


FIGURE 4.7 – Convergence du système glissant.

comme suit [20] :

$$U = U_{eq} + U_{glis} \quad (4.3)$$

Avec :

- U_{eq} : Elle est extraite à l'aide de la méthode de commande équivalente. Le principe repose sur le choix du comportement du système lorsqu'il se trouve sur la surface de glissement s .
- U_{glis} : La commande discontinue permet de atteindre le système et de rester sur la surface glissante.

Les trois parties de trajectoire dans le plan de phase sont [21] :

1. **Le mode de convergence (MC).**
2. **Le mode de glissement (MG).**
3. **Le mode du régime permanent (MRP).**

4.3.2 Le concept de la commande par mode glissant

La conception de la commande peut être mise en trois étapes principales liées les uns aux autres [22] :

- Choisissez une surface de glissement.
- Déterminer les conditions d'accès du régime glissant ou les conditions.
- Déterminer la loi de commande.

Choix de la surface de glissement :

En général, le choix de surface de glissement dépend de l'application et de l'objectif visé. Les deux facteurs (nombre et forme) sont en fonction de pour un système défini par

[23] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.4)$$

L'équation de la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotin » pour assurer la convergence vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4.5)$$

Avec :

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (4.6)$$

- $e(x)$: Ecart de la variable à régler.
- λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Etablissement de la condition de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

(a) **Fonction directe de commutation :**

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (4.7)$$

(b) **Fonction de LYAPUNOV :**

On définit la fonction de Lyapunov par une fonction scalaire positive. Le principe est de trouver une fonction $S(x)$ garantie que la variable contrôlée suive sa valeur désirée [24]. On peut introduire la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (4.8)$$

En dérivant cette fonction, on arrive à :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (4.9)$$

Puisque \dot{S} est négative, on peut exprimer la condition de convergence par :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (4.10)$$

Détermination de la loi de commande

Lorsque la surface de glissement est sélectionnée, ainsi que le critère de convergence, reste à choisir la commande nécessaire pour ramener la variable à son point d'équilibre tout en maintenant la condition de présence de modes glissants [25].

Par mode de glissement, la structure d'un contrôleur est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n) [21].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.11)$$

- U_{eq} : Elle est établie avec la méthode de commande équivalente. Elle utilise pour maintenir la variable à contrôler sur la surface glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en tenant compte que la dérivée de la surface $S(x)$ est nulle.
- U_n : La commande discontinue (discrète) qui permet au système d'atteindre et de continuer sur la surface de glissement [20].

On donne la dérivée de la surface par :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (4.12)$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} [A(x, t)x + B(x, t)U_{eq}] = \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)U_n \quad (4.13)$$

Puisque que la surface est nulle durant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue un sont aussi nulles :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

$$U_{eq} = - \left(\frac{\partial s}{\partial x} B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial x} A(x, t)x \quad (4.15)$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de $\dot{S}(x, t)$:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)U_n \quad (4.16)$$

On obtient :

$$S(x, t) \cdot \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)U_n < 0 \quad (4.17)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de soit opposé à celui de $S(x, t) \cdot \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [26] :

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (4.18)$$

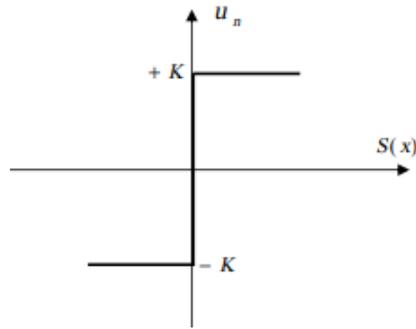


FIGURE 4.8 – Fonction Sign (Commande de type relais).

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1, & \text{si } S(x) > 0 \\ 1, & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Pour réduire les oscillations haute fréquence (oscillations indésirables dans la réponse), parmi des solutions classiques, une solution consiste à imposer une modification de la valeur de commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Pourtant., il est possible d'éliminer ce phénomène par l'introduction d'une couche limite autour de la surface de glissement ($S = 0$) avec un seuil 2φ , la Figure 4.9 suivante représente la couche limite en mode glissement [25]. Alors l'état 'e' est dans la

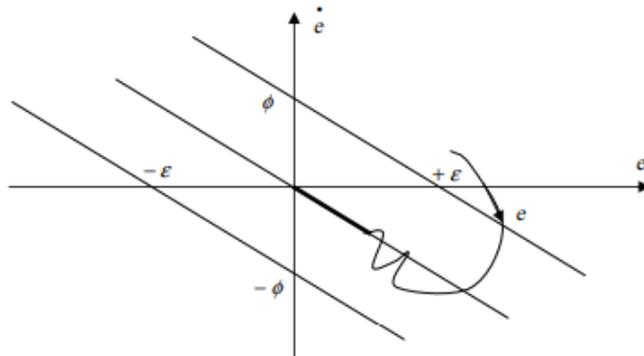


FIGURE 4.9 – Mode de glissement avec une couche limite.

couche limite si : $S < \varphi$. Si la couche limite est incorporée dans la commande, on obtient :

$$U_n = K.F_{sat} \left(\frac{S}{\varphi} \right) \quad (4.20)$$

— F_{sat} : La fonction de saturation, elle est définie comme suit :

$$F_{sat} \left(\frac{S}{\varphi} \right) = \begin{cases} \frac{S}{\varphi}, & \text{si } \left| \frac{S}{\varphi} \right| < 1 \\ \text{Sign}(\frac{S}{\varphi}), & \text{si } \left| \frac{S}{\varphi} \right| > 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

4.3.3 Commande de vitesse MAS par mode glissant

Le réglage de vitesse se fait en structurant en cascade et la boucle interne permet le contrôle du courant I_{sq} être plus rapide dynamiquement que la boucle externe. Afin de limiter tout dépassement courant statorique (couple), on choisit une fonction de saturation.

L'expression de la surface a pour forme :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (4.22)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (4.23)$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} F \Omega \quad (4.24)$$

En remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} F \Omega \right) \quad (4.25)$$

En remplaçant le courant I_{sq} par le courant $I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^d$, l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \varphi_{rd} I_{sd}^{eq} + \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \varphi_{rd} I_{sd}^d - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} F \Omega \right) \quad (4.26)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad I_{sd}^d = 0 \quad (4.27)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$I_{sd}^{eq} = \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} F \Omega \right) \frac{J L_r}{PM} \frac{1}{\varphi_{rd}} \quad (4.28)$$

On remplace (4.28) dans (4.26) :

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \varphi_{rd} I_{sd}^d \quad (4.29)$$

Sous le mode de convergence, on doit satisfaire la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$, on pose :

$$I_{sd}^d = K_{I_{sq}} \cdot \text{Sign}(S(\Omega)) \quad (4.30)$$

4.3.4 Réglage des courants I_{sd} et I_{sq} de la MAS par mode de glissement

Dans cette section on va régler par mode glissant les courants I_{sd} et I_{sq} en commandant les tensions V_{sd} et V_{sq} successivement.

Réglage de courant I_{sd}

L'expression de la surface a pour forme :

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^{eq} - I_{sd} \quad (4.31)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{eq} - \dot{I}_{sd} \quad (4.32)$$

On a :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} = & -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} \\ & + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \end{aligned} \quad (4.33)$$

En remplaçant l'équation (4.33) dans l'équation (4.32), la dérivée de la surface devient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_{sd}) = & \dot{I}_{sd}^{ref} - \left(-\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} \right) \\ & - \left(\frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (4.34)$$

En remplaçant la tension V_{sd} par $V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d$, l'équation sera :

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_{sd}) = & \dot{I}_{sd}^{ref} - \left(-\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} \right) \\ & - \left(\frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^{eq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \right) \end{aligned} \quad (4.35)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(I_{sd}) = 0, \quad \dot{S}(I_{sd}) = 0, \quad V_{sd}^d = 0 \quad (4.36)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$\begin{aligned} V_{sd}^{eq} = & \left(\dot{I}_{sd}^{ref} + \frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} \right) \delta L_s \\ & + \left(\frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \right) \delta L_s \end{aligned} \quad (4.37)$$

En combinant les équations (4.37) et (4.35), on trouvera :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \quad (4.38)$$

Sous le mode de convergence, la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0$ doit satisfaire, on a :

$$V_{sd}^d = K_{V_{sq}}.Sign(S(I_{sd})) \quad (4.39)$$

Réglage de courant I_{sd}

De la même manière pour I_{sd} , On a :

$$V_{sd}^{eq} = \left(I_{sd}^{ref} + \frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} \right) \delta L_s + \left(\frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \right) \delta L_s \quad (4.40)$$

Par la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0$, on pose :

$$V_{sd}^d = K_{V_{sq}}.Sign(S(I_{sd})) \quad (4.41)$$

4.3.5 structure de la commande par mode de glissement

La Figure 4.10 illustre la structure des contrôleurs en mode glissant qui est appliquée sur la machine asynchrone. Pour cette stratégie de commande, on commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler tel que le courant direct de l'axe d et le courant en quadrature de l'axe q .

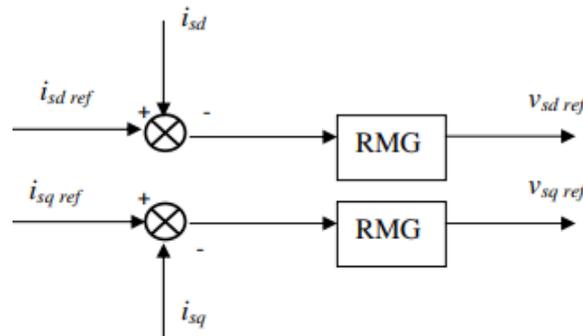


FIGURE 4.10 – Diagramme schématisé de la structure de commande par mode glissant.

4.3.6 Résultats de simulation

La Figure 4.11 représente le développement des caractéristiques de la MAS avec un régulation cascade de la vitesse par mode de glissement, puis appliquer d'une charge $C_r = 10N.m$ à l'instant $1s$. Le deuxième test consiste à inverser la vitesse de rotative pour le moment $t = 1.5s$.

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

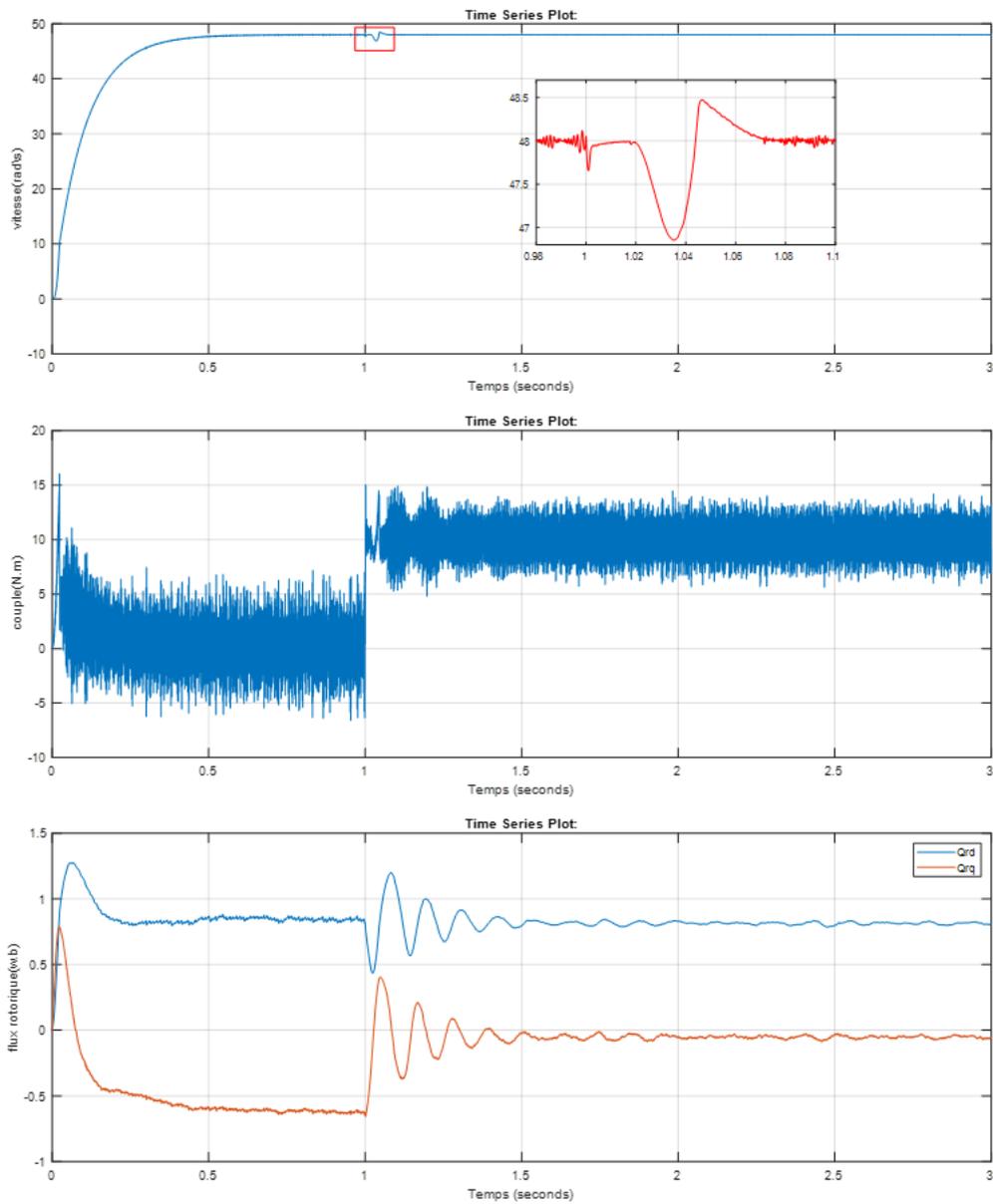


FIGURE 4.11 – Régulation en cascade de la vitesse par mode glissant, puis de l'application d'une charge $Cr = 10N.m$ à l'instant $1s$.

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

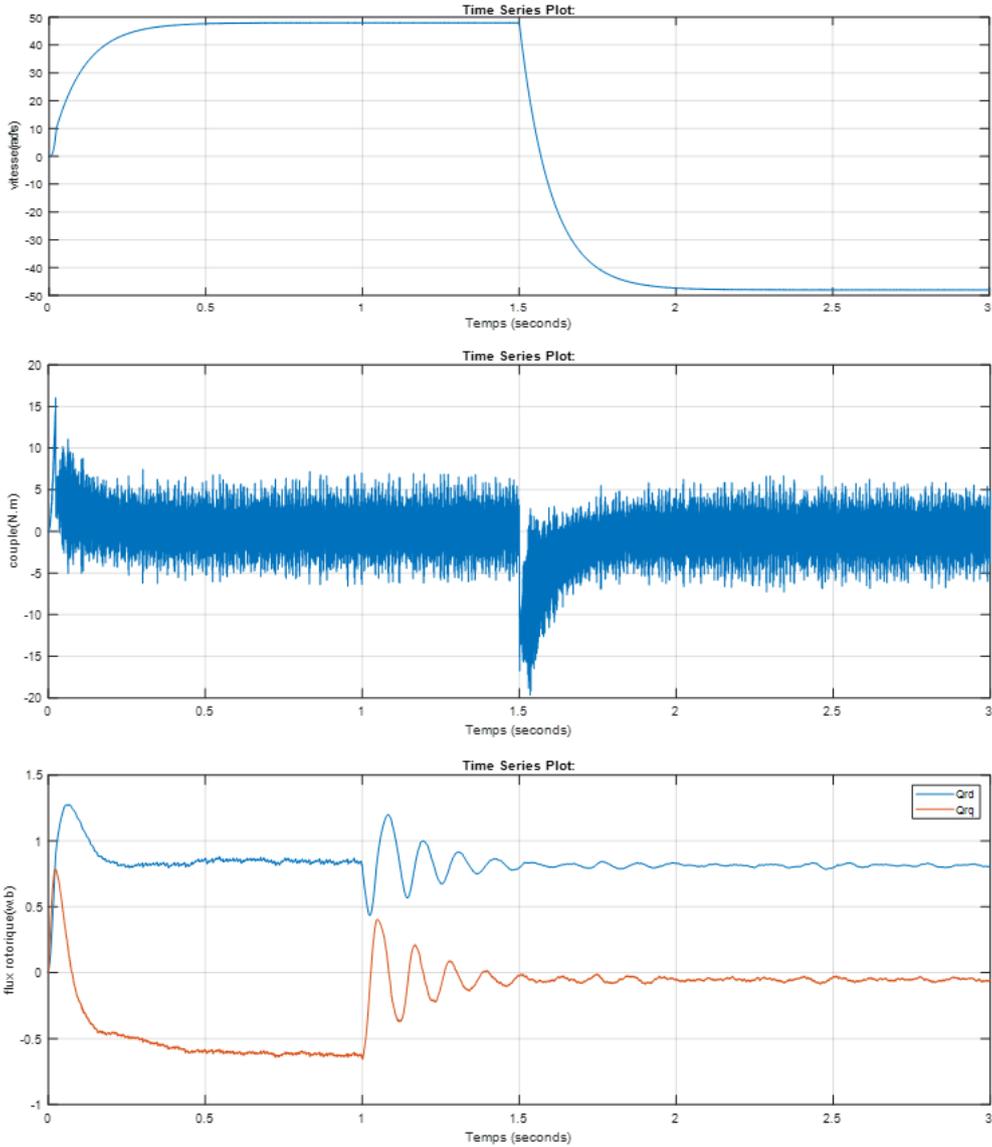


FIGURE 4.12 – Commande cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant, avec de l’inversion du sens de rotation à l’instant 1.5s.

$S(x)$	N	Z	P
U_n	N	Z	P

TABLE 4.2 – Base de règle du contrôleur flou.

4.3.7 Conclusion

La commande en mode glissant possède importants et multiples avantages comme : la simplicité, la stabilité, la précision et la robustesse. . .etc. Cette technique de commande est particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient important de cette commande étant le phénomène de réticence (effet Chattering) qui est caractérisé par des fluctuations du couple. Ce phénomène engendre des bruits et des forces indésirables de torsion sur l'arbre de la machine. Pour limiter ce problème, on fait appliquer à une autre commande hybride qui regroupe la commande flou et la commande par mode glissant, cette technique sera appelée dans la troisième partie de ce chapitre.

4.4 Commande par mode glissant flou de la MAS

l'une des commandes robustes les plus connues est la commande par mode glissant flou. Cette dernière se base à la combinaison les deux techniques : logique floue et mode glissant. Le but principal de ce combinaison est l'exploitation des avantages des deux techniques simultanément. De plus, la limitation des inconvénients de régulation classiques.

4.4.1 Contrôleur par mode glissant flou (FSMC)

La stratégie de contrôle a été expliqué par la loi de commande en mode glissant suivant la description dans les paragraphes précédents :

« Si l'erreur est négative, la sortie du système est poussée vers la direction positive » [25].

Donc, pour un contrôleur flou, on peut remplacé le terme $\left[K.F_{sat} \left(\frac{S}{\varphi} \right) \right]$. Ce contrôleur a comme une entrée $S(x)$ et une sortie U_n . La base de règles de ce contrôleur sert à établir une relation entre $S(x)$ et U_n par la forme suivante :

1. R_1 : si S est N Alors U_n est N .
2. R_2 : si S est Z Alors U_n est Z .
3. R_3 : si S est P Alors U_n est P .

on désigne par N : Négative, Z : Zéro et P : Positive. Le tableau suivant représente la base de règle du contrôleur flou :

Les fonctions d'appartenance de $S(x)$ comme entrée et U_n comme sortie, voir la Figure 4.13 suivante : Pour cette commande FSMC, il est suffisant de remplacer la fonction

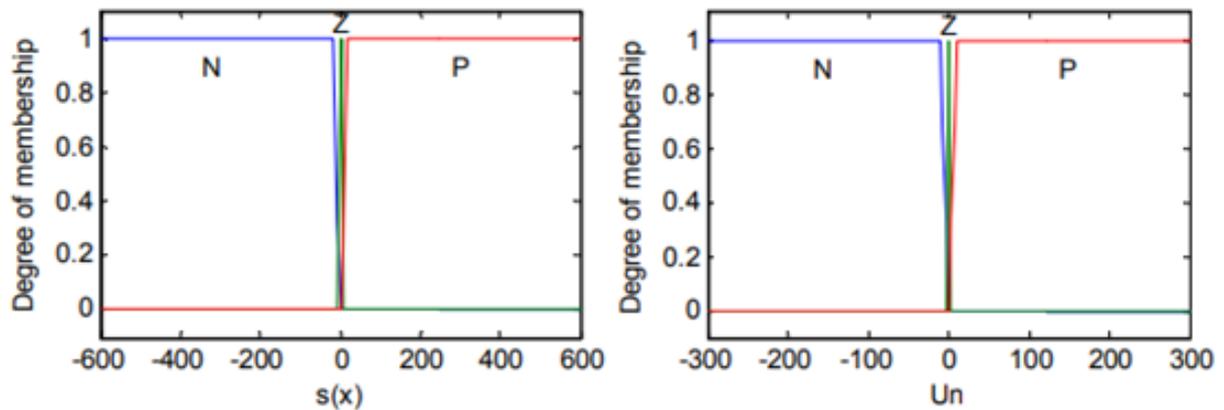


FIGURE 4.13 – Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie Un .

$Sign(x)$ par un contrôleur flou.

Résultats de simulation

la Figure 4.14 représente le développement des caractéristiques de la MAS avec un régulation cascade de la vitesse par mode glissant flou, puis de l'application d'une charge $C_r = 10N.m$ à l'instant $1s$, Les performances MAS sont illustrées par la Figure 4.15, à une inversion de vitesse de 156 à $156rad/s$ à $t = 1.5s$.

4.4.2 Tests de robustesse

Afin de vérifier la robustesse de la commande proposée, on a effectué les mêmes tests (l'augmentation de la résistance rotorique R_r ainsi, le moment d'inertie J de 100% par rapport à leurs valeurs nominales). Pour consulter les résultats de simulation, visitez à les Figures 4.16 et 4.17.

4.4.3 Interprétations des résultats

La robustesse de la commande par mode glissant flou a été prouvée par les résultats précédentes, par ce que la MAS a manifesté un comportement stable dans la présence d'une variation paramétrique de 100% et les perturbations externes.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la logique floue et le mode glissant ainsi que leur application pour la régulation de la vitesse de la MAS. En suite, nous avons présent la commande par mode glissant flou. L'objectif est de combiner

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

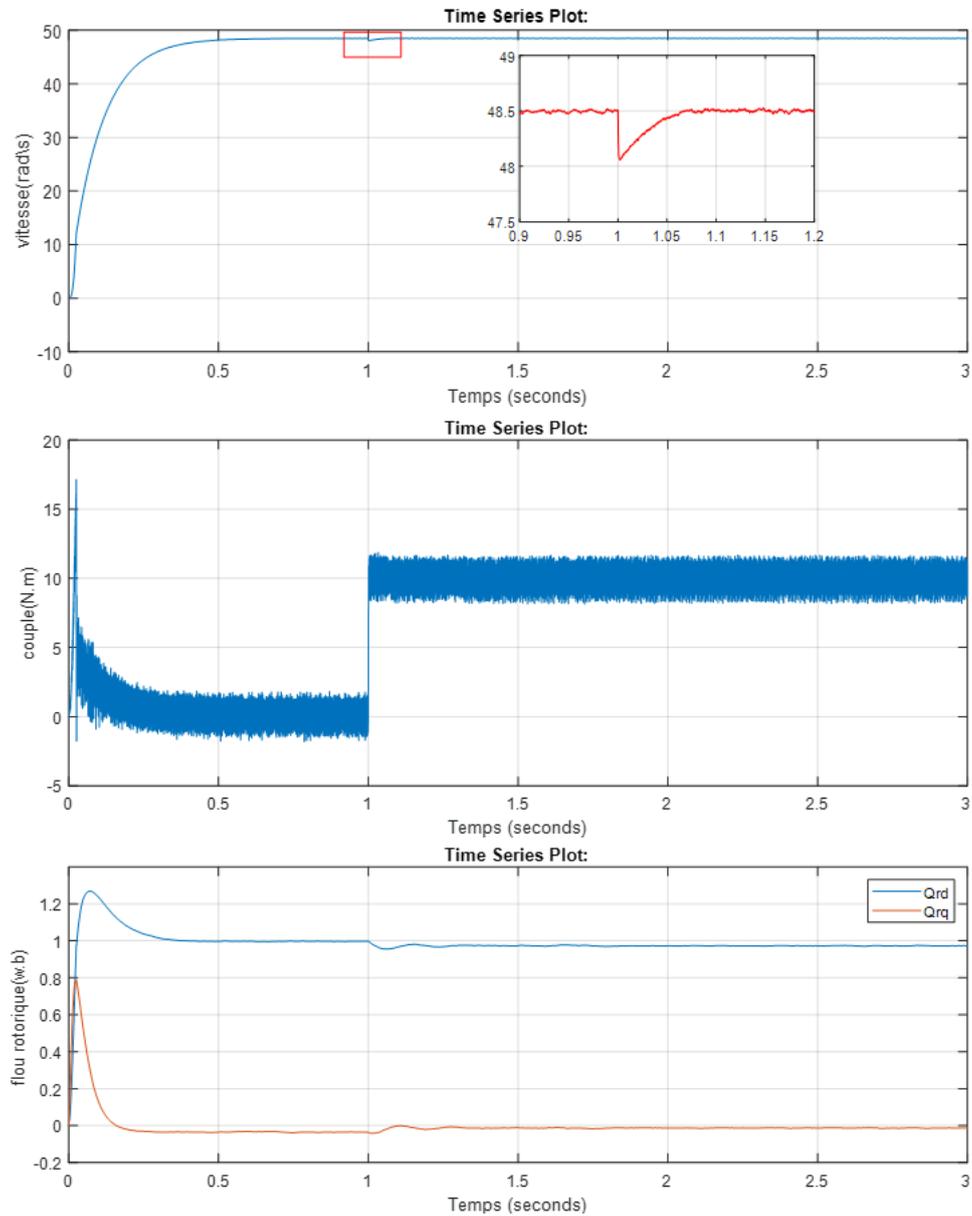


FIGURE 4.14 – Régulation en cascade de la vitesse par FSMC, suivi par une charge $C_r = 10N.m$ à l'instant 1s.

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

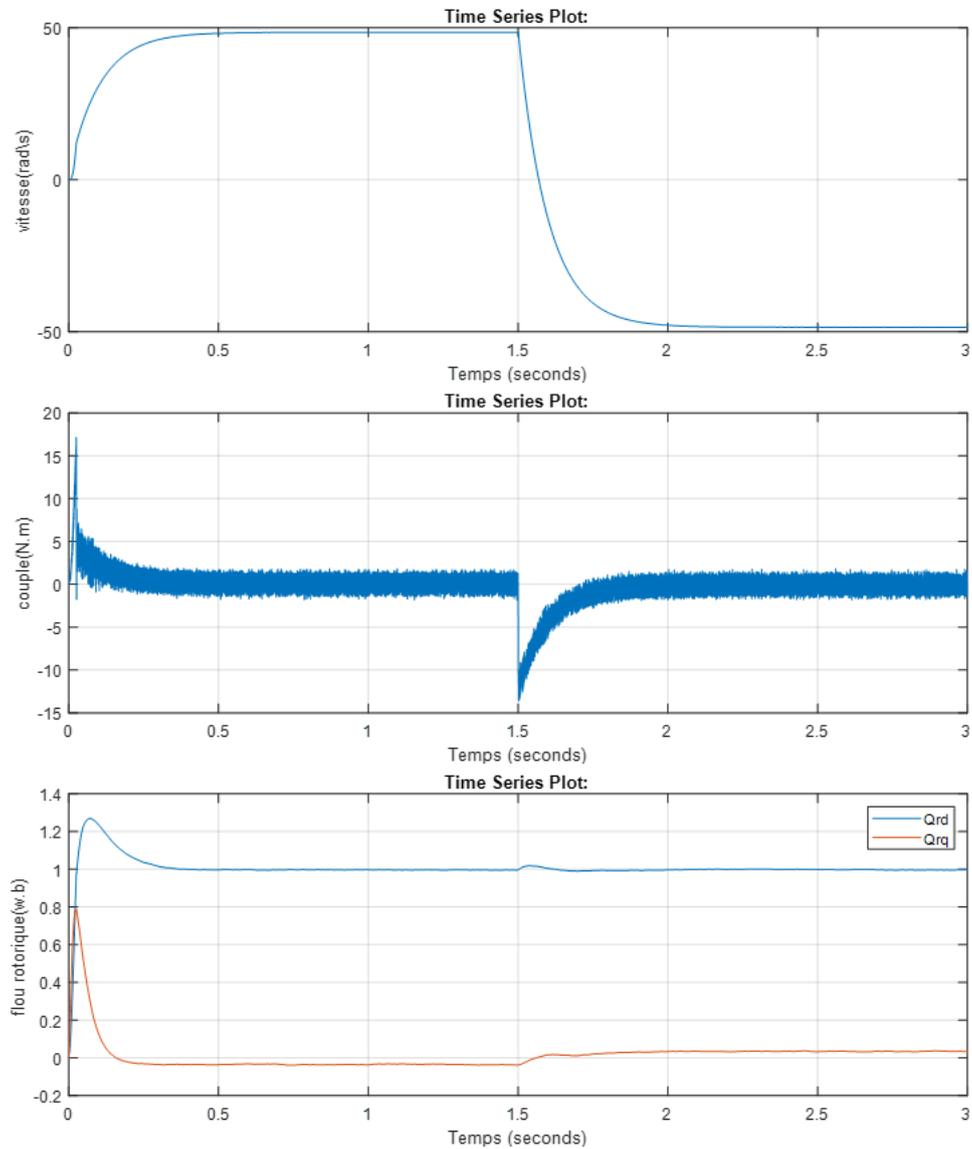


FIGURE 4.15 – Régulation en cascade de la vitesse par FSMC, suivi par l'inversion du sens de rotation au temps 1.5s.

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

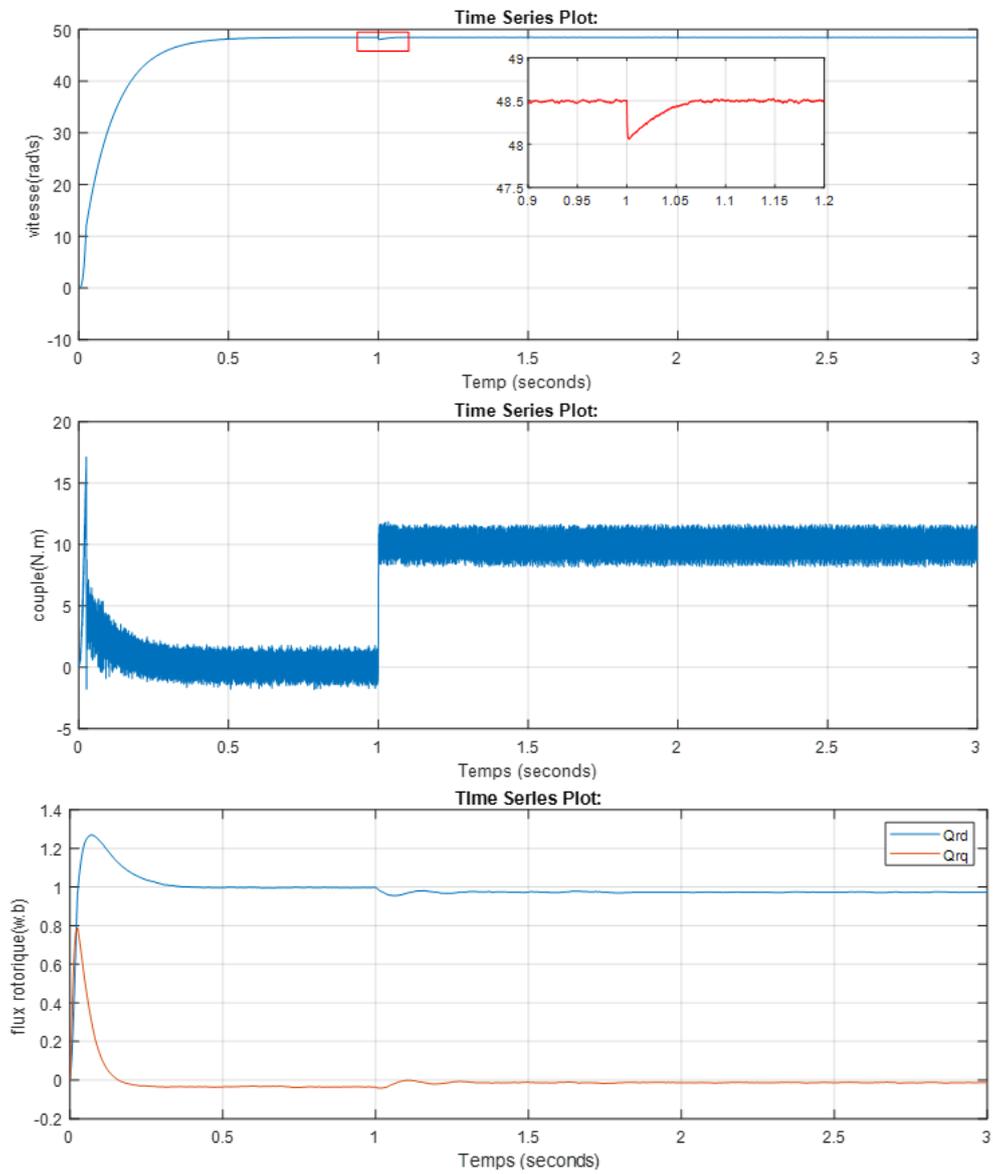


FIGURE 4.16 – Performance MAS suivant la variation de la résistance rotorique d’inertie ($R = 2Rn$).

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

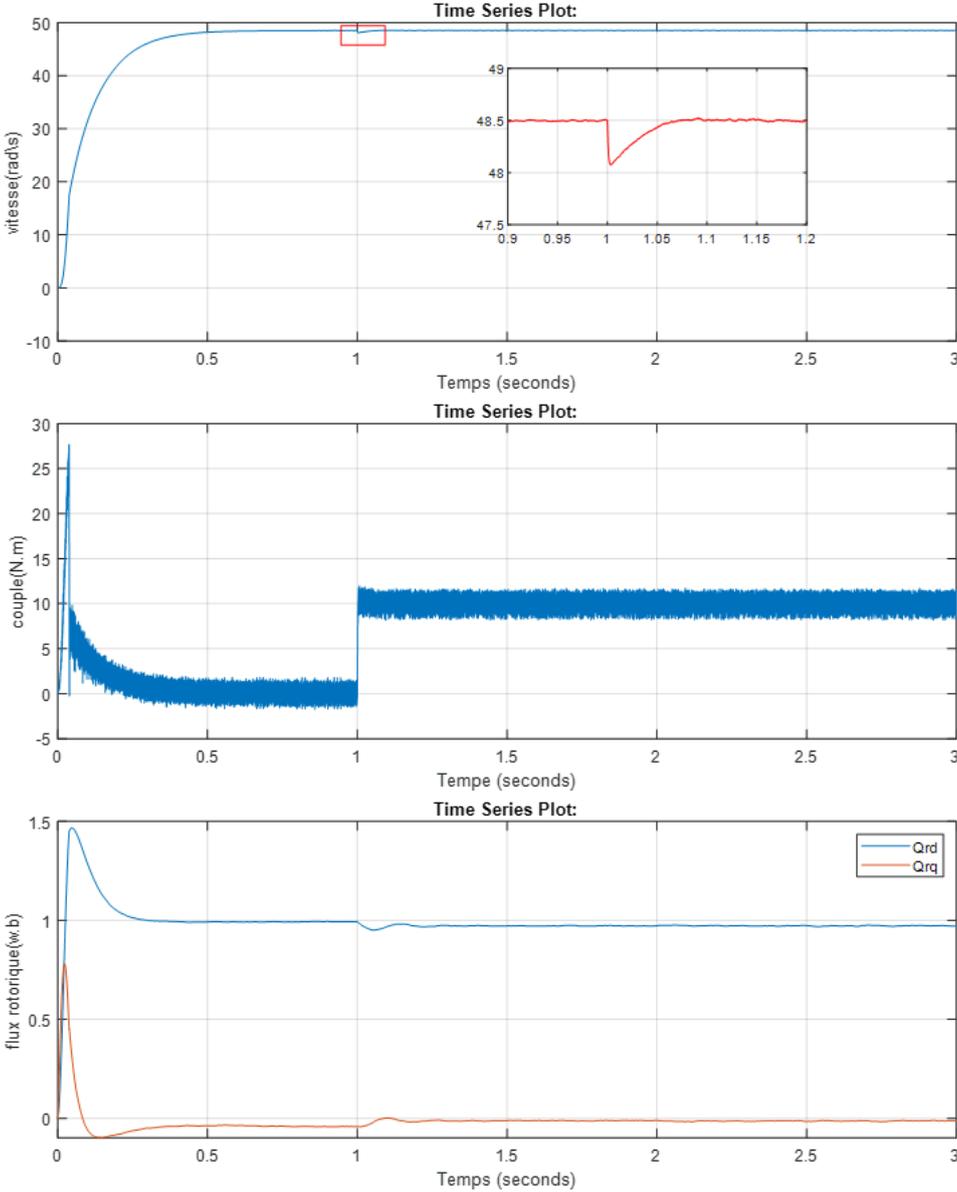


FIGURE 4.17 – Performance MAS suivant la variation du moment d’inertie ($J = 2J$).

4. Réglage par mode glissant flou de la vitesse

les avantages des deux techniques et d'exploiter la rapidité et la robustesse du mode glissant durant le régime transitoire, de plus, la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

L'application de cette commande sur la MAS nous a permis d'avoir les avantages des deux techniques tout en s'affranchissant le phénomène de Chattering.

Conclusion générale

Le travail de ce mémoire présenté la commande de la vitesse d'une machine asynchrone par les techniques : la logique floue et le mode glissant.

Le premier chapitre fournit la modélisation de la machine asynchrone qui est une étape indispensable pour commander notre machine. Nous avons donné tout d'abord un aperçu sur la construction d'une machine asynchrone, en suite les différents types existent, ainsi que leurs principe de fonctionnement et leurs avantages et inconvénients. Afin de réduire la complexité de la modélisation et simplifier l'étude, on a passé d'un système triphasé (abc) à un système biphasé (dq) en appliquant la transformée de Park.

Dans le deuxième chapitre on a procédé à l'alimentation de notre moteur via l'ensemble : réseau-filtre-onduleur. Chaque partie de cet ensemble sera l'objet d'une modélisation. Afin de varier la vitesse et de moduler la qualité de la tension d'alimentation, nous avons choisi la technique MLI sinus triangle pour la commande de l'onduleur.

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué le régulateur classique PI pour commander vectoriellement la machine asynchrone, dont on a donné un rappel théorique de cette stratégie de commande, en suite on a appliqué cette technique sur notre machine alimentée à travers l'ensemble réseau-filtre RLC-onduleur. Ce chapitre a été terminé par des résultats de simulation et des tests de robustesse pour la validation de la technique de commande proposée.

Dans le quatrième chapitre nous avons présenté les concepts de base de la logique floue et du mode glissant ainsi que leurs applications pour la régulation de la vitesse de la MAS. Des résultats de simulation ont été obtenus et qui montrent l'efficacité des commandes proposées.

Pour obtenir des résultats plus performants, on a utilisé une commande qui fusionne entre la commande floue et la commande en mode glissant. Le but de cette commande hybride est de bénéficier les avantages de les deux techniques : la logique floue et le mode glissant, en exploitant la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

Annexe

Bibliographie

- [1] A. RIGUET, Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par analyse spectrale des courants (I_d, I_q) de Park. Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2018.
- [2] G. DIDIER, Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [3] K. AZZOUZI, Modélisation d'un moteur asynchrone pour le suivi de la sévérité des défauts rotoriques par l'approche de la fonction d'enroulement. Mémoire de magister, université Mohamed Boudiaf, Oran, 2011.
- [4] O. ONDEL, Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2006.
- [5] H. BOUKHALIFA ; R. SID, Commande direct du couple d'un moteur asynchrone. Thèse de master en machines électrique et électronique de puissance, l'université Kasdi Merbah, Ouargla, 2015.
- [6] G. SEGUIER, Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. Technique et Documentation Lavoisier , Paris, 1984.
- [7] G. SEGUIER, Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 1989.
- [8] Y. MEBREK, Contribution à l'étude et à la modélisation des éléments d'un système photovoltaïque. Thèse de magister en physique, université Abou-Bekr Belkaid, Tlemcen, 2011.
- [9] J. GHOUILI, Commande Sans Capteurs D'une Machine Asynchrone avec Estimation de la Vitesse par Réseaux de Neurones. These de doctorat, Université du QUEBEC , 2005.
- [10] E. MERABET ; A. BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator. Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, 2005.
- [11] G. GRELLET ; G. CLERC, Actionneurs Electriques, Principe –Modèles –Commande, collection Electrotechnique, éditions Eyrolles, Paris,1997.

- [12] . BUSHE, Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink. Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 2001.
- [13] R. SADOUNI, Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone à Double Etoile. Mémoire de magister, Université djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010.
- [14] M.C. MADAOU, Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée. mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [15] Y. ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté. mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [16] A. RAHAL ; M. FEDJIRI, Contrôle directe du couple de la machine asynchrone . PFE, Université M'sila, Algérie, 2004.
- [17] K. NABTI, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue. mémoire de magister de l'université Mentouri de Constantine, Algérie, Juillet 2006.
- [18] S. CHEKROUN, Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée. mémoire de magister, école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, Octobre 2009.
- [19] A. HUSSAIN, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants. Thèse de Doctorat, Université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [20] A.E. HATTAB, Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV. mémoire de magister, école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.
- [21] B. AMGHAR ; A. HEDID, Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique. mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2007.
- [22] A. BOUKHELKHAL ; A.A. HACHEMI, Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule. mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2006.
- [23] V.I. UTKIN ; J. GULDNER et J. SHI, Sliding mode control in electro-mechanical systems. CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.
- [24] W. PERRUQUETTI ; J.P. BARBOT, Sliding mode control in engineering. Marcel Dekker, Inc, New York, 2002.

- [25] A. GAID ; N.HAOUARI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone. Mémoire d'ingénieur, Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [26] Y. ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté. mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, juin 2009.