

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AMAR TELIDJI LAGHOAT
جامعة عمار تليجي بالاغواط
FACULTE DE TECHNOLOGIE
كلية التكنولوجيا

DEPARTEMENT D'Electrotechnique



Mémoire de MASTER

Domain : Sciences et techniques

Filière : Automatique

Option : Automatique et systèmes

Par :
MAKHLOUF Fatima Zahra
&
BENSLIMANE Siham

THEME :

Commande floue de la machine asynchrone en présence des défauts statoriques

MR. Djekidel Rabah
MR. Birame M'hamed
MR. BESSEDIK Sid Ahmed
MR. AMEUR Aissa

PR
MCA
PR
PR

Président
Examineur
Rapporteur
Co-rapporteur

Année Universitaire 2024/2025

ملخص :

تتناول هذه المذكرة دراسة تطبيق التحكم الضبابي على آلة غير متزامنة تعاني من عطل ناتج عن قصر كهربائي بين لفات في ملفات الجزء الثابت. وتهدف إلى تقييم مدى فعالية هذه الاستراتيجيات في الحفاظ على أداء الآلة في ظل وجود أعطال كهربائية. تركز الدراسة على تحليل مدى متانة وموثوقية التحكم الضبابي عند مواجهة سيناريوهات عطل محددة، وذلك من أجل فهم أعمق للتفاعل بين نظام التحكم والأنماط المختلفة من الاضطرابات الكهربائية. وقد أظهرت نتائج المحاكاة أن استخدام منظم ضبابي بدلاً من المنظم الكلاسيكي من نوع PI يساهم في تحسين واضح لأداء المحرك، خاصة من حيث سرعة الاستجابة وتقليل التذبذبات. وهو ما يؤكد مدى ملاءمة وجدوى التحكم الضبابي في سياق التشغيل تحت الأعطال.

الكلمات المفتاحية: المحرك الحثي، التحكم الضبابي، تحليل الأعطال الكهربائية، قصر بين لفات، التحكم تحت الأعطال.

Abstract :

This thesis investigates the application of fuzzy control to an induction machine affected by inter-turn short-circuit faults in the stator winding. The main objective is to assess the effectiveness of this approach in maintaining machine performance despite electrical faults. The study focuses on the robustness and reliability of fuzzy control under specific fault conditions, aiming to enhance the understanding of interactions between the control strategy and electrical anomalies. Simulation results demonstrated a significant improvement in motor performance in the presence of stator winding short-circuits when using a fuzzy controller instead of a conventional PI controller, particularly in terms of faster response and reduced oscillations. These findings highlight the relevance and advantages of fuzzy control in fault-tolerant operation.

Keywords: Induction motor, fuzzy control, electrical fault analysis, inter-turn short-circuit, fault-tolerant control.

Résumé :

Ce mémoire porte sur l'utilisation de la commande floue pour piloter une machine asynchrone soumise à un défaut de court-circuit entre spires au niveau de l'enroulement statorique. L'objectif est d'analyser la capacité de cette stratégie à préserver les performances de la machine malgré la présence de défauts électriques. L'étude met l'accent sur la robustesse et la fiabilité de la commande floue face à des scénarios de défaillance spécifiques, afin de mieux comprendre les interactions entre la commande et les anomalies électriques. Les simulations ont montré que l'emploi d'un régulateur flou, en remplacement d'un régulateur PI classique, permet une amélioration significative des performances du moteur, notamment en termes de rapidité de réponse et de diminution des oscillations, démontrant ainsi la pertinence de la commande floue dans ce contexte.

Mots-clés : Machine asynchrone, commande floue, analyse des défauts électriques, court-circuit entre spires, commande en présence de défauts.

Remerciements

Nous rendons tout d'abord grâce à ALLAH, Le Tout-Puissant, pour la force, la patience et la persévérance qu'Il nous a accordées tout au long de l'élaboration de ce travail. Nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur BENSSEDIK SID AHMED, notre encadreur, pour son accompagnement bienveillant, ses conseils avisés et son soutien constant durant toutes les étapes de ce projet. Nous exprimons également toute notre gratitude à Monsieur AMEUR AISSA, notre co-encadreur, pour sa disponibilité, sa patience et son aide précieuse, notamment lors des phases complexes de simulation. Nos remerciements vont aussi aux membres du JURY, qui nous ont fait l'honneur d'évaluer notre travail et d'y consacrer de leur temps. Enfin, nous remercions chaleureusement toutes les personnes qui, de près ou de loin, nous ont apporté leur aide et leur soutien dans la réalisation de ce modeste travail. À toutes et à tous, MERCI.

Dedicace

Tout d'abord, je tiens à remercier ALLAH Tout-Puissant, qui m'a accordé la force et la patience nécessaires pour mener à bien ce projet de fin d'études. À MES CHERS PARENTS, véritables piliers de ma vie et sources de mon bonheur : malgré tous les sacrifices qu'ils ont faits pour moi, aucun mot ne saurait exprimer l'amour et la reconnaissance que je leur porte. Qu'ALLAH vous protège et vous accorde une longue vie. A MES SOEURS, MON FRERE, ainsi qu'à mon grand frère HAMMADA : qu'ALLAH lui fasse miséricorde et l'accueille dans Son vaste paradis.

MAKHLOUF FATIMA ZAHRA

Dedicace

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à ALLAH TOUT PUISSANT , qui m'a accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires à la réalisation de ce projet de fin d'études. À mes chers parents, ZHOUR ET ALLAL , qui incarnent pour moi la vie et le bonheur : malgré tous les sacrifices qu'ils ont consentis pour moi, aucun mot ne saurait exprimer l'amour et la reconnaissance que je leur porte. Qu'Allah vous protège et vous accorde une longue vie. A MES SOURS, MES FRER, ainsi qu'à toute ma famille, pour leur soutien moral constant. À tous mes collègues, pour les échanges, l'entraide et les moments partagés tout au long de ce parcours.

BENSLIMANE SIHAM

Table des matières

Remerciments	i
Dedicace	iii
Liste des Figures	ix
Liste des tableaux	x
Nomenclature	xiii
I Etat de l’art de la MAS	3
I.1 Introduction	3
I.2 Constitution des machines asynchrones	3
I.2.1 Le stator	6
I.2.2 Le rotor	7
I.2.3 Les organes mécaniques	9
I.3 Plaque signalétique	11
I.4 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone	11
I.5 Les défaillances des machines asynchrones	12

I.5.1	Analyse statistique des défauts	15
I.6	Commande par logique floue dans les systèmes électriques	17
II	Modelisation et simulation de la MAS	19
II.1	Introduction	19
II.2	Modélisation du comportement d'une machine asynchrone saine (sans défaut)	20
II.2.1	Hypothèses fondamentales de modélisation	21
II.2.2	Schéma structurel du moteur asynchrone triphasé	22
II.2.3	Modélisation Électrique de la Machine Asynchrone	22
II.2.4	Formulation des flux magnétiques dans la machine asynchrone	24
II.3	Transformation biphasée de Park	27
II.4	Changement de repère : de (a, b, c) à (d, q)	28
II.4.1	Matrices de transformation	30
II.4.2	Modèle de la machine dans le repère de Park	31
II.4.3	Simulation de la machine saine	34
II.5	Modèle des défauts statoriques	40
II.5.1	Modélisation du défaut statorique dans le repère de Park .	41
II.5.1.1	Modélisation de la machine dans le repère de Park lié au stator	43
II.5.2	Généralisation du modèle de défaut statorique	48
III	Commande de la MAS en presence des défauts statorique	60
III.1	Introduction	60
III.2	Modèle de la machine en vue de sa commande	61

III.3	Commande vectorielle indirecte	64
III.4	Modèle de pont de l'onduleur	65
III.4.1	Modelisation d'onduleur	65
III.5	Régulation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs}	67
III.5.1	Détermination de la fonction de transfert en boucle ouverte	68
III.5.2	Dimensionnement du régulateur PI – Boucle fermée	69
III.5.3	Régulation de la vitesse	70
III.6	Resultas de simulation de IFOC applique sur la MAS :	74
III.7	Intégration de la logique floue dans la commande vectorielle indirecte	81
III.7.1	Principe de fonctionnement du commande :	81
III.7.2	Fuzzification	83
III.7.3	Moteur d'inférence floue (Fuzzy Inference)	84
III.7.4	Base de règles (Rule Base)	85
III.7.5	Défuzzification	86
III.8	Resultats de simulation de commande par logique floue	89

Table des figures

I.1	Constitution d'une machine asynchrone	5
I.2	Structure interne typique du stator d'une machine asynchrone . .	7
I.3	Rotor bobiné	8
I.4	Rotor a cage d'écureil	8
I.5	Roulement à billes	10
I.6	Plaque signalitique d'un moteur asynchrone triphasé	11
I.7	Principales causes internes de défaillances dans une machine asyn- chrone	14
I.8	Principales causes externes de défaillances dans une machine asyn- chrone	14
I.9	Répartition des pannes pour des machines de forte puissance (100kW à 1MW)	15
I.10	Répartition des pannes pour des machines de moyenne puissance (50kW à 200kW)	16
II.1	Représentation structurelle d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.	22

II.2	Principe de la transformation de Park.	28
II.3	Modèle de la machine saine dans le repère de Park lié au rotor . . .	33
II.4	Simulation de la MAS dans le repère de Park	37
II.5	Evolution des courants des phases statoriques au démarrage, puis en charge	38
II.6	Evolution du couple électromagnétique au démarrage, puis en charge	39
II.7	Evolution de la vitesse de rotation au démarrage, puis en charge	40
II.8	Court-circuit de spires sur la phase bs du stator	42
II.9	Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator	48
II.10	Modèle électrique de la machine en présence de défauts dans les trois phases statoriques	50
II.11	Modèle de simulation sous Simulink en présence de défaut statorique	54
II.12	Courants simulés en charge, puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase as	55
II.13	Evolution du couple électromagnétique, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires	56
II.14	Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors d'un court- circuit de 18 spires sur la phase as	58
III.1	Pont de l'onduleur	65
III.2	Schéma fonctionnel de la régulation des courants i_{ds} et i_{qs}	68
III.3	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	70
III.4	Schéma fonctionnel simplifié de la régulation de la vitesse	73
III.5	diagramme de commande vectorielle indirecte appliqué sur la MAS	74

III.6 Variation des courants statoriques sous l'influence de la commande FOC de la machine saine	75
III.7 Variation de la tension sous l'influence de la commande	76
III.8 Variation du couple électromagnétique sous l'influence de la commande FOC de la machine saine	76
III.9 Variation de la vitesse de rotation sous l'influence de la commande	77
III.10 Variation des courants statoriques avec défaut de court-circuit sous commande	78
III.11 Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous commande	79
III.12 Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous commande	80
III.13 Diagramme de commande par logique floue	88
III.14 Variation des courants statoriques avec défaut de court-circuit sous commande	89
III.15 Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous la commande	90
III.16 Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous la commande	91

Liste des tableaux

II.1 Grandeurs et Paramètres.	37
---------------------------------------	----

Nomenclature

η_0	Pourcentage de barres cassées
μ_{cck}	Pourcentage de spires en court-circuit de la $k^{\text{ième}}$ phase
Ω	Vitesse de l'arbre moteur, égale à ω/p
ω_s	Vitesse angulaire du repère de référence
ϕ_{dqR}	Composantes d et q du flux rotorique
ϕ_{dqS}	Composantes d et q du flux statorique
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques suivant les axes a_r, b_r et c_r
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques suivant les axes a_s, b_s et c_s
θ_r	Angle électrique de la position du rotor
θ_{cck}	Angle de repère du bobinage en court-circuit de la $k^{\text{ième}}$ phase
$\underline{\phi}_{\alpha\beta f}$	Composantes α et β du flux de fuite statorique
$\underline{\phi}_{\alpha\beta m}$	Composantes α et β du flux magnétisant
$\underline{u}_{\alpha\beta}$	Composantes α et β des tensions statoriques

C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f	Coefficient de frottement visqueux
g	Glissement de la machine
i_{cck}	Composantes d et q du courant de court-circuit dans les spires court-circuitées
i_{dqM}	Composantes d et q du courant magnétisant
i_{dq}	Composantes d et q des courants statoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques suivant les axes a_s, b_s et c_s
J	Moment d'inertie
L_f	Inductance de fuite
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_{cck}	Inductance propre de la bobine de court-circuit B_{cc}
L_{rp}	Inductance propre rotorique
L_{sp}	Inductance propre d'une phase statorique
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases du stator

N_b	Nombre total de barres au rotor
N_s	Nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut
N_{bc}	Nombre de barres cassées au rotor
N_{cck}	Nombre de spires en court-circuit de la $k^{\text{ième}}$ phase
p	Nombre de paires de pôles
$Q(\theta_{cck})$	Matrice donnant l'angle du bobinage en court-circuit
Q_{cck}	Quadripôle représentant un défaut de court-circuit de la $k^{\text{ième}}$ phase
R_r	Résistance rotorique
R_s	Résistance statorique
u_{dq}	Composantes d et q des tensions statoriques
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	Tensions statoriques suivant les axes a_s, b_s et c_s

Introduction générale

Dans le contexte industriel actuel, les machines asynchrones occupent une place prépondérante en raison de leur robustesse, de leur simplicité de construction et de leur coût relativement bas. Néanmoins, comme tout système électromécanique, elles ne sont pas à l'abri de divers types de défauts pouvant compromettre leur fonctionnement, notamment les défauts statoriques tels que les courts-circuits inter-spires. Ces anomalies peuvent entraîner une dégradation significative des performances de la machine, voire des arrêts de production non planifiés.

Face à ces problématiques, le développement de stratégies de commande avancées capables de maintenir les performances de la machine en présence de défauts est devenu un enjeu majeur. Parmi ces stratégies, la commande floue se distingue par sa capacité à gérer l'incertitude et les variations non linéaires du système, sans nécessiter de modèle mathématique précis. Elle offre ainsi une solution prometteuse pour améliorer la fiabilité et la robustesse du contrôle des machines asynchrones.

Ce mémoire vise à étudier l'application de la commande floue sur une machine asynchrone présentant des défauts statoriques, avec pour objectif principal d'évaluer son efficacité dans la préservation des performances de la machine.

Le mémoire est structuré en trois chapitres principaux :

- **Le premier chapitre** est consacré à un état de l'art sur les différents défauts affectant les machines asynchrones. Il présente la constitution de ces machines, les types de défauts couramment rencontrés, et les principales techniques de diagnostic conventionnelles.

-
- **Le deuxième chapitre** traite de la modélisation de la machine asynchrone à cage. Il inclut la modélisation du fonctionnement normal ainsi que celle en présence de défauts statoriques, accompagnée de résultats de simulation permettant de visualiser l'impact de ces défauts.
 - **Le troisième chapitre** est dédié à l'étude de la commande floue appliquée à la machine asynchrone. Il présente d'abord la commande vectorielle classique, puis détaille la conception d'un contrôleur flou. Des simulations comparatives sont ensuite réalisées pour évaluer les performances de la commande floue face aux défauts.

À travers cette structure, nous visons à offrir une analyse complète de l'intérêt et de l'efficacité de la commande floue comme solution de tolérance aux défauts dans les systèmes d'entraînement à base de machines asynchrones.

Chapitre I

Etat de l'art de la MAS

I.1 Introduction

Ce chapitre vise à étudier les principaux défauts pouvant affecter la performance des machines asynchrones (moteurs à induction) ainsi que les techniques conventionnelles utilisées pour détecter ces défauts à un stade précoce. Ces machines sont largement utilisées dans les applications industrielles en raison de leur efficacité et de leur capacité à fonctionner dans divers environnements. Cependant, elles sont sujettes à plusieurs types de pannes pouvant altérer leur performance et leur fiabilité.

I.2 Constitution des machines asynchrones

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique tournante assurant la conversion d'énergie entre l'électricité et la mécanique par le biais de l'induction

électromagnétique. Lorsque cette machine est utilisée pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, elle est désignée sous le terme de *moteur asynchrone*. À l'inverse, lorsqu'elle convertit l'énergie mécanique en énergie électrique, on parle de *générateur asynchrone*.

Toutes les machines électriques tournantes présentent un caractère réversible ; la distinction entre moteur et générateur dépend uniquement du sens d'exploitation dans l'application concernée.

Le qualificatif *asynchrone* fait référence au fait que la vitesse de rotation du rotor n'est généralement pas égale à celle du champ magnétique tournant, contrairement aux machines synchrones.

Dans cette section, nous allons brièvement décrire la constitution physique d'une machine asynchrone. Cette présentation est essentielle pour mieux appréhender le fonctionnement du système et les sources potentielles de défauts.

D'un point de vue mécanique, une machine asynchrone se compose principalement de trois parties distinctes :

- **Le stator** : Partie fixe de la machine, contenant les enroulements alimentés électriquement pour générer un champ magnétique tournant.
- **Le rotor** : Partie mobile, solidaire de l'arbre, qui interagit avec le champ tournant du stator pour produire un couple mécanique.
- **Les paliers** : Dispositifs mécaniques supportant l'arbre du rotor et assurant une rotation fluide, en limitant les frottements.

Le fonctionnement d'une machine asynchrone repose sur un phénomène d'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. Lorsque l'enroulement

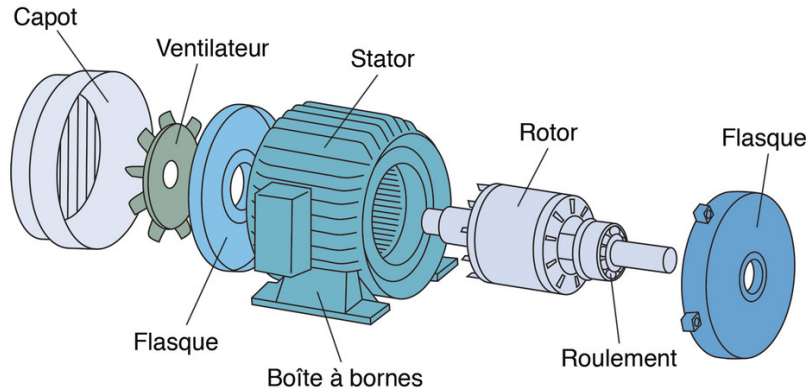


FIGURE I.1 – Constitution d'une machine asynchrone

statorique est alimenté par un courant alternatif triphasé, il génère un champ magnétique tournant à l'intérieur de la machine.

Ce champ tournant coupe les conducteurs placés dans le rotor. En conséquence, selon les lois de l'induction électromagnétique, des courants sont induits dans le circuit rotorique. Ces courants induits créent à leur tour un champ magnétique rotorique, qui interagit avec le champ du stator.

L'effet combiné de ces champs magnétiques produit un couple électromagnétique, responsable de la mise en rotation du rotor. Toutefois, cette interaction n'est possible que si le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ statorique — d'où le terme **asynchrone**. En effet, si les vitesses étaient identiques, aucun glissement ne serait présent, et donc aucune induction ne se produirait dans le rotor.

Ainsi, le fonctionnement de la machine repose entièrement sur l'existence d'un **glissement** entre la vitesse du champ tournant et celle du rotor. [2]

I.2.1 Le stator

Le stator est l'élément fixe de la machine asynchrone. Il est constitué d'un empilement de tôles minces en acier magnétique, disposées de manière à former un circuit magnétique fermé. Dans les petites machines, ces tôles sont découpées d'un seul tenant, tandis que pour les machines de plus grande puissance, elles sont réalisées en plusieurs segments assemblés.

Afin de réduire les pertes par courants de Foucault, ces tôles sont isolées entre elles par une fine couche de vernis. L'assemblage des tôles peut être effectué par rivetage ou par soudure, garantissant la rigidité mécanique du noyau statorique.

Le bobinage statorique est inséré dans les encoches ménagées à la surface intérieure du circuit magnétique. Il se compose généralement de deux éléments principaux :

- **Les conducteurs d'encoches** : placés dans les rainures, ils sont traversés par le courant d'alimentation et génèrent le champ magnétique tournant dans l'entrefer.
- **Les têtes de bobines** : situées à l'extérieur des encoches, elles assurent la continuité électrique entre les conducteurs et organisent la fermeture des circuits.

Une disposition soignée des enroulements permet d'obtenir une répartition harmonieuse du champ magnétique dans l'entrefer. Cette distribution vise à se rapprocher le plus possible d'une sinusoïde afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique et d'améliorer le rendement de la machine.

Suivant la méthode de fabrication et la conception de la machine, plusieurs

types de disposition des enroulements peuvent être employés : enchevêtrée, ondulée ou concentrique. L'enroulement concentrique est notamment privilégié pour les procédés de bobinage automatisés.

L'isolation électrique entre les conducteurs et le circuit magnétique est assurée par des matériaux diélectriques spécifiques, choisis selon les conditions de fonctionnement de la machine (température, tension, environnement...).

Enfin, le stator est équipé d'une boîte à bornes, permettant le raccordement de la machine au réseau d'alimentation électrique.[3]

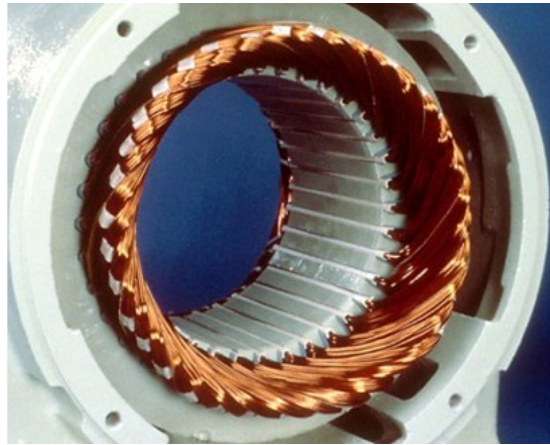


FIGURE I.2 – Structure interne typique du stator d'une machine asynchrone

I.2.2 Le rotor

Le rotor est la partie tournante de la machine asynchrone. À l'instar du stator, il est constitué de tôles minces en acier magnétique, empilées pour former un circuit magnétique rotorique. Ces tôles ont des caractéristiques similaires à celles utilisées pour la construction du stator, assurant une bonne perméabilité tout en limitant les pertes par courants de Foucault.

On distingue deux grandes catégories de rotors pour les machines asynchrones : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Rotor bobiné :

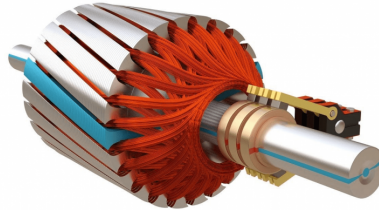


FIGURE I.3 – Rotor bobiné

Ce type de rotor comporte un enroulement triphasé similaire à celui du stator. Les extrémités de ces enroulements sont connectées à un système de bagues collectrices et de balais, monté sur l'arbre de la machine. Cette configuration permet un accès direct aux phases rotoriques, facilitant l'introduction de résistances externes pour le démarrage ou le contrôle du couple.

Rotor à cage d'écureuil : Ce type de rotor est le plus couramment utilisé en raison de sa simplicité, de sa robustesse et de son faible coût de fabrication. Les enroulements rotorique sont ici constitués de barres longitudinales, en cuivre pour

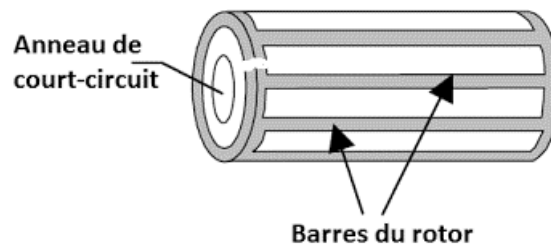


FIGURE I.4 – Rotor a cage d'écureuil

les machines de forte puissance, ou en aluminium pour les machines plus compactes. Ces barres sont insérées dans les encoches du rotor, puis court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs, formant ainsi une cage fermée.

Les conducteurs de la cage peuvent être fabriqués soit par coulée directe d'un alliage d'aluminium dans le rotor (procédé de moulage), soit par insertion de barres de cuivre massives. Il n'y a généralement pas d'isolation entre les barres et le circuit magnétique, mais la faible résistivité des matériaux utilisés empêche la circulation de courant à travers les tôles. En revanche, une rupture de barre peut engendrer des courants parasites indésirables.

Pour maintenir une température de fonctionnement adéquate, le rotor est souvent équipé d'ailettes de ventilation fixées sur son extrémité. Ces ailettes assurent un refroidissement efficace en favorisant la circulation d'air à l'intérieur de la machine. [3]

I.2.3 Les organes mécaniques

Les organes mécaniques d'une machine asynchrone assurent le support, la transmission de puissance et la liaison entre les éléments tournants et fixes.

La **carcasse** constitue le support principal de la machine. Elle joue un rôle d'enveloppe protectrice contre les agressions extérieures (poussières, humidité, chocs) et garantit la rigidité de l'ensemble.

L'**arbre**, élément central de transmission, supporte le rotor et permet le transfert du couple mécanique vers une charge externe via un accouplement monté à son extrémité. Généralement en acier moulé ou forgé, son dimensionnement dépend

des efforts mécaniques qu'il subit : flexion, forces centrifuges (efforts radiaux et tangentiels), ainsi que des efforts de torsion. Il est maintenu et guidé en rotation par un ou plusieurs paliers.

Les **paliers** sont constitués de *roulements à billes* et de *flasques*. Un roulement à billes comporte généralement deux bagues (interne et externe) entre lesquelles circulent des billes en rotation, assurant ainsi un faible frottement et une bonne précision de guidage. Ces roulements sont souvent montés à chaud sur l'arbre pour garantir un ajustement optimal. Les flasques, en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique à l'aide de boulons ou de tiges de serrage.

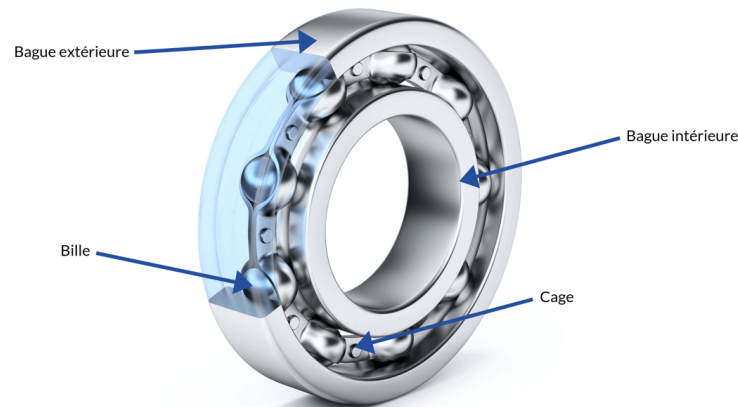


Schéma d'un roulement à billes

FIGURE I.5 – Roulement à billes

L'ensemble constitué du stator, du rotor et des organes mécaniques forme la structure complète d'une **MAS a cage d'accueil**, largement utilisée dans les applications industrielles pour sa robustesse et sa simplicité de fabrication.[4]

I.3 Plaque signalétique

La plaque signalétique spécifie les valeurs du point de fonctionnement nominal (point pour lequel le moteur fonctionne normalement) : [7]

IP 55 IK 08		I cl. F	40 °C	S3	40 %	6 d/h
Δ 220	50	1427	17	0.88	60	
Y 380	50	1427	17	0.88	35	
U_R 250					I_R 42	
GRAISSE ESSO UNIREX N3						
DE 6310 C3		15 cm ³		11000 /	H 50/50 Hz	
NDE 6310 C3		15 cm ³		11000 /	H 50/50 Hz	

Couplage adopté
Vitesse nominale
Puissance utile
Facteur de puissance
Intensité du courant en ligne

FIGURE I.6 – Plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé

I.4 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux. Avantages :

- Structure simple
- robuste et facile à construire
- coût réduit
- absence d'un système bagues balais

Inconvénients :

- Non découplage naturel

- Non linéarités [5]

I.5 Les défaillances des machines asynchrones

Après avoir présenté la structure de la machine asynchrone, cette section est consacrée à l'étude des défaillances susceptibles d'affecter ses différents composants.

Bien que réputée robuste, la machine asynchrone n'est pas à l'abri de dysfonctionnements, notamment lorsqu'elle est soumise à une utilisation prolongée dans des environnements contraignants (température élevée, vibrations, surcharges, etc.). Il devient alors essentiel de mettre en place des méthodes de surveillance et de diagnostic permettant de détecter l'apparition de défauts dès leurs premiers signes. Ces diagnostics peuvent être réalisés de manière continue (*on-line*) ou périodique (*off-line*).

Les principales causes de défaillance peuvent être liées à plusieurs facteurs :

- des erreurs de conception,
- des tolérances de fabrication non respectées,
- une mauvaise installation,
- un environnement de fonctionnement hostile,
- un profil de charge non adapté,
- ou encore une maintenance inadéquate.

Comme toute machine électrique tournante, le moteur asynchrone est soumis à des efforts électromagnétiques et mécaniques. En fonctionnement normal, l'in-

teraction de ces forces reste équilibrée, assurant un comportement stable avec un niveau minimal de bruit et de vibrations. Cependant, lorsqu'un défaut survient, cet équilibre est perturbé, entraînant une dégradation progressive du fonctionnement de la machine.

Les défauts observés sur les moteurs asynchrones peuvent être classés selon deux grandes catégories :

- **Défauts mécaniques** : liés à des anomalies physiques des éléments mobiles (excentricité, défauts de roulements, frottement entre le rotor et le stator, déplacement des enroulements, etc.).
- **Défauts électriques** : affectant les circuits internes de la machine (court-circuits dans les enroulements statoriques, défauts d'isolement, défauts rotoriques, etc.).

Une autre classification distingue les défauts selon leur origine :

- **Défauts internes** : liés aux composants de la machine elle-même (bobinages, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer, etc.).
- **Défauts externes** : engendrés par des conditions extérieures telles que le type d'alimentation, la nature de la charge mécanique ou encore l'environnement de fonctionnement.

Ces différentes causes sont illustrées dans les organigrammes des [6] figures I.7 et I.8.

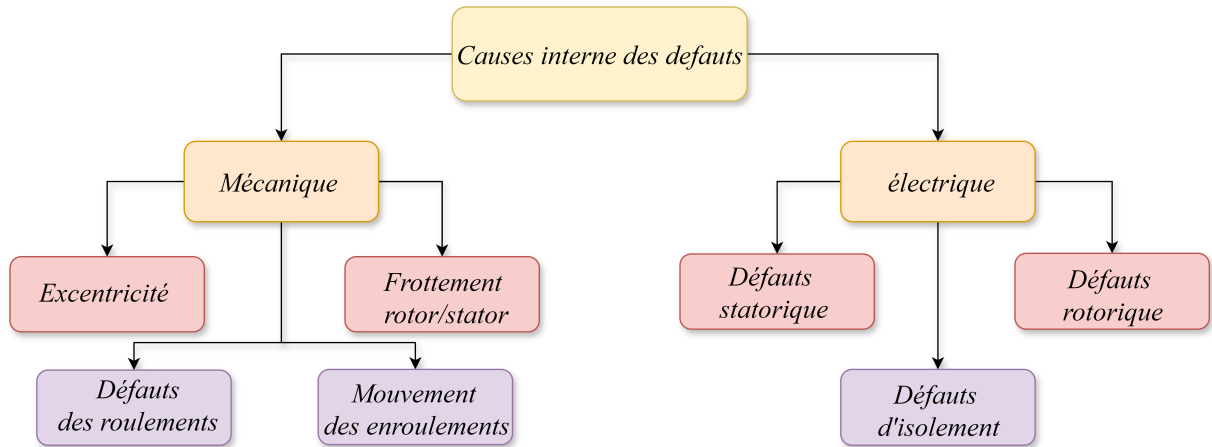


FIGURE I.7 – Principales causes internes de défaillances dans une machine asynchrone

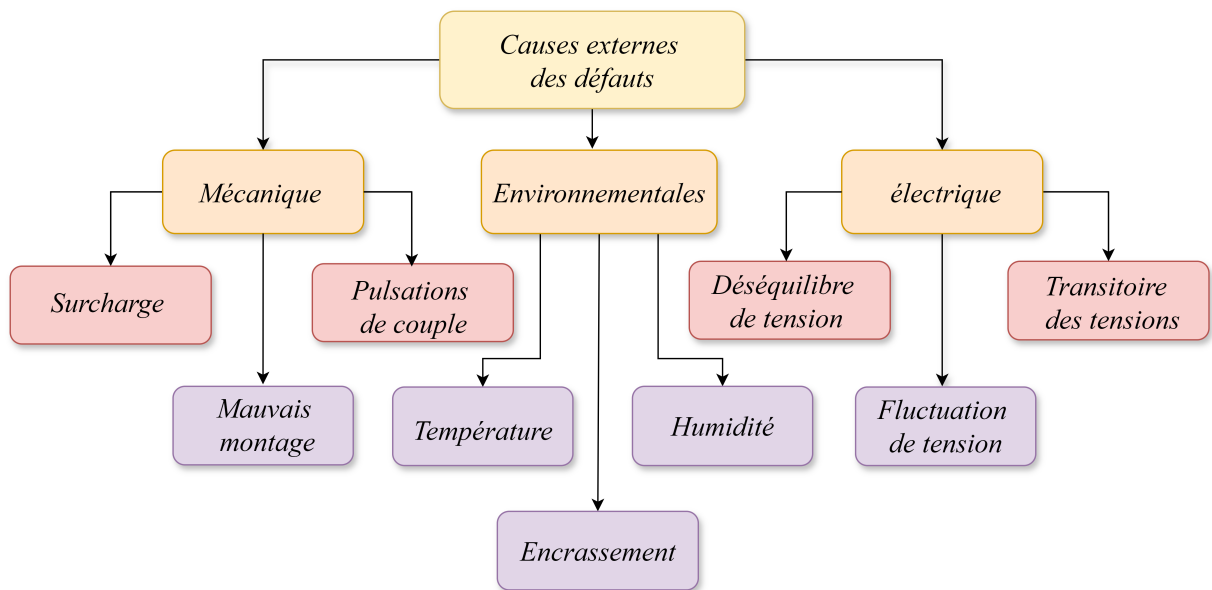


FIGURE I.8 – Principales causes externes de défaillances dans une machine asynchrone

[17]

I.5.1 Analyse statistique des défauts

De nombreuses études statistiques ont été réalisées afin d'évaluer l'impact de chaque type de défaut sur la fiabilité des machines asynchrones. Bien que les résultats varient quelque peu d'une étude à une autre, une tendance générale se dégage : les défauts les plus courants concernent les **roulements**, suivis par les défauts **statoriques**, puis, en dernière position, les défauts de **cage rotorique**.

Parmi les études les plus notables, celles menées dans les années 1990 par THORSEN ??, citées par THOMSON [?], ont porté sur des machines asynchrones de forte puissance, comprises entre 100kW et 1MW. Ces recherches ont révélé la répartition suivante des pannes :

- Défauts de roulements : **41 %**,
- Défauts statoriques : **37 %**,
- Défauts rotorique : **10 %**,
- Autres défaillances : **12 %**.

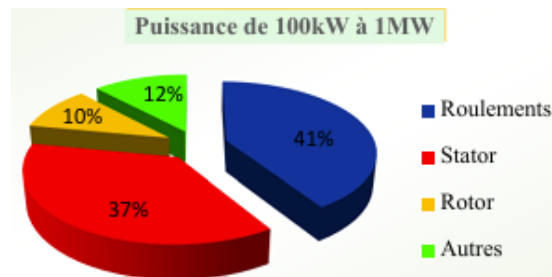


FIGURE I.9 – Répartition des pannes pour des machines de forte puissance (100kW à 1MW)

Par ailleurs, une autre étude statistique réalisée par une compagnie d'assurance allemande spécialisée dans les systèmes industriels a porté sur des machines

asynchrones de **moyenne puissance** (50kW à 200kW). Cette étude a mis en évidence une distribution légèrement différente :

- Défauts de roulements : **51 %**,
- Défauts statoriques : **22 %**,
- Défauts rotorique : **19 %**,
- Autres défaillances : **8 %**.

[17]

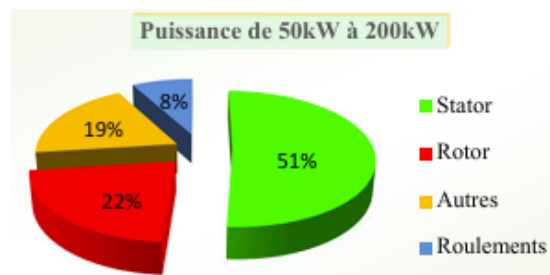


FIGURE I.10 – Répartition des pannes pour des machines de moyenne puissance (50kW à 200kW)

Nous constatons que, pour les machines de faible et moyenne puissance, les défauts les plus courants concernent le stator et le rotor. En revanche, pour les machines de forte puissance, ce sont les roulements qui présentent le plus de défaillances. Cela s'explique par les contraintes mécaniques plus importantes que subissent ces machines, ce qui rend nécessaire une maintenance mécanique plus rigoureuse.

Il faut également noter que les méthodes d'alimentation des machines peuvent causer des défauts. Par exemple, les tensions appliquées aux enroulements comportent souvent des fronts raides, ce qui accélère le vieillissement de l'isolation du bobinage statorique.[8]

I.6 Commande par logique floue dans les systèmes électriques

La commande par logique floue représente une alternative moderne aux méthodes de commande classiques, notamment pour les systèmes non linéaires et difficiles à modéliser comme les machines électriques. Elle repose sur les principes de la logique floue, qui permet de traiter des informations imprécises ou incertaines, à l'image du raisonnement humain basé sur l'expérience et l'intuition.

Dans le cas particulier du contrôle de la vitesse des machines asynchrones (MAS), cette approche s'est révélée efficace pour améliorer les performances dynamiques et réduire la sensibilité du système aux variations de paramètres. L'architecture d'un régulateur flou comprend généralement les étapes suivantes : la fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence, puis la défuzzification.

Grâce à sa flexibilité, ce type de commande permet d'obtenir une réponse rapide et stable même dans des conditions de fonctionnement non idéales, ce qui en fait une solution adaptée aux applications nécessitant à la fois précision et fiabilité, sans recourir à des modèles mathématiques complexes et rigoureux.[8]

Conclusion

Ce premier chapitre a permis de dresser un panorama complet sur la machine asynchrone, en mettant en évidence sa structure, ses avantages et ses limites. Bien qu'elle soit largement utilisée en raison de sa simplicité, sa robustesse et son faible coût, la machine asynchrone n'est pas exempte de défauts, notamment statoriques, qui peuvent fortement compromettre ses performances. L'analyse statistique des pannes montre l'importance de surveiller les défaillances les plus fréquentes, telles que les défauts de roulements et de bobinage statorique. Enfin, la logique floue s'est imposée comme une méthode moderne et prometteuse pour pallier les limites des commandes classiques, en raison de sa capacité à gérer les incertitudes et à s'adapter à la nature non linéaire des systèmes électriques.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la MAS

II.1 Introduction

La machine asynchrone triphasée (MAS) constitue un élément fondamental dans les systèmes d'entraînement industriels, en raison de sa robustesse, de son faible coût et de ses faibles exigences en matière de maintenance. Dans ce contexte, ce travail vise à développer un modèle mathématique précis de la MAS, permettant d'analyser son comportement non seulement en régime de fonctionnement normal, mais aussi en présence de défauts, notamment ceux affectant le stator.

Dans un premier temps, nous établirons les équations électriques et mécaniques de la machine dans son repère triphasé, en nous basant sur des hypothèses simplificatrices courantes telles que la symétrie de l'enroulement statorique et un champ magnétique sinusoïdal. Ces équations permettront de représenter de manière réaliste

les interactions électromagnétiques internes.

Afin de réduire la complexité du modèle et de faciliter son utilisation en simulation, nous appliquerons la transformation de Park, qui projette les grandeurs triphasées (courants, tensions, flux magnétiques) dans un repère tournant constitué de deux axes orthogonaux (d-q). Cette transformation simplifie considérablement les équations, rendant le système plus maniable pour le contrôle et la détection de défauts.

Enfin, une simulation numérique sera réalisée pour étudier l'évolution des grandeurs caractéristiques de la MAS, aussi bien en régime sain qu'en présence de défauts statoriques tels qu'une coupure de phase ou un court-circuit partiel entre spires. Cette approche mettra en évidence l'impact de ces défauts sur le comportement dynamique de la machine, et permettra de valider la pertinence du modèle proposé.

Ce modèle constitue une base essentielle pour le développement d'algorithmes avancés de diagnostic, de commande du couple et de la vitesse, ainsi que pour la maintenance prédictive dans les systèmes industriels modernes.

II.2 Modélisation du comportement d'une machine asynchrone saine (sans défaut)

L'étude porte ici sur le fonctionnement normal d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil, un type largement répandu dans les systèmes industriels. Il est supposé que la structure électrique du rotor est équivalente à celle d'un rotor bobiné, ce

qui permet de simplifier la modélisation sans compromettre la représentativité du modèle.

Sous l'effet du champ magnétique tournant créé par les courants statoriques triphasés, des courants sont induits dans les barres conductrices du rotor. Ces courants produisent un couple électromagnétique qui entraîne le rotor à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant, condition nécessaire à la production d'énergie mécanique.

Dans cette modélisation, seuls les éléments essentiels sont considérés, et les choix spécifiques adoptés se distinguent par une approche épurée par rapport aux modélisations complètes classiquement utilisées. [4]

II.2.1 Hypothèses fondamentales de modélisation

La description analytique de la machine repose sur les hypothèses suivantes, couramment adoptées pour établir un modèle linéaire :

[label=–]La machine est structurellement symétrique avec un entrefer uniforme, Le champ magnétomoteur dans l'entrefer est supposé sinusoïdal, Le circuit magnétique est linéaire (non saturé) avec une perméabilité constante, Les pertes magnétiques (hystérésis, courants de Foucault), ainsi que les effets de peau et les irrégularités dentaires sont négligés, Les effets liés aux encoches statoriques et rotoriques sont omis.

Ces hypothèses permettent d'assurer une linéarité du système et de conserver des propriétés analytiques telles que l'additivité du flux, l'invariance des inductances propres, et la dépendance sinusoïdale des inductances mutuelles dans les

axes de référence. [9]

II.2.2 Schéma structurel du moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone triphasé peut être représenté schématiquement par un stator fixe et un rotor mobile. Le modèle suppose une répartition symétrique des enroulements statoriques décalés de 120° électriquement, induisant un champ tournant homogène. [4]

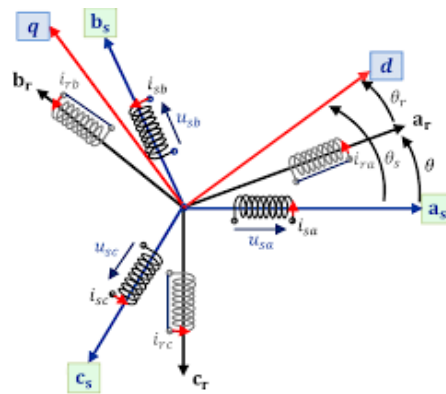


FIGURE II.1 – Représentation structurelle d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.

Cette architecture permet une conversion efficace de l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à l'interaction électromagnétique entre les circuits statoriques et rotorique.

II.2.3 Modélisation Électrique de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone est constituée de deux circuits électromagnétiquement couplés : le stator et le rotor. Pour établir un modèle mathématique dans un

repère triphasé, il convient d'écrire les équations différentielles reliant les tensions, courants et flux de chaque enroulement.

Le comportement électromagnétique de la machine peut ainsi être modélisé par le système matriciel suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = [R_s] \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \phi_s \\ \mathbf{0} = [R_r] \cdot \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

avec :

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\phi}_s = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_r = \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\phi}_r = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Définitions :

- $\mathbf{u}_s, \mathbf{u}_r$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.
- $\mathbf{i}_s, \mathbf{i}_r$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques.
- $\boldsymbol{\phi}_s, \boldsymbol{\phi}_r$: vecteurs des flux dans les phases statoriques et rotoriques.
- $[R_s], [R_r]$: matrices des résistances propres aux enroulements statoriques et rotoriques. [3]

II.2.4 Formulation des flux magnétiques dans la machine asynchrone

Les flux magnétiques statorique ($\boldsymbol{\phi}_s$) et rotorique ($\boldsymbol{\phi}_r$) d'une machine asynchrone sont liés aux courants d'enroulement respectifs par les matrices d'induc-

tances propres et mutuelles. Dans le repère triphasé, les équations s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{\mathbf{s}} = [L_s] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{s}} + [M_{rs}] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{r}} \\ \phi_{\mathbf{r}} = [M_{rs}] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{s}} + [L_r] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{r}} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas d'une machine isotrope et symétrique, les inductances propres des phases statoriques sont égales, de même que celles des phases rotoriques. Cette propriété permet de simplifier les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$, et les équations deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{\mathbf{s}} = [L_s] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{s}} + [M_{rs}] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{r}} \\ \phi_{\mathbf{r}} = [M_{rs}] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{s}} + [L_r] \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{r}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La matrice $[L_r]$ prend alors la forme suivante :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rp} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rp} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Définitions des paramètres :

- L_{sp}, L_{rp} : Inductances propres des enroulements statoriques et rotoriques.
- M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- M_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
- $[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

La matrice représentant les inductances mutuelles entre les enroulements sta-

toriques et rotoriques d'un moteur asynchrone dépend directement de l'angle θ mesuré entre les axes du stator et du rotor. Cette dépendance angulaire se traduit par une variation des coefficients de la matrice, comme illustré ci-dessous :

$$[\mathbf{M}_{rs}] = [\mathbf{M}_{sr}]^T = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(p\theta) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(p\theta) \end{bmatrix}$$

Ce type de modélisation, bien que précis, présente l'inconvénient d'introduire une forte complexité dans l'analyse, en raison de la nature variable de ses composantes. Pour rendre ce modèle plus accessible et réduire le volume de calculs nécessaires, il est courant d'appliquer certaines transformations mathématiques.

L'une des plus utilisées dans l'étude des machines tournantes est la transformation de Park. Cette méthode consiste à effectuer un changement de base, en remplaçant le repère triphasé (a, b, c) par un repère orthogonal tournant (d, q) . Grâce à ce passage vers un référentiel plus simple, le comportement dynamique du moteur devient plus facile à analyser, tout en conservant les propriétés physiques essentielles du système.

En plus de cette simplification structurelle, le modèle obtenu après transformation de Park permet d'accélérer les traitements numériques et d'améliorer la lisibilité des résultats lors des simulations. [10]

II.3 Transformation biphasée de Park

Le principe de la transformation de Park repose sur le fait qu'un système triphasé équilibré peut être représenté, sans perte d'information, par un système biphasé équivalent. Plus précisément, un champ tournant généré par un système triphasé équilibré peut être reproduit de manière identique à l'aide de deux bobines orthogonales décalées de $\pi/2$ dans l'espace et alimentées par des courants également déphasés de $\pi/2$ dans le temps. Cette transformation est orthonormée, ce qui signifie qu'elle conserve la puissance instantanée dans le système transformé.

La transformation de Park consiste à projeter les grandeurs électriques (courants, tensions, flux) sur deux axes en quadrature (d, q) , ce qui permet de simplifier considérablement les équations du modèle. Elle implique deux changements successifs de coordonnées :

- une transformation de Concordia, qui permet de passer des grandeurs triphasées (a, b, c) à un repère biphasé fixe ;
- un changement de repère tournant, synchronisé avec le champ tournant, afin de représenter les grandeurs dans un référentiel tournant.

Il est important de souligner que cette transformation est appliquée uniquement aux grandeurs du régime sain, c'est-à-dire celles issues des tensions ou courants triphasés équilibrés. Dans ce cadre, les trois enroulements statoriques (a_s, b_s, c_s) sont remplacés par deux bobines équivalentes alignées sur les axes (s_d, s_q) , tournant à une vitesse angulaire ω_a .

De manière similaire, au niveau du rotor, les trois enroulements triphasés sont représentés par deux bobines équivalentes notées r_d et r_q . L'angle de transforma-

tion pour les grandeurs statoriques est noté θ_s , tandis que celui pour les grandeurs rotoriques est noté θ_r . Ces deux angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{II.5})$$

où θ désigne l'angle relatif entre le repère statorique et le repère rotorique. Cette relation permet d'exprimer les interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor de manière plus compacte.

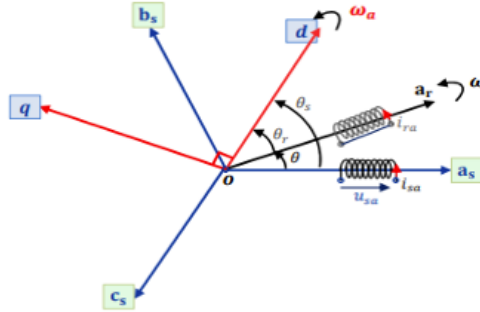


FIGURE II.2 – Principe de la transformation de Park.

L'utilisation de cette transformation simplifie significativement les équations du modèle, facilitant ainsi l'analyse théorique et les simulations numériques. [12]

II.4 Changement de repère : de (a, b, c) à (d, q)

Dans le cadre de l'analyse des machines asynchrones, il est courant de transformer les grandeurs triphasées exprimées dans le repère fixe (a_s, b_s, c_s) en grandeurs équivalentes dans un repère orthogonal tournant (d, q) . Cette transformation permet de ramener les équations dépendant de trois phases à un système de deux

équations dynamiques simplifiées, en supposant que la composante homopolaire (indice 0) est nulle, ce qui est le cas pour un système équilibré sans neutre.

La conversion des grandeurs (tensions, courants ou flux) du repère (a, b, c) vers le repère (d, q) , dit repère de Park, s'effectue par la transformation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot T_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

où x représente indifféremment une tension, un courant ou un flux, θ étant l'angle de position du repère tournant par rapport au stator.

La transformation inverse, permettant de repasser du repère (d, q) au repère triphasé, est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} = T_{23} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Définitions des indices

- d : composante alignée avec l'axe direct du champ magnétique.
- q : composante en quadrature, perpendiculaire à l'axe d .

[3]

II.4.1 Matrices de transformation

La matrice T_{32} est utilisée pour convertir les grandeurs triphasées vers le repère orthogonal fixe (α, β) , et s'exprime comme suit :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La matrice inverse T_{23} , notée transposée de T_{32} , est donnée par :

$$T_{23} = [T_{32}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad : \text{matrice de rotation d'angle } \theta$$

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad : \text{matrice de rotation d'angle } (-\theta)$$

Ces transformations sont essentielles pour passer au cadre de la commande vectorielle, en réduisant les interactions entre phases et en exprimant les grandeurs électriques dans un repère plus adapté à l'analyse dynamique de la machine. [14]

II.4.2 Modèle de la machine dans le repère de Park

Dans le but de rendre le modèle de la machine asynchrone plus accessible à l'analyse et à la simulation, on adopte une simplification consistant à regrouper les fuites magnétiques au niveau du stator.

On considère un système de coordonnées tournant (d, q) à la vitesse ω_a . Ce changement de repère permet une meilleure adaptation aux besoins d'analyse et de commande. Ainsi, dans un référentiel (x) en rotation à la vitesse angulaire ω_a par rapport au stator, les équations électriques de la machine asynchrone s'écrivent comme suit [? ?] :

$$\begin{cases} u_{dqs}^{(x)} = R_s i_{dqs}^{(x)} + \frac{d}{dt} \phi_{dqs}^{(x)} + \omega_a \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \phi_{dqs}^{(x)} \\ u_{dqr}^{(x)} = 0 = R_r i_{dqr}^{(x)} + \frac{d}{dt} \phi_{dqr}^{(x)} + (\omega_a - \omega) \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \phi_{dqr}^{(x)} \\ \phi_{dqs}^{(x)} = L_s i_{dqs}^{(x)} + L_m i_{dqr}^{(x)} \\ \phi_{dqr}^{(x)} = L_m i_{dqs}^{(x)} + L_r i_{dqr}^{(x)} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

où :

- $L_s = L_{sp} - M_s$: inductance propre cyclique du stator,
- $L_r = L_{rp} - M_r$: inductance propre cyclique du rotor,
- $L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor,
- $\omega = p\Omega$: pulsation électrique du rotor,

et la matrice $P\left(\frac{\pi}{2}\right)$ est définie par :

$$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}$$

Sous l'hypothèse que les fuites magnétiques sont regroupées au niveau du stator, on redéfinit les inductances comme suit :

$$\begin{cases} L_s = L_f + L_m \\ L_s = L_m \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} u_{dqs}^{(x)} = R_s i_{dqs}^{(x)} + \frac{d}{dt} \phi_{dqs}^{(x)} + \omega_a \cdot \rho \left(\frac{\pi}{2} \right) \phi_{dqs}^{(x)} \\ u_{dqr}^{(x)} = 0 = R_r i_{dqr}^{(x)} + \frac{d}{dt} \phi_{dqr}^{(x)} + (\omega_a - \omega) \cdot \rho \left(\frac{\pi}{2} \right) \phi_{dqr}^{(x)} \\ \phi_{dqs}^{(x)} = (L_f + L_m) i_{dqs}^{(x)} + L_m i_{dqr}^{(x)} \\ \phi_{dqr}^{(x)} = L_m \left(i_{dqs}^{(x)} + i_{dqr}^{(x)} \right) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le comportement dynamique de la machine asynchrone est généralement étudié selon trois référentiels distincts : l'un rattaché au stator, l'autre au rotor, et le troisième lié au champ tournant. Le choix du référentiel dépend de la vitesse angulaire ω_a du repère (dq) .

- Lorsque le référentiel est fixe par rapport au stator, on a $\omega_a = 0$, ce qui engendre un système dans lequel les grandeurs statoriques sont alternatives et à la fréquence du réseau. Ce référentiel est avantageux car il ne nécessite pas la connaissance de la position du rotor, facilitant ainsi une commande sans capteur. Cependant, il complique le traitement des signaux à haute fréquence.
- Si le référentiel tourne à la vitesse synchrone, soit $\omega_a = \omega_s = 2\pi f_s$, le système devient entièrement continu, ce qui le rend très adapté aux techniques d'identification. Toutefois, il est nécessaire de recalculer la position

du champ tournant à chaque échantillonnage.

- Lorsque le référentiel est solidaire du rotor, $\omega_a = \omega$, les signaux électriques deviennent quasi-stationnaires. Les pulsations sont alors égales à $g\omega_s$ où $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$ représente le glissement. Ce glissement est faible en régime établi, rendant ce référentiel particulièrement pratique lorsque la position mécanique est connue, grâce à la quasi-stationnarité des variables.

Dans cette étude, nous avons choisi d'utiliser le référentiel lié au rotor, car il minimise le recours aux estimations ou conversions supplémentaires.

La figure III.7 présente le schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte des fuites globales reportées sur le stator. [13]

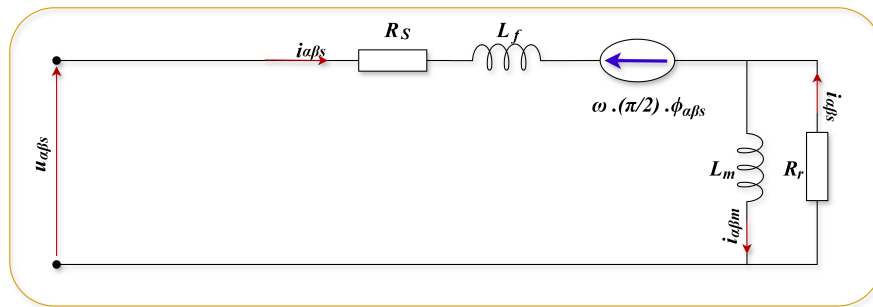


FIGURE II.3 – Modèle de la machine saine dans le repère de Park lié au rotor

Le comportement de la machine est décrit par quatre paramètres physiques principaux : R_s , R_r , L_m et L_f . Ce sont ces paramètres que l'on cherchera à estimer pour caractériser une machine saine.

Afin d'accéder aux grandeurs rotorique et modéliser complètement le système, il est indispensable de considérer l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \cdot \Omega - C_r \quad (\text{II.11})$$

où $\Omega = \dot{\theta} = \frac{\omega}{p}$ désigne la vitesse de rotation de l'arbre moteur, J le moment d'inertie, C_{em} le couple électromagnétique, C_r le couple résistant total, et f_v le coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique, exprimé dans le repère rotorique (dq), est donné par :

$$C_{em} = p \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) \quad (\text{II.12})$$

En insérant l'équation (II.12) dans l'équation (II.11), on obtient l'expression complète de la dynamique électromécanique :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \quad (\text{II.13})$$

Cette modélisation permet de réduire le nombre de grandeurs nécessaires à l'estimation en vue d'un contrôle ou diagnostic. Elle repose sur des grandeurs mesurables directement, tandis que les perturbations mécaniques comme les couples résistants peuvent être estimées à l'aide d'observateurs adaptés. [13]

II.4.3 Simulation de la machine saine

En considérant les dynamiques des flux rotoriques ϕ_{dqr} , des courants statoriques i_{dqs} et les dynamiques électromécaniques (ω, θ) , le système peut alors être décrit par le système d'équations non linéaires :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g \cdot u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.15)$$

avec :

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega \quad \theta]^T : \text{vecteur d'état}$$

$u = [u_{ds} \quad u_{qs} \quad C_r]^T$ et $y = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega]^T$: entrées et sorties du système, respectivement

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} \cdot i_{ds} + \omega \cdot i_{qs} + \frac{R_r}{L_m L_f} \cdot \phi_{dr} + \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{qr} \\ -\omega \cdot i_{ds} - \frac{R_s + R_r}{L_f} \cdot i_{qs} - \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_m L_f} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{R_r}{L_m} \cdot i_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{dr} \\ \frac{R_r}{L_m} \cdot i_{qs} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{p^2}{J} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \\ \omega \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}$$

La résolution des équations associées à ce modèle a été réalisée à l'aide de la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4, avec un pas d'échantillonnage fixé à 0,7 ms.

La machine est soumise à une alimentation triphasée sinusoïdale représentée par le vecteur u_s . À chaque itération, les tensions statoriques dans le repère de Park sont déterminées selon :

$$u_{dq_s} = P(-\theta) \cdot T_{23} \cdot u_s \quad (2.16)$$

Afin de visualiser les courants dans les trois phases statoriques, on procède à une transformation inverse à partir des courants simulés dans le repère dq :

$$i_s = T_{32} \cdot P(\theta) \cdot i_{dq_s} \quad (2.17)$$

La figure II.4 illustre le modèle de simulation de la machine asynchrone, alimentée par une source équilibrée de tension triphasée sinusoïdale. Les signaux d'entrée sont constitués des trois composantes de tension u_a , u_b , u_c ainsi que du couple de charge C_r . Le modèle de la machine asynchrone, tel qu'illustré à la figure 2.4, est structuré à travers plusieurs blocs fonctionnels dans l'environnement Simulink. Le bloc d'alimentation simule une source triphasée issue du réseau électrique (220/380 V, 50 Hz). Le bloc dédié à la transformation de Park implémente les relations mathématiques associées au changement de repère. Enfin, les équations dynamiques de la machine asynchrone sont regroupées dans le bloc central désigné par MAS. [16]

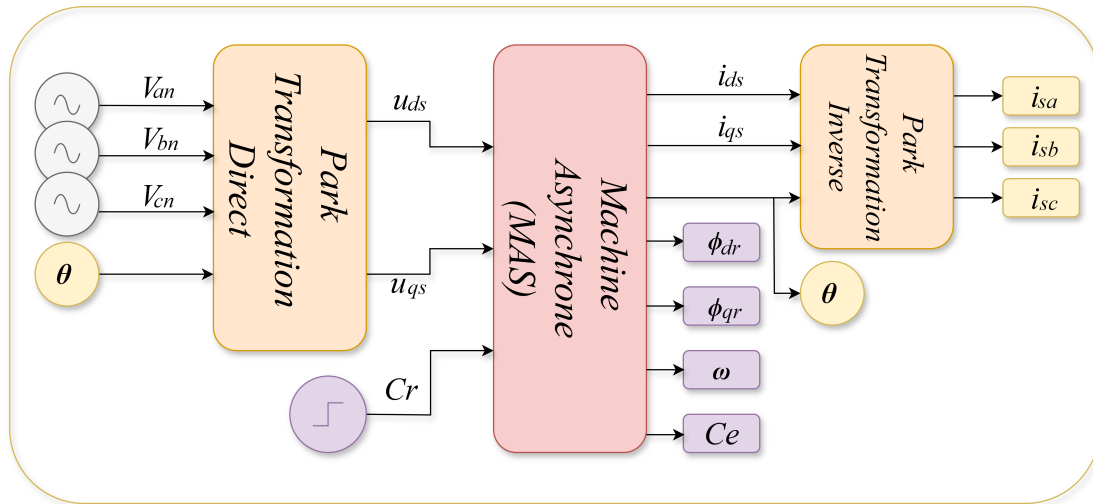


FIGURE II.4 – Simulation de la MAS dans le repère de Park [2]

220/380V ; 50Hz ; 1.1kW	
Les paramètres	Valeurs
Résistance statorique	$R_s = 9.8 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 5.3 \Omega$
Inductance rotorique	$L_m = 0.5 \text{ H}$
Inductance de fuites	$L_f = 0.04 \text{ H}$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 1.1910^{-3} \text{ N.m.s/rad}$
Moment d'inertie	$J = 12.5 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Nombre de barres au rotor	$N_b = 28$
Nombre de spires par phase	$N_s = 464$

TABLE II.1 – Grandeurs et Paramètres.

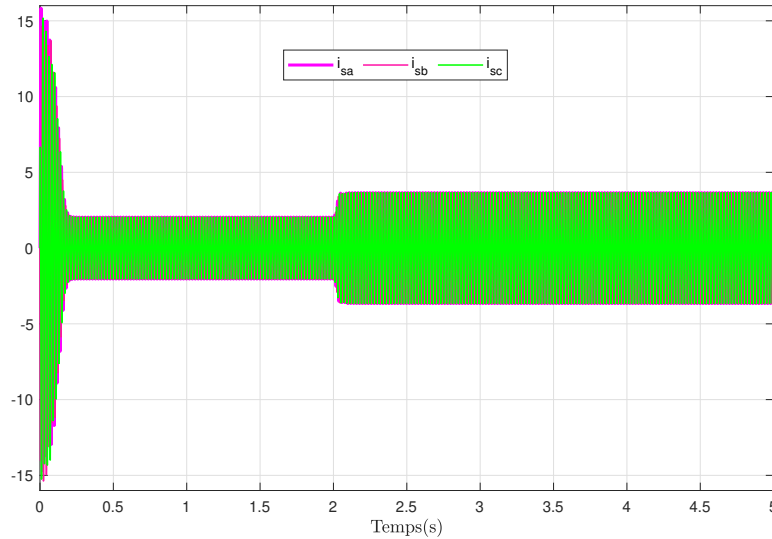


FIGURE II.5 – Evolution des courants des phases statoriques au démarrage, puis en charge

La figure II.5 montre l'évolution des courants statoriques de la machine en fonction du temps, lors d'un démarrage à vide, puis en charge, sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée. Etant donné que le rotor est initialement à l'arrêt, le régime transitoire se manifeste par des amplitudes de courant qui atteignent des valeurs maximales allant jusqu'à 15 A et qui dure 0.2 sec. Par la suite un régime permanent s'établit et se traduit par la chute des courants avec des oscillations sinusoïdales autour de la valeur nulle. A l'instant $t = 2$ sec, nous insérons un couple résistant nominal de 5 Nm.se qui traduit par une augmentation des courants qui atteignent une valeur maximale de 2.65 A. Cet effet est dû à l'augmentation de la réaction magnétique du rotor qui est, elle-même, due à l'augmentation de l'amplitude des courants rétorques. [15]

La figure II.6 montre l'évolution du couple électromagnétique. Qui présente au

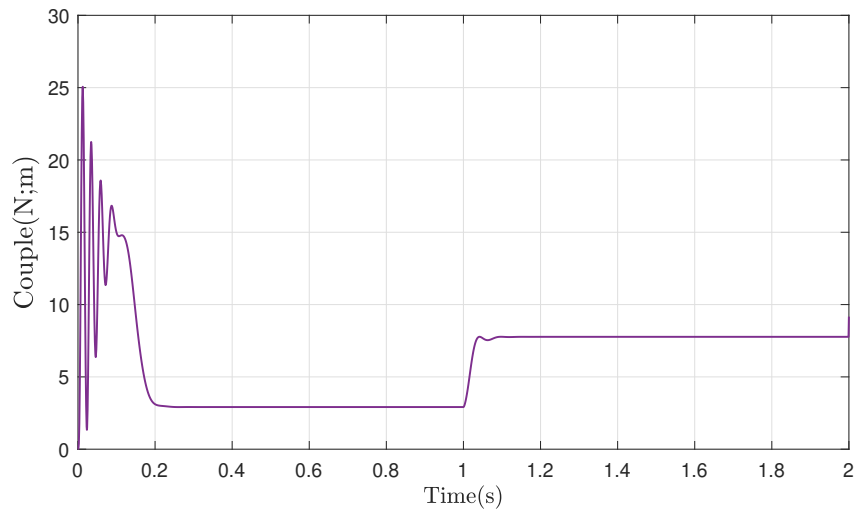


FIGURE II.6 – Evolution du couple électromagnétique au démarrage, puis en charge

premier instant de démarrage une pic transitoire qui dû au courant de démarrage qui dépasse parfois 2 à 5 le courant nominale, A partir de $t = 0.2$ sec, le couple chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle et égale à celle du couple de frottement fluide. A l'instant $t = 1$ sec, nous appliquons un couple de 5 Nm. Evidement le couple électromagnétique réagit d'une manière inverse de sorte à s'opposer au couple résistant.

La figure II.7 montre l'évolution de la vitesse de rotation du rotor. Lors du démarrage, la vitesse caractérise par une augmentation de 0 à 310 rad/s dans un intervalle de temps de 0.2 sec, atteignant ainsi le régime permanent. A l'instant $t = 1$ sec, l'application d'un couple résistant de 5 Nm a tendance à freiner l'arbre moteur d'où la diminution de la vitesse. [15]

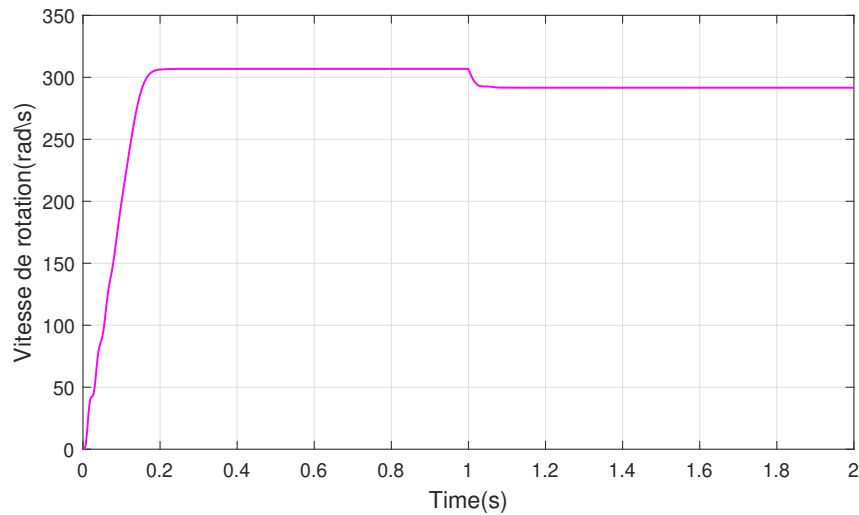


FIGURE II.7 – Evolution de la vitesse de rotation au démarrage, puis en charge

II.5 Modèle des défauts statoriques

La détection et la modélisation des défauts dans les machines asynchrones, notamment au niveau du stator, sont des enjeux essentiels pour garantir la fiabilité des systèmes industriels. Parmi ces défauts, le court-circuit entre spires d'un enroulement statorique est l'un des plus fréquents et critiques.

Pour représenter ces défauts, plusieurs modèles ont été proposés dans la littérature.

On distingue principalement deux grandes catégories :

- Les modèles triphasés classiques, basés sur une description détaillée de la structure géométrique et électrique de la machine, sous forme de circuits équivalents.
- Les modèles multi-enroulements, plus complexes, où chaque enroulement du stator et du rotor est représenté séparément. Ces modèles permettent

une meilleure précision, notamment pour les défauts asymétriques.

Bien que ces modèles soient très précis, ils nécessitent des calculs numériques intensifs, ce qui limite leur application en temps réel ou dans des environnements à ressources limitées. [15]

II.5.1 Modélisation du défaut statorique dans le repère de Park

Dans cette étude, nous adoptons un modèle plus simple mais suffisamment représentatif pour analyser le comportement d'une machine asynchrone à cage en présence d'un défaut statorique.

L'idée principale est de décomposer le comportement de la machine en deux composantes :

- Le **mode commun** : il correspond au fonctionnement normal (ou sain) de la machine. Il est présent même en absence de défaut.
- Le **mode différentiel** : il reflète les perturbations introduites par le défaut. Les signaux de ce mode sont principalement sensibles à la présence et à la gravité du défaut.

Cette distinction permet de mieux isoler les effets du défaut et d'améliorer la détection par des méthodes d'analyse de signaux ou de diagnostic intelligent.

Pour cela, nous considérons une machine fictive dans laquelle :

- Le stator et le rotor sont modélisés par des enroulements triphasés classiques.
- Un **enroulement supplémentaire court-circuité** est ajouté au niveau

du stator pour représenter une spire défectueuse.

On suppose que le nombre de spires court-circuitées est représenté par le paramètre N_{cc} . Ce défaut provoque une asymétrie magnétique et électrique dans la machine, modifiant les courants et tensions statoriques.

Ce modèle, exprimé dans le **repère de Park**, permet de simplifier l'analyse en transformant les équations triphasées en un système à deux axes (d et q), tout en conservant les effets dynamiques du défaut. Cette approche est bien adaptée aux simulations et aux algorithmes de diagnostic. La figure illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec court-circuit sur la phase du stator

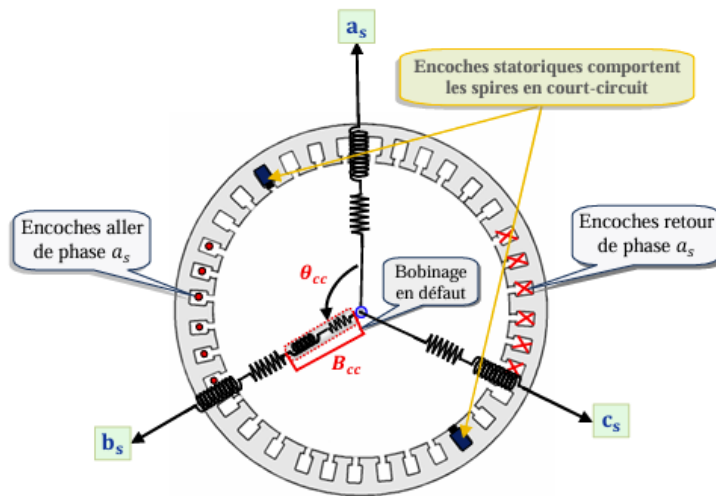


FIGURE II.8 – Court-circuit de spires sur la phase b_s du stator

Paramètres du défaut statorique : Lorsqu'un défaut de type court-circuit apparaît dans une phase statorique, il provoque l'apparition d'un nouveau bobinage défectueux, noté B_{cc} . Ce bobinage contient un certain nombre de spires

en court-circuit et est orienté dans la direction de l'axe d'une des phases (par exemple, $\frac{2\pi}{3}$ pour la phase b_s).

Pour modéliser ce défaut, deux paramètres sont introduits :

— **Le rapport de court-circuit**, noté μ_{cck} , est défini par :

$$\mu_{cck} = \frac{N_{cck}}{N_s}$$

où N_{cck} est le nombre de spires court-circuitées dans la $k^{\text{ième}}$ phase, et N_s est le nombre total de spires dans une phase saine. Ce rapport permet d'évaluer le degré de déséquilibre introduit par le défaut.

— **L'angle électrique du défaut**, noté θ_{cck} , permet de localiser le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Il ne peut prendre que trois valeurs discrètes :

$$\theta_{cck} \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \right\}$$

qui correspondent respectivement à un court-circuit sur les phases a_s , b_s ou c_s . [14]

II.5.1.1 Modélisation de la machine dans le repère de Park lié au stator

Les équations de tension et de flux de la bobine B_{cc} , exprimées dans le repère biphasé (α, β) lié au stator, sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \mu_{cc} \cdot R_s \cdot i_{cc} + \frac{d\phi_{cc}}{dt} \\ \phi_{cc} = \mu_{cc}^2 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot L_m + L_f \right) \cdot i_{cc} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot L_m [\cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc})] \begin{pmatrix} i_{\alpha\beta_s} \\ i_{\alpha\beta_r} \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

avec :

- L_m et L_f : inductance magnétisante et inductance de fuite,
- $\mu_{cc} = \frac{\text{Nombre de spires en court-circuit}}{\text{Nombre de spires sur une phase saine}}$,
- θ_{cc} et θ : angles électrique du bobinage en court-circuit et angle mécanique,
- R_s : résistance propre d'une phase statorique.

Le courant i_{cc} dans le bobinage en défaut génère un champ magnétique stationnaire orienté selon θ_{cc} , à l'origine du flux ϕ_{cc} .

En projetant i_{cc} et ϕ_{cc} dans le repère statorique (α, β) , on obtient :

$$i_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot i_{cc}, \quad \phi_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot \phi_{cc}$$

Les relations précédentes deviennent alors les équations des vecteurs stationnaires :

— Pour le stator :

$$\begin{cases} u_{\alpha\beta_s} = R_s \cdot i_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt}\phi_{\alpha\beta_s} \\ \phi_{\alpha\beta_s} = L_f \cdot i_{\alpha\beta_s} + L_m \cdot \left(i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot i_{\alpha\beta_{cc}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

— Pour le rotor :

$$\begin{cases} u_{\alpha\beta_r} = 0 = R_r \cdot i_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt}\phi_{\alpha\beta_r} - \omega \cdot P \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) \phi_{\alpha\beta_r} \\ \phi_{\alpha\beta_r} = L_m \cdot \left(i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot i_{\alpha\beta_{cc}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Équations pour le bobinage en défaut : Les équations de tension et de flux associées à la bobine en court-circuit s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} 0 = \mu_{cc} \cdot R_s \cdot i_{\alpha\beta_{cc}} + \frac{d\phi_{\alpha\beta_{cc}}}{dt} \\ \phi_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot L_m \cdot \left(i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot i_{\alpha\beta_{cc}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

avec :

- $u_{\alpha\beta_s}$ et $u_{\alpha\beta_r}$: tensions statoriques et rotoriques,
- R_r : résistance d'une phase rotorique,
- ω_m : pulsation mécanique,

— $Q(\theta_{cc})$ est une matrice de projection définie par :

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) & \sin^2(\theta_{cc}) \end{bmatrix}$$

Par analogie avec le modèle équivalent ramené au primaire d'un transformateur, et en négligeant l'inductance de fuite L_f devant l'inductance magnétisante L_m , on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{\alpha\beta_s} = \phi_{\alpha\beta_f} + \phi_{\alpha\beta_m} = L_f \cdot i_{\alpha\beta_s} + L_m \cdot (i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r} - \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}}) \\ \phi_{\alpha\beta_r} = \phi_{\alpha\beta_m} = L_m \cdot (i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r} - \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}}) \\ \tilde{\phi}_{\alpha\beta_0} \approx \mu_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \phi_{\alpha\beta_m} \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

avec :

$$\bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot i_{\alpha\beta_{cc}}, \quad \tilde{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \phi_{\alpha\beta_{cc}}$$

En combinant ces expressions, l'équation de tension de la bobine en défaut ramené au primaire devient :[16]

$$i_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cc}}{R_s} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \frac{d\phi_{\alpha\beta_m}}{dt}$$

Simplification de l'équation du courant de défaut : D'après l'équation précédente, la bobine en défaut peut être assimilée à un simple quadripôle résistif,

non équilibré, connecté en parallèle avec une inductance magnétisante. Cette simplification facilite l'analyse du comportement de la machine en présence de défauts statoriques.

La matrice de transformation $Q(\theta_{cc})$ introduit une complexité dans la représentation d'état, notamment dans le repère statorique. Toutefois, en négligeant les chutes de tension induites par la résistance statorique R_s et l'inductance de fuite L_f , on peut approximer la tension d'entrée $u_{\alpha\beta_s}$ comme étant appliquée directement au quadripôle représentant le court-circuit.

Dans ce cas, l'équation du courant équivalent injecté par le bobinage en défaut dans le repère statorique devient :

$$\bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cc}}{R_s} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot u_{\alpha\beta_s} \quad (\text{II.19})$$

Les courants de ligne mesurés au stator correspondent à la somme du courant de court-circuit injecté et du courant consommé par le modèle classique de Park. Cette décomposition permet de mieux identifier la signature du défaut dans les signaux mesurés. [14]

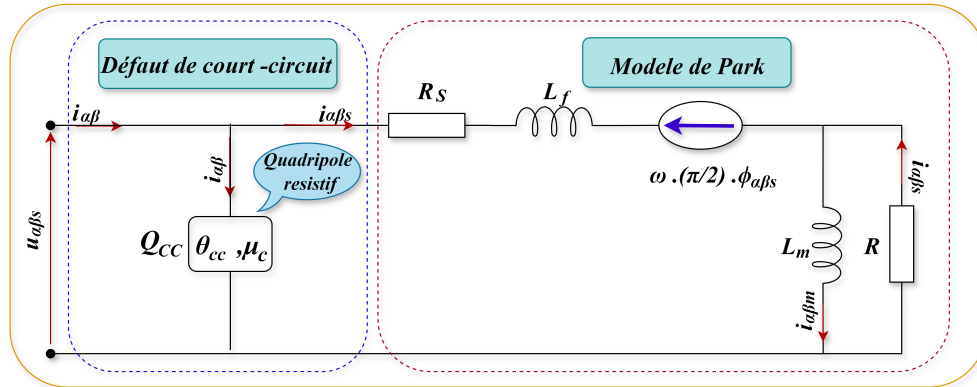


FIGURE II.9 – Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator

La figure II.9 présente le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, intégrant les pertes totales au stator et illustrant l'impact d'un court-circuit statorique à l'aide d'un quadripôle en parallèle avec l'inductance magnétisante. [7]

II.5.2 Généralisation du modèle de défaut statorique

Le modèle de défaut statorique présenté précédemment est facile à mettre en œuvre car il est exprimé dans le repère de Park lié au rotor. Il permet de représenter un défaut par un quadripôle résistif associé à une phase en court-circuit, à l'aide de deux paramètres : l'angle θ_{cc} et le rapport μ_{cc} .

Cependant, ce modèle ne convient que pour un défaut affectant une seule phase. En cas de défauts multiples (sur plusieurs phases), il devient insuffisant car il ne considère qu'un seul bobinage. Cela peut conduire à des erreurs d'interprétation.

Pour résoudre ce problème, on généralise le modèle en associant un quadripôle

de court-circuit à chaque phase du stator. Chaque quadripôle représente un défaut possible dans sa phase respective.

Ainsi, lorsqu'il y a plusieurs courts-circuits, cette approche permet d'identifier le défaut sur chaque phase individuellement. Il suffit de surveiller la valeur du paramètre μ_{cc} pour chaque phase : si elle dépasse un certain seuil, cela indique un déséquilibre statorique ou un défaut localisé. [13]

Modèle généralisé pour défauts sur plusieurs phases

Le mode différentiel, modélisé par le quadripôle Q_{cc} , est indépendant du fonctionnement normal de la machine (mode commun). Pour cela, il est pertinent de généraliser ce modèle aux cas où plusieurs phases présentent simultanément un défaut.

Comme les trois phases statoriques sont repérées par les angles 0 , $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$, on définit trois quadripôles de court-circuit associés à chaque phase (a_s , b_s , c_s), avec les rapports de défaut μ_{cc1} , μ_{cc2} , et μ_{cc3} . Cela revient à connecter en parallèle trois quadripôles Q_{cck} (avec $k = 1, 2, 3$), chacun modélisant un bobinage en court-circuit dans la phase correspondante.

Chaque quadripôle est parcouru par un courant $\bar{i}_{dq_{cck}}$, exprimé par :

$$\bar{i}_{dq_{cck}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cck}}{R_s} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cck}) \cdot P(\theta) \cdot u_{dq_s} \quad (\text{II.20})$$

où $Q(\theta_{cck})$ est une matrice définissant l'orientation du bobinage en court-circuit.

Si le défaut touche :

- la phase a_s , alors $\theta_{cck} = 0$

- la phase b_s , alors $\theta_{cck} = \frac{2\pi}{3}$
- la phase c_s , alors $\theta_{cck} = \frac{4\pi}{3}$

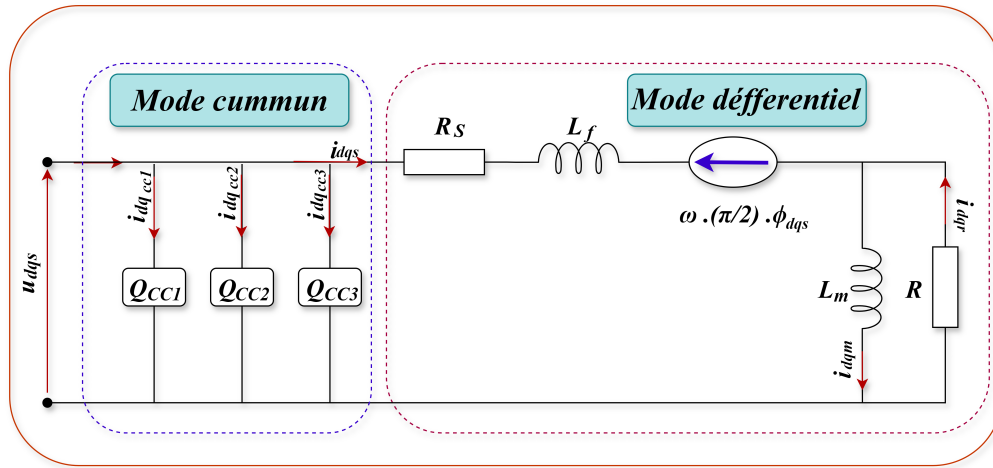


FIGURE II.10 – Modèle électrique de la machine en présence de défauts dans les trois phases statoriques

La figure II.10 illustre le modèle électrique équivalent d’une machine asynchrone en régime transitoire, exprimé dans le repère de Park. On y voit les fuites globales modélisées au stator, avec un défaut de court-circuit affectant une, deux ou les trois phases statoriques. [14]

Équations électriques dans un repère tournant

Les angles θ_{cck} étant connus pour chaque phase, il est possible de diagnostiquer indépendamment chaque défaut en suivant la variation du rapport μ_{cck} . Si ce rapport dépasse un seuil défini, cela signale la présence d’un déséquilibre ou d’un court-circuit dans la phase concernée.

Le modèle global de défaut statorique généralisé repose sur les paramètres suivants :

$$\{R_s, R_r, L_m, L_f, \mu_{cc1}, \mu_{cc2}, \mu_{cc3}\}$$

Dans un repère (x) tournant à une vitesse ω_r par rapport au stator, les équations électriques de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique s'écrivent :

— **Stator :**

$$\begin{cases} u_{dqs}^{(x)} = R_s \cdot i_{dqs}^{(x)} + \frac{d\phi_{dqs}^{(x)}}{dt} + \omega_r \cdot P \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \phi_{dqs}^{(x)} \\ \phi_{dqs}^{(x)} = (L_f + L_m) \cdot i_{dqs}^{(x)} + L_m \cdot i_{dqr}^{(x)} \end{cases}$$

— **Rotor :**

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dqr}^{(x)} + \frac{d\phi_{dqr}^{(x)}}{dt} + (\omega_r - \omega_m) \cdot P \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \phi_{dqr}^{(x)} \\ \phi_{dqr}^{(x)} = L_m \cdot (i_{dqs}^{(x)} + i_{dqr}^{(x)}) \end{cases}$$

— **Mode différentiel (défauts sur les phases statoriques) :**

$$\phi_{dqs}^{(x)} = (L_f + L_m) \cdot i_{dqs}^{(x)} + L_m \cdot i_{dqr}^{(x)} + \sum_{k=1}^3 \phi_{dqcc_k}^{(x)}$$

$$\bar{i}_{dqcc_k}^{(x)} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cc_k}}{R_s} \cdot P(-\theta_r) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta_r) \cdot u_{dqs}^{(x)}$$

— Courant résultant :

$$i_{dq_s} = \overset{\cdot}{i}_{dq_s}^{(x)} + \bar{i}_{dq_s} = \overset{\cdot}{i}_{dq_s}^{(x)} + \sum_{k=1}^3 \bar{i}_{dq_{cc_k}}^{(x)}$$

Simulation du modèle de défaut statorique

En tenant compte des dynamiques des flux rotoriques ϕ_{dq_r} , des courants statoriques i_{dq_s} et des variables électromécaniques (ω, θ) , le comportement de la machine asynchrone peut être représenté par un système non linéaire d'équations :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g \cdot u \\ y = h(x) + H(x) \cdot u \end{cases}$$

avec :

$$x = [i_{d_s} \quad i_{q_s} \quad \phi_{d_r} \quad \phi_{q_r} \quad \omega \quad \theta]^T \quad : \text{vecteur d'état}$$

$$u = [u_{d_s} \quad u_{q_s} \quad C_r]^T \quad : \text{vecteurs d'entrée}$$

$$y = [i_{d_s} \quad i_{q_s} \quad \omega]^T \quad : \text{vecteur de sortie}$$

La fonction dynamique $f(x)$ s'écrit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} i_{d_s} + \omega i_{q_s} + \frac{R_r}{L_m L_f} \phi_{d_r} + \frac{\omega}{L_f} \phi_{q_r} \\ -\omega i_{d_s} - \frac{R_s + R_r}{L_f} i_{q_s} - \frac{\omega}{L_f} \phi_{d_r} + \frac{R_r}{L_m L_f} \phi_{q_r} \\ R_r i_{d_s} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{d_r} \\ R_r i_{q_s} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{q_r} \\ \frac{p^2}{J} (i_{q_s} \phi_{d_r} - i_{d_s} \phi_{q_r}) - \frac{f_v}{J} \omega \\ \omega \end{bmatrix}$$

et la matrice g est donnée par :

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La fonction de sortie $h(x)$ et la matrice $H(x)$ s'écrivent :

$$h(x) = \begin{bmatrix} i_{d_s} \\ i_{q_s} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad H(x) = \frac{2}{3R_s} \sum_{k=1}^3 \mu_{cc_k} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

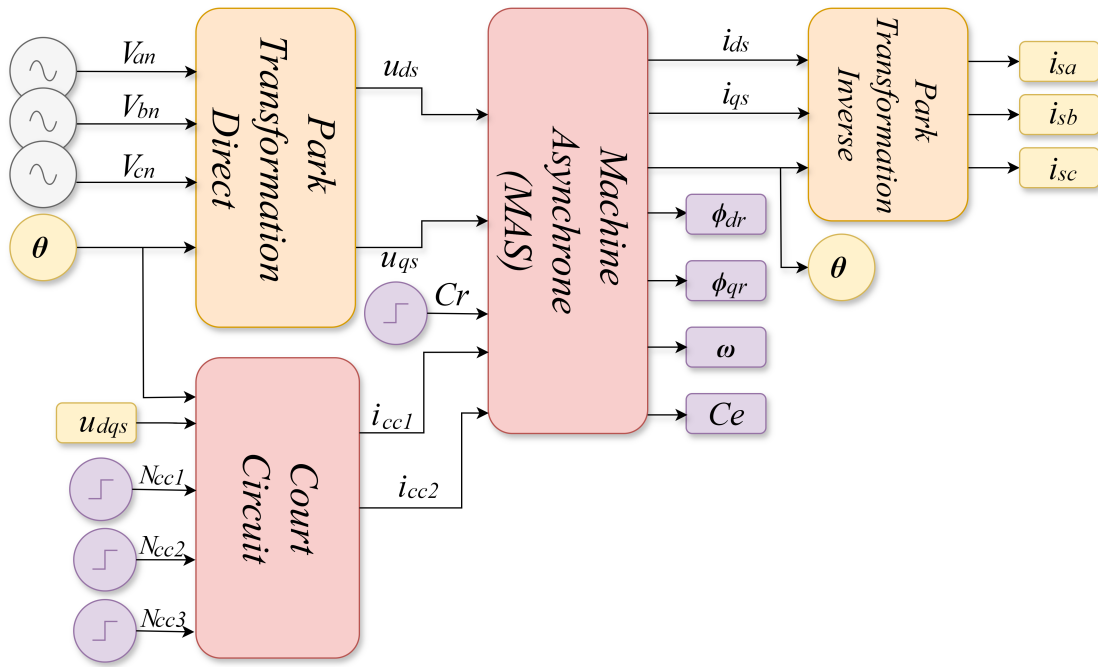


FIGURE II.11 – Modèle de simulation sous Simulink en présence de défaut statotrique

[2]

La figure II.11 montre le modèle de simulation développé dans l'environnement Matlab/Simulink, construit à partir des équations précédentes.

Les entrées du modèle sont les tensions triphasées $\{u_a, u_b, u_c\}$, le couple de charge C_r , ainsi que les paramètres de défaut $\{N_{cc1}, N_{cc2}, N_{cc3}\}$ correspondant à un court-circuit dans les phases a_s , b_s et c_s respectivement.

La simulation est effectuée sur une durée de 5 secondes, selon le scénario suivant :

- À $t = 1$ s : la machine est soumise à un couple de charge nominal $C_r = 5$ N.m.
- À $t = 1.5$ s : un défaut de type court-circuit de 18 spires est introduit dans

la phase a_s .

Ce défaut correspond à un rapport $\mu_{cc1} = 0.0388$, tandis que les autres phases sont considérées saines ($\mu_{cc2} = \mu_{cc3} = 0$).

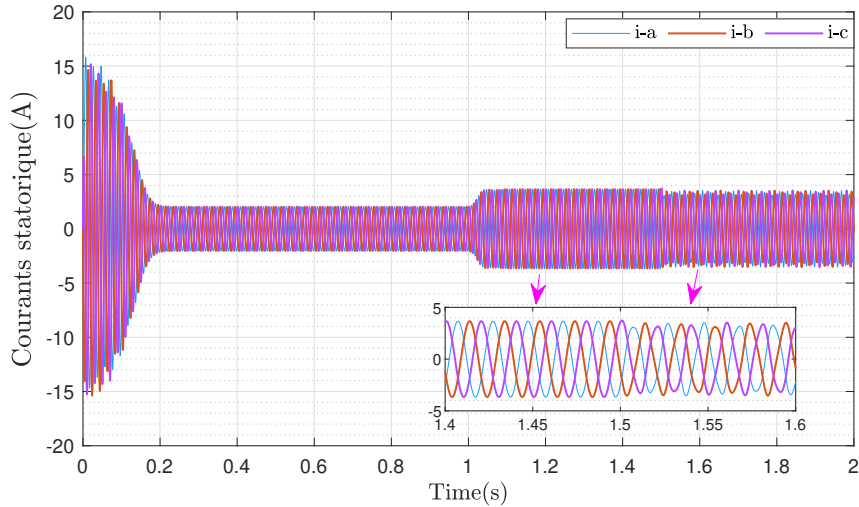


FIGURE II.12 – Courants simulés en charge, puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase a_s

La figure II.12 représente la comparaison des trois courants statoriques pour un défaut de court-circuit de 18 spires dans la phase a_s . À $t=3\text{sec}$, on remarque un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante du courant de la phase où c'est produit le défaut (phase a_s) et d'une augmentation moins importante pour les deux autres phases (phases b_s et c_s). Nous avons remarqué qu'on plus le nombre de spires en court-circuit est important, c'est qui traduit par une augmentation forte des courant, nous remarquons aussi un déséquilibre au niveau des déphasages illustré par la II.12. Ce déphasage n'est plus égal à 120° (cas de fonctionnement sain).

[2]

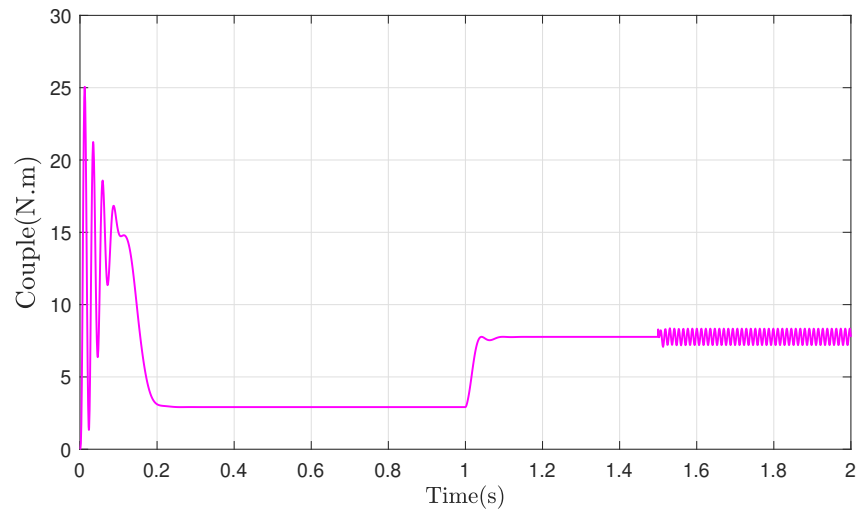


FIGURE II.13 – Evolution du couple électromagnétique, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires

La figure II.13, représentant l'évolution du couple électromagnétique, lors de l'application du défaut de court-circuit entre spires d'une même phase une nouvelle interaction entre la bobine court circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime de fonctionnement. Ainsi, les ondulations du couple électromagnétique sont à l'origine de cette interaction créée dans l'entrefer. Ces ondulations augmentent avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, sans changer la valeur moyenne du couple par rapport à la valeur en conditions saines. [2]

Les résultats de simulation montrent que le défaut de court-circuit au stator affecte aussi la vitesse de rotation. [2]

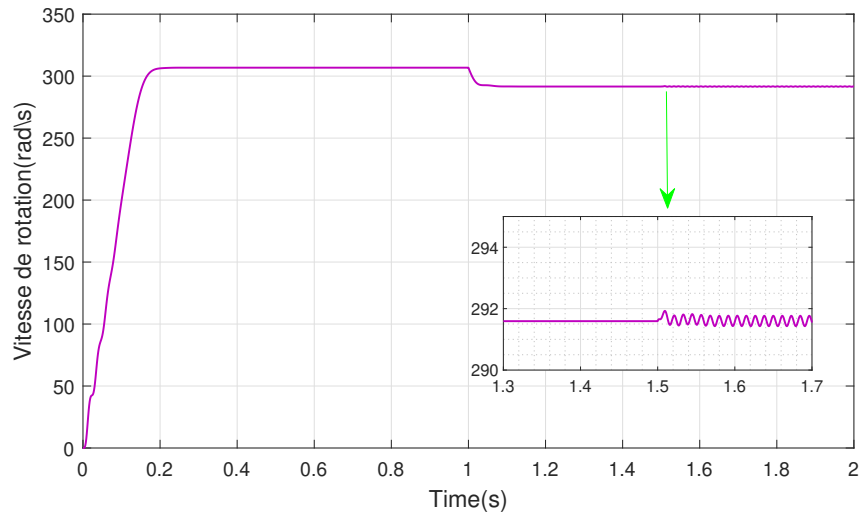


FIGURE II.14 – Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase as

Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, un modèle mathématique détaillé de la machine asynchrone a été développé, tant pour un fonctionnement normal que pour un fonctionnement en présence de défauts statoriques. L'utilisation de la transformation de Park a permis de simplifier l'analyse dynamique en convertissant les grandeurs triphasées en un système biphasé plus maniable. Les simulations réalisées ont mis en évidence l'impact significatif des défauts statoriques sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine, soulignant l'importance d'une modélisation fidèle pour anticiper les comportements anormaux. Ce modèle constitue une base essentielle pour le développement de stratégies de commande robustes, telles que la commande floue abordée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande de la MAS en presence des défauts statorique

III.1 Introduction

Ce travail a pour objectif l'étude de la modélisation et de la commande de la machine asynchrone à cage d'écurueil, qui constitue l'un des actionneurs les plus utilisés dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de construction, de son faible coût et de sa grande fiabilité. Toutefois, le comportement non linéaire de cette machine ainsi que ses performances limitées en régime transitoire nécessitent le recours à des techniques de commande avancées afin d'assurer un fonctionnement optimal.

Dans ce cadre, nous avons adopté la **commande vectorielle** (*Field Oriented Control - FOC*) en tant que stratégie permettant de découpler le contrôle du flux et du couple, offrant ainsi une réponse dynamique similaire à celle des ma-

chines à courant continu. De plus, une **commande floue** (*Fuzzy Logic Control*) a été mise en œuvre afin d'améliorer la robustesse du système face aux variations paramétriques et aux perturbations externes, notamment en présence de défauts statoriques.

III.2 Modèle de la machine en vue de sa commande

Dans cette section, nous nous intéressons aux modèles dynamiques de la machine asynchrone triphasée, permettant de simuler son comportement en régime transitoire. Nous nous focaliserons en particulier sur les modèles utilisés dans le cadre de commandes avancées, telles que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (Field-Oriented Control, FOC). Nous étendrons par la suite ce modèle en tenant compte des défauts statoriques. Les hypothèses de modélisation ainsi que les transformations de Clarke et Park adoptées dans le chapitre précédent seront conservées pour l'établissement des équations.

Le modèle à quatre paramètres de Park fournit un ensemble d'équations différentielles liant le flux, le couple, et le courant statorique, comme présenté dans l'équation (III.2). L'orientation du repère d - q est choisie de manière à aligner l'axe d sur le flux rotorique, ce qui conduit à imposer la condition suivante [3] :

$$\theta_{dr} = \theta_r, \quad \theta_{qr} = 0 \tag{III.1}$$

Les équations du modèle dans le repère d - q s'écrivent alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_{dr} i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_{qr} i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

Ces équations sont ensuite réorganisées afin de construire un modèle simplifié adapté à la commande vectorielle de la machine, sous alimentation en tension avec orientation du flux rotorique. Le choix du repère permet de poser :

$$\varphi_{qr} = 0, \quad \varphi_{dr} = \varphi_r$$

Le système d'équations correspondant devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{n_b M_{sr}}{2L_{rc}} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{n_b M_{sr}}{2L_{rc}} \omega_s \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot i_{ds} \\ \omega_r = \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b M_{sr}}{L_{rc}} \varphi_r \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

avec :

$$T_r = \frac{L_{rc}}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad L_{rc} = L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \quad (\text{III.4})$$

Afin de faciliter l'analyse fréquentielle et la synthèse de la commande, il est courant d'appliquer la transformation de Laplace à ce système différentiel. Les équations ainsi transformées peuvent être exprimées sous forme algébrique dans le domaine de Laplace, ce qui simplifie la conception des correcteurs et des lois de commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r = \varphi_{dr} \\ V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} + s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rs}} \varphi_r - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} I_{ds} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rr}} \varphi_r \\ \varphi_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{1 + s \cdot T_r} I_{ds} \\ \omega_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{T_r} \varphi_r \cdot I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \varphi_r \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

On peut citer deux techniques de commande vectorielle directes et indirectes :

- **Commande indirecte** : l'angle de Park θ_s est déterminé en utilisant la pulsation statorique ω_s , reconstruite à partir de la vitesse mesurée de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .
- **Commande directe** : l'angle de Park est directement déduit à partir des grandeurs mesurées ou estimées.

Dans cette étude, nous nous concentrerons sur la commande vectorielle indirecte.

Lorsque la commande vectorielle n'est pas régulée par le flux, on parle de commande à boucle ouverte : dans ce cas, le flux impose I_{ds} , tandis que la pulsation statorique ne peut être estimée que par la relation (III.5). En mode boucle fermée, cette pulsation est asservie via un régulateur adapté, permettant un découplage du couple et du flux magnétisant. Cela constitue l'un des avantages fondamentaux de l'orientation de flux rotorique.

III.3 Commande vectorielle indirecte

La *commande vectorielle indirecte (IFOC)* est une méthode de commande utilisée pour les machines asynchrones afin d'améliorer leurs performances dynamiques. Elle permet de contrôler indépendamment le flux et le couple, comme dans le cas d'une machine à courant continu, ce qui rend le système plus rapide, précis et stable.

Dans cette approche, l'orientation du flux rotorique n'est pas mesurée directement, mais estimée à partir des équations du modèle de la machine et de la vitesse de rotation. Cette stratégie est appelée "indirecte" car elle repose sur un calcul plutôt qu'une mesure physique. Grâce à cela, on peut appliquer des régulateurs classiques (comme les PID) sur les courants ce qui simplifie la commande tout en offrant une excellente réponse dynamique.

La commande vectorielle indirecte est aujourd'hui l'une des techniques les plus utilisées en automatisme pour piloter efficacement les moteurs asynchrones dans

des applications industrielles. [11]

III.4 Modèle de pont de l'onduleur

Notre onduleur est composé de six interrupteurs au total. Il convient de noter que chaque paire d'interrupteurs partageant une même « branche », par exemple S_1 et S_4 , sont toujours commandés de manière complémentaire, ce qui signifie qu'ils ne peuvent pas être ouverts ou fermés simultanément et repeisente par la figure III.1 .

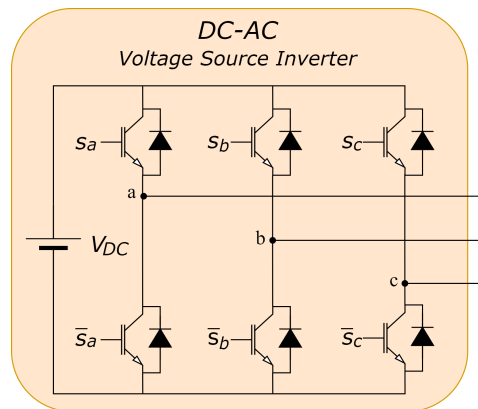


FIGURE III.1 – Pont de l'onduleur

III.4.1 Modelisation d'onduleur

L'onduleur triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge triphasée inductive. Ce dispositif est fondamental dans les systèmes de conversion DC/AC.

Dans cette modélisation, le système triphasé est supposé équilibré, ce qui per-

met d'écrire :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III.6})$$

Les signaux de modulation par largeur d'impulsion (PWM) sont générés pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Pour chaque phase, un interrupteur est représenté par un état logique : ON (1) ou OFF (0). Ces états de commutation sont notés S_A , S_B et S_C pour les phases A, B et C respectivement.

En supposant un réseau triphasé équilibré, les tensions de phase à neutre V_a , V_b et V_c peuvent être exprimées en fonction des états des interrupteurs :

$$V_a = V_{cc}(2S_A - S_B - S_C)/3 \quad (\text{III.7})$$

$$V_b = V_{cc}(2S_B - S_A - S_C)/3 \quad (\text{III.8})$$

$$V_c = V_{cc}(2S_C - S_A - S_B)/3 \quad (\text{III.9})$$

Les tensions composées entre phases peuvent alors être déduites :

$$V_{ab} = V_a - V_b = V_{cc}(S_A - S_B) \quad (\text{III.10})$$

$$V_{bc} = V_b - V_c = V_{cc}(S_B - S_C) \quad (\text{III.11})$$

$$V_{ca} = V_c - V_a = V_{cc}(S_C - S_A) \quad (\text{III.12})$$

Ces équations permettent de décrire le fonctionnement de l'onduleur dans ses différents états de commutation. En effet, chaque combinaison des états $(S_A, S_B, S_C) \in \{0, 1\}^3$ génère un vecteur de tension spécifique dans le plan (α, β) , ce qui constitue la base du contrôle vectoriel dans les onduleurs.

Ainsi, en ajustant les signaux de commande selon une stratégie de modulation appropriée (telle que la modulation vectorielle ou la modulation sinusoïdale), on peut générer des tensions de sortie triphasées équilibrées et contrôler efficacement la machine connectée.

En prenant cela en considération, et en appliquant la loi de Kirchhoff, on peut exprimer la relation entre les tensions de phase par rapport au neutre (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) et les interrupteurs supérieurs (S_a, S_b, S_c) à l'aide de l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

III.5 Régulation des courants statoriques i_{ds} et

i_{qs}

Les boucles de régulation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} sont chacune équipées d'un régulateur PI de type classique. L'action proportionnelle permet de maîtriser la dynamique de réponse du système en accélérant ou ralentissant la correction d'écarts. L'action intégrale, quant à elle, est destinée à éliminer toute erreur statique à régime permanent, assurant un suivi rigoureux de la consigne.

Le schéma fonctionnel de la régulation en courant est présenté à la figure suivante.

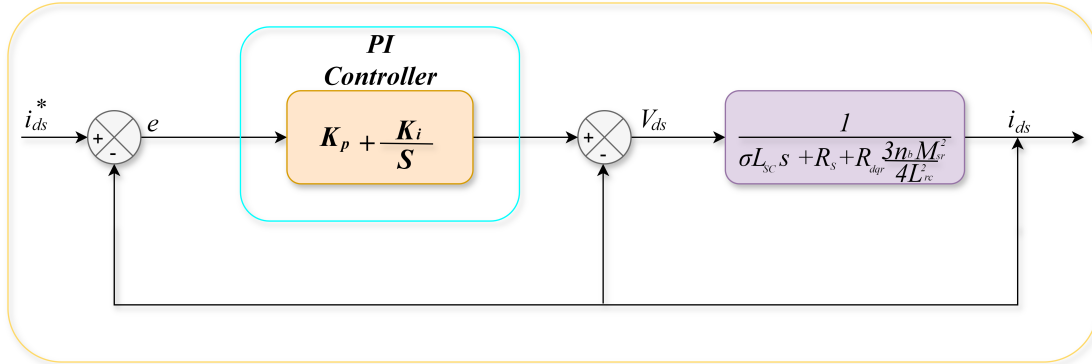


FIGURE III.2 – Schéma fonctionnel de la régulation des courants i_{ds} et i_{qs}

III.5.1 Détermination de la fonction de transfert en boucle ouverte

On introduit l'expression de la fonction $A(s)$ comme suit :

$$A(s) = \frac{1}{\sigma L_{sc}s + R_s + R_{dqr} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} = \frac{b}{s + a} \quad (\text{III.14})$$

D'où les constantes suivantes sont définies :

$$a = \frac{R_s + R_{dqr} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}{\sigma L_{sc}},$$

$$b = \frac{1}{\sigma L_{sc}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{Bo}(s)$ devient alors :

$$\begin{aligned}
 F_{TBO}(s) &= A(s) \cdot K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \\
 &= \frac{1}{R_s + R_{dq} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} \cdot \frac{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dq} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dq} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} s} \\
 &= \frac{A_0}{1 + \tau s} \cdot K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)
 \end{aligned}$$

où :

$$A_0 = \frac{1}{R_s + R_{dq} + \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}, \quad \tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{a}$$

III.5.2 Dimensionnement du régulateur PI – Boucle fermée

La constante τ représente la constante de temps de la boucle de courant interne.

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{TBF}(s)$ s'écrit :

$$F_{TBF}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau\xi} \cdot K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s + \frac{A_0}{1 + \tau\xi} \cdot K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)} \quad (\text{III.15})$$

Ce système est équivalent à un système du premier ordre dont la constante de temps est donnée par :

$$\tau_{BF} = \frac{1}{A_0 K_i} \quad (\text{III.16})$$

Par identification, les paramètres du régulateur PI sont alors calculés comme suit :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{A_0 \tau_{BF}} \\ K_p = \frac{\tau}{A_0 \tau_{BF}} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

III.5.3 Régulation de la vitesse

La régulation de la vitesse d'une machine asynchrone est une étape essentielle dans le contrôle vectoriel. Elle permet de faire suivre à la machine une vitesse imposée par l'utilisateur, en adaptant le couple développé par le moteur en fonction des charges et perturbations extérieures.

Le courant statorique i_{qs} , associé à l'axe q du repère $d-q$, est directement responsable de la génération du couple électromagnétique. C'est donc ce courant que l'on pilote pour ajuster la vitesse de la machine.

Le schéma fonctionnel de la régulation est présenté ci-dessous :

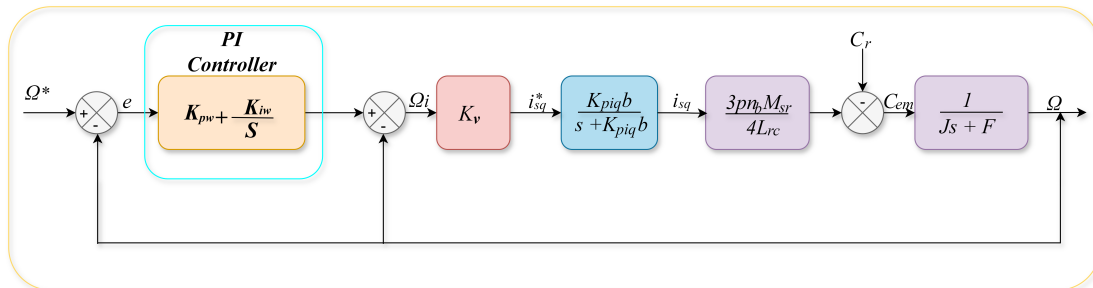


FIGURE III.3 – Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Cette structure comprend deux boucles de régulation emboîtées :

- La boucle externe (régulation de vitesse) :

- Elle compare la vitesse réelle Ω mesurée par un capteur avec la vitesse de consigne Ω^* .
- L'erreur $\varepsilon = \Omega^* - \Omega$ est ensuite traitée par un **régulateur PI de vitesse**, qui calcule la consigne de courant i_{qs}^* nécessaire pour corriger l'écart.
- **La boucle interne (régulation de courant) :**
 - Elle reçoit comme entrée la consigne i_{qs}^* et ajuste la tension d'alimentation du moteur pour que le courant réel i_{qs} suive cette consigne.
 - Un autre régulateur PI est utilisé ici pour assurer une réponse rapide et stable.

Cette double boucle permet un **découplage clair** entre le contrôle de la vitesse (via le couple) et le maintien du flux rotorique. Elle offre également une meilleure dynamique que la commande scalaire traditionnelle.

Le comportement dynamique global de ce système peut être approché par une fonction de transfert du second ordre :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.18})$$

où :

- ω_n est la pulsation naturelle, liée à la rapidité du système,
- ξ est le coefficient d'amortissement, qui influence le dépassement et la stabilité.

En ajustant les paramètres du régulateur PI de la vitesse (proportionnel K_p et

intégral K_i), on peut modifier la dynamique globale du système selon les performances souhaitées : réponse rapide, faible dépassement, bonne stabilité, etc.

En comparant la fonction de transfert obtenue avec la forme canonique d'un système du second ordre, on peut identifier les deux coefficients caractéristiques :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Les équivalences suivantes en découlent :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_p \cdot b + \frac{F}{J} \\ \omega_n^2 = \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J} + \frac{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot F \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J} \end{cases}$$

Ces expressions relient la dynamique du système à ses paramètres mécaniques (J, F), électriques ($L_{rc}, \varphi_r, M_{sr}$), et aux gains du régulateur (K_p, K_v).

En isolant le gain statique K_v , on obtient :

$$K_v = \frac{\left(\omega_n^2 - \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J}\right) \cdot 4 \cdot L_{rc} \cdot J}{3 \cdot K_p \cdot K_q \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}$$

Cette relation permet de déterminer la valeur optimale de K_v pour que la régulation de la vitesse respecte les performances dynamiques souhaitées : temps de réponse court, dépassement faible et bonne stabilité.

Une fois K_v correctement ajusté, la fonction de transfert peut se simplifier en :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{3 \cdot K_v \cdot K_q \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J \cdot (s + \omega_n)^2}$$

Cette expression représente un système du second ordre avec deux pôles réels identiques. Elle traduit un comportement dynamique stable, amorti, et facile à contrôler. Elle facilite également l'analyse du système et son implantation numérique.

Le schéma fonctionnel final de la régulation de vitesse peut alors être représenté comme suit :

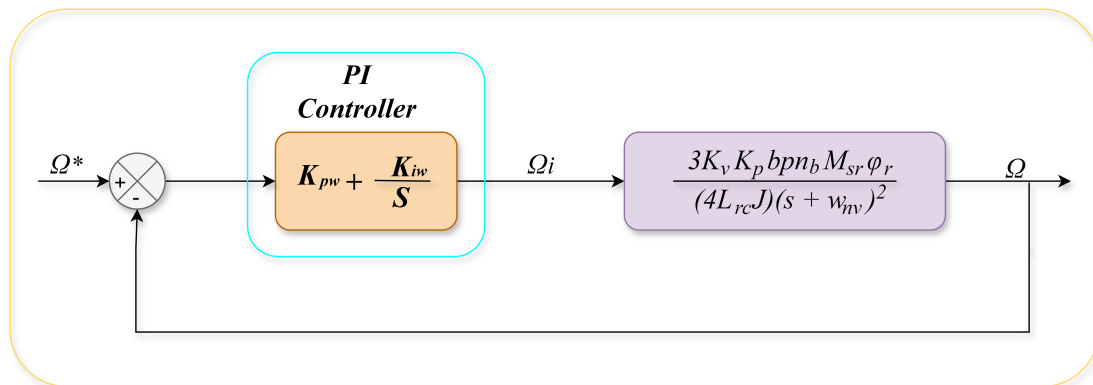


FIGURE III.4 – Schéma fonctionnel simplifié de la régulation de la vitesse

III.6 Resultas de simulation de *IFOC* applique sur la MAS :

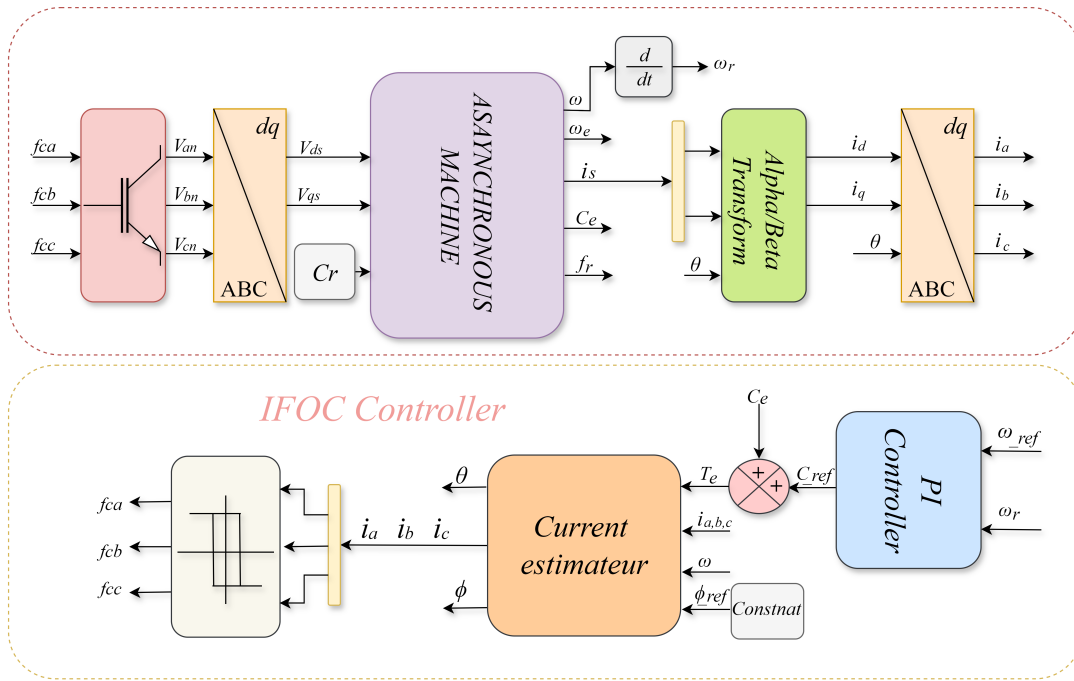


FIGURE III.5 – diagramme de commande vectorielle indirecte applique sur la MAS

La figure III.6 montre l'évolution des courants statoriques triphasés i_a , i_b et i_c d'une machine asynchrone (MAS) commandée par une **commande vectorielle**.

Au démarrage (partie gauche), on observe des oscillations transitoires dues à l'adaptation rapide de la machine à la consigne. Ensuite, les courants se stabilisent rapidement en régime sinusoïdal équilibré.

La commande vectorielle permet de **décorrélérer le flux et le couple**, offrant un contrôle similaire à celui d'un moteur à courant continu. En régime permanent, les courants sont parfaitement sinusoïdaux, ce qui témoigne de la bonne qualité

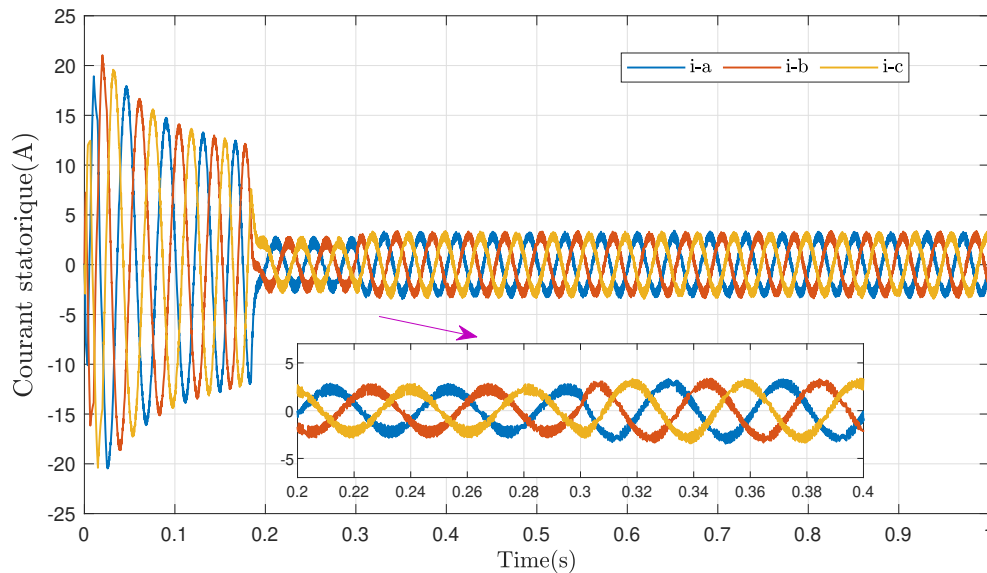


FIGURE III.6 – Variation des courants statoriques sous l’influence de la commande **FOC** de la machine saine

du contrôle.

En résumé, la commande vectorielle assure :

- un démarrage rapide et contrôlé,
- un régime stable avec des courants équilibrés,
- une réponse dynamique performante.

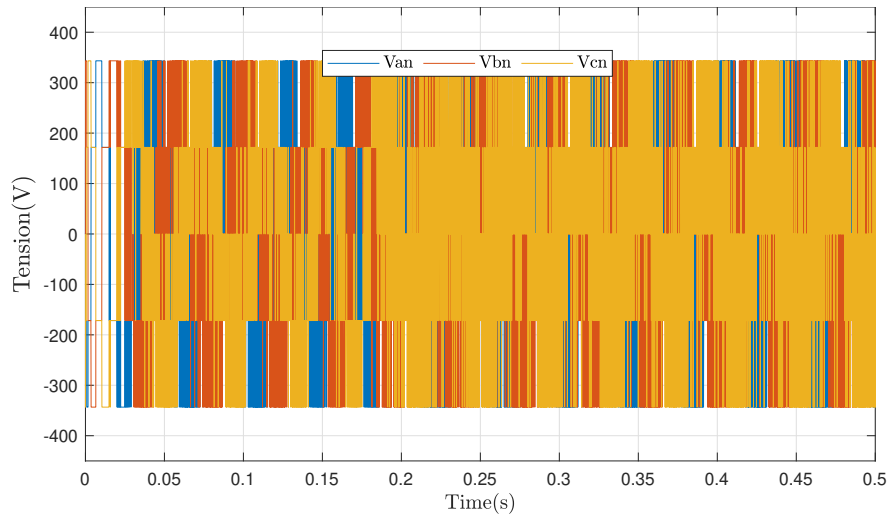


FIGURE III.7 – Variation de la tension sous l'influence de la commande

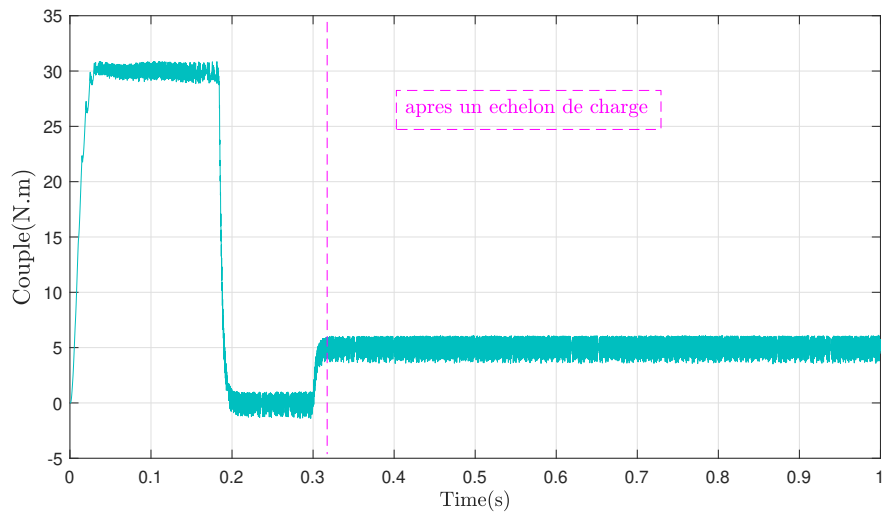


FIGURE III.8 – Variation du couple électromagnétique sous l'influence de la commande **FOC** de la machine saine

La figure III.8 montre l'évolution du couple de la machine asynchrone contrôlée par commande vectorielle indirecte (IRFO). Avant $t = 0.3$ s, le couple est maintenu à une valeur élevée (~ 30 N.m), preuve du bon suivi de consigne assuré par l'IRFO.

Lorsqu'un échelon de charge est appliqué à $t \approx 0.3$ s, le couple subit une chute rapide. Grâce à la commande vectorielle, la machine parvient à s'adapter rapidement et retrouve un nouveau régime stable (~ 5 N·m) en peu de temps.

Ce résultat met en évidence la capacité de l'IRFO à assurer un contrôle rapide et robuste du couple, même en présence de perturbations, en exploitant le découplage entre flux et couple.

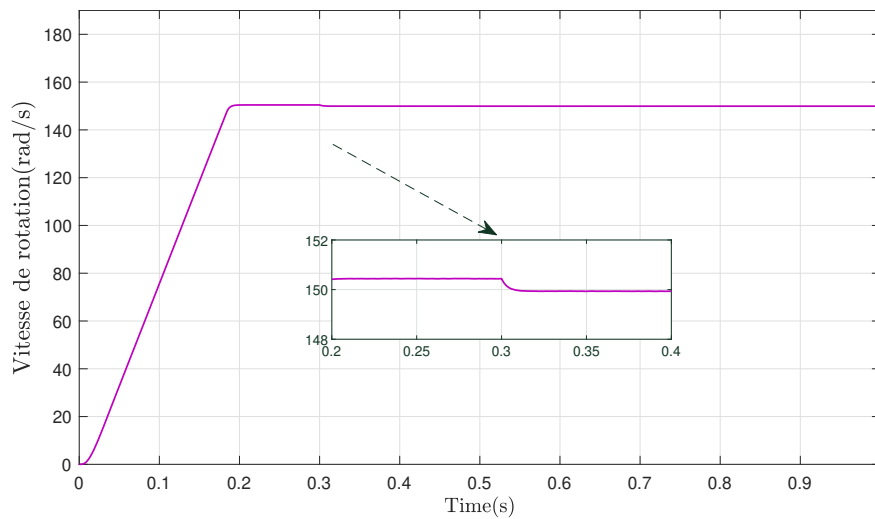


FIGURE III.9 – Variation de la vitesse de rotation sous l'influence de la commande

La figure III.9 illustre l'évolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone commandée par IRFO. On observe une montée rapide en vitesse jusqu'à la consigne fixée (environ 150 rad/s), atteinte vers 0.25 s.

Lors de l'application d'une perturbation autour de 0.3 s (changement de charge), une légère variation transitoire de la vitesse est visible (agrandie dans l'encart). La commande vectorielle permet toutefois un retour rapide à la vitesse désirée, avec une stabilisation sans oscillations prolongées.

Cela démontre l'efficacité de l'IRFO pour maintenir une régulation précise de

la vitesse, même en présence de perturbations dynamiques.

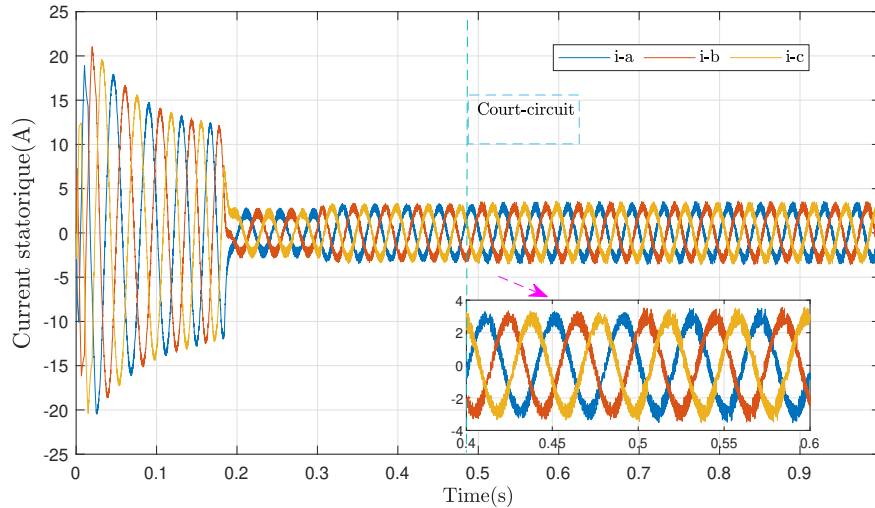


FIGURE III.10 – Variation des courants statoriques avec défaut de court-circuit sous commande

La figure III.10 montre l'évolution des courants statoriques i_a , i_b et i_c de la machine asynchrone sous commande vectorielle indirecte.

Au début, les courants sont équilibrés et sinusoidaux, ce qui indique un fonctionnement normal.

À $t = 0.5$ s, un défaut statorique (court-circuit sur la phase A) est introduit. On observe alors une augmentation et une déformation du courant i_a . Les courants i_b et i_c sont aussi légèrement affectés.

Après le défaut, le système se stabilise, mais le courant i_a reste perturbé. La commande vectorielle tente de compenser l'effet du défaut, mais un déséquilibre subsiste. Cette analyse montre que le courant statorique est un indicateur important pour détecter la présence d'un défaut statorique.

La figure III.11 montre l'évolution du couple électromagnétique C_{em} de la machine asynchrone sous commande vectorielle indirecte.

Au début, le couple atteint rapidement une valeur de consigne stable autour de 18 N.m, ce qui montre l'efficacité de la commande FOC en régime sain.

À l'instant $t = 0.5$ s, un court-circuit statorique est introduit. On observe une chute brutale du couple vers une valeur plus faible, avec l'apparition d'ondulations et de perturbations.

Le zoom intégré montre clairement ces fluctuations après le défaut. Cela indique que la commande FOC n'arrive plus à maintenir le couple constant en présence de perturbation.

En résumé, le défaut statorique provoque une perte de performance de la commande vectorielle sur le couple.

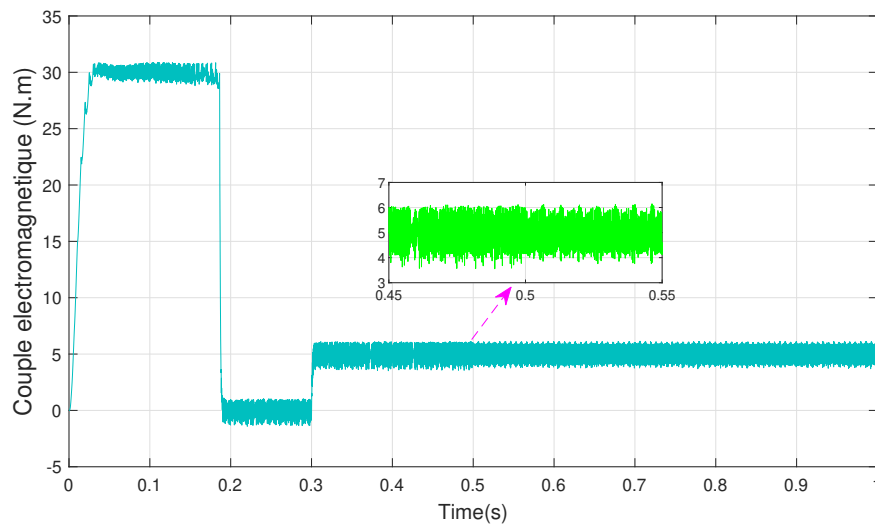


FIGURE III.11 – Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous commande

La figure III.12 illustre l'évolution de la vitesse de rotation de la machine asyn-

chrone sous commande vectorielle indirecte. Dans un premier temps, la vitesse atteint rapidement la consigne fixée (environ 150 rad/s), démontrant une bonne dynamique de la commande FOC en régime sain. Après l'introduction du défaut statorique à $t = 0.5$ s, on observe de légères fluctuations de la vitesse autour de la consigne, comme le montre le second zoom. Ces variations restent limitées, ce qui montre que la commande vectorielle parvient à maintenir globalement la vitesse malgré la perturbation. En résumé, le défaut statorique affecte modérément la stabilité de la vitesse, grâce à la robustesse de la boucle de régulation de vitesse.

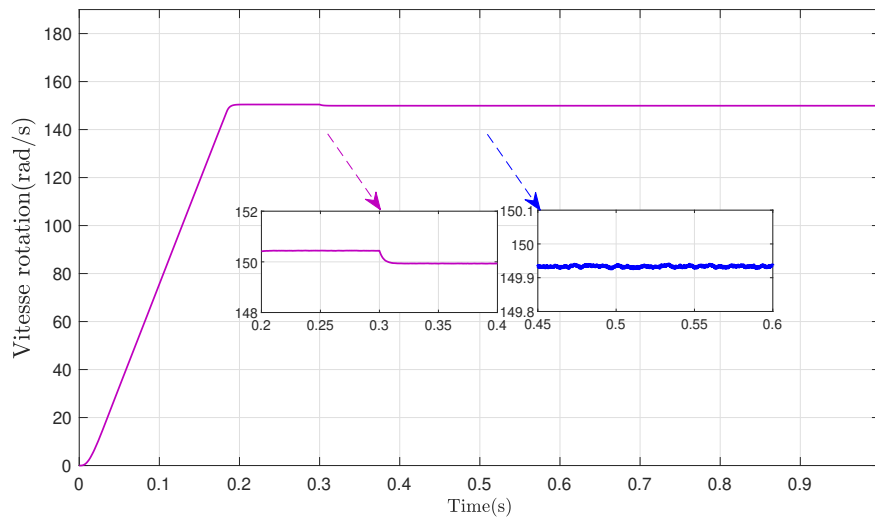


FIGURE III.12 – Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous commande

III.7 Intégration de la logique floue dans la commande vectorielle indirecte

Dans les systèmes de commande avancés des machines asynchrones, la **commande vectorielle indirecte de vitesse** (Indirect Rotor Field-Oriented Control, IRFOC) est largement utilisée pour ses performances dynamiques élevées. Elle permet un contrôle indépendant du flux et du couple, en rendant le comportement de la machine similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Cependant, les performances des régulateurs classiques **proportionnel-intégral (PI)**, utilisés couramment pour la régulation de vitesse et de courant, peuvent se dégrader en présence de **non-linéarités** du système, de **variations de paramètres** (résistances, inductances), ou sous l'effet de perturbations externes.

Pour pallier ces limitations, on propose d'intégrer un **contrôleur à logique floue** au sein de la boucle de régulation de vitesse. Le contrôleur flou présente plusieurs avantages :

- Il ne nécessite pas de modèle mathématique précis de la machine.
- Il est capable de gérer les incertitudes et les variations dynamiques du système.
- Il offre une meilleure **robustesse** face aux perturbations.

III.7.1 Principe de fonctionnement du commande :

Le principe de fonctionnement du schéma de commande présenté repose sur l'intégration d'un **contrôleur flou** dans la boucle externe de régulation de vitesse,

au sein d'une **commande vectorielle indirecte** de la machine asynchrone.

Le déroulement du traitement est le suivant :

1. **Mesure de la vitesse réelle** : la vitesse de rotation ω_r de la machine est mesurée en temps réel à l'aide d'un capteur (codeur incrémental ou tachymètre).
2. **Calcul de l'erreur de vitesse** : l'erreur de vitesse $e(t)$ est calculée comme la différence entre la vitesse de consigne ω^* et la vitesse mesurée ω_r . La variation de l'erreur $\Delta e(t)$ est également calculée pour prendre en compte la dynamique du système.
3. **Contrôle flou** : les signaux $e(t)$ et $\Delta e(t)$ sont utilisés comme entrées du contrôleur flou. Celui-ci, conçu sur la base de règles linguistiques et de fonctions d'appartenance, génère en sortie une consigne de couple électromagnétique T_e^* adaptée à l'état dynamique de la machine.
4. **Génération de la consigne de courant i_q^*** : la consigne de couple T_e^* est convertie, via les équations du modèle de la machine, en une consigne de courant en quadrature i_q^* , qui est directement liée à la production du couple.
5. **Boucle de courant (PI)** : la consigne de courant i_q^* (et la consigne i_d^* fixée pour le flux) est suivie par des régulateurs PI dans la boucle interne de courant. Ceux-ci ajustent les tensions appliquées à la machine de manière à imposer les courants désirés.

Ainsi, la boucle externe (contrôle flou sur la vitesse) détermine le couple nécessaire en fonction des besoins du système, tandis que la boucle interne (régulateurs

PI) assure un contrôle rapide et précis des courants statoriques, garantissant le bon comportement dynamique de la machine.

Ce type d'architecture permet de bénéficier des avantages de la commande vectorielle (découplage flux-couple) tout en améliorant la robustesse face aux perturbations et aux incertitudes grâce à l'utilisation de la logique floue.

L'introduction du contrôleur flou dans la boucle externe de vitesse permet d'obtenir :

- une réponse plus rapide ;
- une réduction du dépassement ;
- une meilleure stabilité en régime transitoire.

Ainsi, la **commande vectorielle indirecte assistée par logique floue** constitue une solution performante pour les applications exigeantes en termes de qualité de régulation et de robustesse.

III.7.2 Fuzzification

Dans notre système de commande, un contrôleur flou est intégré à la boucle externe de régulation de vitesse de la machine asynchrone, fonctionnant sous commande vectorielle indirecte (FOC). L'objectif est d'améliorer la robustesse du système face aux variations dynamiques et aux défauts statoriques éventuels.

La première étape du traitement dans le contrôleur flou est la **fuzzification**. Celle-ci permet de transformer les signaux d'entrée numériques du système en valeurs floues, compatibles avec le système de règles linguistiques.

Dans notre architecture, les signaux d'entrée du contrôleur flou sont les sui-

vants :

- l'erreur de vitesse $e(t)$, exprimée par la différence entre la vitesse de consigne ω^* et la vitesse mesurée ω_r ,
- la variation de l'erreur $\Delta e(t)$, calculée entre deux échantillons successifs.

Ces signaux sont normalisés afin d'être compris dans un intervalle défini, généralement $[-1, 1]$ ou $[-2, 2]$, en fonction des caractéristiques dynamiques de la machine et des variations attendues.

Chaque signal est ensuite associé à un ensemble de **fonctions d'appartenance**, qui représentent différents niveaux linguistiques de l'entrée (par exemple : *Négatif Grand*, *Négatif Moyen*, *Zéro*, *Positif Petit*, *Positif Moyen*, *Positif Grand*).

La fuzzification permet de capturer la dynamique du système en présence de défauts statoriques éventuels, et d'offrir une base souple pour la prise de décision dans le moteur d'inférence floue. Elle joue ainsi un rôle clé pour assurer une réponse adaptative et robuste du contrôleur flou, même en cas de perturbation du système.

III.7.3 Moteur d'inférence floue (Fuzzy Inference)

Le moteur d'inférence floue constitue le cœur du contrôleur flou. Il a pour rôle de traiter les informations fuzzifiées provenant des signaux d'entrée (**erreur de vitesse** $e(t)$ et **variation de l'erreur** $\Delta e(t)$), en appliquant un ensemble de règles floues définies dans la **base de règles**.

Le moteur d'inférence utilise généralement une méthode de type **Mamdani**, où les règles sont exprimées sous forme linguistique du type :

Si $e(t)$ est A et $\Delta e(t)$ est B , alors T_e^ est C .*

Chaque règle est évaluée selon le degré d'appartenance des entrées aux ensembles flous correspondants. Le moteur d'inférence agrège ensuite les sorties partielles de toutes les règles actives pour produire une sortie floue globale.

Cette approche permet de gérer des situations complexes, non modélisées de manière précise, et d'apporter une réponse adaptative face aux variations des conditions de fonctionnement, notamment en cas de **défauts statoriques**.

III.7.4 Base de règles (Rule Base)

La base de règles représente la **connaissance qualitative** intégrée dans le contrôleur flou. Elle est conçue à partir de l'expérience d'experts ou de l'analyse du comportement dynamique souhaité du système.

Dans notre système, la base de règles est construite pour assurer :

- une réponse rapide de la vitesse en cas de changement de consigne,
- une limitation des dépassements et des oscillations,
- une adaptation robuste face aux perturbations, notamment les **défauts statoriques sur le moteur**.

Les règles sont généralement structurées sous forme de table, où chaque combinaison des niveaux linguistiques de $e(t)$ et $\Delta e(t)$ correspond à un niveau linguistique de la consigne de couple T_e^* .

Un exemple de règle typique pourrait être :

*Si $e(t)$ est **Positif Grand** et $\Delta e(t)$ est **Positif Moyen**, alors T_e^* est **Positif Grand**.*

Ainsi, la base de règles permet de capturer l'intuition de commande humaine dans le cadre d'un contrôle automatique, et d'adapter efficacement la commande de la MAS même en présence de conditions anormales.

III.7.5 Défuzzification

La défuzzification constitue la dernière étape du traitement dans un contrôleur à logique floue. Son objectif est de transformer la sortie floue issue du moteur d'inférence en une valeur numérique précise, directement exploitable par le système de commande.

Dans notre architecture de commande vectorielle indirecte, le moteur d'inférence génère en sortie une variable floue correspondant à la consigne de couple électromagnétique T_e^* . Cette consigne doit ensuite être convertie en une valeur réelle pour être utilisée par le module de génération des courants de référence.

La méthode de défuzzification la plus couramment employée est celle du **centre de gravité** (*centroid*), qui permet de calculer la valeur réelle en tenant compte de l'ensemble des degrés d'appartenance de la sortie floue. Cette approche présente l'avantage d'assurer une transition douce et continue entre les valeurs de sortie, ce qui est particulièrement adapté à la régulation de vitesse.

Le résultat de la défuzzification est une consigne de couple T_e^* lisse et adaptée, même en présence de perturbations ou de défauts statoriques. Cette valeur est ensuite convertie en consigne de courant i_q^* via les équations de la commande vectorielle, afin de générer l'action de commande appropriée sur la machine asynchrone.

Ainsi, la défuzzification garantit la cohérence entre la logique qualitative implémentée dans le contrôleur flou et le comportement attendu du système physique.

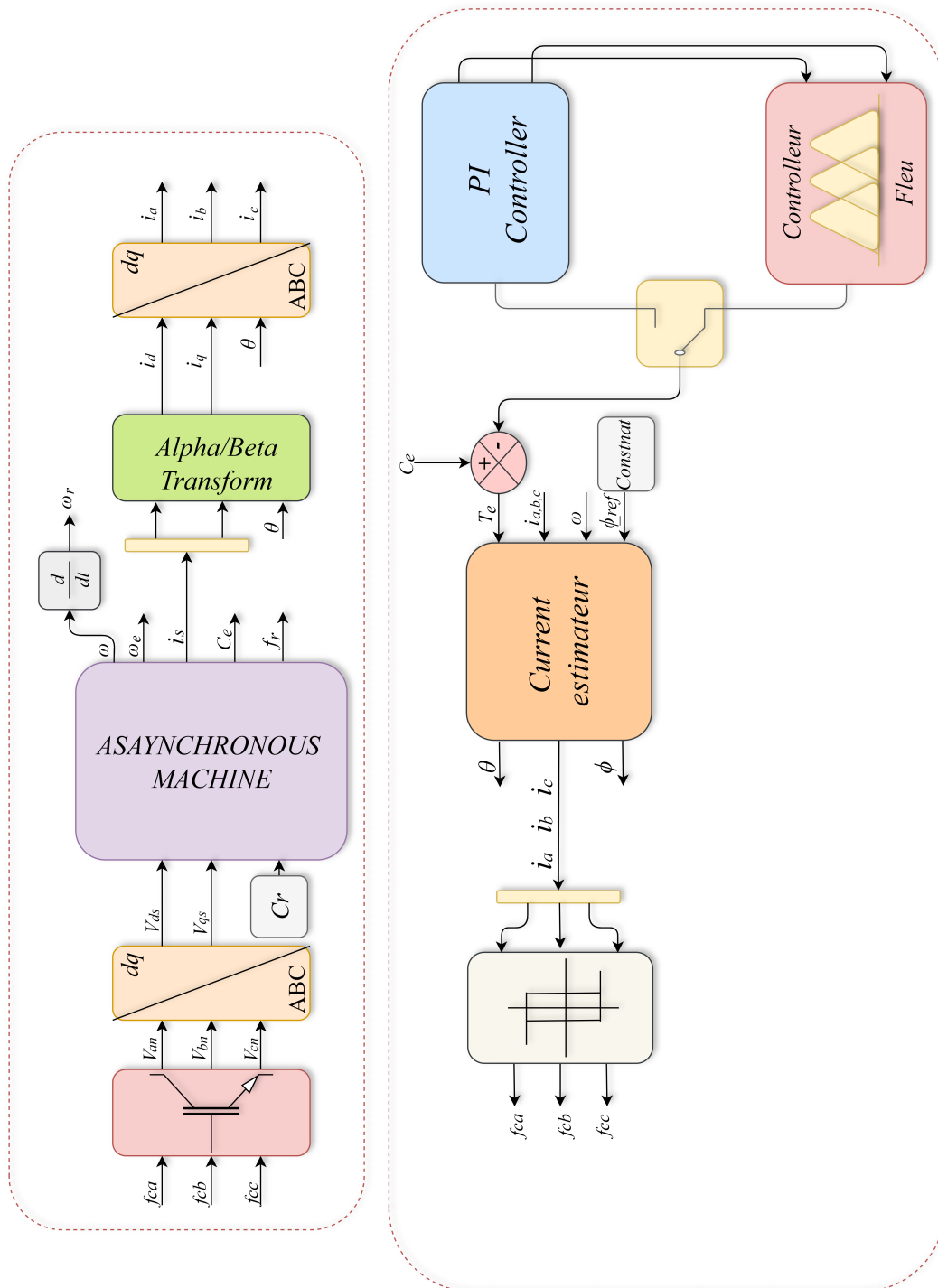


FIGURE III.13 – Diagramme de commande par logique floue

III.8 Resultats de simulation de commande par logique floue

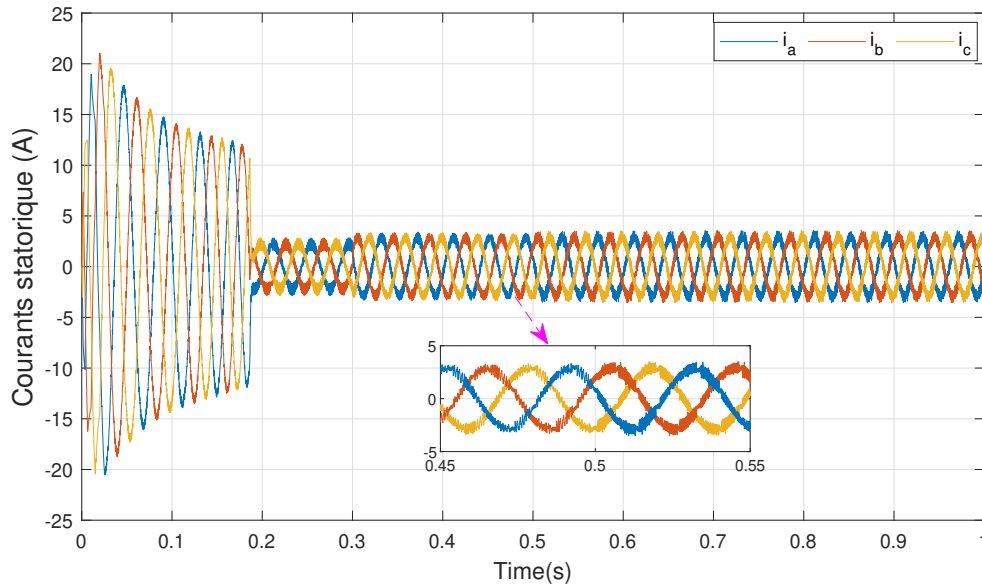


FIGURE III.14 – Variation des courants statoriques avec d ´efaut de court-circuit sous commande

La figure III.14 pr ´esente l ´evolution des courants statoriques de la machine asynchrone apr ˆes int ´egration d ´un r ´egulateur flou dans la commande vectorielle indirecte (IFOC + FLC).

Avant l ´apparition du d ´efaut ($t < 0.5$ s), les courants restent ´equilibr ´es et sinuso ´ıdaux, traduisant un fonctionnement normal sous commande optimis ´ee.

Lors de l ´introduction du d ´efaut ($t \approx 0.5$ s), les courants subissent une perturbation. Cependant, gr ˆace ˆa l ´action compl ´ementaire du r ´egulateur flou, les effets du court-circuit sont fortement att ´enu ´es. L ´encadr ´e met en ´evidence une meilleure qualit ´e des courants, avec moins de distorsion et un maintien plus efficace de

l'équilibre entre les phases.

Ainsi, l'intégration de la logique floue permet d'améliorer significativement la robustesse de la commande face aux défauts statoriques, en renforçant la capacité de compensation dynamique du système.

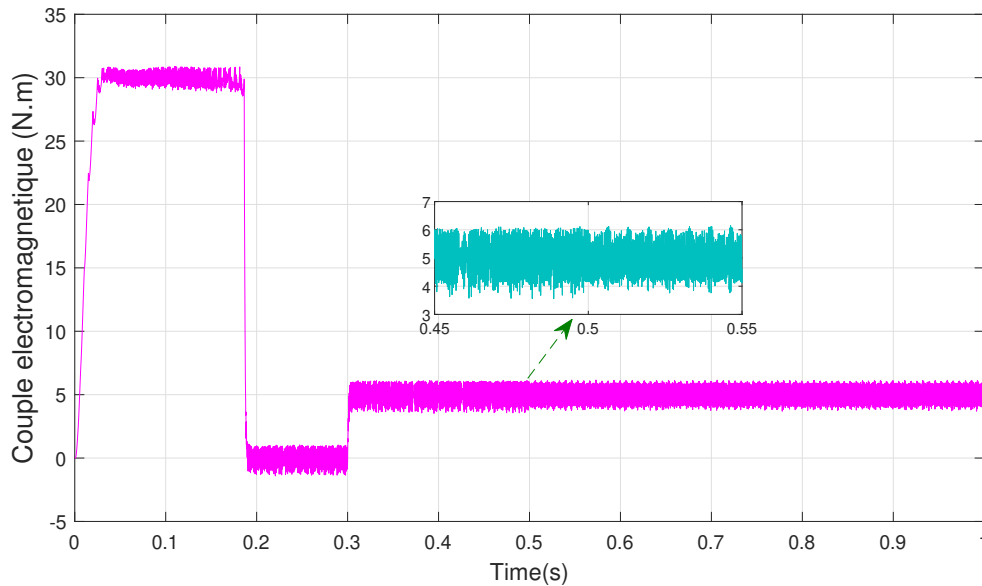


FIGURE III.15 – Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous la commande

La figure III.15 montre la réponse du couple électromagnétique

de la machine asynchrone après l'intégration d'un régulateur flou sur la commande vectorielle indirecte (IFOC + FLC).

Avant $t = 0.3$ s, le couple est maintenu à une valeur élevée (~ 30 N.m), traduisant un bon suivi de la consigne.

Lors de l'application d'un échelon de charge autour de $t = 0.3$ s, le couple diminue rapidement vers une nouvelle consigne ($\sim 5-7$ N.m). Le zoom sur la zone post-défaut ($t > 0.5$ s) met en évidence la capacité de la commande floue à

atténuer les fluctuations du couple.

Grâce à l'action du régulateur flou, les oscillations sont significativement réduites par rapport à une commande IFOC seule, permettant une régulation plus stable et plus robuste du couple en présence de perturbations.

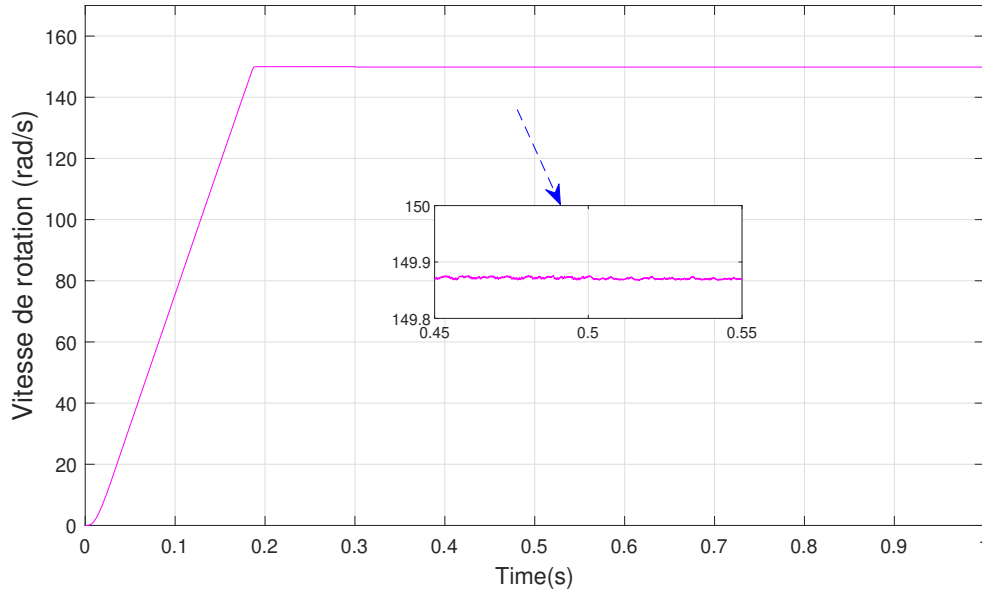


FIGURE III.16 – Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous la commande

La figure III.16 présente l'évolution de la vitesse de rotation de la machine asynchrone après l'intégration d'un régulateur flou dans la commande vectorielle indirecte (IFOC + FLC).

Après une montée rapide en régime, la vitesse atteint sa consigne (150 rad/s) vers $t = 0.25$ s. Lors de l'apparition du défaut ou de la perturbation ($t \approx 0.5$ s), le zoom montre que la vitesse est maintenue avec une grande stabilité. Les oscillations autour de la consigne restent très faibles.

Grâce à l'intégration de la logique floue, la régulation de vitesse est signifi-

cativement améliorée par rapport à la commande IFOC seule, ce qui permet de garantir un suivi de vitesse précis et robuste, même en présence de perturbations.

Conclusion

Ce chapitre a permis de démontrer, à travers une étude approfondie, l'intérêt d'intégrer la logique floue à la commande vectorielle indirecte (IFOC) pour le pilotage des machines asynchrones en présence de défauts statoriques, notamment les courts-circuits inter-spores. Les résultats obtenus par simulation confirment que cette approche hybride apporte des améliorations notables en termes de stabilité, de précision et de robustesse du système de commande.

Contrairement à la stratégie classique basée sur un régulateur PI, le régulateur flou a montré une meilleure capacité à compenser les effets néfastes des défauts électriques, assurant un maintien efficace des performances dynamiques du moteur. En particulier, la commande floue permet de :

- Diminuer significativement les variations indésirables du couple électromagnétique,
- Stabiliser la vitesse autour de la consigne de manière plus rapide et sans oscillations marquées,

- Offrir une plus grande tolérance aux incertitudes et non-linéarités du système.

Ainsi, l'intégration de la logique floue dans la commande vectorielle constitue une solution de commande avancée, bien adaptée aux environnements industriels exigeants, où fiabilité et continuité de service sont primordiales, même en cas de

dégradation partielle de la machine.

Conclusion générale

Au terme de ce travail, nous avons mis en évidence l'importance de développer des stratégies de commande avancées permettant d'assurer la continuité et l'efficacité de fonctionnement des machines asynchrones, notamment en présence de défauts internes tels que les courts-circuits entre spires du stator. À partir d'une analyse rigoureuse des types de défauts et de leur impact sur les performances de la machine, en passant par une modélisation précise dans les états sain et défectueux, jusqu'à l'expérimentation de différentes approches de commande, il a été démontré que la commande floue constitue une alternative robuste et flexible face aux techniques classiques, notamment en termes d'adaptabilité aux conditions de fonctionnement variables et de maintien de la stabilité de la vitesse et du couple.

Les résultats issus des simulations ont montré que l'intégration de la logique floue dans la boucle de commande améliore significativement la réponse du système en cas de défaut, comparée à la commande vectorielle classique (FOC) dont les performances se dégradent en présence d'anomalies. Cela confirme la valeur ajoutée de cette approche intelligente, particulièrement dans les environnements industriels exigeant un haut niveau de fiabilité et de résilience.

Par conséquent, cette étude ouvre de vastes perspectives de recherche et de développement, notamment à travers l'optimisation de la structure du contrôleur flou ou son couplage avec des systèmes intelligents de détection de défauts, dans le cadre d'une maintenance prédictive avancée, renforçant ainsi la fiabilité et la durabilité des systèmes électromécaniques[1] modernes.

Bibliographie

- [1] L.A. Zadeh, *Fuzzy Sets*, Information and Control, 1965.
- [2] B.A. bessaffedine et BOUKHEIR , *commandeet analyse des défautsélectriquesd'une machine asynchrone à cage*, Information ,memoire de master 2024 luniv ammar thlidji laghouat .
- [3] C.A. CHEKIMA, *commande d'une machine asynchrone par loque floue* , Information , master 2024,Université d'EL-Oued.
- [4] A.A. ARSLANE et Benhamidouche, *commande par backstepping de la machine asynchrone double alimentation*, Information , master 2024,UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.
- [5] A.A. AMMARI, *synthèse biologique et méthodes de diagnostic des défauts de court-circuit de la machine asynchrone*, Information , licence, 2024, UNIVERSITAIRE D'EL-OUED.
- [6] M.Z. MAKHLOUF, *MODELISATION et simulation d'un machine asynchrone*, Information ,licence, 2019,luniv ammar thlidji laghouat.

-
- [7] M.Z. SADKI, *simulation des défauts statoriques d'un moteur a asynchrone*, Information ,master , 2024,univ de ourgla .
- [8] G.B. GUEIDIRI , *COMMANDE PAR LOGIQUEFLOUE APPLIQUÉE A LA MACHINE ASYNCHRONE*, Information ,master, 2019,Université Echa-hid Hamma Lakhrad El-Oued .
- [9] B.A. BIR , *démarrage et protection des moteurs asynchrones triphasé*, Informa-tion ,master , 2024,UNIVERSITE MOULOU MAMMERRI DE TIZI-OUZOU .
- [10] M.N. GHOUINI, *application des réseaux de neurones pour la détection des défauts de rotor dans une machine asynchrone à cage d'écureuil* , Information , master, 2016, unniv d'alger.
- [11] J.M. RETIF, *LA COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYN-CHRONES ET SYNCHRONES* , Information , livre 2008.
- [12] M.Z. ZGHID, *la commande vectorielle des machines synchrones* , Information , master, 2014,.
- [13] M.R. RAHIM, *commande vectorielle d'un machine asynchrone par des de-fauts rotorique*, Information , master, 2015,univ ammar thlidji laghouat .
- [14] N.A. NAGHOUDI et nagoudi, *commande VECTORIELLE DE LA MA-CHINE ASYNCHRONE* , Information ,licence, 2010, CENTRE UNIVERSI-TAIRE D'EL-OUED.

-
- [15] C.A. BENDJAIMA, *commande tolerante de la machine asynchrone en tenant compte des defauts statoriques* , Information , doctorat, 2024, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.
- [16] m.A. meghnous, *diagnostic des defauts de la machine asynchrone* , Information , master, 2024, ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE 10 Av. Hassan Badi, El Harrach, Alger, Algérie.
- [17] s.A. saadi , *diagnostic des defauts dun entrainement electrique par la tchnique ondelette* , Information , doctorat, 2017, Université Badji Mokhtar- Annaba.