

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
Université de Ghardaïa

N° d'enregistrement
/...../...../...../...../.....



كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
قسم الآلية والكهروميكانيك
Département d'automatique et d'électromécanique

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

Master

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Automatique et électromécanique
Spécialité : Energies renouvelables en électrotechnique

Thème

**Commande d'une Machine Asynchrone avec prise
en compte de la saturation magnétique**

Présenté par :

ADJILA Khaled

BEN BABBA Soufiane

Soutenue publiquement le 10/6/2025

Devant le jury composé de :

M. SELLAH Mourad	MCB	Univ. Ghardaïa	Président
M. DJELLOULI Tahar	MCB	Univ. Ghardaïa	Encadreur
M. LAAMAYAD Tahar	MCB	Univ. Ghardaïa	Examineur
M. ALLALI Mohamed	MAA	Univ. Ghardaïa	Examineur

Année universitaire 2024/2025

ملخص

تُعدّ الآلة غير المتزامنة أكثر الآلات الكهربائية استخدامًا في التطبيقات الصناعية، لما تتميز به من بساطة في التصميم، صلابة ميكانيكية، تكلفة منخفضة وسهولة في الصيانة. ومع ذلك، فإن سلوكها الديناميكي المعقد يطرح تحديات كبيرة على مستوى النمذجة والتحكم، خصوصًا بسبب الظواهر الكهرومغناطيسية غير الخطية مثل التشبع المغناطيسي، والتي غالبًا ما تُهمل في النماذج التقليدية. في هذا العمل، تم أولاً اعتماد نموذج خطي تقليدي للآلة في النظام ثلاثي الطور وبعده ثنائي الثابت، ثم جرى تطوير نموذج غير خطي يأخذ بعين الاعتبار تأثير التشبع من خلال جعل الذاتية التشاركية متغيرة مع التحريض المغناطيسي. وقد أظهرت نتائج المحاكاة، سواء في الحالة المستقرة أو الديناميكية، أن النماذج الخطية محدودة في التمثيل الحقيقي للآلة في ظروف التشغيل المتغيرة.

لاحقًا، تم تطبيق استراتيجية التحكم الشعاعي للتدفق الموجه (FOC) على كلا النموذجين، وقد أظهرت النتائج أن إدراج تأثير التشبع المغناطيسي يسهم بشكل واضح في تحسين دقة التحكم وإستقرارية الأداء، ويُقلل من أخطاء التتبع للمقادير المرجعية. علاوة على ذلك، تم اعتماد تقنية تحكم بدون ملقط ميكانيكي للسرعة، حيث استُخدم مرشح كالمان الممتد (EKF) لتقدير السرعة الميكانيكية بشكل أن اعتمادًا على الإشارات الكهربائية من تيارات وتوترات مغذية للآلة. وقد أظهرت نتائج المحاكاة فعالية هذا التقدير، مما يُعزز من موثوقية النظام ويُقلل من تكلفة العتاد. خلصت هذه الدراسة إلى أهمية إدخال ظاهرة التشبع المغناطيسي في التحكم لتطوير الإستراتيجية الأكثر كفاءة وموثوقية. كما أن استخدام تقنية تقدير السرعة بمرشح كالمان KALMAN يفتح المجال أمام حلول تحكم متقدمة بدون ملقط لما لهذا الأخير من سلبات ومشاكل الصيانة.

كلمات مفتاحية: الآلة غير المتزامنة، النمذجة والتحكم، التشبع المغناطيسي، استراتيجية التحكم الشعاعي، مرشح كالمان الممتد (EKF)

Abstract

The induction machine is one of the most widely used electrical machines in industrial applications due to its simple design, mechanical robustness, low cost, and ease of maintenance. However, its complex dynamic behavior poses significant modeling and control challenges, particularly due to nonlinear electromagnetic phenomena such as magnetic saturation, which is often neglected in conventional models.

In this work, a conventional linear model of the machine in a three-phase abc and then two-phase dq system was adopted. A nonlinear saturated model was then developed, taking into account the effect of magnetic saturation by varying the mutual inductance with the magnetic induction. Simulation results, both in steady-state and dynamic conditions, demonstrated that linear models are limited in accurately representing the machine under varying operating conditions. Subsequently, a Field-oriented control (FOC) strategy was applied to both models, and the results demonstrated that integrating the magnetic saturation effect significantly improves control accuracy and performance stability, while reducing following errors for reference variables.

In addition, a mechanical speed sensorless control technique was adopted, using an extended Kalman filter (EKF) to simultaneously estimate mechanical speed from electrical signals from the machine's supply currents and voltages.

The simulation results demonstrated the effectiveness of this estimation, improving system reliability and reducing hardware costs.

This study concluded that it is important to integrate the magnetic saturation phenomenon into control to develop a more efficient and reliable strategy. The use of the FKE speed estimation technique also paves the way for advanced sensorless control solutions, given the drawbacks and maintenance issues associated with this mechanical sensor.

Keywords: Induction machine; modeling and control; Field-oriented control strategy; FOC; extended Kalman filter; EKF

Résumé

La machine asynchrone est l'une des machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles, en raison de sa conception simple, de sa robustesse mécanique, de son faible coût et de sa facilité de maintenance. Cependant, son comportement dynamique complexe pose d'importants défis de modélisation et de contrôle, notamment en raison de phénomènes électromagnétiques non linéaires tels que la saturation magnétique qui est souvent négligée dans les modèles conventionnels.

Dans ce travail, un modèle linéaire conventionnel de la machine dans un système triphasé abc puis biphasé en dq tout d'abord a été adopté. Un modèle non linéaire dit saturé a ensuite été développé, prenant en compte l'effet de la saturation magnétique en rendant l'inductance mutuelle variable avec l'induction magnétique. Les résultats de simulation, tant en régime permanent qu'en régime dynamique, ont démontré que les modèles linéaires sont limités pour représenter fidèlement la machine dans des conditions de fonctionnement variables.

Par la suite, une stratégie de contrôle à flux orienté (FOC) a été appliquée aux deux modèles, et les résultats ont démontré que l'intégration de l'effet de saturation magnétique améliore significativement la précision du contrôle et la stabilité des performances, tout en réduisant les erreurs de poursuite pour les grandeurs de référence.

De plus, une technique de contrôle sans capteur mécanique de vitesse a été adoptée, en utilisant un filtre de Kalman étendu (EKF) pour estimer simultanément la vitesse mécanique à partir des signaux électriques provenant des courants et des tensions d'alimentation de la machine.

Les résultats de simulation obtenus ont démontré l'efficacité de cette estimation, améliorant la fiabilité du système et réduisant les coûts matériels.

Cette étude a conclu à l'importance d'intégrer le phénomène de saturation magnétique dans le contrôle afin de développer une stratégie plus efficace et plus fiable. L'utilisation de la technique d'estimation de la vitesse par le FKE ouvre également la voie à des solutions de contrôle avancées sans capteur, compte tenu des inconvénients et des problèmes de maintenance associés à ce capteur mécanique.

Mots clés: Machine asynchrone; modélisation et de contrôle; stratégie de contrôle à flux orienté; FOC; filtre de Kalman étendu; EKF

REMERCIEMENTS

Nous remercions tout d'abord Allah, le Tout-Puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a accordées tout au long de ces années d'études.

Nous exprimons ensuite nos sincères remerciements à notre encadreur : M. **DJELLOULI Tahar**, pour avoir proposé et dirigé ce travail avec compétence et dévouement.

Nous remercions également les membres du jury : M. **SELLAH Mourad** comme étant président et les examinateurs M. **LAAMAYAD Tahar** et M. **ALLALI Mohamed** d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Enfin, nous adressons nos vifs remerciements à toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin à mener bien ce projet.

Table des matières

Résumé.....	3
REMERCIEMENTS.....	4
Liste des figures.....	7
Liste des Tableaux.....	9
Symboles et Abréviations	0
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	4
I. 1 Introduction.....	5
I. 2 Constitution et principe de fonctionnement de la MAS.....	5
I. 3 Schéma équivalent de la MAS	7
I. 4 Domaine d'applications.....	8
I. 5 Modèle de la machine asynchrone	8
I. 5. 1 Modèle linéaire simplifié a b c.....	8
I. 5. 2 Modèle diphasé équivalent en dq.....	11
I. 6 Modèle saturé de la machine asynchrone.....	15
I. 6. 1 Les équations magnétiques	16
I. 6. 2 Les équations Électriques	18
I. 6. 3 Couple électromagnétique	19
I. 7 Validation et interprétation des résultats des modèles.....	19
I. 7. 1 Validation du modèle linéaire	19
I. 7. 2 Validation du modèle saturé.....	21
I. 7. 3 Simulation des deux modèles.....	22
I. 8 Conclusion.....	25
Chapitre II : Commande vectorielle d'une machine asynchrone.....	27
II. 1 Introduction.....	28
II. 2 . Principe de la commande vectorielle	29
II. 3 Principe de l'orientation du flux rotorique.....	30
II. 4 Découplage entrée / sortie	33
II. 5 Structure d'une commande vectorielle indirecte.....	34
II. 6 Modélisation de l'alimentation.....	35
II. 6. 1 Modélisation redresseuse	35
II. 6. 2 Modélisation du filtre.....	37
II. 6. 3 Modélisation l'onduleur.....	38

Table des matières

II. 7 . La régulation	42
II. 7. 1 Régulation des courants	42
II. 7. 2 Synthèse des différents régulateurs.....	44
II. 7. 3 Régulateurs PI de courant	44
II. 7. 4 Régulateur PI de vitesse	45
II. 8 Application numérique	46
II. 9 Validation de la commande du modèle linéaire	46
II. 10 Validation de la commande du modèle saturé	48
II. 11 Validation de la commande sur les deux modèles linéaire-saturé	49
II. 12 Conclusion.....	51
Chapitre III : Commande vectorielle sans capteur de vitesse	52
III. 1 Introduction	53
III. 2 Filtre de KALMAN étendu FKE:	53
III. 2. 1 Modèle d'état étendu de la MAS	54
III. 2. 2 Discrétisation du modèle du système :.....	54
III. 2. 3 Matrices de covariances des bruits et d'état	56
III. 2. 4 Implantation de l'algorithme du FKE discret	56
III. 3 Commande vectorielle sans capteur	59
III. 4 Validation de la FOC sans capteur par FKE.....	59
III. 5 Conclusion.....	62
Conclusion Générale	63
Bibliographies	65

Liste des figures

Figure I.1: Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.[1]	6
Figure I.2: partie fixe (stator).....	6
Figure I.3: partie mobile (rotor).[2]	7
Figure I.4: circuit équivalent d'une seule phase de MAS	7
Figure I.5: Représentation symbolique de la machine asynchrone triphasée	9
Figure I.6: Transformation de Park : (a, b, c) en (d, q)	12
Figure I.7: Schéma équivalent de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant.....	14
Figure I.8: Schéma équivalent de la machine asynchrone dans un repère lié au stator	14
Figure I.9: position du flux et courant magnétisants par rapport à l'axe d pour une machine asynchrone[1].....	16
Figure I.10: Modèle linéaire dans Matlab.....	20
Figure I.11: Résultats de simulation de modèle linéaire lors du démarrage à vide puis application une charge a l'instant $t=0.5s$	20
Figure I.12: Modèle saturé dans Matlab	21
Figure I.13: Résultats de simulation de modèle saturé lors du démarrage à vide puis application une charge a l'instant $t=0.5s$	22
Figure I.14: Modèle comparaison entre les deux modèles dans Matlab.....	22
Figure I.15: Résultats de simulations des modèles lors du démarrage à vide.....	24
Figure I.16: Résultats de simulation des deux modèles lors du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge a l'instant $t=0.5s$	25
Figure II.1: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct	31
Figure II.2: Principe de la commande vectorielle.	31
Figure II.3: Influence des courants sur le flux et le couple [1]	32
Figure II.4: Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone	35
Figure II.5: Redresseur triphasé à diodes.....	36
Figure II.6: Représentation de la tension de sortie du redresseur	37
Figure II.7: représentation du filtre LC.....	37
Figure II.8: représentation de tension filtrée.....	38
Figure II.9: Structure générale de l'onduleur deux niveaux	39
Figure II.10: Onduleur deux niveaux simplifié.....	40
Figure II.11: Principe de la MLI sinusoïdale triangulaire.....	41
Figure II.12: tension de sortie de l'onduleur	42
Figure II.13: termes de couplages dans les équations statoriques	43
Figure II.14: Compensation des termes de couplage	43
Figure II.15: Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique.....	44
Figure II.16: Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI.....	45
Figure II.17: Résultats de simulation de la FOC en modèle linéaire	47
Figure II.18: Résultats de simulation de la FOC du modèle saturé	49
Figure II.19: Résultats de simulation de la FOC sur les deux modèles linéaire-saturé	50
Figure III.1: Structure du filtre de Kalman étendu.	57
Figure III.2: Représentation de l'algorithme du filtre de Kalman.	58

Liste des figures

Figure III.3: schéma bloc de la FOC sans capteur de vitesse par FKE (estimation des flux rotoriques)	59
Figure III.4:FOC sans capteur mécanique par FKE (estimant les flux rotoriques) appliquée de la MAS linéaire	61
Figure III.5: FOC sans capteur mécanique par FKE (estimant les flux rotoriques) appliquée de la MAS saturée.....	62

Liste des Tableaux

Tableau II-1: Grandeurs exprimées dans le référentiel considéré [2]	29
Tableau II-2: Valeurs des paramètres des différents régulateurs.....	46

Symboles et Abréviations

MAS: **M**achine **A**synchrone

FOC: **F**ield **O**riented **C**ontrol (Commande à flux orienté)

IP : Régulateur **I**ntégral et **P**roportionnel

MLI : **M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion

PWM : **P**ulse **W**idth **M**odulation

EKF : **F**iltre de **K**alman **E**tendu

L_{ss} : Inductance propre d'une phase statorique

L_{rr} : Inductance propre d'une phase rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique

$M = L_m$: valeur maximale de M_{sr}

θ : Angle électrique entre les axes des enroulements statoriques et rotoriques.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

La **machine asynchrone** (MAS), également connue sous le nom de la machine à induction (**Induction machine** en anglais), est parmi les machines électriques les plus utilisées dans le domaine industriel. Elle offre des avantages nombreux : une construction simple, une grande robustesse mécanique, un faible coût, une maintenance aisée, ainsi qu'un comportement globalement satisfaisant dans la majorité des conditions de fonctionnement.

Cependant, ces qualités ne signifient pas pour autant que son fonctionnement soit simple. En effet, le comportement de cette machine est régi par des phénomènes électromagnétiques complexes, rendant sa modélisation et son contrôle particulièrement délicats.

La compréhension approfondie des performances de la machine asynchrone, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, est essentielle pour l'analyse du système dans lequel elle est intégrée. En particulier, l'étude du comportement dynamique de la machine permet d'évaluer sa capacité à réagir face aux variations de consignes, de charge ou de tension d'alimentation. Toutefois, les modèles mathématiques classiques, bien qu'utiles, tendent à simplifier la réalité physique en négligeant certains phénomènes non linéaires. Parmi ceux-ci, la saturation magnétique occupe une place importante.[1]

La saturation magnétique est un phénomène incontournable, notamment lorsque la machine fonctionne dans des régimes dynamiques ou lorsqu'un haut degré de précision est requis dans la commande. Ce phénomène modifie les paramètres magnétiques de la machine, tels que les inductances (statorique, rotorique et de magnétisation). Par conséquent, les modèles linéaires deviennent moins fiables, ce qui entraîne des écarts significatifs entre le modèle et le comportement réel de la machine. D'où la nécessité de développer des modèles plus précis qui intègrent ces effets sans toutefois devenir trop complexes pour l'analyse ou la mise en œuvre des lois de commande.

Par ailleurs, la commande de la machine asynchrone demeure un défi technique, principalement en raison de la nécessité de découpler le flux magnétique du couple électromagnétique. À cet effet, la commande vectorielle également connue sous le nom de commande à flux orientée (Field Oriented Control FOC) a représenté une avancée majeure. Elle permet en effet un contrôle indépendant du flux et du couple, d'une manière similaire à celle utilisée dans les machines à courant continu. Toutefois, cette technique repose fortement sur une connaissance précise des paramètres de la machine, et toute erreur dans leur identification, ou toute variation en cours de fonctionnement notamment due à la saturation magnétique peut entraîner une dégradation des performances, dans certains cas remarquable, l'instabilité du système de commande.[2]

C'est dans ce cadre, notre présent travail, dont l'objectif est de développer un modèle plus réaliste de la machine asynchrone prenant en compte la saturation magnétique, et d'exploiter ce modèle dans la mise en œuvre d'une commande plus performante.

Pour ce faire, cette étude s'articule autour de trois axes principaux :

Dans **la première partie**, nous présentons une modélisation détaillée de la machine asynchrone. Nous commençons par un modèle simplifié basé sur la représentation équivalente diphasée dans le repère dq, puis nous introduisons des modifications afin d'intégrer les effets de la saturation

Introduction générale

magnétique à travers de la variation des inductances de magnétisation en fonction du courant. Les modèles ainsi obtenus sont simulés en régimes statique et dynamique, et leurs performances sont comparées afin d'évaluer leur impact.

Dans la **deuxième partie**, nous mettons en œuvre une stratégie de commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique appliquée successivement aux deux modèles, le modèle linéaire classique et le modèle avec prise en compte de la saturation magnétique dit modèle saturé. Cette démarche permet d'évaluer l'influence directe de la modélisation sur la qualité de la commande. L'objectif de l'amélioration proposée est d'accroître la précision du contrôle, en tenant compte des variations réelles des paramètres magnétiques, et de réduire les écarts entre le comportement simulé et le comportement observé en pratique. Enfin, des simulations comparatives sont réalisées entre les deux approches afin d'analyser l'impact de la saturation magnétique sur les performances dynamiques et statiques du système, notamment en termes de précision, de rapidité de réponse et de stabilité.

Enfin, dans une **troisième partie**, nous abordons la commande sans capteur mécanique, dans laquelle nous nous concentrons sur l'utilisation d'un observateur de Kalman étendu (EKF).

Cette approche repose sur un modèle d'état de la machine asynchrone, combiné à un filtrage stochastique permettant d'estimer la vitesse et le flux à partir des mesures de courant et de tension statoriques.

Finalement, notre mémoire se terminera par une conclusion générale qui résume le travail effectué dans sa partie théorique et ses résultats de simulation.

Chapitre I :

MODÉLISATION DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

I. 1 Introduction

L'utilisation des machines électriques à courant alternatif présente de nombreux avantages, notamment l'élimination des inconvénients liés aux machines à courant continu, tels que les coûts élevés de la maintenance, le prix d'achat important et les contraintes d'installation. Elle permet également de conserver des atouts majeurs, comme une large plage de variation de vitesse, une bonne stabilité de fonctionnement et une commande relativement aisée.

Dans le cadre de l'étude d'un système de commande, l'une des étapes essentielles consiste à élaborer un modèle mathématique fiable, capable de représenter fidèlement le comportement réel de la machine. Ce modèle doit être suffisamment précis pour refléter les phénomènes physiques importants, sans pour autant devenir trop complexe, afin de permettre une analyse et une synthèse efficaces des lois de commande.

La machine asynchrone est un système complexe, dans lequel interviennent divers phénomènes physiques comme la saturation magnétique, les courants de Foucault ou encore l'effet pelliculaire. Toutefois, tous ces phénomènes ne seront pas considérés dans cette étude, en raison de la difficulté, voire de l'impossibilité, de leur modélisation mathématique, ainsi que de leur impact souvent négligeable sur le comportement global de la machine dans des conditions normales d'utilisation.

En revanche, la saturation magnétique constitue un phénomène clé, car elle influence directement sur les grandeurs électromagnétiques internes de la machine. En régime nominal, la majorité des machines asynchrones fonctionnent au-delà du point de saturation, rendant la non-linéarité du circuit magnétique difficile à ignorer.[1]

Ainsi, ce chapitre débute par une description générale de la machine asynchrone, avant de présenter un modèle triphasé basé sur certaines hypothèses simplificatrices. La symétrie de la machine permet notamment une transformation vers un modèle biphasé via la transformation de Park. Ce modèle est ensuite enrichi afin d'intégrer les effets de la saturation magnétique. Enfin, les modèles proposés, à savoir le modèle linéaire et le modèle saturé, sont validés à l'aide de simulations visant à évaluer leur pertinence et leur capacité à représenter le comportement dynamique réel de la machine

I. 2 Constitution et principe de fonctionnement de la MAS

La **machine asynchrone** est une machine électrique à courant alternatif est appelé également la machine à induction en **anglo-saxon** (Induction machine en anglais)

Le terme **asynchrone** provient du fait que la vitesse de son rotor n'est pas égale à la vitesse du champs tournant créé par les courants alternatifs qui traversent les enroulements du stator.[2]

La machine asynchrone comporte à deux parts :

- Partie fixe (carcasse) constituer le circuit magnétique et le bobinage de stator.
- Partie mobile (tournante) appelée le rotor.

Et des parties complémentaires lier à les deux parties : flasque palier, lesroulements,ventilateur, capot de ventilateur boit de raccordement.

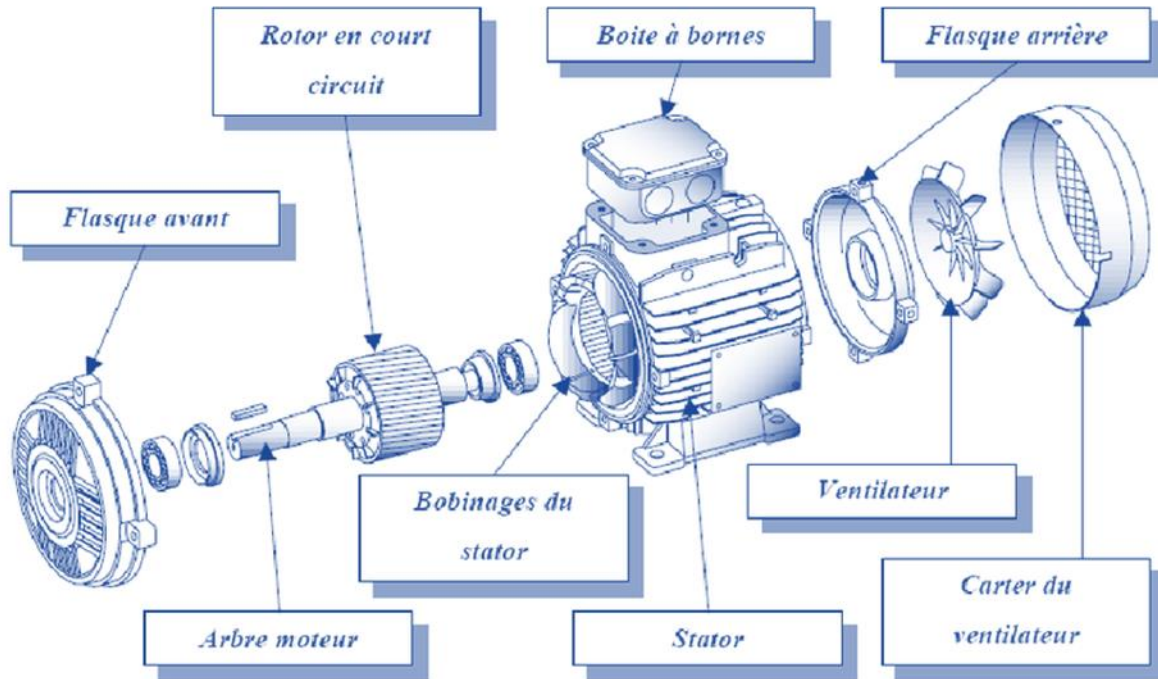


Figure I.1: Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.[1]

- a. **Le stator** : Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone constitué trois enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. Ce qui crée un champ magnétique qui glisse dans l'entrefer de l'appareil. (**Théorème de FERRARIS**)

La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est : $\omega_r = \omega_s - \omega = \omega_s - P\Omega$

ω_s : c'est la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique

P : c'est le nombre de paires de pôles du champ [2]

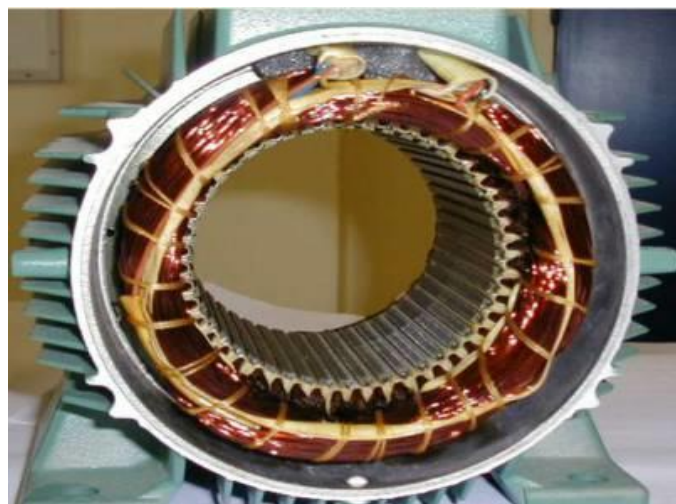


Figure I.2: partie fixe (stator)

- b. Le rotor :** Le **rotor** de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé au même nombre de pôles que celui du stator. Ces trois bobines sont couplées en étoile et court-circuitées sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit : **bobiné** Mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité. On peut alors montrer que ce rotor à **cage** d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné. [3]

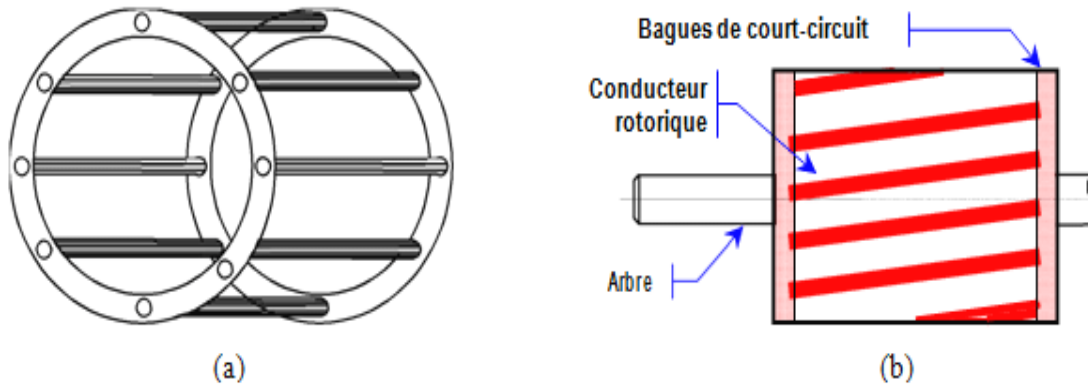


Figure I.3: partie mobile (rotor).[2]

I. 3 Schéma équivalent de la MAS

La structure d'un moteur triphasé à rotor bobiné est comparable à celle d'un transformateur triphasé. Le moteur est constitué de trois enroulements identiques placés sur le stator, et de trois enroulements sur le rotor, soit un par phase.

Grâce à cette symétrie parfaite, il est possible, comme pour le transformateur, d'analyser le fonctionnement du moteur en ne considérant qu'un seul enroulement primaire et un seul enroulement secondaire.

Lorsque le rotor est à l'arrêt, le moteur se comporte exactement comme un transformateur classique. Afin de simplifier les calculs, on suppose que les enroulements du stator sont connectés en étoile. figure [1]

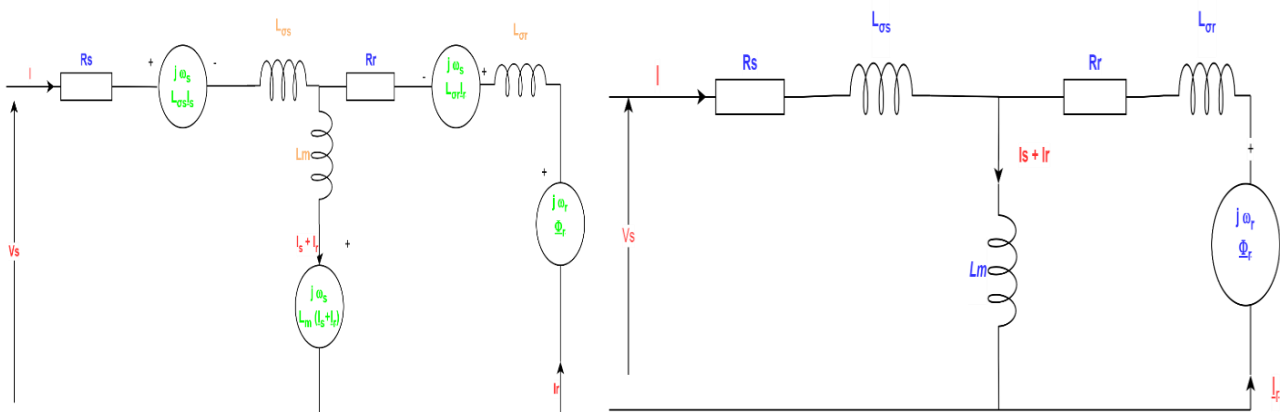


Figure I.4: circuit équivalent d'une seule phase de MAS

I. 4 Domaine d'applications

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes. [1]

I. 5 Modèle de la machine asynchrone

Lorsque nous voulons étudier n'importe quelle d'une commande d'un système, la partie la plus importantes c'est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire etc....

Pour atteindre de bonnes performances dynamiques dans la commande de machine asynchrone, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui représente fidèlement le comportement de la machine non seulement en régimes permanents mais également en régimes transitoires. [1]

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. Cependant, la précision des résultats de simulation est, évidemment, tributaire du modèle employé. Plus ce dernier est fin, plus précis sont les résultats obtenus. [4]

Toutefois, la complexité des machines électriques aboutit rapidement, si on veut tenir compte de tous les phénomènes, à des modèles difficilement exploitables et particulièrement coûteux en temps de calcul. Ainsi, nous avons ciblé, parmi les phénomènes physiques présents : la saturation magnétique. Donc, nous allons étudier les modèles suivants

I. 5. 1 Modèle linéaire simplifié a b c

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la machine asynchrone à cage, dans un repère triphasé a, b, c, Il est nécessaire d'introduire les **hypothèses simplificatrices** classiques suivantes :

- ✓ Le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- ✓ L'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ La répartition des enroulements et l'entrefer lisse conduisent au fait que les inductances propres sont indépendantes de la position du rotor par rapport au stator et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre les axes magnétiques.
- ✓ Les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte
- ✓ L'effet de peau et les effets thermiques sont négligeables.

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator et le rotor sont schématisés par trois axes statoriques et rotoriques a_s , b_s , c_s , et a_r , b_r , c_r . Respectivement Les axes constituent les trois enroulements statoriques et rotoriques.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes, ou par un convertisseur de tension ou de courant à fréquence réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée, soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), soit par une cage conductrice (barres en aluminium) intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s (synchronisme), les enroulements rotoriques deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation : $g\omega_s$

Où g est le glissement donné par $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ [5].

Les figures (I-5) donnent une représentation symbolique de la machine où les enroulements statoriques sont déphasés de $2\pi/3$ dans l'espace. La cage de rotor peut être modélisée aussi par trois enroulements déphasés de $2\pi/3$.

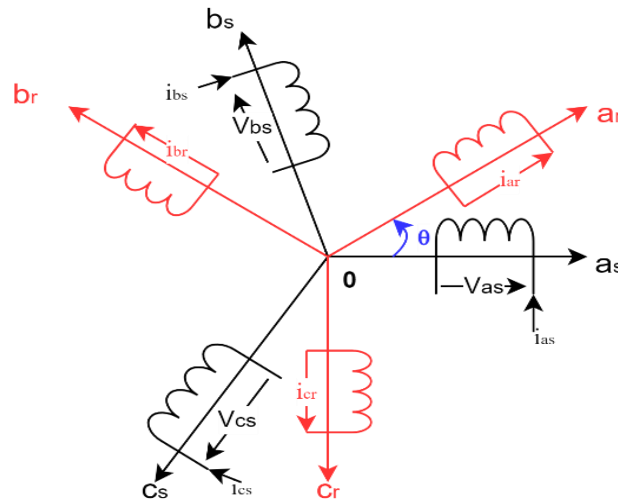


Figure I.5: Représentation symbolique de la machine asynchrone triphasée

Cette représentation simplifiée du rotor ne permet pas d'accéder à la connaissance du courant circulant effectivement dans chaque barre mais conduit à une traduction assez fidèle de l'influence des barres rotoriques sur le comportement de la machine [6]. L'angle θ représente la position du rotor.

Les équations de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée sont données sous forme matricielle, pour cela nous utilisons les vecteurs de variables suivants :

Vecteurs de tensions, de courants et de flux totaux statoriques

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T \quad (I-1)$$

$$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^T \quad (I-2)$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^T \quad (I-3)$$

Vecteurs de tensions, de courants et de flux totaux rotoriques

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T = [0,0,0]^T \quad (I-4)$$

$$[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^T \quad (I-5)$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^T \quad (I-6)$$

a) Les équations magnétiques

Les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques sont donnés par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont des sous matrices d'inductances données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (I-9)$$

Les inductances qui apparaissent dans ces équations dépendent de la position des enroulements sont :

L_{ss} : Inductance propre d'une phase statorique

L_{rr} : Inductance propre d'une phase rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique

$M = L_m$: valeur maximale de M_{sr}

θ : Angle électrique entre les axes des enroulements statoriques et rotoriques.

b) Les équations électriques

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements statoriques et rotoriques en considérant la chute de tension ohmique. En convention "récepteur", ces équations sont mises sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

$[R_s]$ et $[R_r]$ sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques données par:

$$[R_s] = R_s [I_3] [R_r] = R_r [I_3] \quad (I-11)$$

Avec $[I_3]$ est la matrice d'identité d'ordre 3.

En conservant les dérivées temporelles des flux, cette écriture (équation (I-10)) s'accommode à des éventuels non linéarités des circuits électriques et magnétiques. De plus, elle reste valable aussi bien en régime transitoire que permanent.

c) Le Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la co-énergie, [2,3]

$$C_{em} = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] [M_{sr}] \\ [M_{rs}] [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Les sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ contiennent des termes constants

Seules les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle θ ,

La relation (I-12) se simplifie :

$$C_{em} = [I_s] \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right\} [I_r]^t \quad (I-13)$$

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques les grandeurs mécaniques. Ainsi, pour compléter le modèle, nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (I-14)$$

J : le moment d'inertie.

f : le coefficient des frottements visqueux.

C_r : le couple de charge appliqué.

Les relations (I-7), (I-10), (I-13) et (I-14) constituent un modèle électromécanique complet de la machine asynchrone triphasée, conformément aux hypothèses simplificatrices.

On peut constater que le système d'équations n'est pas linéaire et certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park est utilisée pour obtenir une formulation plus simple. Ainsi les enroulements statoriques et rotoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au champ tournant. [1]

I. 5. 2 Modèle diphasé équivalent en dq

D'après la théorie généralisée des machines électriques, un enroulement triphasé, à condition d'égalité des résistances au stator et au rotor, peut être représenté par son modèle diphasé.

Il est donc possible de définir une matrice $[P_1]$, dite de Concordia, permettant le passage des composantes triphasés (a, b, c) aux composantes (α, β) tel que :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [P_1] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ avec } [P_1] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

La machine asynchrone à pôles lisses est par construction équilibrée et symétrique. Si la machine est couplée en étoile sans neutre, la composante homopolaire du courant s'annule. Et lorsque les tensions d'alimentation sont équilibrées (sinusoïdales), il suffit alors de tenir compte uniquement des composantes α et β du système précédent et on se ramène à un système diphasé équivalent. On remarque que cette transformation ne simplifie pas les équations de la machine. En effet, la matrice présente l'avantage d'annuler les coefficients des mutuelles inductances entre deux phases statoriques ou entre deux phases rotoriques.

La transformation de Park, permettant le passage d'un système triphasé fixe à un système diphasé tournant, est définie comme étant le produit des deux matrices précédentes [7] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P_2] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ avec } [P_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

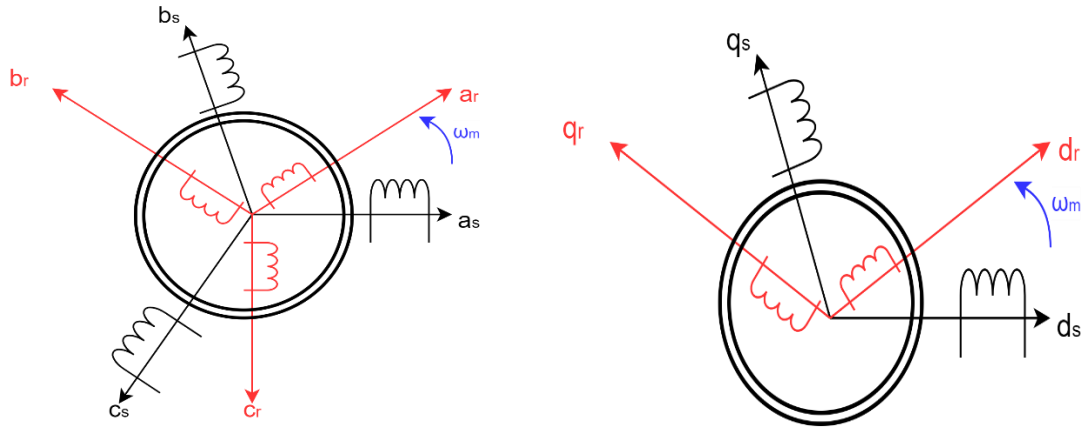


Figure I.6: Transformation de Park : (a, b, c) en (d, q)

La transformation de Park permet de simplifier certaines équations qui dépendent du temps et de l'espace. Les grandeurs variables deviennent des grandeurs constantes et indépendantes de la position rotorique

L'application de la transformée de Park sur les enroulements statoriques et rotoriques conduit en écriture complexe au système suivant :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} + j\omega_a \varphi_s \quad (I-17a)$$

$$\underline{V}_r = R_r \underline{I}_r + \frac{d\varphi_r}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \varphi_r \quad (I-17b)$$

$$\varphi_s = L_s \underline{I}_s + L_m \underline{I}_r \quad (I-17c)$$

$$\varphi_r = L_r \underline{I}_r + L_m \underline{I}_s \quad (I-17d)$$

Où toute grandeur s'écrit $\underline{X} = X_d + jX_q$

$L_s = L_{ss} - M_s$: Inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{rr} - M_r$: Inductance cyclique propre au rotor

$L_m = M$: Inductance mutuelle

ω_a : vitesse angulaire du repère biphase

ω_r : Vitesse angulaire du rotor

L'expression du couple est obtenue en appliquant la transformation de Park à la relation (I-3)

$$C_{em} = P(\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) = \Re \left[P(\underline{\Phi_s} \underline{I_s}^*) \right] \quad (I-18)$$

Les relations (I-18), (I-17) et (I-14) constituent un modèle biphase complet de la machine asynchrone triphasée en régime linéaire

- **Référentiel lié au champ tournant (Park)**

C'est le repère que nous avons utilisé pour simuler le comportement de la machine et pour élaborer les algorithmes de la commande. C'est un repère tournant à la vitesse de champ statorique, dans ce cas, on a :[1]

$$\omega_a = \omega_s = \dot{\theta}_s \text{ et } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (I-19)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\underline{V_s} = R_s \underline{I_s} + \frac{d\underline{\Phi_s}}{dt} + j\omega_s \underline{\Phi_s} \quad (I-20a)$$

$$\underline{V_r} = R_r \underline{I_r} + \frac{d\underline{\Phi_r}}{dt} + j\omega_{sl} \underline{\Phi_r} \quad (I-20b)$$

Avec ω_{sl} vitesse angulaire de glissement.

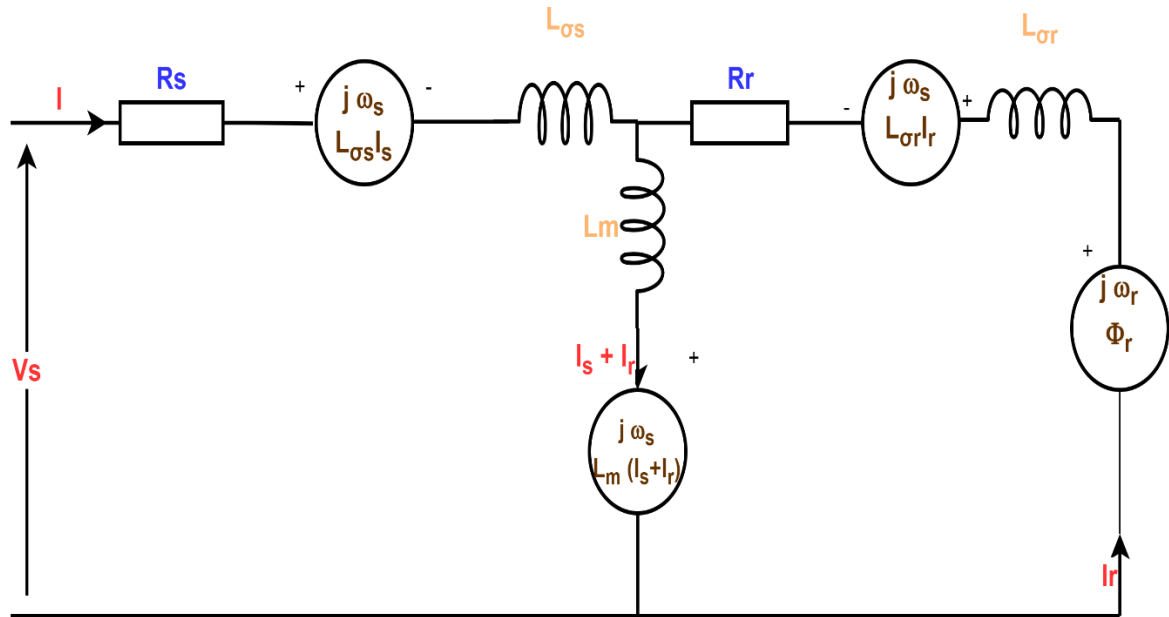


Figure I.7: Schéma équivalent de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant

- **Référentiel lié au stator (Concordia)**

C'est ce repère que nous avons utilisé pour l'estimation des grandeurs électriques et mécaniques de la machine. C'est un repère immobile par rapport au stator

$$\omega_a = 0 \text{ et } \omega_{sl} = -\omega_r \quad (I-21)$$

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (I-22a)$$

$$\underline{V}_r = R_r \underline{I}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega_r \underline{\Phi}_r \quad (I-22b)$$

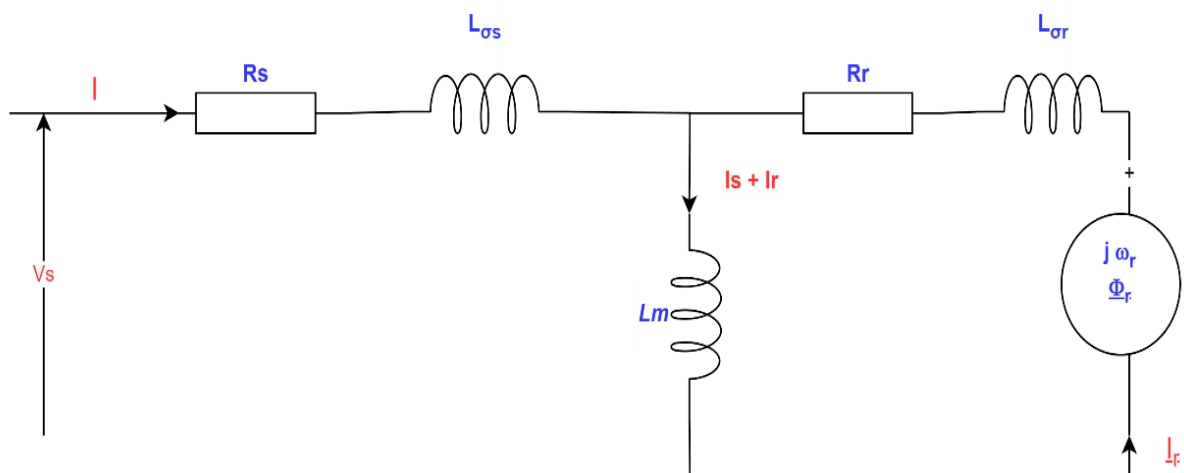


Figure I.8: Schéma équivalent de la machine asynchrone dans un repère lié au stator

I. 6 Modèle saturé de la machine asynchrone

Le modèle simplifié ne prend pas en compte la saturation du circuit magnétique. Mais dans la plupart des cas, la machine fonctionne en régime saturé. Dans ce cas, il est nécessaire de prendre en compte ce phénomène dans le modèle afin d'accroître sa précision.

La saturation des matériaux ferromagnétiques est un phénomène physique complexe et difficile à modéliser. Dans les machines électriques, la saturation apparaît d'abord dans les zones où la section de passage des lignes de champ est la plus faible (comme les dents entre les encoches). Il s'agit donc d'un phénomène local.

Différentes méthodes sont envisageables pour prendre en compte la saturation du circuit magnétique :

- La méthode la plus précise consiste à définir la géométrie exacte de la machine et de calculer le flux magnétisant à partir de l'induction d'entrefer. On résout alors les équations de Maxwell associées aux lois de comportement des matériaux employés en utilisant les méthodes numériques.
- Méthode du réseau de perméances: Elle consiste à découper l'ensemble de la machine en petites portions magnétiques homogènes et d'associer à chaque perméance élémentaire la caractéristique magnétique des matériaux correspondants.
- Méthode globale : la saturation est prise en compte par l'intermédiaire de la courbe de variation de l'inductance magnétisante en fonction du courant associé. C'est cette méthode que nous avons retenue pour sa simplicité et son adaptation à la commande.

La première modélisation complète, en régime transitoire, de la saturation dans les machines à pôles lisses date de 1981 [8]. Avant cette date, les modèles proposés étaient souvent incomplets car ils n'intégraient pas l'effet croisé de la saturation ("en anglais cross saturation") [7]. En se basant sur les idées développées dans [8], plusieurs modèles saturés, valables en régime permanent comme en régime transitoire, ont été proposés par plusieurs auteurs [9,10]. La méthode de base retenue consiste à distribuer les fuites magnétiques de chaque côté de l'entrefer et à faire apparaître un flux magnétisant commun au stator et au rotor dépendant de la saturation.

Dans un premier temps, pour prendre en considération la saturation du circuit magnétique, le flux propre d'un enroulement peut être considéré comme la superposition d'un flux de fuites se refermant dans l'air et d'un flux utile parcourant le circuit magnétique. Pour les flux de fuites (têtes de bobines, encoches statoriques), l'hypothèse de linéarité reste valable pour un fonctionnement normal, dans la mesure où les courants n'atteignent pas des valeurs excessives. Ainsi, les auteurs font généralement comme première hypothèse que les inductances de fuites stator et rotor sont constantes. Ceci implique que seuls les flux mutuels sont sujets à la saturation du circuit magnétique.

Une deuxième étape peut être franchie en introduisant le phénomène de saturation croisée qui se traduit par l'interdépendance des équations électromagnétiques ramenées aux deux axes orthogonaux d et q : dans les pôles de la machine, les flux Φ_d et Φ_q participent tous les deux à la saturation et pas seulement Φ_d , le flux magnétisant d'axe direct dépend du courant magnétisant d'axe q et vice versa [4].

Nous allons élargir notre modèle au phénomène de la saturation en tenant compte de l'effet croisé. Ainsi un système d'équations différentielles pour le régime saturé sera établi. Toutes les hypothèses citées précédemment, hormis la saturation, sont encore valables.

I. 6. 1 Les équations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques peuvent être exprimés en fonction du flux magnétisant

$$\Phi_{ds} = \Phi_{\sigma ds} + \Phi_{dm} = L_{\sigma s} I_{ds} + \Phi_{dm} \quad (I-23a)$$

$$\Phi_{qs} = \Phi_{\sigma qs} + \Phi_{qm} = L_{\sigma s} I_{qs} + \Phi_{qm} \quad (I-23b)$$

$$\Phi_{dr} = \Phi_{\sigma dr} + \Phi_{dm} = L_{\sigma r} I_{dr} + \Phi_{dm} \quad (I-24a)$$

$$\Phi_{qr} = \Phi_{\sigma qr} + \Phi_{qm} = L_{\sigma r} I_{qr} + \Phi_{qm} \quad (I-24b)$$

Les inductances de fuites statoriques et rotoriques $L_{\sigma s}$ et $L_{\sigma r}$ sont considérées comme constantes.

Il ne reste plus qu'à déterminer la manière dont varient les flux, dits magnétisants, en fonction des courants circulants dans les deux axes

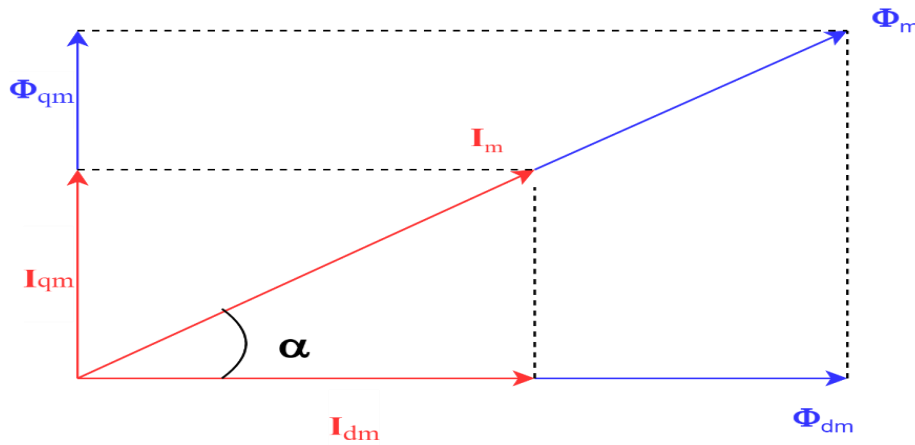


Figure I.9: position du flux et courant magnétisants par rapport à l'axe d pour une machine asynchrone[1]

Le modèle de la machine étant considéré en régime saturé, l'inductance mutuelle n'est plus constante. Et puisque la machine asynchrone à cage est considérée comme une machine à pôles lisses, la détermination de sa caractéristique magnétique ne pose pas de problème car, du fait de la symétrie géométrique de la machine, l'axe du flux magnétisant est colinéaire à l'axe du courant magnétisant, de telle sorte que la courbe d'aimantation est unique et indépendante de la localisation de l'axe du flux dans la machine figure. (I-9). Par contre pour les machines à pôles saillants, à cause de la géométrie du rotor, les axes respectifs du flux et du courant magnétisants ne sont pas colinéaires [11].

Contrairement au régime linéaire, dès que la saturation commence à apparaître dans l'un ou l'autre des axes d et q, les flux magnétisants suivant les deux axes sont interdépendants. Ce phénomène de couplage est appelé effet croisé car il est dû à la saturation alors qu'il n'existe pas par construction. Ce phénomène n'existe donc pas, ou est négligeable, pour les faibles valeurs des courants magnétisants suivant les deux axes. Mais au fur et à mesure que ces courants augmentent, le couplage entre les deux axes prend de l'ampleur et devient incontournable. Ce phénomène peut être expliqué physiquement de la même manière que la réaction magnétique d'induit dans une machine à courant continu. En effet, le circuit magnétique emprunté par les lignes de champs est, pour une

grande partie, le même pour les deux enroulements d et q ; lorsque le courant magnétisant dans l'un des axes est assez élevé, les lignes de champ issues de cet enroulement participent activement à la saturation des parties communes, le flux magnétisant dans l'autre axe sera, par conséquent, diminué.

Nous pouvons alors définir deux nouvelles mutuelles inductances :

$$L_m = \frac{\Phi_m}{I_m} : \text{Inductance mutuelle statique}$$

$$L_{mdy} = \frac{\partial \Phi_m}{\partial I_m} : \text{Inductance mutuelle dynamique}$$

En vertu de ces considérations, la réécriture des équations électriques en fonction des courants revient à exprimer chacun des flux magnétisants en fonction des différents courants :

$$\Phi_m = L_m I_m = (\Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (I-25)$$

Avec :

$$\Phi_{qm} = L_m I_{qm} \quad \Phi_{dm} = L_m I_{dm} \quad (I-26)$$

Comme la mutuelle inductance n'est pas constante mais varie avec le courant magnétisant, il s'en suit :

$$\frac{\partial \Phi_{dm}}{\partial t} = L_m \frac{\partial I_{dm}}{\partial t} + I_{dm} \frac{\partial L_m}{\partial t} \quad (I-27)$$

$$\frac{\partial \Phi_{qm}}{\partial t} = L_m \frac{\partial I_{qm}}{\partial t} + I_{qm} \frac{\partial L_m}{\partial t}$$

Avec:

$$\frac{\partial L_m}{\partial t} = \frac{\partial L_m}{\partial I_m} \frac{\partial I_m}{\partial t} = \frac{\partial (L_m I_m) - L_m \partial I_m}{I_m \partial I_m} \frac{\partial I_m}{\partial t} = \left(\frac{L_{mdy} - L_m}{I_m} \right) \frac{\partial I_m}{\partial t} \quad (I-28)$$

et

$$\frac{\partial I_m}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} (I_{dm}^2 + I_{qm}^2)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial I_{dm}^2}{\partial t} + \frac{\partial I_{qm}^2}{\partial t} \right) \frac{1}{(I_{dm}^2 + I_{qm}^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (I-29)$$

Donc:

$$\frac{\partial I_m}{\partial t} = \frac{I_{dm}}{I_m} \frac{\partial I_{dm}}{\partial t} + \frac{I_{qm}}{I_m} \frac{\partial I_{qm}}{\partial t} = \cos \alpha \frac{\partial I_{dm}}{\partial t} + \sin \alpha \frac{\partial I_{qm}}{\partial t} \quad (I-30)$$

Où α est l'angle entre le courant magnétisant I_m et sa composante directe (figure I-9)

Les expressions des dérivées des flux magnétisants s'en déduisent à partir de (I-27) en utilisant (I-28) et (I-30) :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Phi_{dm}}{\partial t} &= [L_m (1 - \cos^2 \alpha) + L_{mdy} \cos^2 \alpha] \frac{\partial I_{dm}}{\partial t} + (L_{mdy} - L_m) \sin \alpha \cos \alpha \frac{\partial I_{qm}}{\partial t} \\ \frac{\partial \Phi_{qm}}{\partial t} &= [L_m (1 - \sin^2 \alpha) + L_{mdy} \sin^2 \alpha] \frac{\partial I_{qm}}{\partial t} + (L_{mdy} - L_m) \sin \alpha \cos \alpha \frac{\partial I_{dm}}{\partial t} \end{aligned} \quad (I-31)$$

Ce système devient :

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Phi_{dm}}{\partial t} &= M_d \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} + M_d \frac{\partial I_{dr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} \\ \frac{\partial \Phi_{qm}}{\partial t} &= M_q \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + M_q \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{dr}}{\partial t}\end{aligned}\quad (I-32)$$

Avec :

$$M_d = \left(\frac{L_{mdy} + L_m}{2} \right) + \left(\frac{L_{mdy} - L_m}{2} \right) \cos 2\alpha : \text{inductance cyclique mutuelles suivant l'axe d}$$

$$M_q = \left(\frac{L_{mdy} + L_m}{2} \right) - \left(\frac{L_{mdy} - L_m}{2} \right) \cos 2\alpha : \text{inductance cyclique mutuelles suivant l'axe q}$$

$$M_{dq} = \left(\frac{L_{mdy} - L_m}{2} \right) \sin 2\alpha : \text{terme traduisant l'effet croisé entre les axes d et q}$$

I. 6. 2 Les équations Électriques

Dans les équations des tensions, la dérivation des flux conduit à l'introduction d'inductances supplémentaires dues exclusivement à la saturation. En remplaçant les différents flux, ainsi que leurs dérivées temporelles, par leurs expressions en fonction des courants. Ceci nous donne:

$$\begin{aligned}V_{ds} &= R_s I_{ds} + (L_{\sigma s} + M_d) \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} + M_d \frac{\partial I_{dr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} - \omega_s (L_s I_{qs} + L_m I_{qr}) \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + (L_{\sigma s} + M_q) \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + M_q \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{dr}}{\partial t} + \omega_s (L_s I_{ds} + L_m I_{dr}) \\ V_{dr} &= R_r I_{dr} + (L_{\sigma r} + M_d) \frac{\partial I_{dr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} + M_d \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} - \omega_{sl} (L_r I_{qr} + L_m I_{qs}) \\ V_{qr} &= R_r I_{qr} + (L_{\sigma r} + M_q) \frac{\partial I_{qr}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{dr}}{\partial t} + M_q \frac{\partial I_{qs}}{\partial t} + M_{dq} \frac{\partial I_{ds}}{\partial t} + \omega_{sl} (L_r I_{dr} + L_m I_{ds})\end{aligned}\quad (I-33)$$

Ou sous la forme matricielle suivante :

$$[V] = [L][\dot{I}] + [R][I] \quad (I-34)$$

Avec :

$$[V] = [V_{ds}, V_{qs}, 0, 0]^T, \quad [I] = [I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + M_d & M_{dq} & M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{\sigma s} + M_q & M_{dq} & M_q \\ M_d & M_{dq} & L_{\sigma r} + M_d & M_{dq} \\ M_{dq} & M_q & M_{dq} & L_{\sigma r} + M_q \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_{sl} L_m & R_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & 0 & \omega_{sl} L_r & R_r \end{bmatrix}$$

I. 6. 3 Couple électromagnétique

L'expression du couple peut être exprimée en fonction des composantes du vecteur d'état par :

$$C_{em} = PL_m(I_{dr}I_{qs} - I_{qr}I_{ds}) \quad (I-35)$$

Comme les inductances ne sont pas constantes, mais varient avec le courant, donc avec le flux, nous sommes amenés à inverser une matrice à coefficients variables. Ces relations montrent qu'en régime dynamique les inductances de la machine sont liées à la pente de la tangente de la caractéristique magnétique au point de fonctionnement considéré. Pour résoudre le système précédent il faut connaître la loi de variation de flux magnétisant en fonction du courant magnétisant dont on déduit L_m et L_{mdy} en fonction du courant magnétisant.[4]

I. 7 Validation et interprétation des résultats des modèles

La simulation numérique du comportement des systèmes physiques constitue désormais une étape incontournable dans leur analyse. Elle permet de résoudre les équations issues du modèle mathématique afin d'accéder aux différentes grandeurs caractéristiques du système. Le choix du pas de simulation revêt une importance particulière : il doit être suffisamment petit pour suivre avec précision la dynamique des variables rapides, tout en garantissant un temps de calcul raisonnable.

Étant donné que le système d'équations différentielles est non linéaire, nous avons utilisé la méthode explicite de Runge-Kutta d'ordre 4 pour le résoudre. Afin de valider nos modèles, nous avons simulé un démarrage direct sur le réseau.

I. 7. 1 Validation du modèle linéaire

Une simulation du modèle linéaire a été réalisée, comme le montre la figure suivante. Le moteur a d'abord été démarré à vide, puis une charge de 10 (N.m) a été appliquée à l'instant $t=0.5(s)$. Cette démarche a pour objectif d'observer le comportement dynamique du moteur afin de valider la précision du modèle. À cette occasion, l'évolution des grandeurs suivantes a été analysée : le courant statorique, le courant rotorique, la vitesse de rotation du moteur ainsi que le couple électromagnétique.

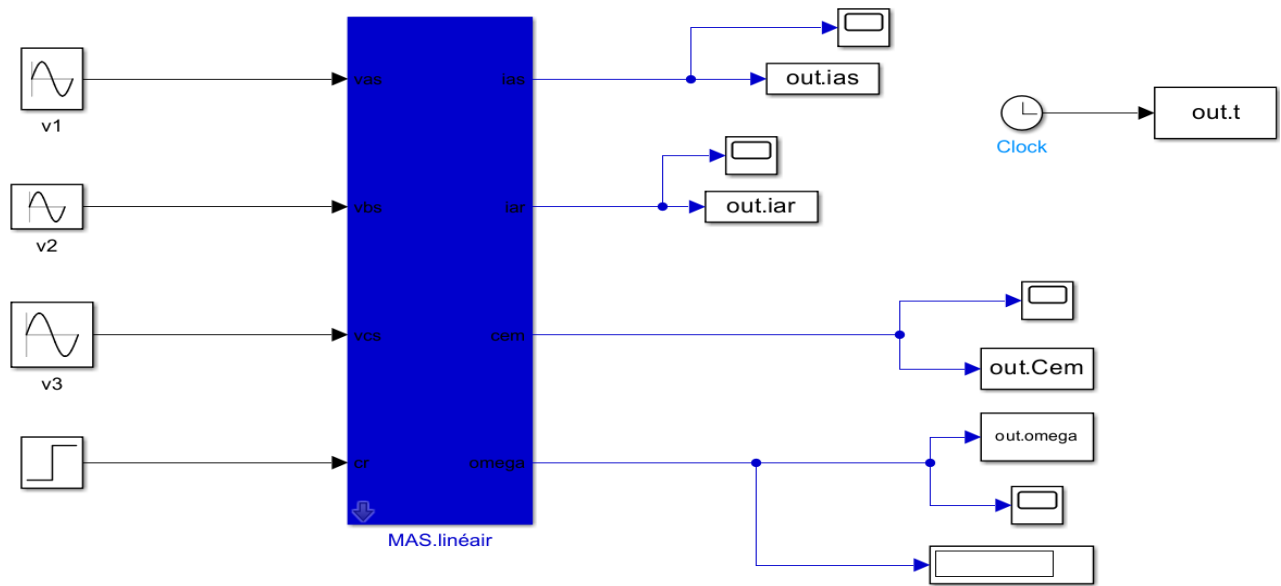
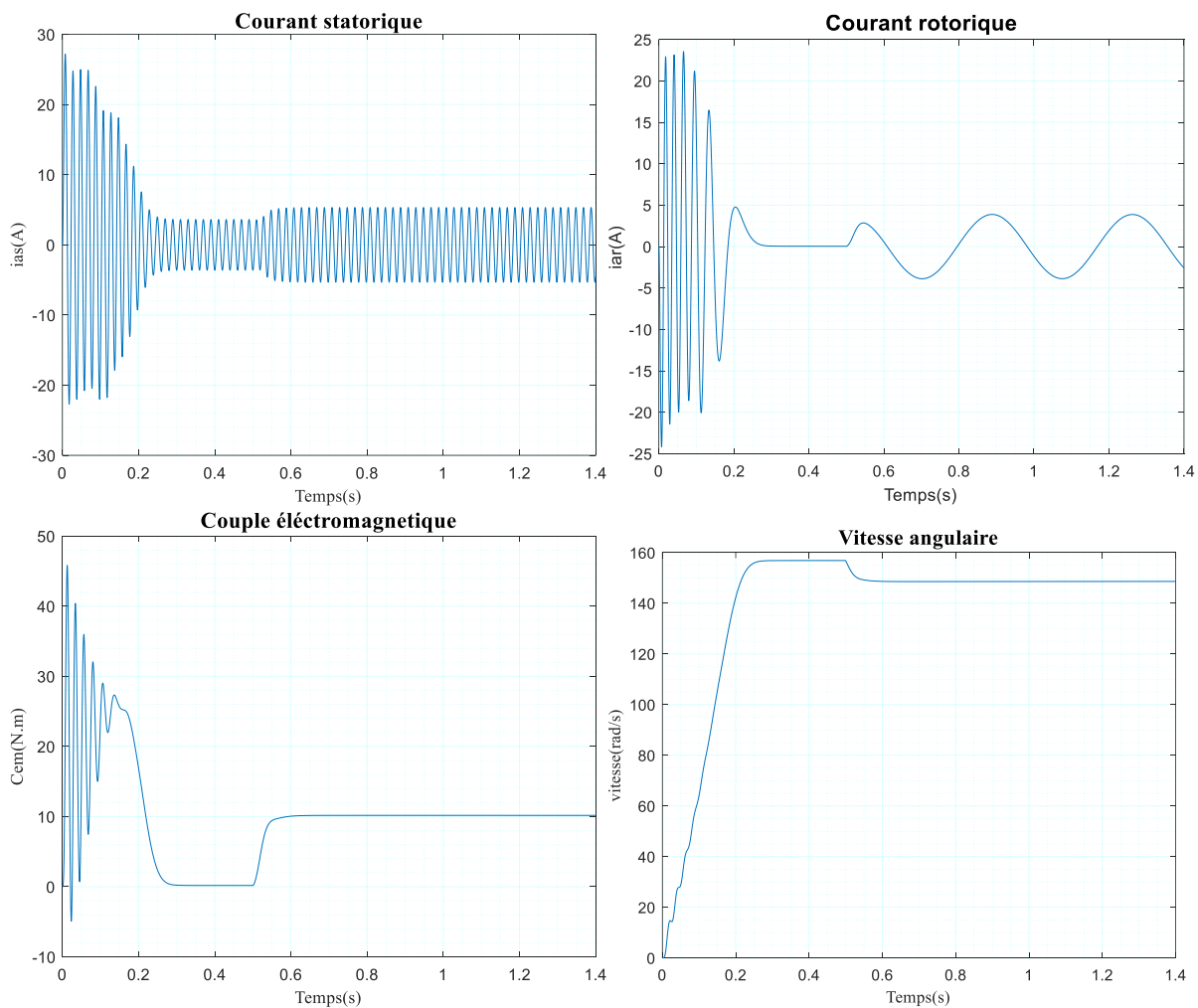


Figure I.10: Modèle linéaire dans Matlab

Interprétation des résultats:

Figure I.11: Résultats de simulation de modèle linéaire lors du démarrage à vide puis application une charge à l'instant $t=0.5s$

Les courbes présentées dans les résultats illustrent l'évolution des grandeurs électromécaniques, notamment les courants statorique et rotorique, en tenant compte du comportement global de la machine aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. Lors de l'application brutale du couple de charge, on observe une chute de la vitesse de rotation, qui passe progressivement de la valeur de synchronisme (156.9 rad/s) à une valeur stable d'environ (148.6 rad/s). Cette variation s'accompagne d'une augmentation du courant absorbé par le moteur ainsi que d'une réponse du couple électromagnétique. Ces observations permettent de conclure à la robustesse et aux bonnes performances dynamiques du modèle.

I. 7.2 Validation du modèle saturé

Une simulation du modèle prenant en compte la saturation magnétique a été réalisée, comme illustré par la figure suivante. De la même manière que dans le cas du modèle linéaire, une charge de $10\text{N}\cdot\text{m}$ a été appliquée à l'instant $t=0.5\text{ s}$

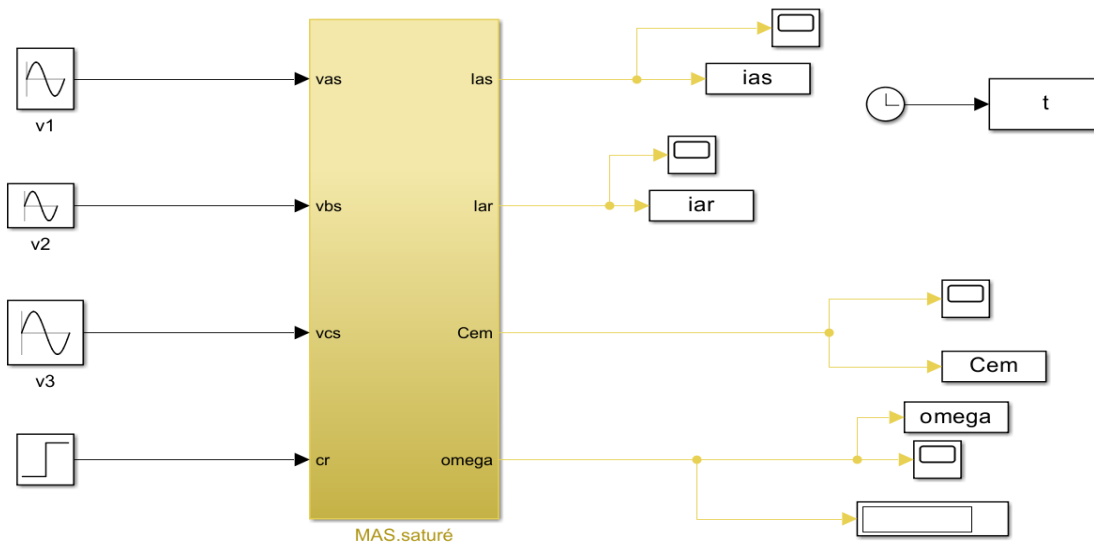
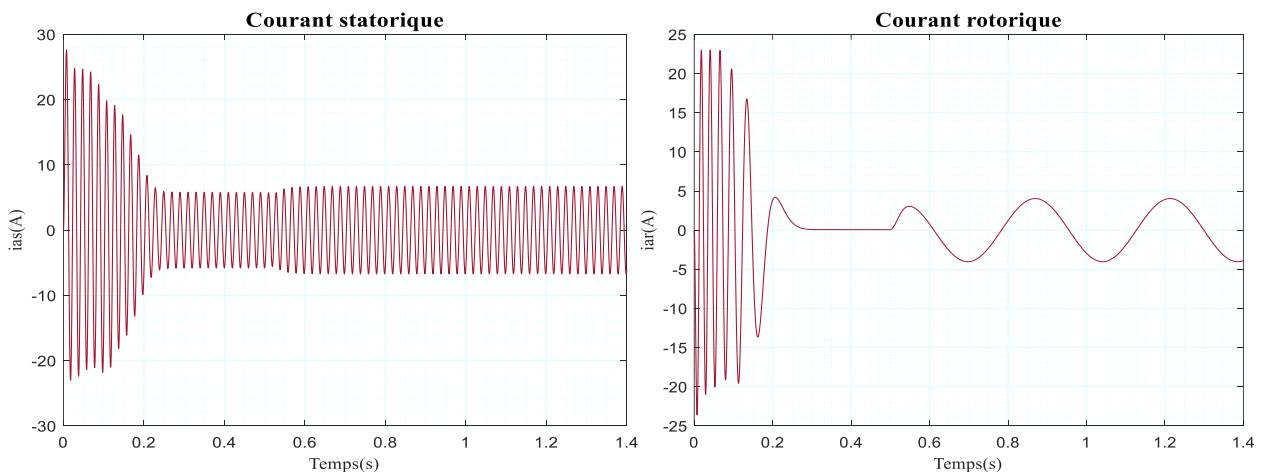


Figure I.12: Modèle saturé dans Matlab

Interprétation des résultats :



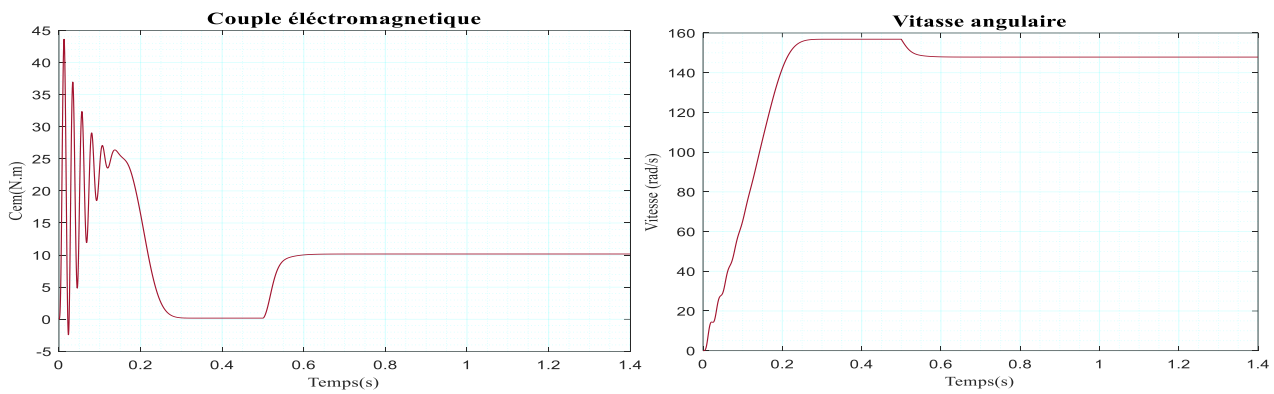


Figure I.13: Résultats de simulation de modèle saturé lors du démarrage à vide puis application une charge à l'instant $t=0.5s$

Les courbes issues de la simulation du modèle saturé illustrent l'évolution des grandeurs électromécaniques, notamment les courants statorique et rotorique, en tenant compte des effets de la saturation magnétique. L'analyse du comportement de la machine, en régime transitoire comme en régime permanent, met en évidence les non-linéarités introduites par la saturation. Lors de l'application soudaine du couple de charge, on observe une diminution progressive de la vitesse de rotation, passant de la valeur de synchronisme (156.85 rad/s) à une valeur stabilisée autour de (147.87 rad/s). Cette transition s'accompagne d'une augmentation du courant absorbé par le moteur, ainsi que d'une réponse caractéristique du couple électromagnétique. Malgré la prise en compte de la saturation, le modèle montre un comportement stable et fidèle à la réalité physique, confirmant sa robustesse et ses performances dynamiques satisfaisantes.

I. 7. 3 Simulation des deux modèles

Une simulation des deux modèles prenant en compte la saturation magnétique et linéaire a été réalisée, comme illustré par la figure suivante.

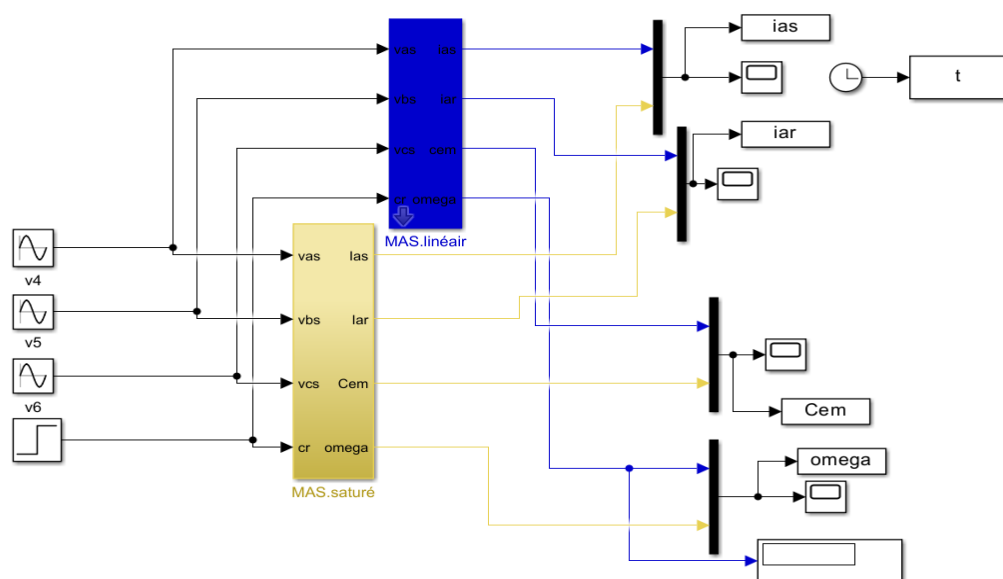


Figure I.14: Modèle comparaison entre les deux modèles dans Matlab

Dans le but de comparer les modèles développés, une simulation du démarrage direct à vide de la machine asynchrone a été réalisée.

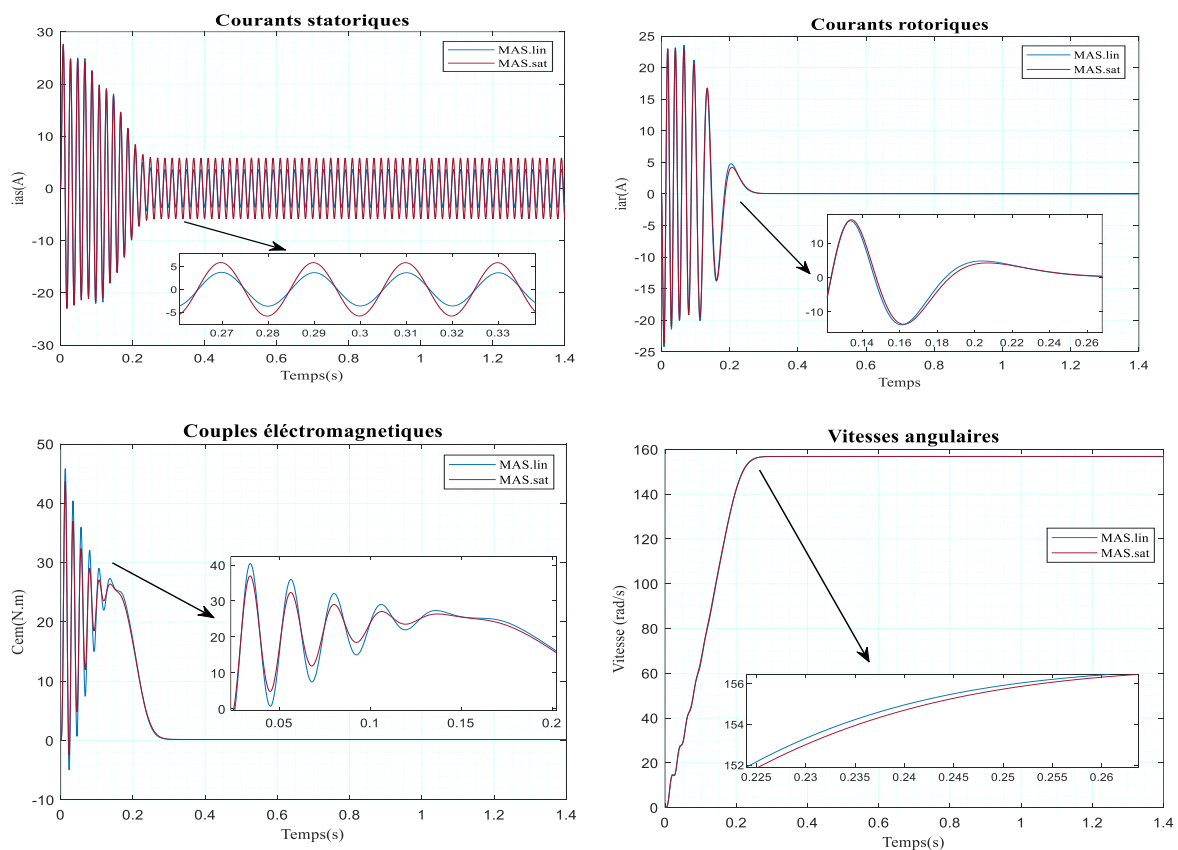
Nous avons ensuite observé l'évolution de plusieurs grandeurs : le courant statorique, le courant rotorique, la vitesse de rotation du moteur, le couple électromagnétique, l'inductance mutuelle et le flux magnétisant.

La figure (I-15) donne les courbes du courant statorique simulé lors d'un démarrage direct à vide, cette analyse permet de comparer les courants en régime transitoire et en régime permanent. En phase transitoire, on observe un fort appel de courant statorique nécessaire pour vaincre les inerties. Tous les modèles donnent alors des courants similaires, car la machine n'est pas encore saturée.

Nous avons également représenté, sur une même figure, l'évolution de l'inductance mutuelle, du flux magnétisant et du courant rotorique durant le démarrage. On constate qu'en plus du courant statorique important, le courant rotorique connaît lui aussi un pic notable au démarrage.

En régime permanent, les différences entre les modèles - linéaire et saturé - deviennent plus marquées, notamment en ce qui concerne l'inductance mutuelle et le flux magnétisant.

La figure présente aussi une comparaison entre les vitesses des différents modèles et les courbes du couple électromagnétique en fonction du temps. Une différence nette apparaît entre les couples simulés, en raison des hypothèses propres à chaque modèle. Ces hypothèses ne sont pas toujours valables pendant la phase transitoire, avant que le flux magnétisant ne se stabilise, ce qui explique pourquoi la vitesse du modèle saturé augmente plus lentement que celle des autres modèles.



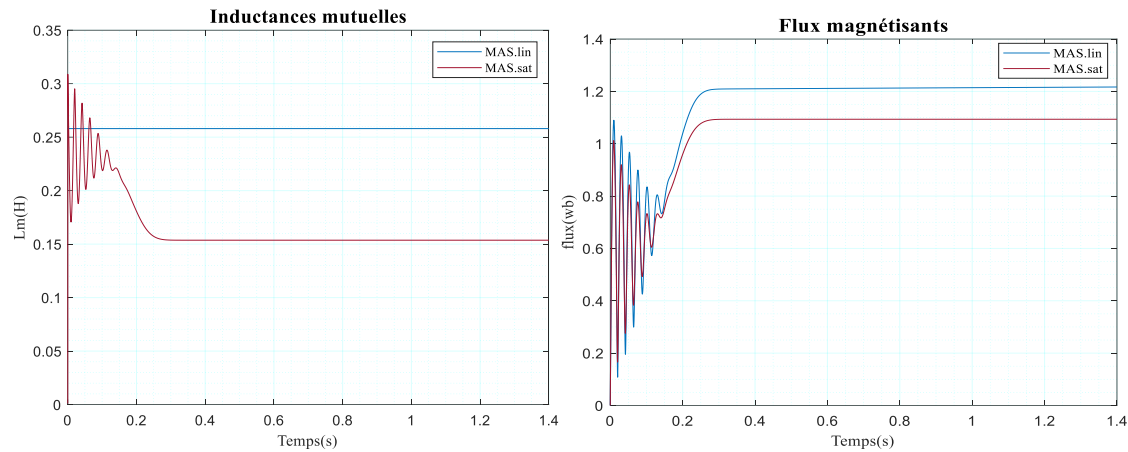
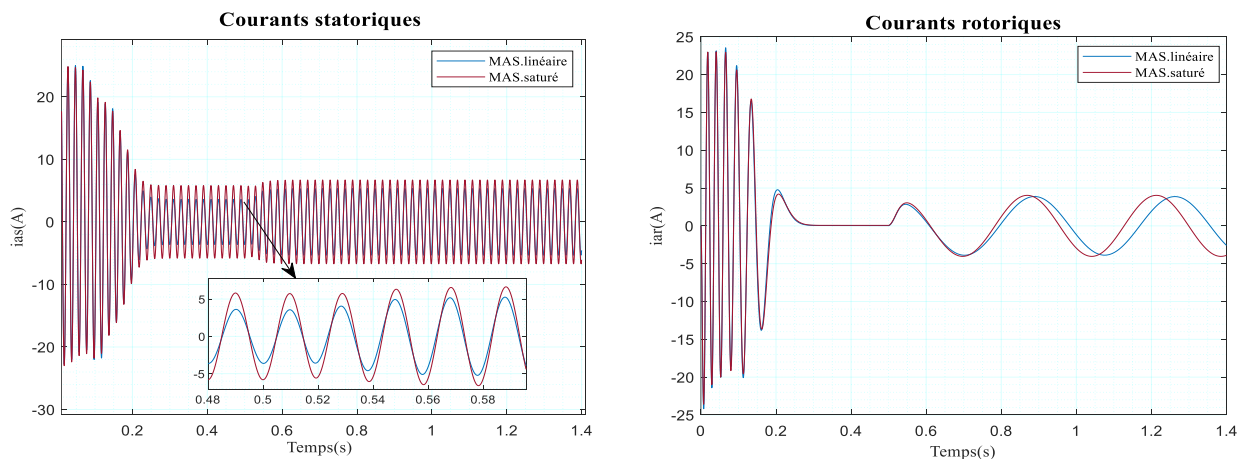


Figure I.15: Résultats de simulations des modèles lors du démarrage à vide

Les courbes obtenues dans la figure (I-16) illustrent l'évolution des grandeurs électromécaniques lors de l'application brusque du couple de charge de 10 (N.m) à l'instant $t=0.5$ s. On observe une diminution transitoire de la vitesse de rotation, celle-ci évoluant progressivement de la valeur de synchronisme vers une nouvelle valeur d'équilibre 148.6 (rad/s) avec le model linéaire et 147.87 (rad/s) avec le model saturé, déterminée par le couple résistant appliqué. Cette réponse est typique d'un comportement inertiel où le moteur doit fournir un couple électromagnétique supérieur pour compenser la perturbation.

Le courant statorique absorbé par le moteur est représenté pour deux types de modélisation , (5.35 A) pour modèle linéaire et (6.71A) pour modèle prenant en compte la saturation magnétique. Il apparaît que le modèle saturé prédit une augmentation plus importante du courant statorique lors de l'application de la charge, ce qui reflète un comportement plus réaliste du moteur en régime transitoire. En effet, la saturation du circuit magnétique entraîne une diminution de l'inductance, ce qui se traduit par une réponse plus dynamique mais aussi plus exigeante en courant.

On note également un déphasage entre les courants rotoriques des deux modèles. Ce déphasage s'explique par la variation des paramètres électromagnétiques, notamment l'inductance rotorique, affectée par la saturation. Ainsi, le modèle saturé reflète mieux la dynamique réelle du moteur, en particulier sous fortes sollicitations, au prix d'une modélisation plus complexe.



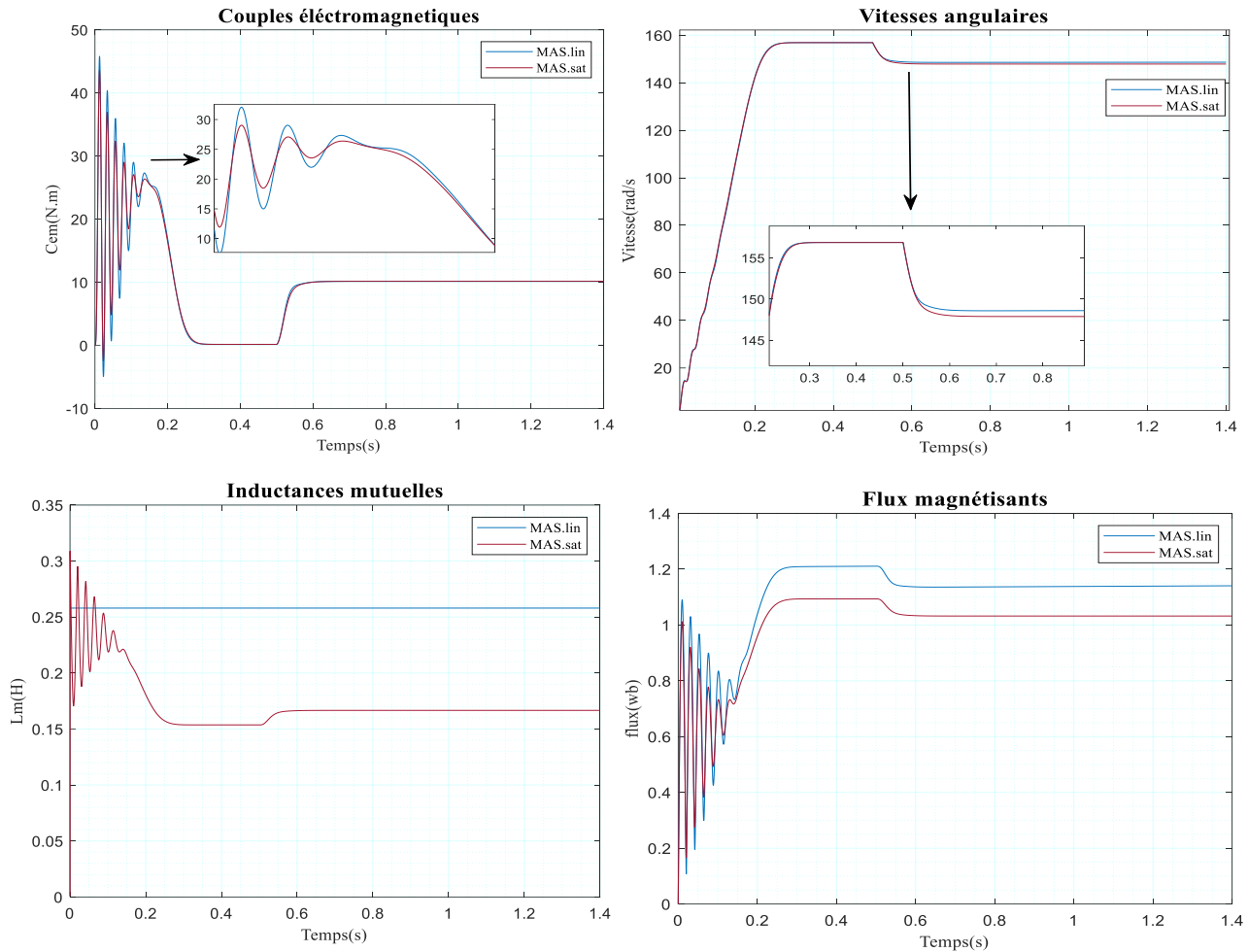


Figure I.16: Résultats de simulation des deux modèles lors du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge à l'instant $t=0.5s$

I. 8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé la construction ainsi que le principe de fonctionnement de la machine asynchrone (MAS), en mettant en lumière ses spécificités structurelles. Le circuit équivalent et la modélisation schématique ont été établis afin de mieux comprendre le comportement électrique et magnétique de la machine. De plus, nous avons présenté les principaux domaines d'application de la MAS.

Cette étude fondamentale constitue une étape essentielle pour aborder, dans les prochains chapitres, les techniques de commande adaptées à la MAS, en particulier celles qui prennent en compte les effets de la saturation magnétique, dans le but d'améliorer la précision et l'efficacité du contrôle.

Nous avons également mis en évidence l'importance d'une modélisation précise pour une commande efficace de la machine asynchrone. Compte tenu de la complexité des phénomènes physiques impliqués, notamment la saturation magnétique, plusieurs modèles ont été présentés : le modèle linéaire simplifié en a-b-c, le modèle équivalent en d-q, ainsi que le modèle intégrant les effets de saturation.

Dans le cadre de ce travail, une simulation a été réalisée, accompagnée d'une comparaison entre **le modèle linéaire** et **le modèle saturé**, afin d'évaluer l'influence des phénomènes non linéaires sur la performance dynamique. Les résultats ont montré que le modèle saturé offre une représentation plus réaliste, notamment lors de perturbations ou de l'application soudaine d'un couple de charge, avec des écarts notables dans les réponses de vitesse et de courant entre les deux modèles.

Cette comparaison met en évidence l'importance de prendre en compte la saturation magnétique dans la conception de stratégies de commande précises, telles que la commande orientée flux (FOC), qui seront appliquées dans la suite de ce travail.

Chapitre II :
COMMANDE VECTORIELLE
D'UNE MACHINE
ASYNCHRONES

II. 1 Introduction

Le moteur à courant continu assure depuis longtemps le fonctionnement de la plupart des équipements industriels à vitesse variable. En effet, il est particulièrement adapté aux exigences de ce type de moteur grâce à la séparation obtenue par construction entre flux et couple électromagnétique. Cependant, son principal inconvénient est sa présence de collecteur, mal toléré en raison et sa fragilité, de sa nécessité d'un entretien coûteux, ainsi que du danger qu'il peut engendrer dans certains environnements.

D'où le grand intérêt pour les machines équipés à courant alternatif en général, et les moteurs asynchrones en particulier, en raison de la fiabilité, de la durabilité et du coût de fabrication relativement faible.

Cependant, ce moteur rencontre des difficultés au niveau de son contrôle, car malgré sa structure mécanique simple, son modèle mathématique est complexe, multivariable et non linéaire, il est également caractérisé par des dynamiques rapides, ses variables d'état ne sont pas toutes mesurables et ses paramètres peuvent varier en cours de fonctionnement. Cela a empêché pendant longtemps le développement de commandes appropriées pour les exigences et les limitations de vitesse variable.[1]

La commande vectorielle, ou commande à flux orienté (Field Oriented Control), a été introduite par **F. Blaschke** et **K. Hasse** en 1972. Pourtant elle n'a pu être implantée immédiatement, en effet elle nécessite des calculs et des opérations mathématiques complexes qui ne pouvaient pas se faire en électronique analogique pure [6].

Cependant, les progrès technologiques des 20 dernières années dans les domaines des composants de puissance, et de la microélectronique et de calculateur ont permis de réunir les conditions de sa mise en œuvre en temps réel, et développant ainsi un contrôle performant du moteur asynchrone.

La principale difficulté étant le couplage complexe qui existe entre le flux et le couple, la commande à flux orienté a permis de pallier cet inconvénient pour obtenir des performances de contrôle similaires, ou même supérieures, à celles d'un moteur à courant continu.

Son principe repose sur une notion fondamentale de l'électromagnétisme, qui est que la force appliquée à un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant multiplier par le vecteur champ magnétique.

Il s'ensuit que l'amplitude de cette force sera maximale, pour les intensités du courant et de champ donné, lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ. Il permet une dynamique plus rapide et une meilleure précision du couple. Cependant, elle nécessite une puissance de calcul importante tout en étant mise en œuvre en temps réel par le contrôleur (microcontrôleurs, DSP).[12]

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au contrôle vectoriel d'un moteur asynchrone triphasé, alimenté par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), en adoptant une orientation du flux rotorique.

Nous commencerons par présenter le principe de l'orientation du flux ainsi que la structure et modélisation du système d'alimentation. Ensuite, nous poursuivrons avec les calculs nécessaires au dimensionnement des régulateurs, en particulier celui de la vitesse, pour lequel nous avons retenu un régulateur de type PI, dans le but d'améliorer les performances de la commande. Des résultats de simulation des modèles linéaire et saturé. Enfin, nous fait de comparaison entre les deux model.

II. 2 . Principe de la commande vectorielle

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique est exprimé par le produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone assure le couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques. L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère (d-q). En fait, le système d'axes d-q est orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré. L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature q du courant statorique et peut être contrôlé par celle-ci. Trois référentiels particuliers permettent de simplifier l'expression du couple :

- référentiel lié au flux statorique
- référentiel lié au flux magnétisant
- référentiel lié au flux rotorique

Les différentes grandeurs, écrites dans les trois référentiels, sont résumées dans le tableau suivant:

Tableau II-1: Grandeurs exprimées dans le référentiel considéré [2]

Les grandeurs dans le référentiel lié au flux rotorique	Les grandeurs dans le référentiel lié au flux statorique	Les grandeurs dans le référentiel lié au flux magnétisant
$\Phi_{dr} = \Phi_r$ $\Phi_{qr} = 0$	$\Phi_{ds} = \Phi_s$ $\Phi_{qs} = 0$	$\Phi_{dm} = \Phi_m$ $\Phi_{qm} = 0$
$C_{em} = P(L_m/L_r)\Phi_r I_{qs}$	$C_{em} = P\Phi_s I_{qs}$	$C_{em} = P\Phi_m I_{qs}$
$\Phi_r = \frac{L_m I_{ds}}{(1 + T_r S)}$	$\Phi_s = \frac{L_s(1 + \sigma T_r S)I_{ds} - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs}}{(1 + T_r S)}$	$\Phi_m = \frac{L_m(1 + T_{\sigma r} S)I_{ds} - L_m T_{\sigma r} \omega_{sl} I_{qs}}{(1 + T_r S)}$
$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{qs}}{\Phi_r T_r}$	$\omega_{sl} = \frac{L_s(1 + \sigma T_r S)I_{qs}}{T_r(\Phi_s - \sigma L_s I_{ds})}$	$\omega_{sl} = \frac{L_m(1 + T_{\sigma r} S)I_{qs}}{T_r \Phi_m - T_{\sigma r} L_m I_{ds}}$

Les trois référentiels permettent d'obtenir des expressions analogues pour le couple électromagnétique.

Pour les machines alimentées en courant, seul le modèle avec orientation du flux rotorique offre un découplage parfait entre le flux et le couple.

Dans ce cas, le modèle est le mieux approprié et donne les algorithmes de commande les plus simples.

Par contre pour les machines alimentées en tension, aucun modèle d'orientation ne permet un découplage parfait entre couple et flux, ils nécessitent tous un circuit supplémentaire pour réaliser ce découplage.

Néanmoins, seul le modèle d'orientation du flux rotorique ne présente pas de limite de stabilité du couple électromagnétique et le maximum du couple ne dépend que des contraintes liées au convertisseur et à la machine (état magnétique et thermique) [13].

Ainsi, dans notre travail nous nous sommes intéressés à l'orientation du flux rotorique

II. 3 Principe de l'orientation du flux rotorique

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires.

Le but poursuivi lors de sa conception est d'obtenir une condition similaire à celle rencontrée dans une machine à courant continu en séparant le contrôle de flux du contrôle de couple, où l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant est la condition optimale pour produire un couple maximal [1].

L'objectif est donc de parvenir à une séparation efficace entre ces deux grandeurs. La machine asynchrone ne présentant pas la configuration classique [inducteur-induit] à deux alimentations distinctes, il est difficile de mettre en évidence un courant générateur de flux et un courant générateur de couple [1].

Dans cette optique on exploite le modèle dynamique du moteur asynchrone représenté dans le repère de Park. La commande vectorielle consiste à choisir un système d'axe diphasé (d, q) et à l'orienter suivant le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. L'orientation du référentiel selon le flux rotorique est la plus utilisée, celle-ci éliminant l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques en donnant les meilleurs résultats [6].

C'est la seule, des trois possibilités, qui permet une séparation naturelle similaire à celle d'une machine à courant continu comme la montre [13].

L'orientation du flux rotorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct.[1]

Cet alignement est traduit par :

$$\varphi_{qr} = 0 \quad \text{D'où} \quad \varphi_r = \varphi_{dr} \quad (\text{II-1})$$

La figure (II.1) montre le principe de l'orientation du flux rotorique, et on note l'orthogonalité qui existe entre le flux rotorique et le courant de quadrature i_{qs} .

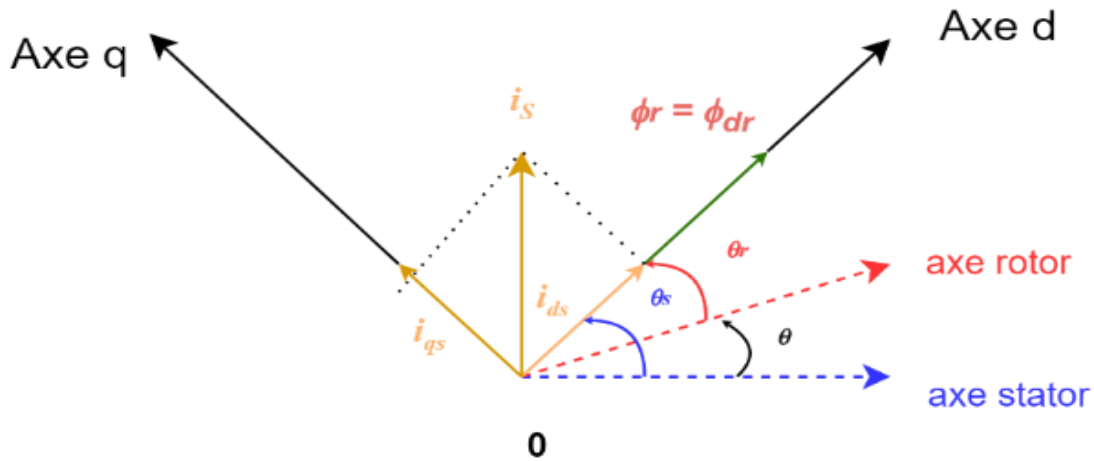


Figure II.1: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

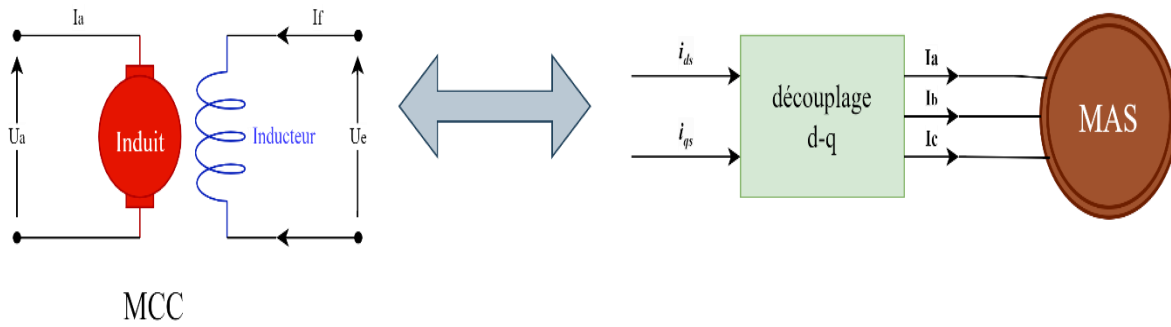


Figure II.2: Principe de la commande vectorielle.

En fait on utilise la formule *orientation du flux* par abus de langage, c'est plutôt le système d'axe (d, q) que l'on oriente de manière que l'axe direct d soit en phase avec le flux [6].

On peut exprimer le couple électromagnétique de la manière suivante :

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_{dr} \cdot i_{qs} \quad (II-2)$$

On remarque que cette expression a une forme identique à la forme du couple développé par une machine à courant continu.

$$\phi_r = \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \quad (II-3a)$$

$$\phi_{qr} = 0 = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \quad (II-3b)$$

Les équations relatives au flux rotoriques deviennent :

$$v_{dr} = 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (\text{II-4a})$$

$$v_{qr} = 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{dr} \quad (\text{II-4b})$$

Pour un moteur asynchrone, les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles, on les estime donc à partir de celles du stator.

La combinaison des relations (II-3a) et (II-4a) donne une équation différentielle décrivant l'évolution du flux rotorique :

$$\varphi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = M_{SR} \cdot i_{ds} \quad (\text{II-5})$$

En utilisant la transformée de Laplace et en exprimant la constante de temps du rotor, on obtient :

$$\varphi_{dr} = \frac{M_{SR}}{1 + T_R \cdot s} \cdot i_{ds} \quad (\text{II-6a})$$

En régime permanent le flux rotorique aura pour expression :

$$\varphi_{dr} = M_{SR} \cdot i_{ds} \quad (\text{II-6b})$$

Les relations (II-2) et (II-6) mettent en évidence le fait que le flux est réglable par le courant i_{ds} , et que si l'on maintient ce dernier constant et donc le flux, on peut contrôler le couple électromagnétique par action sur le courant i_{qs} (la relation les liant étant linéaire) et de manière indépendante au courant statorique direct.

La figure (II -3) montre l'influence des courants directs et de quadrature sur le flux et le couple.

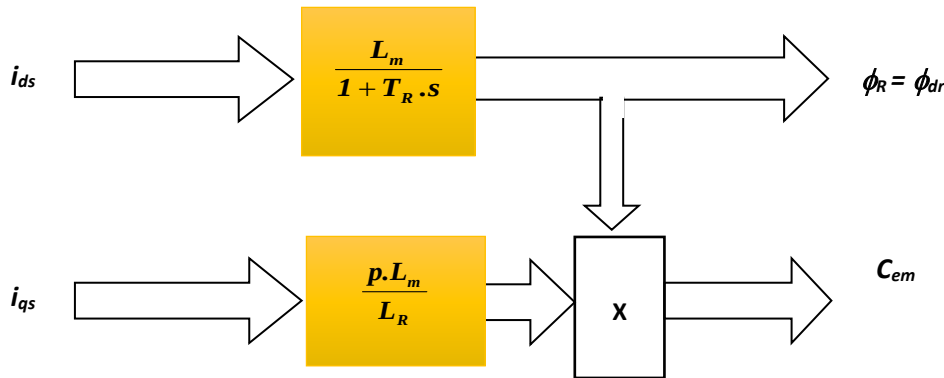


Figure II.3:Influence des courants sur le flux et le couple [1]

La commande à flux rotorique orienté offre donc deux grandeurs d'action en quadrature, soient le courant producteur de flux i_{ds} et le courant producteur de couple i_{qs} .

La mise en œuvre d'une telle commande est tributaire de la connaissance, à chaque instant de la position et de l'amplitude (ou module) du vecteur flux rotorique [1].

On distingue alors deux techniques selon la manière d'acquérir ces informations [14], qui sont traduites par deux stratégies de commande :

- **La commande vectorielle directe** (ou contrôle vectoriel direct) : consiste à estimer (ou mesurer) le flux rotorique pour pouvoir le réguler, et à estimer (ou mesurer) sa position pour réaliser la transformation de Park.
- **La commande vectorielle indirect** (ou contrôle vectoriel indirect) : consiste à ne pas estimer (ni mesurer) le flux rotorique, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. On devra tout de même déterminer sa position afin d'effectuer le changement de coordonnées diphasé-triphasé.

II. 4 Découplage entrée / sortie

Dans le cas d'une commande en tension il est nécessaire de générer les tensions de référence v_{ds}^* et v_{qs}^* , qui converties en grandeurs statoriques par une transformation de Park inverse, seront en mesure de commander le moteur et d'imposer le flux et le couple désirés.

Reprenons les équations (I-23) du modèle dynamique du moteur défini précédemment, et tenons compte de la relation (II-1), nous obtenons le système suivant :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{ds} + \omega_S \cdot i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} T_R}\right) \cdot \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_S} \cdot v_{ds} \quad (\text{II-7a})$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_S \cdot i_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{qs} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \cdot \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_S} \cdot v_{qs} \quad (\text{II-7b})$$

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{ds} - \frac{1}{T_R} \cdot \varphi_{dr} \quad (\text{II-7c})$$

$$0 = \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{qs} - \omega_{gl} \cdot \varphi_{dr} \quad (\text{II-7d})$$

Nous pouvons en déduire des expressions pour les tensions statoriques :

$$v_{ds} = \left(R_s + R_r \cdot \frac{M_{SR}}{L_r^2}\right) \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{qs} - \frac{M_{SR}}{L_r^2} \cdot R_r \cdot \varphi_r \quad (\text{II-8a})$$

$$v_{qs} = \left(R_s + R_r \cdot \frac{M_{SR}}{L_r^2}\right) \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{ds} + \frac{M_{SR}}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_r \quad (\text{II-8b})$$

On remarque dans ces équations l'influence des grandeurs de l'axe direct sur les grandeurs de l'axe quadratique, et vice versa.

En effet les tensions v_{ds} et v_{qs} influent à la fois sur les courants i_{ds} et i_{qs} , et donc sur le flux et le couple.

[14].

Il est donc intéressant d'introduire, dans le cas de moteurs commandés en tension un découplage entre les actions des axes d et q afin d'améliorer les performances de l'association faite entre la machine et sa commande [13].

Le découplage rend les axes d et q complètement indépendant et permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple et aussi de calculer les coefficients des régulateurs [6].

II. 5 Structure d'une commande vectorielle indirecte

Le principe de la commande vectorielle est de contrôler les deux composantes (I_d , I_q) du courant, selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension, on peut envisager un contrôle direct des courants (réels ou transformés) ou un contrôle indirect par des tensions :

- **L'alimentation contrôlée en courant**, également appelée commande par hystérésis, présente l'avantage de ne pas nécessiter la modélisation préalable de la machine. Toutefois, la variation aléatoire de la fréquence de commutation limite son usage aux applications de faible puissance, où les fréquences de commutation du convertisseur sont suffisamment supérieures à celles de fonctionnement de la machine.
- **L'alimentation contrôlée en tension** consiste à imposer des tensions de référence adaptées afin de réguler les courants. La technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) est largement utilisée. Elle permet d'appliquer à la machine, à partir d'une source de tension continue, des impulsions dont l'amplitude et la fréquence sont modulables. Ce type de commande offre ainsi un contrôle efficace de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie de l'onduleur, ce qui permet notamment la régulation de la vitesse et des courants.

C'est cette méthode d'alimentation que nous avons retenue pour la suite de notre étude.

L'alimentation en tension permet donc de régler les composantes (I_{ds} , I_{qs}) du courant statorique en imposant les tensions (V_{ds} , V_{qs}) qui conviennent.

À l'aide de simples régulateurs linéaires, il est possible d'obtenir des tensions de référence qui permettent de maintenir les courants directs et en quadrature proches de leurs valeurs de référence.

Cependant, les équations du stator révèlent un couplage entre les deux axes.

Pour se ramener à deux systèmes mono variables indépendants, il est nécessaire de découpler à nouveau les équations par la méthode de compensation anticipative.

En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants des trois phases de la machine, c'est à dire que le contrôle des courants de phases, par l'intermédiaire du contrôle des composantes d et q, impose en fait de contrôler les composantes d et q les tensions de phases [1].

Le schéma global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré sur la figure (II-4). Les composants de ce système sont détaillés dans les paragraphes suivants.

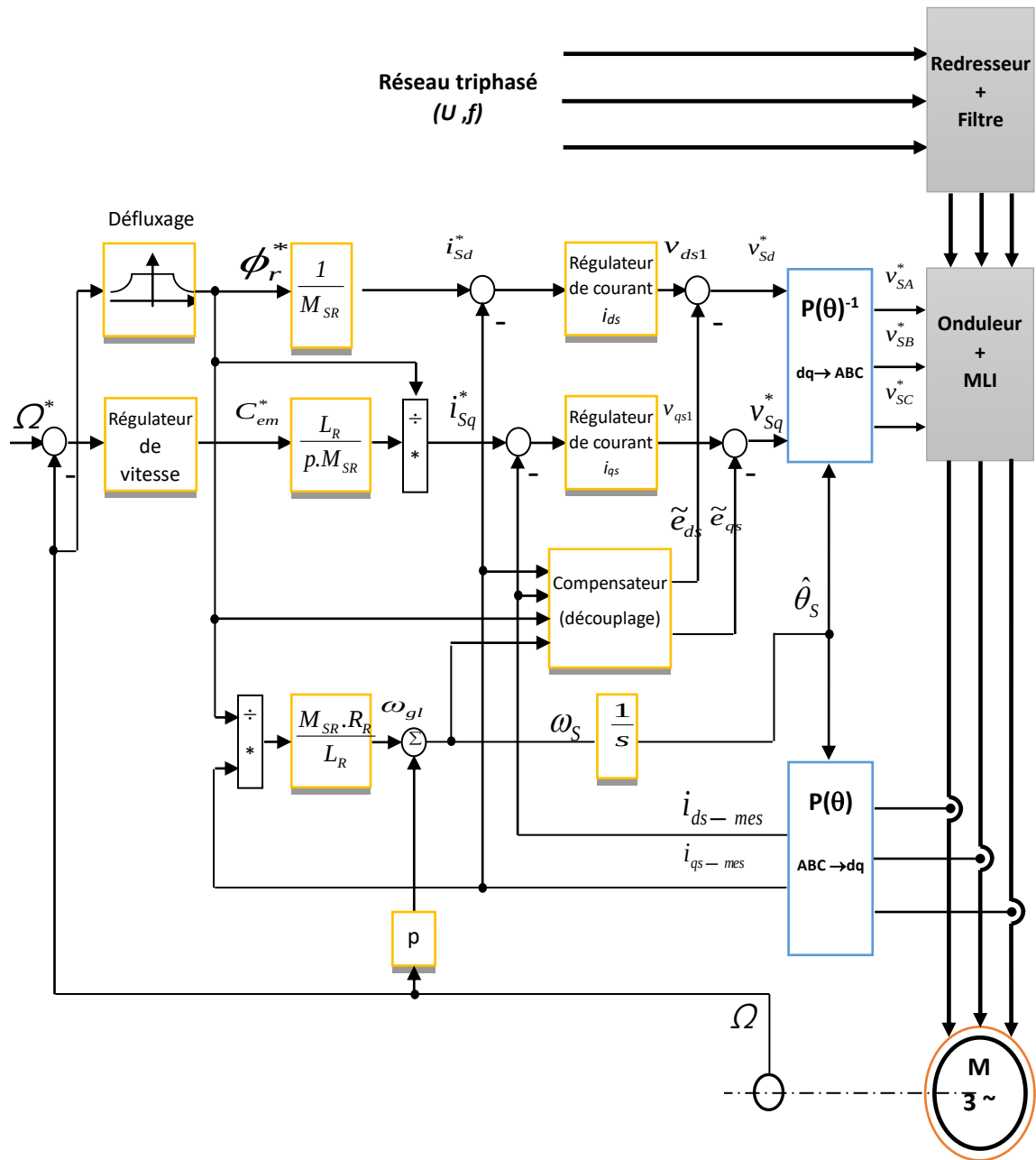


Figure II.4: Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone

II. 6 Modélisation de l'alimentation

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur. L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes ensuite filtrée.

II. 6. 1 Modélisation redresseuse

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative -continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branche à leur sortie. Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la figure II-5

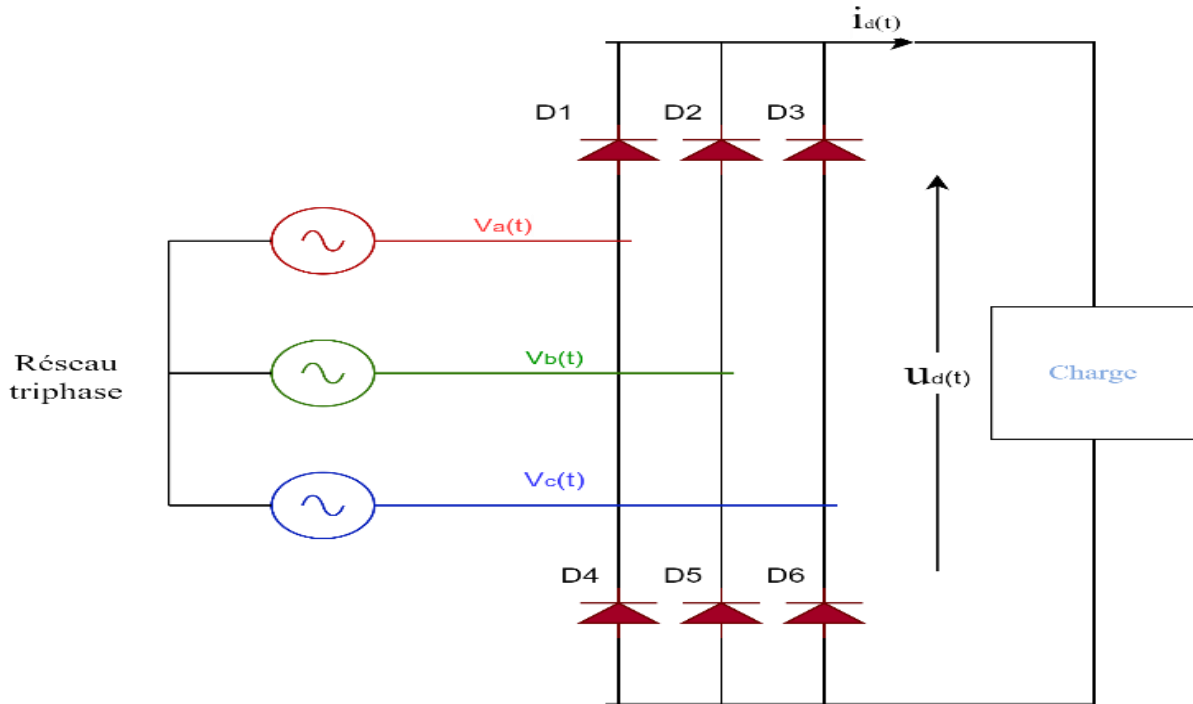


Figure II.5: Redresseur triphasé à diodes

Représentation de réseau:

Dans ce cas on représente le réseau d'alimentation de la machine comme trois tensions par les équations suivantes:

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D2 et D3 conduit également. Il en vient que D1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore : $V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3$.

Di conduit si $V_i = \text{Max}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3$.

Di conduit si $V_i = \text{Min}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3$.

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3$.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dt} = \left[\max(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \left(\min(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \right) \right] \quad (\text{II-10})$$

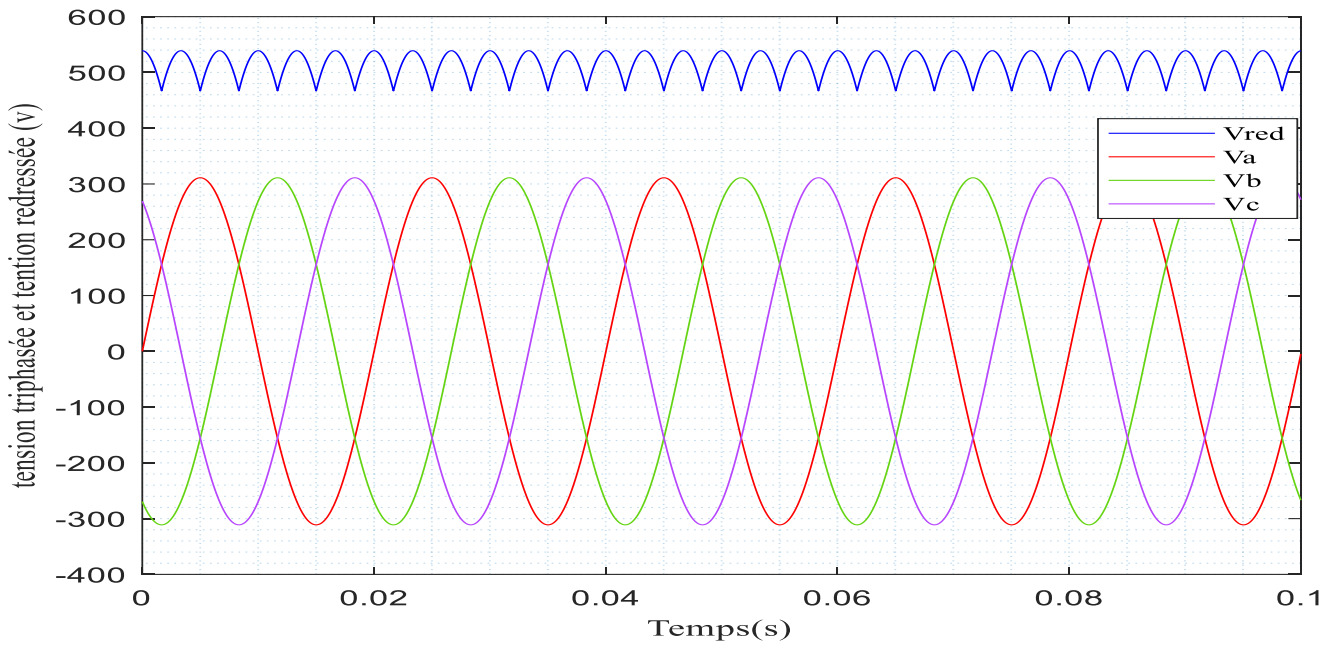


Figure II.6: Représentation de la tension de sortie du redresseur

II. 6. 2 Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant $\frac{di_d}{dt}$, on place en série une inductance de lissage L l'ensemble C - L constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la Figure II-7

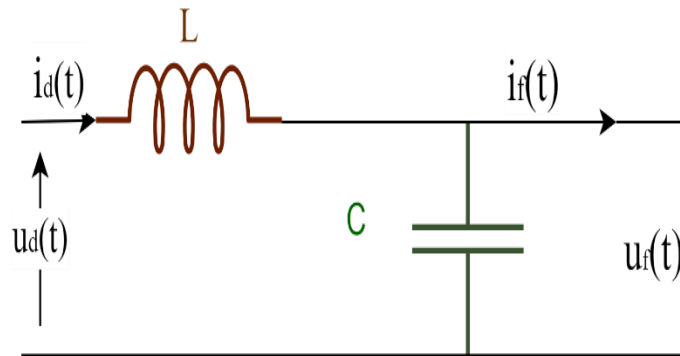


Figure II.7: représentation du filtre LC

Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d(t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \\ \frac{d}{dt} u_f(t) = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Avec :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

$u_f(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur ;

La forme discrétisée des équations du filtre est commode pour une simulation numérique, elle est donnée par [RAH17] :

$$\begin{cases} i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \\ u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C} (i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Voici l'expression de la fonction de transfert de ce filtre :

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}.s)^2} \quad (\text{II-13})$$

Avec s est l'opérateur de LAPLACE.

Cette fonction est du deuxième ordre, sa fréquence de coupure étant : $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Pour dimensionner le filtre, il suffit de choisir la fréquence de coupure suffisamment inférieure à la fréquence de la première harmonique de u_d

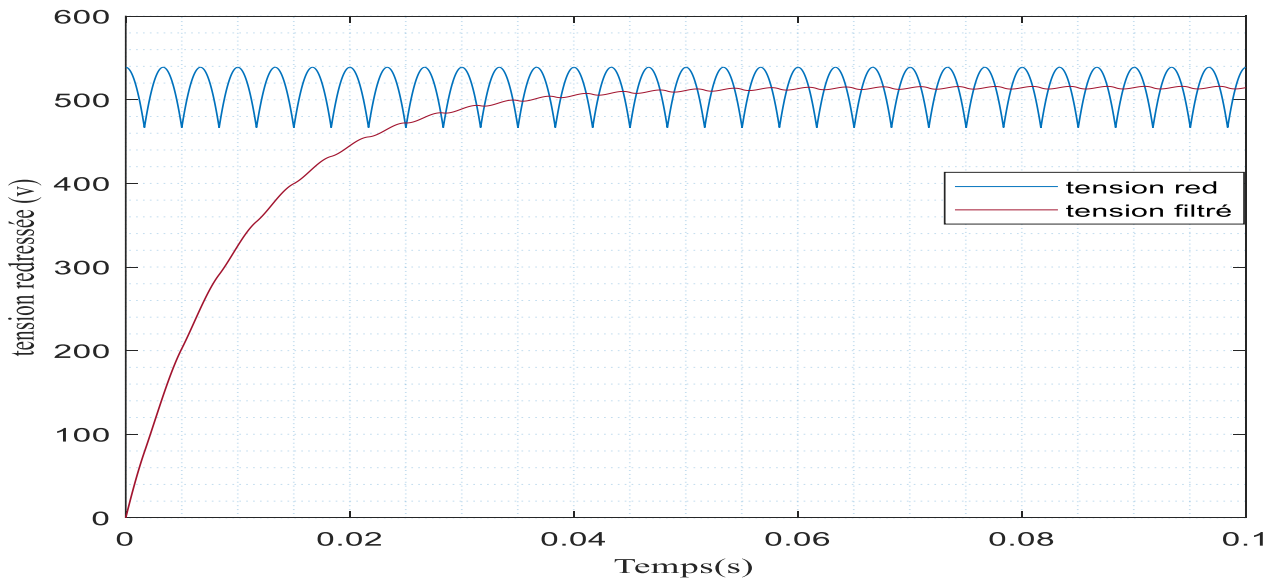


Figure II.8: représentation de tension filtrée

II. 6. 3 Modélisation l'onduleur

L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables.[1]

Chacune des trois tensions composées de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs $+E$ et $-E$ mais décalées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs [1].

La modélisation de l'onduleur est faite en supposant les hypothèses suivantes :

Les interrupteurs sont supposés parfaits.

La source de chaque branche impose un courant positif ou négatif non nul.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont référencées par rapport au point fictif « 0 » de la sortie de l'onduleur.

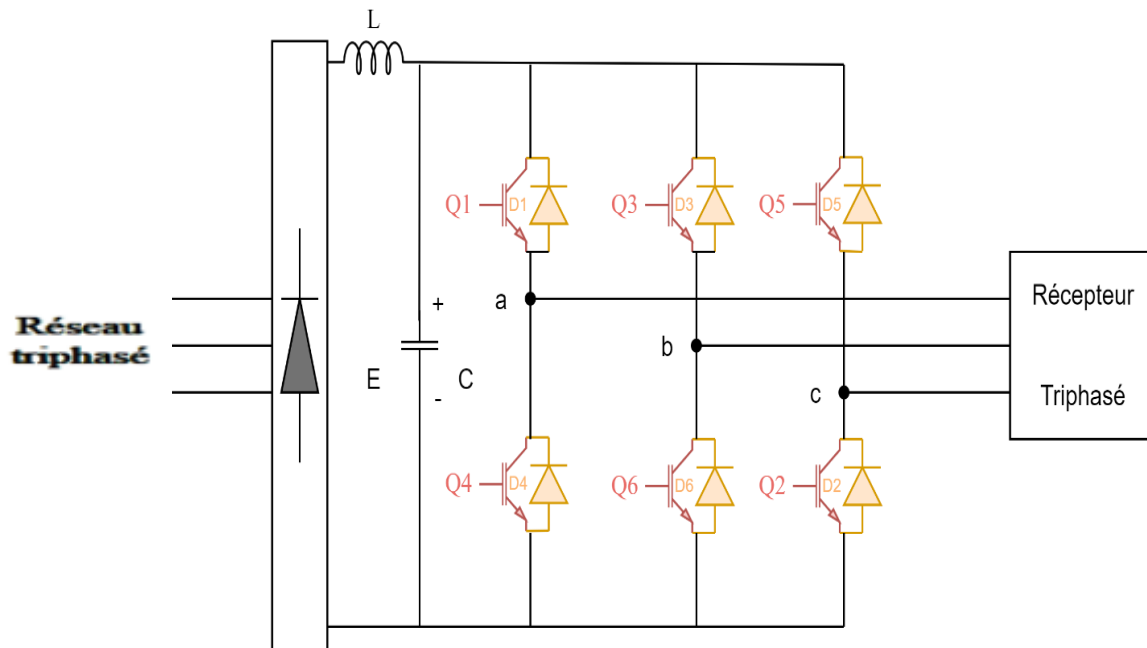


Figure II.9: Structure générale de l'onduleur deux niveaux

Sachant que dans un régime équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire,

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

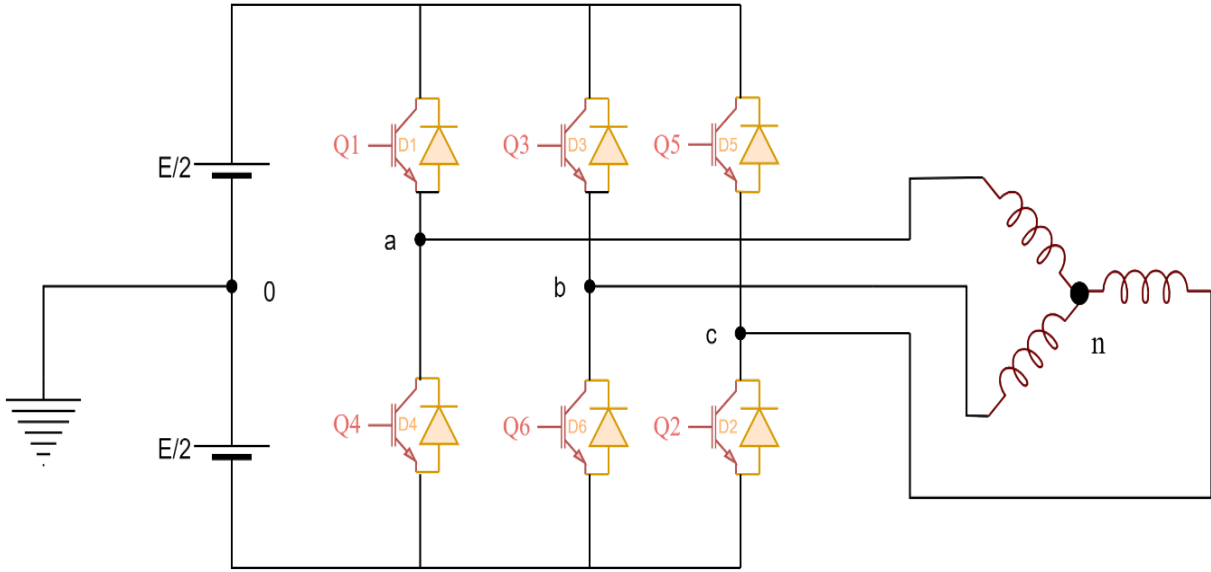


Figure II.10: Onduleur deux niveaux simplifié

En faisant la somme des équations, on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{II-15})$$

D'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II-16})$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II-17})$$

En substituant l'équation, il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Selon la condition des interrupteurs statiques (S_k) de l'onduleur (S_k est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon, avec $k = a, b, c$), les tensions de branches v_{ko} peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs « S_k » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1).E/2 \quad (\text{II-19})$$

En utilisant l'expression (II-3) dans le système (II-4), on déduit les tensions de sortie de phase de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation où la condition des interrupteurs statiques S_k ($k=a, b, c$) prennent la valeur 1 si l'interrupteur est fermé et la valeur 0 si l'interrupteur est ouvert.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone. [HAR 88].

Les techniques de commande MLI couramment les plus utilisées sont : la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle.

La première commande utilise le principe d'intersection entre une porteuse triangulaire de haute fréquence et les signaux de références appelés modulant pour déterminer les instants de commutation. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué. En MLI symétrique, le signal de référence est constant pendant au moins une période de la porteuse. Ce qui permet de calculer facilement les instants d'intersection de la porteuse avec la modulatrice au début de chaque période de celle-ci. Néanmoins, la MLI symétrique souffre d'une sous-utilisation du bus continu. En effet la limite de fonctionnement est atteinte pour des références d'amplitude $V=E/2$. La Figure (II-11) donne le schéma de principe de fonctionnement d'une telle commande [1].

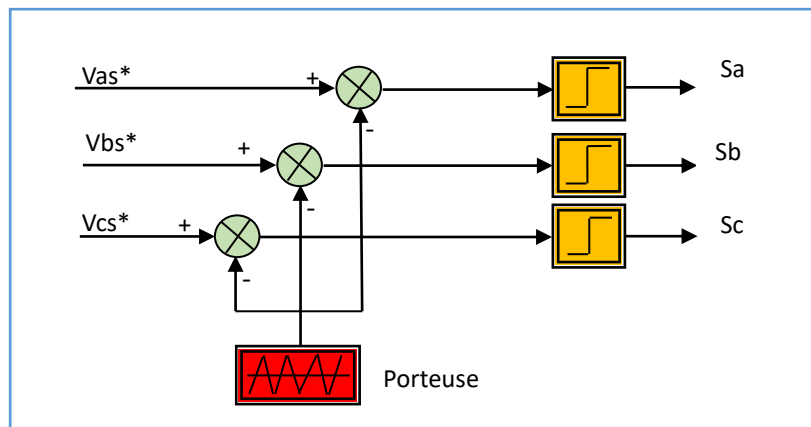


Figure II.11: Principe de la MLI sinusoïdale triangulaire

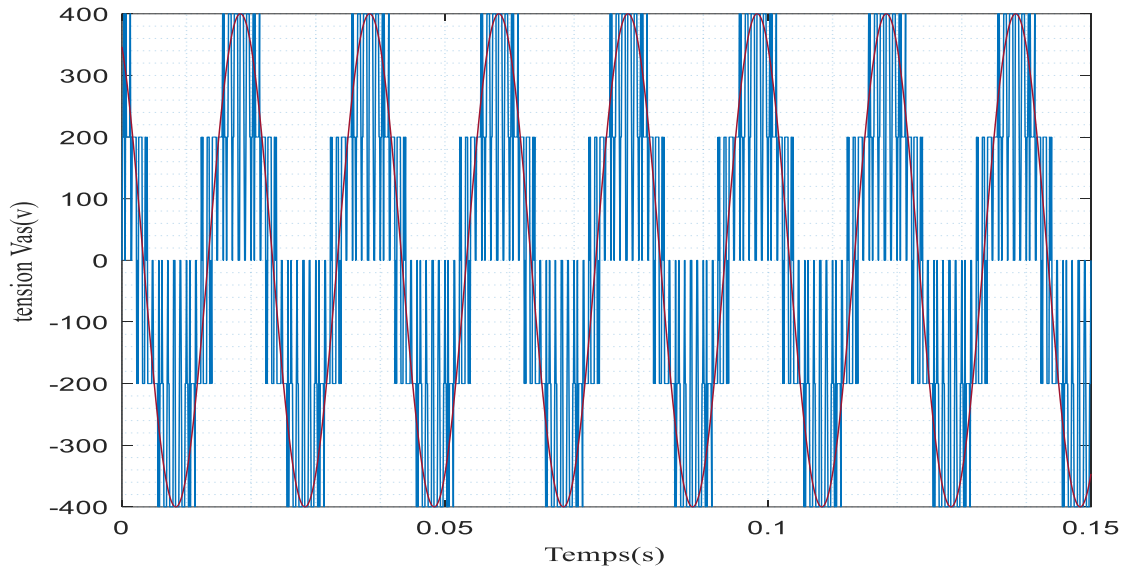


Figure II.12: tension de sortie de l'onduleur

II. 7 . La régulation

II. 7. 1 Régulation des courants

Pour contrôler le couple et le flux de la machine, il faut réguler les courants statoriques d'axe d et d'axe q.

Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système des équations statoriques (I-20) issues du modèle de la machine qui s'écrit sous la forme suivante, en imposant la condition de l'orientation du flux rotorique, ces équations sont :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II-22})$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes.

En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, nous pouvons alors présenter la machine par le schéma de la figure (II-13).

Les courants statoriques sont liés aux tensions correspondantes par une équation différentielle du premier ordre avec des termes de couplage entre les deux axes.

Ce couplage, qui constitue l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle, est supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation [15]. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplages, ces derniers seront rajoutés à la sortie des régulateurs avec des signes opposés selon le schéma de la figure II-11.

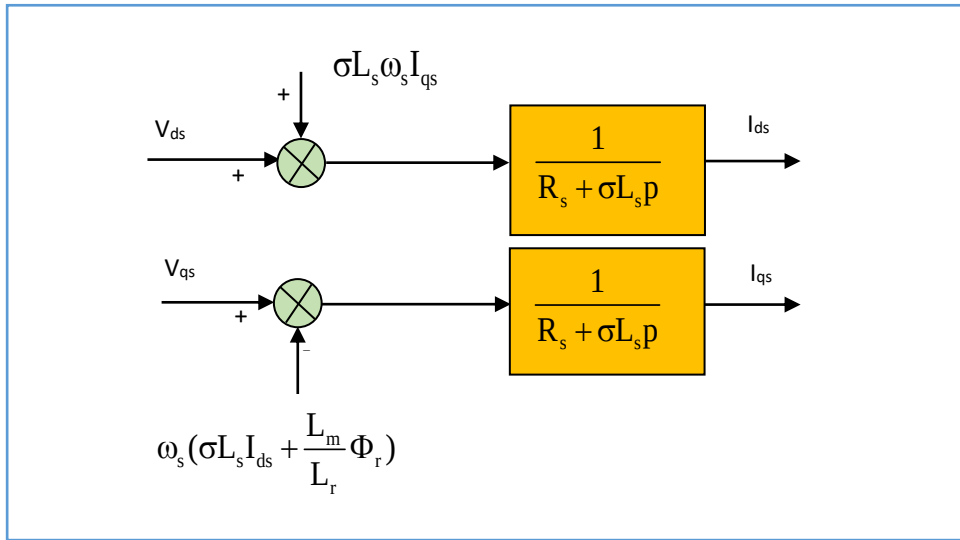


Figure II.13:termes de couplages dans les équations statoriques

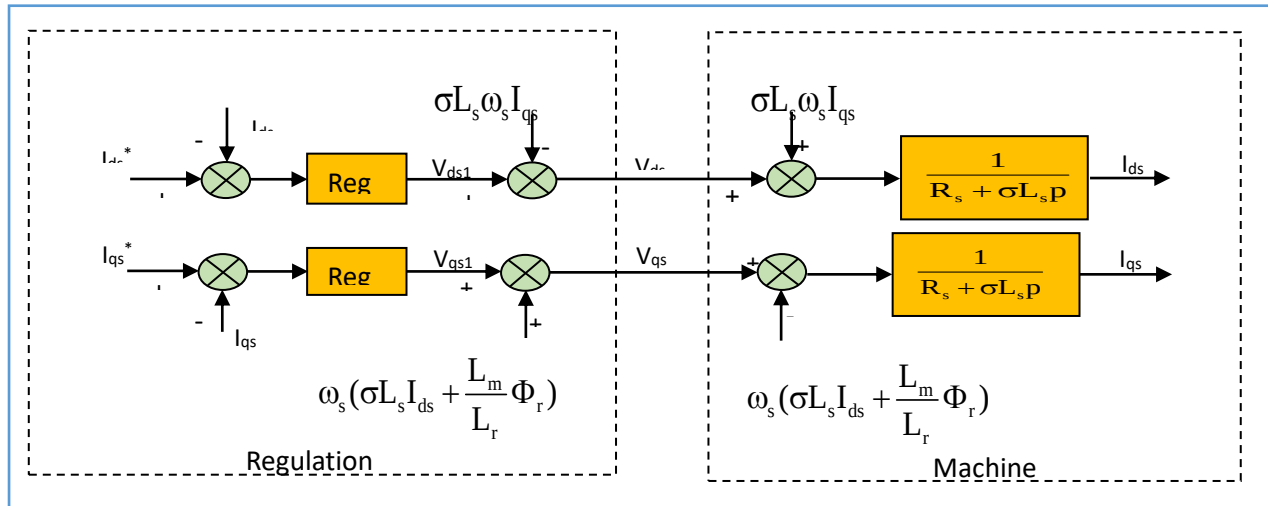


Figure II.14: Compensation des termes de couplage

Nous pouvons alors définir deux nouvelles variables V_{ds1} et V_{qs1} données par :

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{aligned} \quad (II-23)$$

Il y a donc une relation directe entre les nouvelles grandeurs de commande V_{ds1} et V_{qs1} , sortie des régulateurs de courants homogènes à des tensions, et les courants à contrôler.

Ainsi la régulation des deux courants suivant les axes d et q est satisfaisante et le découplage est assuré.

Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase.

Par conséquent, nous avons préféré utiliser des courants de référence pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème [16].

Nous nous intéresserons aux régulateurs de courant classiques de type proportionnel intégral (PI), qui permettent d'annuler l'erreur statique et d'obtenir un système rapide et stable.

Nous allons développer les calculs pour un axe, les résultats pour l'autre axe sont identiques en changeant les indices.

II. 7. 2 Synthèse des différents régulateurs

Nous avons privilégié pour les simulations envisagées une commande vectorielle indirecte, avec orientation du flux rotorique, ceci pour sa simplicité de mise œuvre et ses bonnes performances.

Aussi nous proposons pour chacune des boucles de régulation un contrôleur classique de type PI (**Proportionnel et Intégrateur**).

Cet organe de commande est caractérisé par une action proportionnelle afin de régler la rapidité avec laquelle la régulation doit être effectuée, et une action intégrale dont le but est d'annuler l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. [6]

Une action dérivée est à écarter car bien que permettant d'anticiper et d'accélérer la dynamique du système contrôlé, elle a l'inconvénient majeur d'amplifier les bruits.

De plus, nous envisageons d'employer une structure particulière dite IP, variante du classique régulateur PI qui permet de supprimer l'effet du zéro apparaissant dans le numérateur de la fonction de transfert de la boucle de régulation et limitant les dépassements de la réponse du procédé à contrôler.

II. 7. 3 Régulateurs PI de courant

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres (K_{pd} , K_{id}) et (K_{pq} , K_{iq}).

Considérons l'axe direct, la relation (II-16a) nous permet d'écrire :

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds1}} = \frac{1}{R_s(1+\sigma.T_s.s)} \quad (II-24)$$

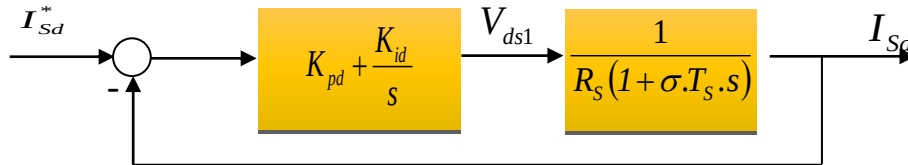


Figure II.15: Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté sur la figure II-15 :

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{dO}(s) = \frac{I_{ds}}{I_{ds}^*} = \frac{K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}}{R_s + \sigma.L_s.s} \quad (II-25a)$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{ds}}{I_{ds}^*} = \frac{\frac{K_{pd}.s + K_{id}}{\sigma.L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd}}{\sigma.L_s}\right).s + \frac{K_{id}}{\sigma.L_s}} \quad (II-25b)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s} \right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s} \quad (\text{II-26})$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives tels que :

$$s_{1,2} = \rho_d (-1 \pm j) \quad (\text{II-27})$$

Le polynôme définissant la dynamique désirée prend alors la forme suivante :

$$P_d(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_d \cdot s + 2 \cdot \rho_d^2 \quad (\text{II-28})$$

On obtient les expressions donnant les paramètres du régulateur en identifiant terme à terme les deux équations (II-25) et (II-27) :

$$K_{pd} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_d - R_s \quad (\text{II-29a})$$

$$K_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_d^2 \quad (\text{II-29b})$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{pd} = K_{pq} \text{ Et } K_{id} = K_{iq} \quad (\text{II-29c})$$

II. 7. 4 Régulateur PI de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres (K_{pw} , K_{iw}). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f_v + J \cdot s)} \quad (\text{II-30})$$

La figure (II-16) montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

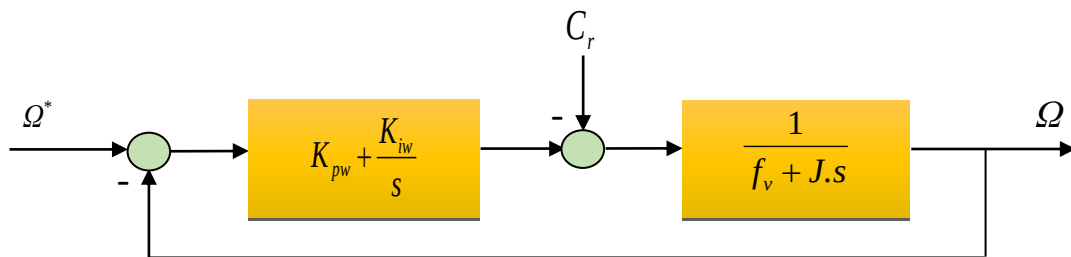


Figure II.16: Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + J \cdot s} \cdot \left(K_{pw} + \frac{K_{id}}{s} \right) \cdot (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v + J \cdot s} \cdot C_r \quad (\text{II-31a})$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s}}{J}}{s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J}\right)s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{s}{s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J}\right)s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot C_r \quad (\text{II-31b})$$

Ce qui fait apparaître un polynôme caractéristique définissant également une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J}\right)s + \frac{K_{iw}}{J} \quad (\text{II-32})$$

De la même manière que précédemment, imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives et identifions terme à terme les polynômes caractéristiques et désirés.

On peut alors exprimer les paramètres du régulateur de vitesse par les relations suivantes :

$$K_{pw} = 2 \cdot \rho_w \cdot J - f_v \quad (\text{II-33a})$$

$$K_{iw} = 2 \cdot \rho_w^2 \cdot J \quad (\text{II-33b})$$

II. 8 Application numérique

La structure de la commande faisant apparaître une régulation cascade, nous avons dimensionné les régulateurs de courant afin qu'ils soient plus rapides que le régulateur de vitesse situé dans la boucle externe.

Les paramètres des régulateurs PI et IP de vitesse ont été déterminés quant à eux, de manière à obtenir des réponses caractérisées par des temps de montée semblables lorsqu'ils sont soumis un échelon de vitesse et en l'absence de charge.

On a choisi l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte ($T_i = R_s / \sigma L_s$). Le gain est déterminé de telle sorte que la dynamique du système corrigé soit plus rapide que celle du système non corrigé, cette dynamique est caractérisée par un temps de réponse 3 fois plus petit que celui du système non corrigé

Les paramètres de réglage obtenus sont donnés dans le tableau (II.2):

Tableau II-2: Valeurs des paramètres des différents régulateurs

Régulateurs	Coefficient	Coefficient intégral
Des courants (i_{ds} et i_{qs})	$K_{pd} = K_{iq} = 14.55$	$K_{id} = K_{iq} = 2271.56$
De vitesse avec structure PI	$K_{pw} = 1.0762$	$K_{iw} = 19.442$

II. 9 Validation de la commande du modèle linéaire

Dans le but de valider l'efficacité de la stratégie de commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone, une série de simulations a été réalisée en se basant sur le modèle linéaire de la machine. Ces essais visent à analyser le comportement dynamique du système dans différentes conditions de fonctionnement, telles que le démarrage à vide, l'application d'une charge mécanique, ainsi que l'inversion du sens de rotation. Cette approche permet d'évaluer la robustesse, la stabilité et les performances de la commande mise en œuvre, en observant notamment l'évolution des grandeurs électromécaniques telles que les courants, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

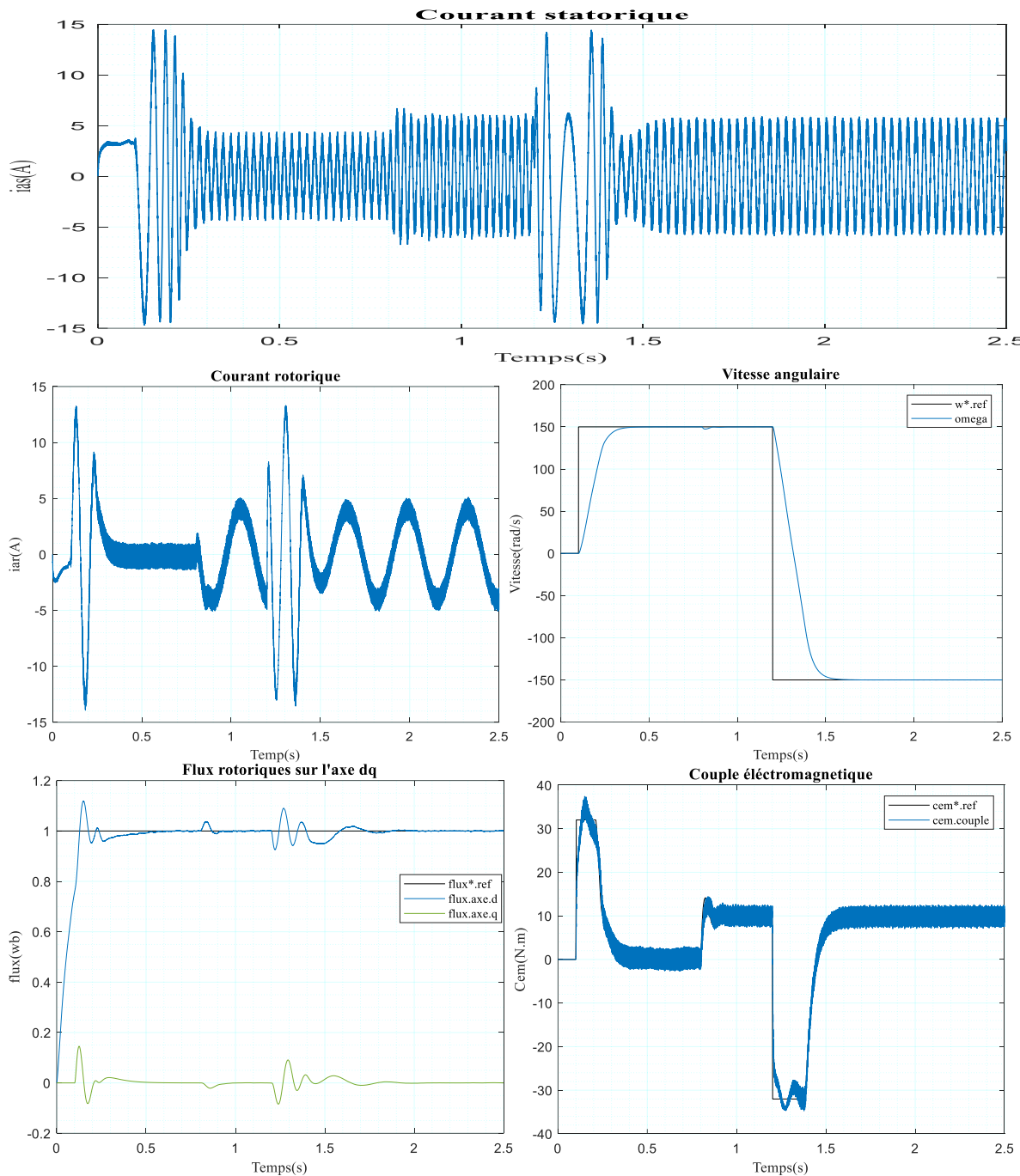


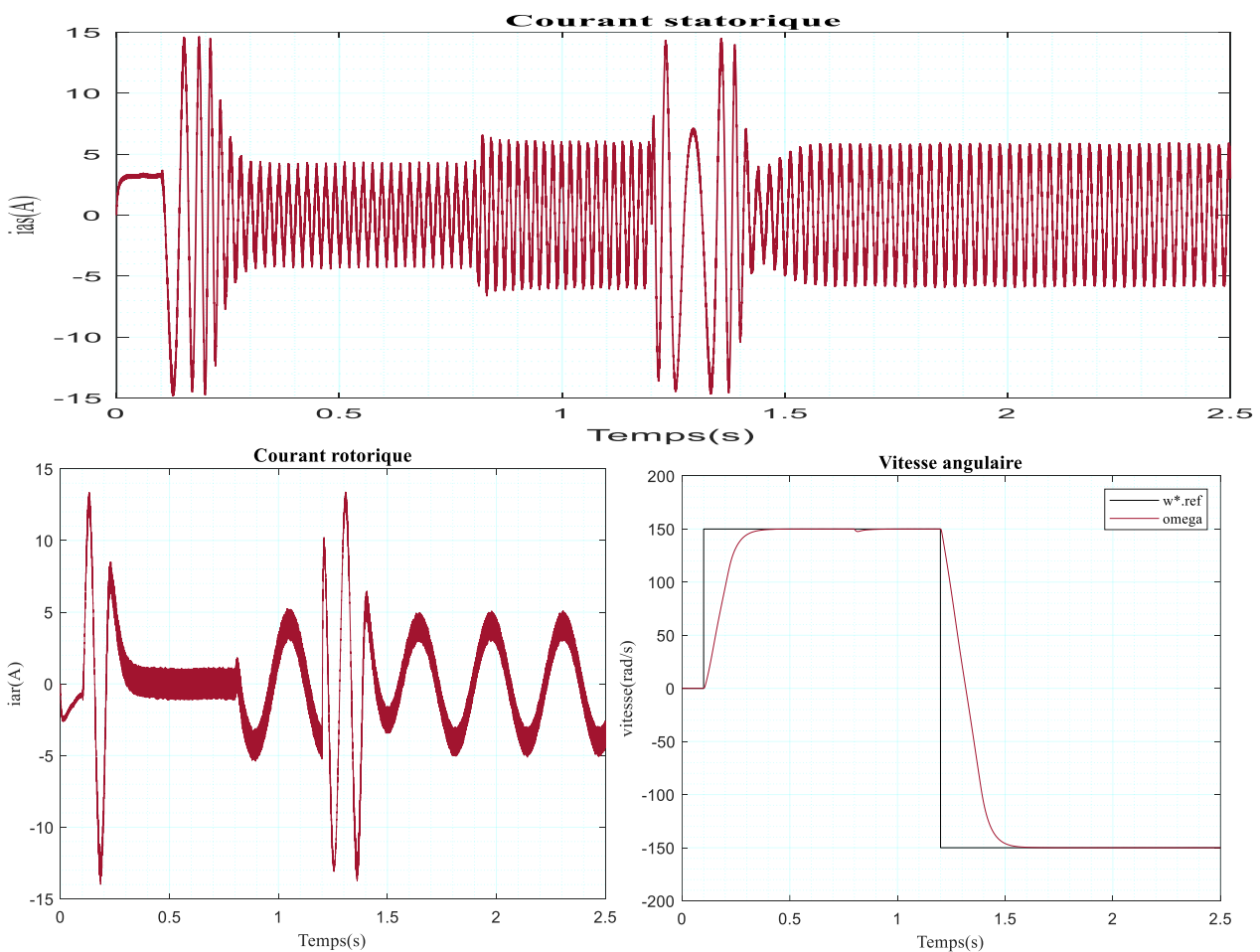
Figure II.17: Résultats de simulation de la FOC en modèle linéaire

L'analyse des résultats obtenus à partir du modèle linéaire de la machine asynchrone soumis à une commande vectorielle met en évidence un comportement globalement stable et performant dans différents régimes de fonctionnement. Au démarrage, en l'absence de charge, la vitesse atteint progressivement sa valeur de consigne sans oscillation notable, traduisant une bonne réponse transitoire. Lorsque la charge mécanique de 10 N.m est appliquée brusquement à $t=0.8s$, on observe une légère baisse temporaire de la vitesse suivie d'un retour rapide à la valeur de référence. Cette perturbation est accompagnée d'une augmentation modérée du courant statorique et rotorique, indiquant une réaction efficace de la commande face à la variation de charge. À $t=1.2s$, l'inversion du sens de rotation entraîne un changement brutal du couple et du courant, caractéristique d'un renversement du flux. Malgré cela, la transition s'effectue sans instabilités majeures, avec un

amortissement satisfaisant de la vitesse vers la nouvelle consigne. Ces observations confirment la capacité du système à suivre des consignes dynamiques tout en maintenant une stabilité remarquable, ce qui témoigne de la performance et de la robustesse de la commande vectorielle mise en œuvre sur le modèle linéaire.

II. 10 Validation de la commande du modèle saturé

Afin d'étudier l'influence de la saturation magnétique sur le comportement de la machine asynchrone commandée en vectorielle orientation du flux, une simulation a été menée en intégrant un modèle non linéaire tenant compte de la saturation du circuit magnétique. Les mêmes conditions que pour le modèle linéaire ont été reproduites, à savoir un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple de charge de $10\text{N}\cdot\text{m}$ à l'instant $t=0.8\text{ s}$, puis une inversion du sens de rotation à $t=1.2\text{ s}$. Les résultats suivants ont été obtenus :



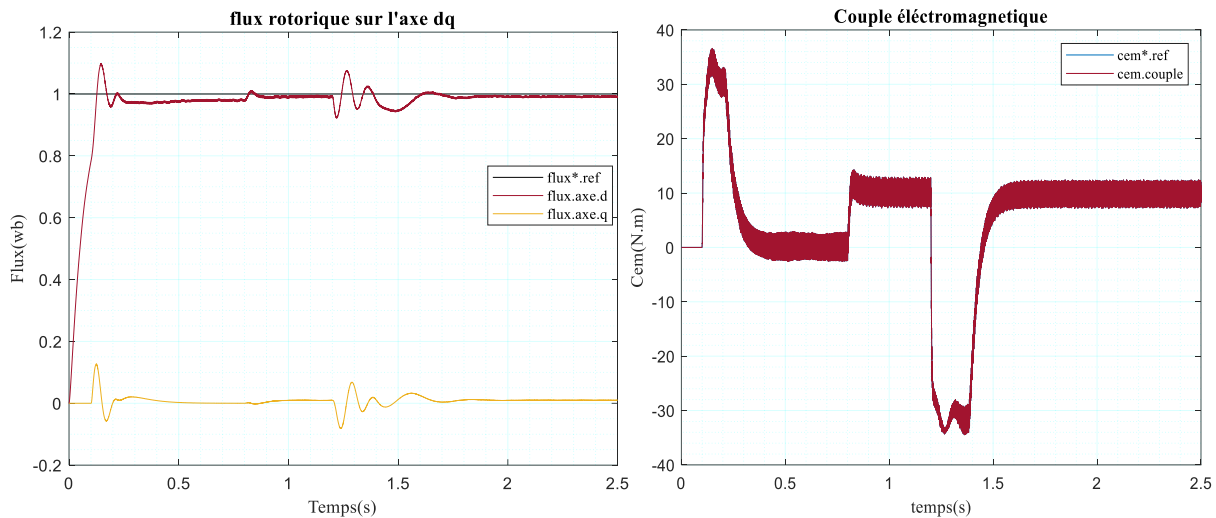


Figure II.18: Résultats de simulation de la FOC du modèle saturé

Les courbes issues de la simulation du modèle saturé révèlent un comportement global similaire à celui du modèle linéaire, avec toutefois certaines particularités liées à la saturation. Lors du démarrage à vide, la montée en vitesse est légèrement plus lente, et les courants présentent des amplitudes un peu plus élevées, traduisant une augmentation de la réactance magnétique dans les premiers instants. L'application du couple de charge à $t=0.8$ s entraîne une baisse temporaire de la vitesse, qui se stabilise rapidement autour de la consigne, bien que la réponse soit légèrement moins amortie que dans le cas linéaire. On note également une surintensité légèrement plus marquée, due à l'effet de la saturation sur l'impédance de la machine.

L'inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s génère une dynamique plus prononcée dans les courants et le couple électromagnétique, en raison de la non-linéarité du modèle. Toutefois, la commande vectorielle parvient à stabiliser la vitesse vers la nouvelle consigne sans oscillations prolongées. Ces résultats confirment que, malgré la complexité introduite par la saturation, la stratégie de commande reste efficace, démontrant une bonne robustesse et une performance satisfaisante du système de commande.

II. 11 Validation de la commande sur les deux modèles linéaire-saturé

Dans le but de comparer le comportement dynamique de la machine asynchrone en tenant compte ou non des effets de saturation magnétique, deux simulations ont été réalisées en appliquant la même stratégie de commande vectorielle. Les deux modèles linéaire-saturé ont été soumis aux mêmes conditions de fonctionnement afin de permettre une comparaison rigoureuse. Le scénario comprend un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t=0.8$ s, puis une inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s. L'objectif est d'évaluer l'influence de la saturation magnétique sur la réponse dynamique du système et la performance de la commande.

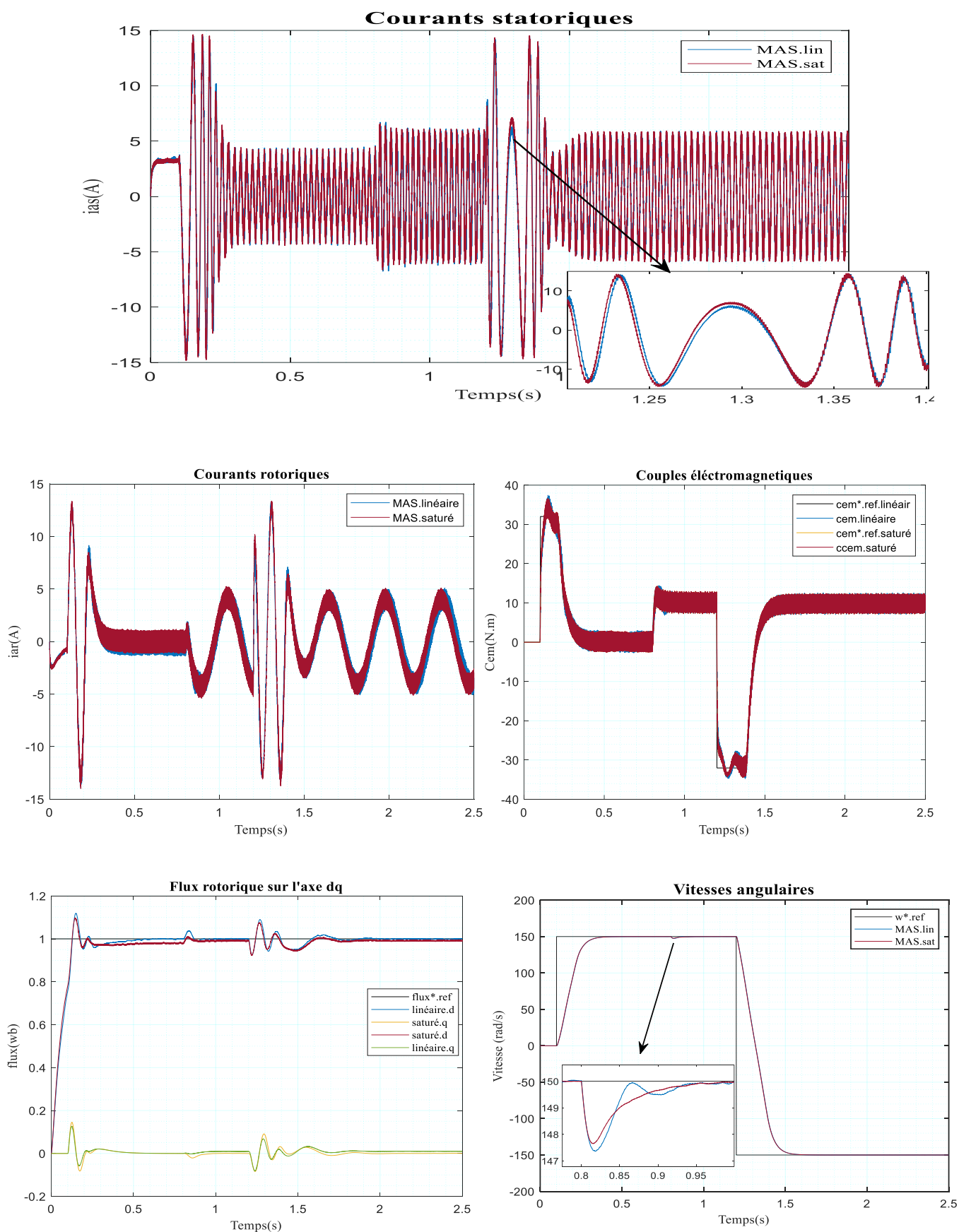


Figure II.19: Résultats de simulation de la FOC sur les deux modèles linéaire-saturé

L'analyse des résultats met en évidence des similarités globales entre les deux modèles, notamment en ce qui concerne la stabilité de la commande vectorielle et la capacité du système à suivre les consignes imposées. Dans les deux cas, le démarrage à vide se déroule sans instabilité, avec une montée en vitesse progressive et contrôlée. Cependant, le modèle saturé présente une légère augmentation des courants au démarrage, due à l'impact de la non-linéarité magnétique sur les inductances.

Lors de l'application du couple de charge à $t=0.8$ s, les deux modèles réagissent par une baisse temporaire de la vitesse, suivie d'un retour rapide à la consigne. Le modèle saturé, néanmoins, affiche une réponse légèrement moins amortie, avec des pics de courant plus élevés traduisant une sollicitation plus importante de la machine.

Enfin, l'inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s provoque dans les deux cas une réaction dynamique intense, marquée par une inversion du couple et une forte variation des courants. La commande parvient à stabiliser rapidement la machine, démontrant une bonne robustesse. Toutefois, le modèle saturé présente une transition un peu plus brusque, ce qui est cohérent avec les effets non linéaires de la saturation sur la dynamique du flux.

En conclusion, bien que la saturation magnétique influence légèrement la réponse dynamique, notamment en termes d'amplitude des courants et de rapidité d'amortissement, la stratégie de commande vectorielle reste efficace et robuste dans les deux configurations.

II. 12 Conclusion

Ce chapitre a permis d'explorer de manière progressive la mise en œuvre de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone. Dans un premier temps, le principe de la commande vectorielle a été étudié, mettant en évidence son intérêt pour le découplage entre le flux et le couple, permettant un contrôle similaire à celui des machines à courant continu. Ensuite, la structure de l'alimentation de la machine, notamment à travers l'onduleur de tension commandé en onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), a été présentée comme un élément essentiel à la réalisation de cette stratégie.

Dans une seconde phase, la commande vectorielle a été appliquée successivement à deux modèles de la machine asynchrone : un modèle linéaire, puis un modèle non linéaire intégrant la saturation magnétique. Les simulations effectuées dans les mêmes conditions ont permis de comparer la réponse du système dans chaque cas. Le modèle linéaire a montré une réponse rapide et bien amortie, tandis que le modèle saturé, bien que plus réaliste, présente des effets dynamiques plus marqués en raison des non-linéarités introduites par la saturation.

Ainsi, les résultats obtenus confirment la robustesse et l'efficacité de la commande vectorielle, quel que soit le modèle utilisé. Toutefois, l'introduction de la saturation magnétique dans le modèle permet une représentation plus fidèle du comportement réel de la machine, notamment lors des transitoires mécaniques. Cette étude souligne donc l'importance d'un modèle adapté au contexte d'application pour une commande optimale des machines électriques.

Chapitre III :

COMMANDE VECTORIELLE

SANS CAPTEUR DE VITESSE

III. 1 Introduction

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques du contrôle du flux de la machine [CHO04]. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés, surtout dans le domaine des petites puissances, ou l'installation du capteur mécanique de vitesse pose le problème d'encombrement et des vibrations.

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour éliminer ce capteur mécanique. La plupart des techniques sont basées sur des estimateurs ou des observateurs faisant appel au modèle de la machine. La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances proches de celle obtenues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions statiques et dynamiques de l'estimateur en fonction du point de fonctionnement de la machine

La commande de la MAS s'appuie sur la mesure de ses tensions et ses courants statoriques, la vitesse et la position du rotor, les grandeurs physiques qui doivent fournir des informations suffisantes en qualités et en quantité de l'état de la machine. La position du rotor ainsi que sa vitesse sont généralement obtenues à l'aide d'un codeur incrémental. Outre son coût, ce capteur pose, entre autres, les problèmes suivants :

- Pour ne pas avoir des erreurs de quantifications importantes, le codeur doit être suffisamment précis.
- Pour pouvoir fonctionner dans des environnements hostiles, le codeur doit être protégé contre la poussière et les chocs mécaniques.
- Le codeur sera nécessairement logé entre la charge et l'arbre du moteur. Ceci va induire une augmentation de l'éloignement entre ces deux éléments, donc un accouplement élastique plus long. De plus, il doit supporter les coups des couples imposés par le moteur.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse , d'un moteur asynchrone en choisissant un filtre de KALMAN étendu comme un observateur de vitesse.

III. 2 Filtre de KALMAN étendu FKE:

Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courants, flux et vitesse). Cette prédiction est effectuée en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés [17]

Cette méthode est basée sur une représentation d'état des régimes dynamiques du moteur. Pour l'implantation de notre observateur dans la commande une discrétisation du modèle est requise. Selon la méthode de discrétisation et de la période d'échantillonnage, une source de bruit supplémentaire est ajoutée aux erreurs de modélisation. Par conséquent, il est important de vérifier la pertinence de ces résultats dans le cas discret [18], [19]

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes : [20, 21]

- Sélection du modèle de la MAS.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits R, Q et d'état P.
- Implémentation de l'algorithme du FKE.

III. 2. 1 Modèle d'état étendu de la MAS

Le FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système qui est le modèle de la MAS en $\alpha \beta$. Dans cette partie on présente le modèle dynamique de la MAS étendu à la vitesse de rotation électrique. Donc le modèle d'état étendu de notre système est décrit par :

- L'équation différentielle d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p\Omega & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p\Omega & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p\Omega & 0 \\ 0 & a_4 & p\Omega & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

L'équation de sortie :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} & I_{\beta s} & \phi_{\alpha r} & \phi_{\beta r} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-2})$$

Tel que :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right), a_2 = \left(\frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right), a_3 = \left(\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right), a_4 = \frac{L_m}{T_r}, a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

Donc le modèle de la MAS est représenté par le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = g[X(t), U(t), t] \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

III. 2. 2 Discrétisation du modèle du système :

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu, le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul.

On suppose que la période d'échantillonnage « T » est assez petite devant le temps de réponse, on peut exprimer la dérivé de la variable d'état par :

$$\dot{X}(t) = \{X[(k+1)T] - X[kT]\} / T \quad (\text{III-4})$$

Avec : $kT \leq t \leq (k+1)T$

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets (kT) est nécessaire pour l'implémentation du FKE en temps réel.

En suppose que l'entrée de commande $U(kT)$ est constante entre les instants d'échantillonnage actuel $[kT]$ et prochains $[(k+1) T]$ donc le modèle d'état discret est exprimé par [22] :

$$\begin{cases} X[(k+1)T] = X[kT] + Tg\{X[kT], kT\} \\ Y[kT] = CX[kT] \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

D'où on peut écrire :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Où kT est remplacé par k pour une simplification d'écriture.

Avec : $f[X(k), U(k), k] = [f_1, f_2, f_3, f_4, f_5]^T$

En utilisant l'équation (IV.5) on aura :

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1 T) I_{\alpha s}(k) + a_2 T \phi_{\alpha s}(k) + a_3 T p \Omega(k) \phi_{\beta r}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} T V_{\alpha s} \\ f_2 = (1 + a_1 T) I_{\beta s}(k) + a_3 T p \Omega(k) \phi_{\alpha r}(k) + a_2 T \phi_{\beta r}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} T V_{\beta s} \\ f_3 = a_4 T I_{\alpha s}(k) + (1 + a_5 T) \phi_{\alpha r}(k) - T p \phi_{\beta r}(k) \\ f_4 = a_4 T I_{\beta s}(k) + T p \phi_{\alpha r}(k) + (1 + a_5 T) \phi_{\beta r}(k) \\ f_5 = p \Omega(k) \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Le modèle discret de la machine en forme étendu devient :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \\ \phi_{\alpha r}(k+1) \\ \phi_{\beta r}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1 T) & 0 & a_2 T & a_3 p \Omega T & 0 \\ 0 & (1+a_1 T) & -a_3 p \Omega T & a_2 T & 0 \\ a_4 T & 0 & (1+a_5 T) & -p T \Omega(k) & 0 \\ 0 & a_4 T & p T \Omega(k) & (1+a_5 T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k) \\ I_{\beta s}(k) \\ \phi_{\alpha r}(k) \\ \phi_{\beta r}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s}(k) \\ V_{\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k) & I_{\beta s}(k) & \phi_{\alpha r}(k) & \phi_{\beta r}(k) & \Omega(k) \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-9})$$

La forme complète des équations (III.8) est la suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

III. 2. 3 Matrices de covariances des bruits et d'état

En pratique, la MAS ne peut être représentée parfaitement par le modèle (III.6), pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [23] :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + b_{rs}(k) \\ Y(k) = CX(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Où $f[X(k), U(k), k]$ est définie dans le paragraphe précédant et b_{rs} , b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par leurs valeurs moyenne nulles.

Le filtre de Kalman considère la matrice de covariance de du vecteur d'état P et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} COV(b_{rs}) = E\{b_{rs} b_{rs}^T\} = Q \\ COV(b_{rm}) = E\{b_{rm} b_{rm}^T\} = R \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

On suppose que Q et R sont diagonaux, et de (5,5), les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes, il suit de cela que quatre éléments de covariance doivent être connus.

III. 2. 4 Implantation de l'algorithme du FKE discret

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction – correction illustrée par la figure suivante [24] :

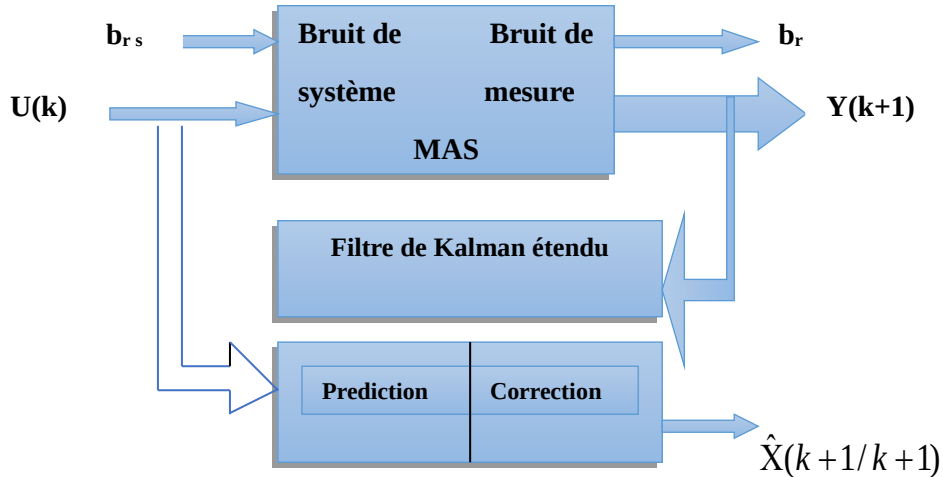


Figure III.1: Structure du filtre de Kalman étendu.

III.2.4.1. Etapes de l'algorithme du FKE

Pour la réalisation de l'algorithme du FKE, on distingue deux (02) étapes:

la première est la prédiction, tandis que la seconde soit la correction (ou le filtrage), ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [25], [24], [22].

➤ . Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système X_0 et les matrices initiales de covariance Q_0 et R_0 sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance P_0 . Cette dernière peut être considérée comme diagonale, où tous les éléments sont égaux ([23], [26]). Les valeurs initiales de ces matrices de covariances reflètent le degré de connaissance des états initiaux.

III.2.4.1.a. La phase de prédiction

➤ Calcul de la prédiction du vecteur d'état :

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$:

$$\hat{X}(k+1/k) = f[\hat{X}(k/k), U(k), k]$$

Ainsi, cette mesure d'état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C\hat{X}(k+1/k) \quad (\text{III-13})$$

➤ Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre :

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante :

$$P(k+1/k) = A(k) P(k/k) A^T(k) + Q \quad (\text{III-14})$$

Tel que : $A(k) = \frac{\partial f}{\partial x}$

$$A(k) = \begin{bmatrix} (1 + a_1 T) & 0 & a_2 T & a_3 p \Omega(k/k) T & a_3 T \phi_{\beta r}(k) \\ 0 & (1 + a_1 T) & -a_3 p \Omega(k/k) T & a_2 T & -a_3 T \phi_{\alpha r}(k) \\ a_4 T & 0 & (1 + a_5 T) & -p T \Omega(k/k) & T \phi_{\beta r}(k) \\ 0 & a_4 T & p T \Omega(k/k) & (1 + a_5 T) & T \phi_{\alpha r}(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

III.2.4.1.b. Phase de correction

➤ Calcul du gain de Kalman à l'instant (k+1) :

Le gain du filtre de Kalman est donnée par :

$$K(k+1) = P(k+1/k) C^T [C P(k+1/k) C^T + R]^{-1} \quad (\text{III-16})$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer.

➤ Estimation du vecteur d'état à l'instant (k+1) :

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k+1)$ et la sortie prédite $\hat{Y}(k+1/k)$. Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain K , en minimisant la variance de l'erreur. Donc on obtient la nouvelle valeur du vecteur d'état estimé à l'instant (k+1) [27],[18] :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1) [Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)] \quad (\text{III-17})$$

➤ Calcul de la covariance d'erreur :

$$P(k+1/k+1) = \{I - K(k+1) C\} P(k+1/k) \quad (\text{III-18})$$

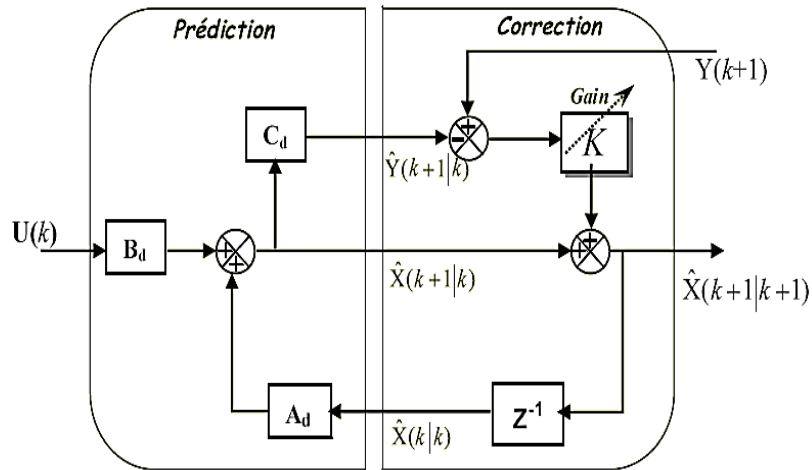


Figure III.2: Représentation de l'algorithme du filtre de Kalman.

III.4.1 Résultats de simulation :

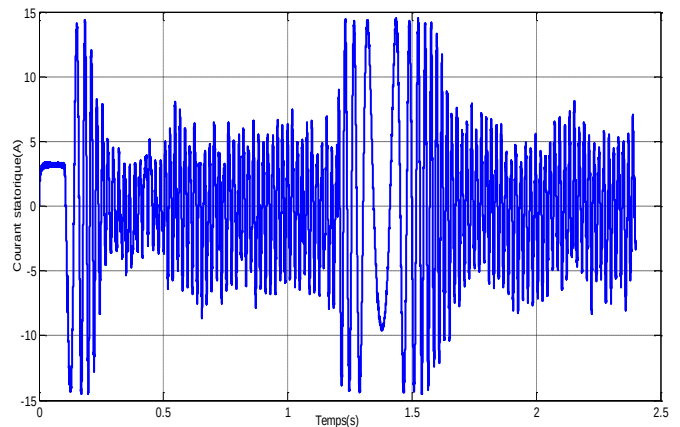
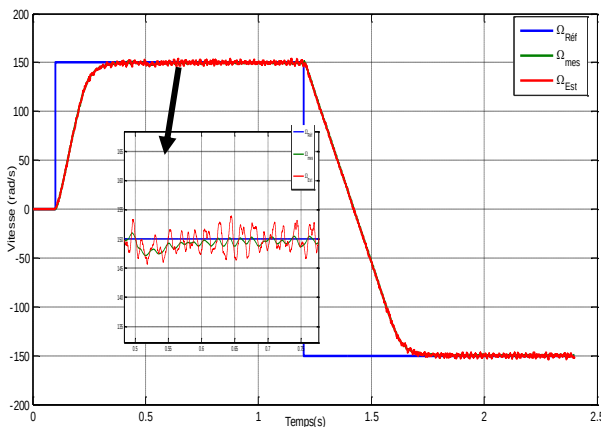
Les simulations présentées dans cette section ont été réalisées dans le but d'évaluer la robustesse de la commande vectorielle indirecte sans capteur, reposant sur l'utilisation d'un filtre de Kalman étendu (FKE) pour l'estimation de la vitesse rotorique.

Un couple de charge de $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ est appliqué à $t = 0.5 \text{ (s)}$, suivi d'un changement de sens de rotation à $t = 1.2 \text{ (s)}$. La période d'échantillonnage adoptée est $T = 10 \mu\text{s}$.

D'après les résultats obtenus (voir figures III.4 et III.5), on constate que la vitesse estimée par le FKE suit avec précision la vitesse réelle, aussi bien pour le modèle linéaire que pour le modèle prenant en compte la saturation magnétique. En régime permanent, les deux vitesses coïncident parfaitement. Un léger retard peut être observé en régime transitoire, notamment lors du démarrage et lors de l'application du couple de charge. Toutefois, l'erreur demeure très faible et n'impacte ni le comportement statique, ni la dynamique globale de la commande.

Par ailleurs, le couple électromagnétique suit fidèlement sa consigne, avec une bonne dynamique et un temps de rétablissement satisfaisant après application du couple résistant. L'écart entre la valeur simulée et la référence reste négligeable.

➤ Modèle linéaire



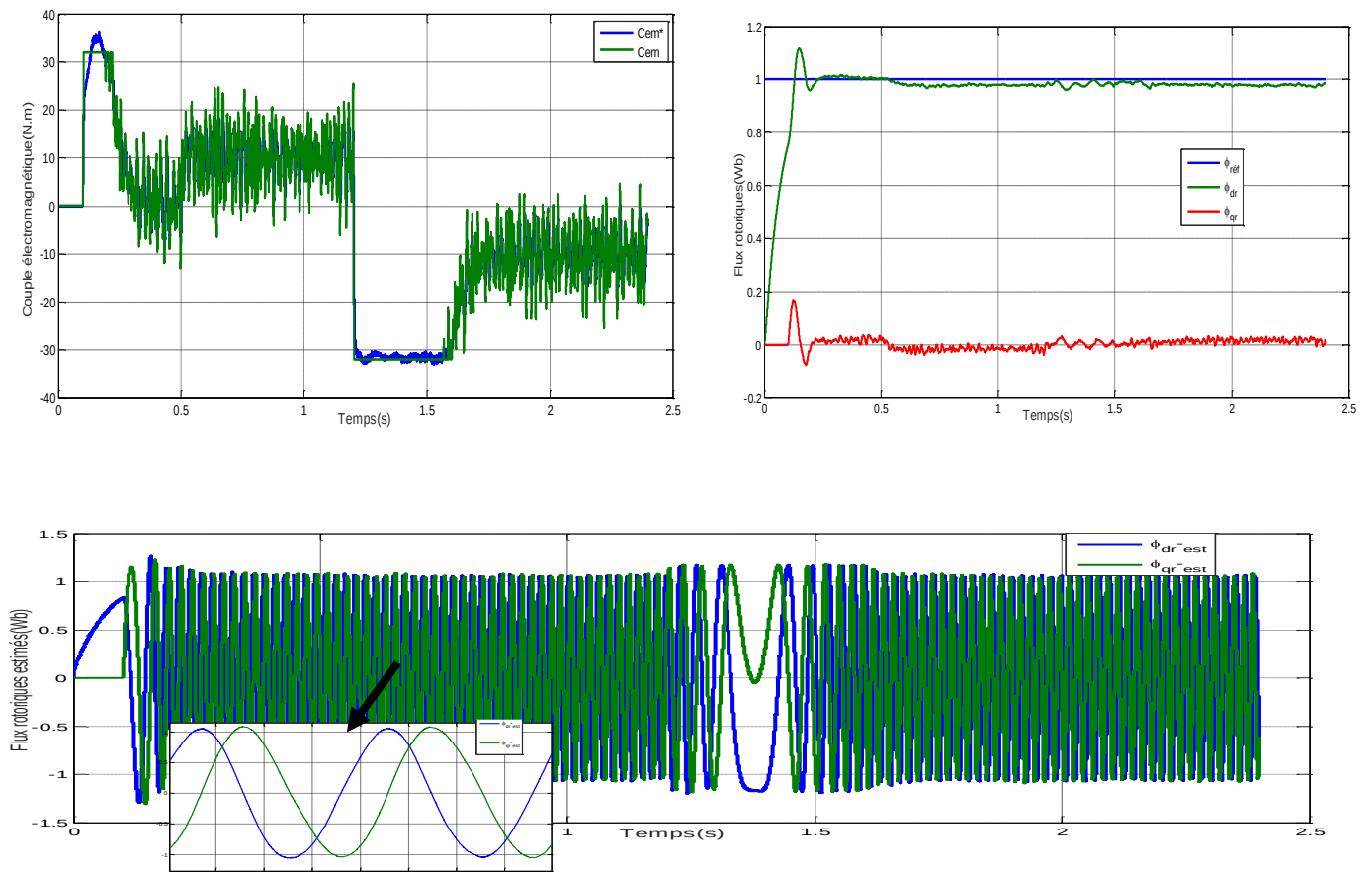
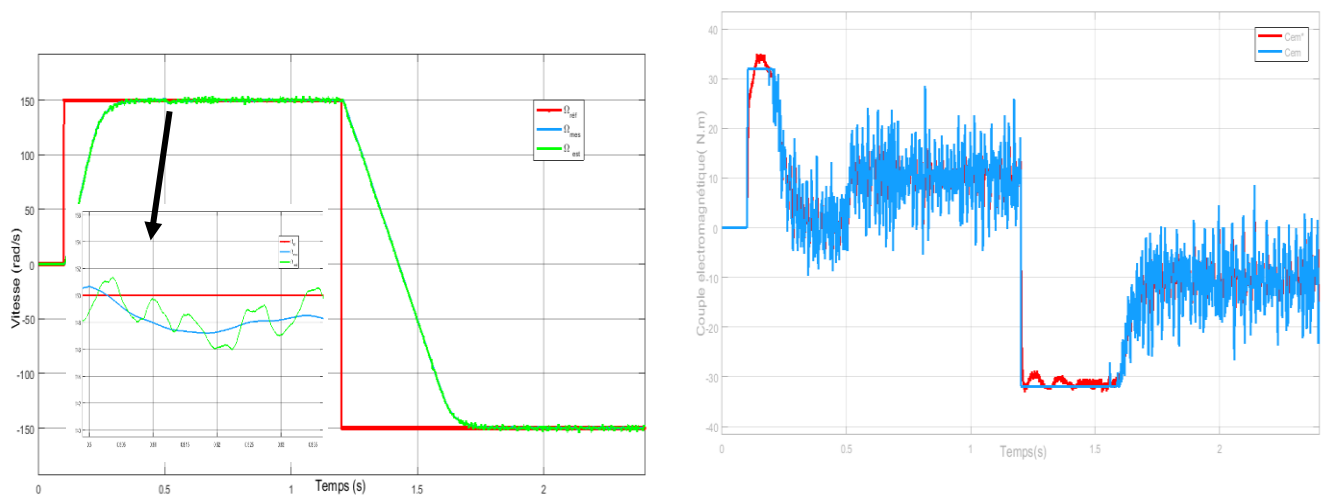


Figure III.4:FOC sans capteur mécanique par FKE (estimant les flux rotoriques) appliquée de la MAS linéaire

➤ Modèle saturé



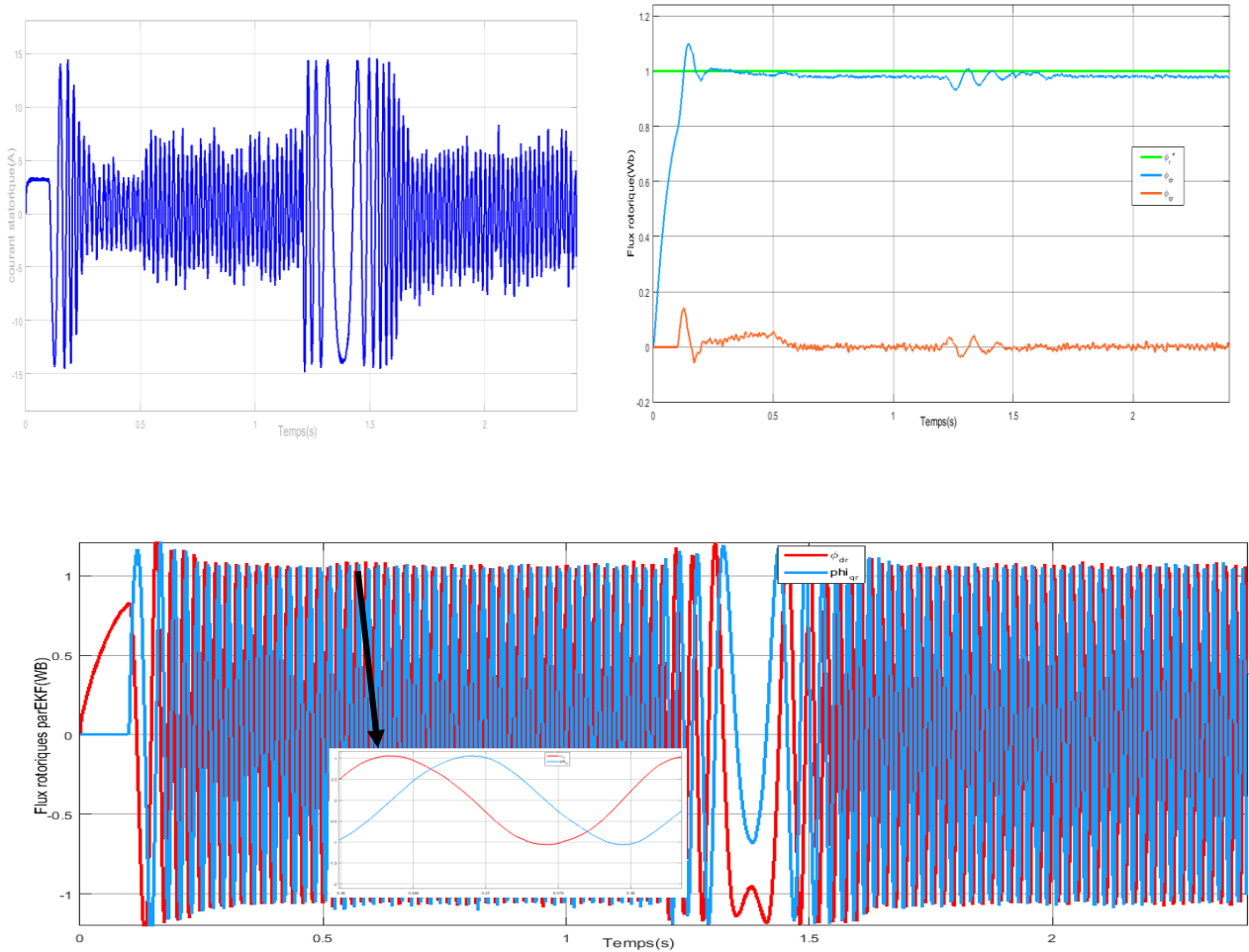


Figure III.5: FOC sans capteur mécanique par FKE (estimant les flux rotoriques) appliquée de la MAS saturée

III. 5 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude et une mise en œuvre de l'algorithme de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone ont été réalisées sans recours à un capteur mécanique de vitesse.

Un filtre de Kalman étendu (FKE) a été utilisé comme observateur pour estimer avec précision la vitesse mécanique à partir des mesures électriques (courants et tensions dans le repère $\alpha\beta$). Les résultats de simulation ont montré que l'observateur proposé présente de bonnes performances en termes de rapidité de réponse et de stabilité de l'estimation, même en présence de variations brusques du couple de charge ou d'inversion du sens de rotation.

Le système a également démontré une grande efficacité dans le suivi de la vitesse de référence, ce qui confirme la fiabilité de l'utilisation de l'FKE dans les systèmes de commande sans capteur mécanique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

La machine asynchrone est plus répandue dans les applications industrielles grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et son faible coût, mais son comportement dynamique soulève des défis importants en matière de la modélisation et de la commande. Ce travail s'est inscrit dans une démarche visant à améliorer la compréhension et la maîtrise de cette machine, en prenant en compte un phénomène physique souvent négligé qui est : la saturation magnétique.

Dans un premier temps, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone selon une approche classique linéaire, en modèle triphasé abc et en modèle biphasé dq par la transformation de Park puis nous avons introduit une version enrichie du modèle, intégrant les effets de la saturation à travers la variation des inductances de magnétisation en fonction du courant. Les résultats obtenus à travers des simulations en régimes permanent et transitoire ont mis en évidence les limites des modèles linéaires dans certaines conditions de fonctionnement, notamment lors de variations rapides de consigne et de charge.

Dans un second temps, une stratégie de commande vectorielle a été mise en œuvre sur les deux modèles étudiés linéaire et saturé. Les performances comparées de ces deux approches ont permis de démontrer l'intérêt d'une modélisation plus fidèle du comportement électromagnétique de la machine. L'introduction de la saturation magnétique dans le modèle a permis d'améliorer significativement la précision de la commande, de renforcer la stabilité du système et de réduire les erreurs de poursuite.

Enfin, dans une troisième phase, nous avons abordé la problématique de la mesure de la vitesse et la position du rotor. La connaissance de ces grandeurs sont indispensables dans la stratégie de commande vectorielle (FOC). Plutôt que le capteur mécanique de vitesse soit souvent coûteux, non toujours fiable et posant un problème de son installation, nous avons étudié la commande sans capteur mécanique de vitesse en utilisant un observateur de Kalman étendu (EKF). Cette approche permet d'estimer la vitesse à partir des mesures des courants et des tensions statoriques, tout en prenant en compte les incertitudes du modèle et les perturbations de mesure. Les résultats de simulation ont montré que cette technique permet d'obtenir des estimations précises et stables de la vitesse, rendant possible une commande sans capteur, tout en maintenant les performances et la précision et robuste.

Ainsi, notre travail confirme que la prise en compte de la saturation magnétique (un phénomène non linéaire), est un levier essentiel pour le développement de systèmes de commande plus performants et plus robustes. Il met également en lumière l'équilibre à rechercher entre la précision du modèle et sa complexité, afin de garantir une exploitation pratique et efficace dans des systèmes de commande temps réel.

Ce travail ouvre plusieurs perspectives intéressantes :

- La validation expérimentale des modèles proposés sur un banc d'essai, afin de confronter les résultats simulés à la pratique en réalité.
- L'application d'autre technique de commande de la machine asynchrone comme la commande directe du couple (DTC) afin d'optimiser ses performances dans des contextes dynamiques exigeants.

Bibliographies

- [1]-T. DJELLOULI « Commande sans capteur d'une Machine Asynchrone avec Prise en Compte de la Saturation et des Pertes Fer », Mémoire Magister , université Yahia FARES de ,MEDEA, Juillet ;2010.
- [2]-S.Moulahoum « contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ;2006.
- [3]- P. Barret “Régimes transitoires des machines électriques tournantes”, Techniques de l'ingénieur 6-1985.
- [4]- Patrick BRUNET « Introduction à la. commande vectorielle. des machines. asynchrones ».. LTEG Henri BRISSON. 25 Avenue Henri BRISSON. 18108 VIERZON.
- [5]-Un article de Wikipédia, M.I,Explorer, l'encyclopédie libre "Machine asynchrone".
- [6]- L. Baghli “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 1999.
- [7]- M. Hecquet, P. Brochet “Time variation of forces in a synchronous machine using electric coupled network model”, IEEE trans. on magnetics, vol. 34, no. 5, Sept 1998 A. Kheloui,
- [8]- F. M. Sargos “Transformations des systèmes polyphasés”, cours d'électrotechnique analytique, ENSEM, Nancy.
- [9]- A. Kheloui:“Contribution à la modélisation et à la commande d'ensemble convertisseurs statiques – machines synchrones de forte puissance”, thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, Nancy, 1994.
- [10]-P. Vas, "Generalized transient analysis of saturated a-c machines," ArchivfürElectrotechnik, vol. 63, pp. 57-62, 1981.
- [11]- R. G. Harley, D. J. N. Limebeer and E. Chirricozzi, "Comparative study of saturation methods in synchronous machine models," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 127, pt. B, no. 1, pp. 1-7, 1980.
- [12]-A.Mechernène « Commande Neuro-Floue Adaptative pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone » Mémoire de magister en génie électrique E.N.S.E.T – ORAN 2008.
- [13]-C. CANUDAS, «Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Hermes Science Europe Ltd, 2000].
- [14]-G. GRELLET et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.

Bibliographies

- [15]- K. Dakhouche, D. Roze "Digital vector control of induction machine using a PWM inverter", in Proc. EPE'91, pp. 2.227-2.230.
- [16]-A. Faidallah "Contribution à l'identification et la commande vectorielle des machines asynchrones", thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, Nancy, France, 1995.
- [17]-J. P. CARON ET J. P. HAUTIER, modélisation et commande de la machine asynchrone. technip, 1995.
- [18]-L. GHAOUTI, M. BOURAHLA ETN. BOUCHTATA « commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par estimateur de filtre de kalman étendu ».
- [19]-M. RASHED ET A. F. STRONACH, « a stable back-emfmr-based sensorlesslow-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation », iee proc.-electr. power appl., vol. 151, no 6, p. 685-693, 2004.
- [20]-Y. BENDAHA, « contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique », mém. magister en univ. Oran, 2013.
- [21]-T. BOUMEGOURA, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », thèse en vue de l'obtention du titre de docteur de l'école doctorale électronique.
- [22]-T. BENRAHBIA, « observation et commande vectorielle sans capteur mécanique applique au moteur asynchrone », mémoire en vue de l'obtention du titre de magistère de L'université d'Oran, soutenue le 04 /08/2008.
- [23]-P.VAS, « Sensorless Vector and Direct Torque Control » Oxford University press 1998.
- [24]-A.BEN FERDIA « Commande non linéaire d'un moteur synchrone a aimant permanent » mémoire en vue de l'obtention du titre de magister de l'université de Batna, soutenue en 2006.
- [25]-L.C.Zai,Christopher.L.Demarco,T.A.Lipo, « an extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives » IEEE-IA Annual meeting conference record 1987,pp 176-183.IEEE trans on .Ind.Appl.,vol28,n°1.jannary/fabruary.1992,pp 96-104.
- [26]-T.Saheb,« Etude de comportement du filtre de kalman et de l'observateur de luenberger au voisinage d'un point singulier non observable : application a l'estimation du flux et de la vitesse de la machine asynchrone . »JCGE, 2003.
- [27]-V.Comnac,«SensorlessDirectTorque and Stator Flux Control on Induction Machine using an Extended Kalman Filter.»Proceeding IEEE International Conference on Control Application 674-679,Maxico, 2001.

Bibliographies

- [28]-T.Boumagoura, «Recherche de signature electromagnetique des Défaits dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [29]-S. Chavez Velazquez, R.AlejosPalomares, A. Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter.»Electronics, Communications and Computers , CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [30]-EL.Hassan, E.v.Westerholt, X.Roboam,B.deFornel,« Comparison of different state models in direct torque control of induction machines operating without speed sensor. In ConfRec.IEEE Industry Applications Conference,Vol.3,pp.1345- 1352,2004.
- [31]-K.L Shi, T.F .Chan, Y.K. Wong, S.L .Ho, « Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. » Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 49, Issue, Feb 2002.
- [32]-R.PenaEguiluz , « Commande algorithmique d'un systeme mono-onduleur bimachine asynchrone destine a la traction ferroviaire. » These de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [33]-B.Akin, «State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors. » These de Master, The middle east technical university, Aout 2002.
- [34]-Literature Number: SPRA458, « Sensorless field oriented speed control of three phase AC induction motor using TMS320F240. » Texas instruments Europe, May 1998.
- [35]-S.Bachir, JC. Trigeassou, S .Tnani, S. Cauet, « Diagnostique des defautsstatoriques et rotoriques par identification parametrique sans capteurs de vitesse. » Conference Internationale Francophone d 'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [36]-S.Chavez Velazquez, R_AlejosPalomares, A. Nava Segura, «Speed estimation for an Induction motor using the extended kalman filter>> Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP.14th International Conference, 2004.
- [37]-V .Comnac, MN .Cirstea, F .Moldoveanu, D.N .Ilea, R.M .Cernat,«Sensorless speed and direct torque control of interior permanent magnet synchronous machine based on extended Kalman filter. » Industrial Electronics,Proceedings of IEEE International Symposium on , Volume: 4 , 8-11 July 2002.

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée

La puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ KW}$
La tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Le courant nominal	$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$
La vitesse de rotation nominale	$N_r = 1420 \text{ tr/mn}$
La résistance statorique	$R_s = 4.850 \Omega$
La résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
L'inductance statorique	$L_s = 0.274 \text{ H}$
L'inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
L'inductance mutuelle	$L_m = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$j = 0.031 \text{ kg m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Université de Ghardaïa
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Automatique et
Electromécanique



جامعة غرداية
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم: الآلية والكهروميكانيك

غرداية في: 2025/06/29

شعبة: الآلية والكهروميكانيك.

تخصص: طاقات متجددة في الكهروتقني.

شهادة ترخيص بالتصحيح والايدياع:

أنا الأستاذ: صلاح مراد

بصفتي المشرف المسؤول عن تصحيح مذكرة تخرج ماستر المعنونة ب:

Commande d'une Machine Asynchrone avec prise en compte de la saturation magnétique

من إنجاز الطالبين:

-عجيلة خالد

-بن بابة سفيان

التي نوقشت بتاريخ: 10/06/2025

أشهد أن الطالبين قد قاما بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة المناقشة وقد تم

التحقق من ذلك من طرفنا

وقد استوفت جميع الشروط المطلوبة.

مصادقة رئيس القسم

جامعة غرداية
رئيس قسم الآلية والكهروميكانيك
قسم الآلية
والكهروميكانيك
أ. م. محمد
كلية العلوم والتكنولوجيا

مضاء المسؤول عن التصحيح

صلاح مراد

