

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : BENCHERIF Djemaa et ABDELLI Fatima Zohra

Sujet

**Stratégie de commande intelligente basée sur la logique floue adaptative
pour l'optimisation des performances d'un MSAP**

Soutenu publiquement, le 22 / 06 / 2026, devant le jury composé de :

M. MECHERNENE Abdelkader	MCA	Université de Tlemcen	Président
Mme. BENHADDA Yamina	MCA	Université de Tlemcen	Examinatrice
M. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Université de Tlemcen	Encadrant

Année universitaire : 2025 / 2026

DÉDICACES

À mes très chers parents piliers de mon existence et source inépuisable d'amour et de soutien. Aucun mot ne saurait exprimer ma reconnaissance pour vos prières et les sacrifices consentis pour ma réussite. Que ce travail soit le témoignage de mon éternelle gratitude.

À mes chères sœurs, pour leur présence constante, leur affection sincère et leur appui indéfectible tout au long de mes études.

À toute ma famille, pour leur bienveillance et leur soutien moral qui m'ont toujours encouragée.

À ma chère binôme, avec qui j'ai partagé les moments de doute comme de réussite, et qui a donné à cette aventure une dimension humaine et sincère.

À tous mes enseignants, du primaire jusqu'à l'université, ainsi qu'au personnel éducatif, pour leur dévouement, la transmission de leur savoir, ainsi que pour leur bienveillance, leur soutien et leurs encouragements tout au long de mon parcours.

À mes collègues d'étude et à mes précieux amis, pour leur fidélité, leur soutien, leur motivation et les précieux moments partagés, tant durant mes années d'études que dans ma vie personnelle.

À vous tous,
Je dédie ce travail.

BENCHERIF Djemaa
Tlemcen, le 12 Mai 2026

DÉDICACES

À mes très chers parents, pour leur amour inconditionnel, leur soutien indéfectible et leurs encouragements constants tout au long de mon parcours.

À mon cher frère et à mes chères sœurs, pour leur soutien, leur présence et les moments de partage qui ont enrichi ma vie.

À ma très chère binôme, pour sa précieuse collaboration, son soutien indéfectible, sa motivation et tous les moments de complicité partagés tout au long de ce travail.

À mes chers amis, pour leur soutien moral, leur aide précieuse et les moments de joie partagés.

À tous mes enseignants, pour leur encadrement, leur disponibilité et les connaissances qu'ils m'ont généreusement transmises.

À toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

À vous tous,
Je dédie ce travail.

ABDELLI Fatima Zohra
Tlemcen, le 12 Mai 2026

REMERCIEMENT

Au terme de ce travail, qui marque l'aboutissement de plusieurs années d'efforts et de persévérance, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à **Allah**, le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la santé, la volonté et la patience nécessaires à la réalisation de ce modeste projet.

Nous adressons nos plus sincères remerciements à notre encadreur, **Dr. LAZREG Mohamed Haithem**, pour sa disponibilité constante, la richesse de ses conseils ainsi que la qualité de son accompagnement tout au long de ce travail. Sa rigueur scientifique, son sens de l'exigence et ses encouragements ont constitué pour nous une source précieuse de motivation et d'inspiration.

Nous témoignons également notre profonde reconnaissance aux **membres du jury** pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail.

Nous tenons à exprimer notre vive gratitude à **Dr. MECHERNENE Abdelkader**, qui nous fait l'immense honneur de présider ce jury. Nous le remercions chaleureusement pour le temps et l'intérêt qu'il porte à notre recherche.

Nos sincères remerciements s'adressent également à **Dr. BENHADDA Yamina**, pour avoir accepté d'examiner ce travail. Nous sommes particulièrement touchés par l'attention et la rigueur qu'elle a bien voulu lui accorder.

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble des enseignants et au personnel administratif du département de Génie Électrique de **l'Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen**, dont l'engagement et la qualité de l'enseignement ont largement contribué à notre formation académique et humaine.

Enfin, nous adressons une pensée reconnaissante à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail, que ce soit par leur aide, leur soutien ou leurs encouragements. Qu'elles trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

BENCHERIF Djemaa ABDELLI Fatima Zohra
Tlemcen, le 12 Mai 2026

TABLE DES MATIÈRES

DEDICATION	i
REMERCIEMENT	iii
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX	viii
NOMENCLATURE	ix
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I Modélisation du système MSAP - onduleur en vue de la commande	3
I.1 Introduction	4
I.2 Description structurelle de la MSAP	4
I.3 Principe de fonctionnement	5
I.4 Modélisation de la MSAP	5
I.4.1 Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c)	5
I.4.1.a Équations électriques	6
I.4.1.b Equations magnétiques	6
I.4.1.c Couple mécanique	7
I.4.2 Utilisation de la transformation de Park à la MSAP	8
I.4.2.a Equations magnétiques	8
I.4.2.b Equations électriques	9
I.4.2.c Expression du couple électromagnétique	9
I.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	10
I.5.1 États de commutation de l'onduleur à deux niveaux	11
I.5.2 Tensions composées de l'onduleur	12
I.5.3 Relation entre les tensions de l'onduleur et celles de la charge	12
I.5.4 Condition d'équilibre de la charge	12
I.5.5 Tension du point neutre de la charge	12
I.5.6 Expressions finales des tensions de phase	13
I.5.7 Écriture matricielle	13
I.6 Association convertisseur-MSAP	13
I.7 Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur et interprétations	14
I.8 Conclusion	17
II Commande vectorielle du moteur synchrone à aimant permanent	18
II.1 Introduction	19
II.2 Principe de la commande vectorielle	19

II.3	Découplage	21
II.3.1	Découplage par compensation	22
II.4	Structure du régulateur PI	23
II.4.1	Calcul des régulateurs	24
II.4.1.a	Régulation du courant I_d	24
II.4.1.b	Régulation du courant I_q	26
II.4.1.c	Régulation de la vitesse Ω	26
II.5	Résultats de simulation et interprétations	28
II.6	Conclusion	31
III	Application de la commande par logique floue au MSAP	33
III.1	Introduction	34
III.2	Principe de la commande par logique floue	34
III.3	Éléments fondamentaux de la logique floue	35
III.3.1	Concepts fondamentaux	35
III.3.2	Variables linguistiques	35
III.3.2.a	Mise en œuvre du contrôleur flou pour la MSAP	35
III.3.2.b	Ensembles flous et termes linguistiques	36
III.3.3	Fonctions d'appartenance	36
III.3.4	Univers du discours	38
III.4	Constitution d'un système à logique floue	38
III.4.1	Fuzzificateur	38
III.4.2	Base de règles	39
III.4.3	Moteur d'inférence	39
III.4.4	Défuzzificateur	39
III.4.4.a	Centre de gravité	39
III.4.4.b	Moyenne des maxima	39
III.5	Régulateur à logique floue	40
III.5.1	Conception d'un régulateur à logique floue (RLF)	40
III.5.1.a	Fuzzification	40
III.5.1.b	Fonctions d'appartenance pour les entrées «E» et «DE»	41
III.5.1.c	Règles d'inférence	42
III.5.1.d	Défuzzification	43
III.6	Application de la commande par logique floue au MSAP	44
III.7	Résultats de simulation et interprétations	45
III.8	Conclusion	48
IV	Commande adaptative floue du MSAP	49
IV.1	Introduction	50
IV.2	Types de la commande adaptative	50
IV.2.1	Commande adaptative directe	50
IV.2.2	Commande adaptative indirecte	51
IV.3	Positionnement de la commande adaptative floue	51
IV.3.1	Limites des commandes conventionnelles	51
IV.3.2	Apports de la commande floue adaptative	52
IV.3.2.a	Robustesse et gestion des non-linéarités	52
IV.3.2.b	Adaptation en ligne	52
IV.3.2.c	Amélioration des performances	52
IV.4	Description de la commande adaptative floue	53

IV.4.1 Principe général	53
IV.4.2 Commande floue adaptative	53
IV.4.2.a Approche directe	53
IV.4.2.b Approche indirecte (MRAC)	53
IV.4.3 Commande hybride adaptative floue	54
IV.4.4 Structure de la commande adaptative floue de la MSAP	54
IV.4.4.a Architecture globale	54
IV.4.4.b Conception du régulateur flou	55
IV.4.4.c Auto-tuning flou des gains PI	56
IV.5 Résultats de simulation et interprétations	61
IV.6 Conclusion	65
CONCLUSION GÉNÉRALE	66
ANNEXES	71

LISTE DES FIGURES

I.1	Représentation des enroulements du stator	6
I.2	Schéma des couples mécaniques agissant sur le rotor	7
I.3	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère de Park (d,q)	8
I.4	Structure d'un onduleur à deux niveaux	11
I.5	Schéma global de l'association MSAP-Onduleur	14
I.6	Evolution de la vitesse mécanique en boucle ouverte	14
I.7	Evolution du couple électromagnétique en boucle ouverte	15
I.8	Evolution du courant direct (i_d) en boucle ouverte	15
I.9	Evolution du courant quadratique (i_q) en boucle ouverte	16
I.10	Evolution du courant statorique de la phase a (i_a) en boucle ouverte .	16
II.1	Représentation du système complet Commande-Onduleur-Machine . .	19
II.2	Représentation vectorielle avec stratégie $i_d = 0$	20
II.3	Schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP	21
II.4	Couplage entre les axes d et q	22
II.5	Schéma du découplage par compensation	23
II.6	Schéma du régulateur PI	24
II.7	Schéma-bloc de la régulation du courant direct (i_d)	24
II.8	Schéma-bloc de la régulation du courant quadratique (i_q)	26
II.9	Schéma-bloc de la régulation du vitesse	26
II.10	Evolution de la vitesse mécanique	28
II.11	Evolution de l'erreur de la vitesse	29
II.12	Evolution du couple électromagnétique	29
II.13	Evolution du courant direct i_d	30
II.14	Evolution du courant quadratique i_q	30
II.15	Evolution statorique de la phase a	31
III.1	Représentation d'une variable linguistique	35
III.2	Différentes formes de fonctions d'appartenance	38
III.3	Configuration du système d'inférence floue (FIS) sous MATLAB . . .	40
III.4	fonction d'appartenance pour l'entrée «E»	41
III.5	fonction d'appartenance pour l'entrée «DE»	41
III.6	Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie «DU»	42
III.7	Surface de réponse du mécanisme d'inférence pour la sortie «DU» . .	43
III.8	Structure globale de la régulation de vitesse par la commande floue appliquée au MSAP	44
III.9	Evolution de la vitesse mécanique	45
III.10	Evolution de l'erreur de la vitesse	46
III.11	Evolution du couple électromagnétique	46
III.12	Evolution du courant direct (i_d)	47

III.13	Evolution du courant quadratique (i_q)	47
III.14	Evolution du courant statorique de la phase (a)	48
IV.1	Structure globale de la commande adaptative floue appliquée à la MSAP.	55
IV.2	Configuration du système d'inférence floue sous MATLAB.	56
IV.3	Fonction d'appartenance de l'entrée E	57
IV.4	Fonction d'appartenance de l'entrée DE	57
IV.5	Fonctions d'appartenance du gain K_p	58
IV.6	Fonctions d'appartenance du gain K_i	59
IV.7	Surface de contrôle du gain adaptatif K_p	60
IV.8	Surface de contrôle du gain adaptatif K_i	60
IV.9	Evolution de la vitesse mécanique	62
IV.10	Evolution de l'erreur de la vitesse	62
IV.11	Evolution du couple électromagnétique	63
IV.12	Evolution du courant direct (i_d)	63
IV.13	Evolution du courant quadratique (i_q)	64
IV.14	Evolution du courant statorique de la phase (a)	65

LISTE DES TABLEAUX

III.1	Tableau des règles d'inférence du contrôleur de puissance.	43
IV.1	Comparaison entre les commandes adaptatives directe et indirecte.	51
IV.2	Comparaison des approches de commande floue adaptative.	54
IV.3	Base de règles d'inférence des gains K_p et K_i	59

NOMENCLATURE

Acronymes et abréviations

Abréviation	Signification (Français / English)
MSAP / PMSM	Machine Synchrone à Aimants Permanents / Permanent Magnet Synchronous Motor
MCC	Machine à Courant Continu / Direct Current Machine
SPM	Machine à aimants en surface / Surface Permanent Magnet Machine
IPM	Machine à aimants enterrés / Interior Permanent Magnet Machine
FOC	Commande à Flux Orienté / Field Oriented Control
MRAC	Commande Adaptative avec Modèle de Référence / Model Reference Adaptive Control
MLI / PWM	Modulation de Largeur d'Impulsion / Pulse Width Modulation
FLC	Commande par Logique Floue / Fuzzy Logic Control
RLF	Base de Règles Floues / Fuzzy Rule Base
CAF/AFLC	Commande Floue Adaptative / Adaptive Fuzzy Logic Control
FIS	Système d'Inférence Floue / Fuzzy Inference System
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral
PID	Régulateur Proportionnel-Intégral-Dérivé

Tableau des symboles

Symbole	Unité	Signification
Référentiels		
d, q	–	Axes du repère de Park (direct et quadrature)
a, b, c	–	Axes liés aux enroulements triphasés
Grandeurs électriques		
i_{abc}	A	Courants statoriques de phase a, b, c
V_{abc}	V	Tensions statoriques de phase a, b, c
V_s, I_s	V, A	Tension et courant statoriques
R_s	Ω	Résistance statorique
L_s	H	Inductance statorique
L_d, L_q	H	Inductances selon les axes direct et quadrature
L_{s0}	H	Inductance propre d'une phase statorique
M_{s0}	H	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
i_d, i_q	A	Courants dans le repère direct et quadrature
V_d, V_q	V	Tensions dans le repère direct et quadrature
ψ_d, ψ_q	Wb	Flux selon les axes direct et quadrature
ϕ_{abc}	Wb	Flux statorique de phase a, b, c
ϕ_s	Wb	Flux statorique
ϕ_f	Wb	Flux des aimants permanents
V_{dc}	V	Tension du bus continu
P	W	Puissance électrique
Onduleur et conversion		
S_a, S_b, S_c	–	États de commutation de l'onduleur à deux niveaux
U_a, U_b, U_c	V	Tensions de phase générées par l'onduleur
Logique floue		
$\mu(x)$	–	Fonction d'appartenance

Symbole	Unité	Signification
Grandeurs mécaniques		
C_{em}	N·m	Couple électromagnétique
C_r	N·m	Couple résistant
Ω	rad/s	Vitesse angulaire mécanique
θ	rad	Position angulaire du rotor par rapport au stator
J	kg·m ²	Moment d'inertie
f_r	N·m·s/rad	Coefficient de frottement visqueux
Grandeurs électromécaniques		
ω	rad/s	Vitesse angulaire électrique
p	–	Nombre de paires de pôles
P_e	W	Puissance électromagnétique
W_e	J	Énergie électromagnétique
Commande et régulation		
K_p, K_i, K_d	–	Gains proportionnel, intégral et dérivé du régulateur PI/PID
E	–	Erreur de régulation (référence - sortie)
DE	–	Variation de l'erreur de régulation
T_i, T_d	s	Constantes de temps intégrale et dérivée
$\Delta K_p, \Delta K_i$	–	Ajustements des gains du régulateur
$F(s)$	–	Fonction de transfert
s	s^{-1}	Opérateur de Laplace
e_d, e_q	–	Termes de découplage
ω_0	rad/s	Pulsation naturelle
ξ	–	Coefficient d'amortissement
$\varepsilon(t)$	rad/s	Signal d'erreur
U_r	V	Signal de commande
t_r	s	Temps de réponse

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'évolution rapide de l'électronique de puissance et des techniques de commande numérique a favorisé l'essor des entraînements électriques à hautes performances. Parmi les différentes machines utilisées, le Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) s'impose comme une solution de référence en raison de sa compacité, de son rendement élevé et de son excellent rapport puissance/masse [1]. Ces atouts en font un choix privilégié dans des applications exigeantes telles que la traction électrique ou les systèmes industriels de précision.

Les machines à courant continu (MCC) ont longtemps été privilégiées pour la simplicité de leur commande et le découplage naturel flux-couple. Toutefois, leurs contraintes de maintenance liées au collecteur ont favorisé l'adoption du MSAP, plus robuste et mieux adapté aux entraînements modernes [2].

Cependant, la commande du MSAP demeure un défi en raison de son caractère non linéaire et de sa sensibilité aux variations paramétriques. La commande vectorielle à flux orienté (FOC), largement utilisée, repose généralement sur des régulateurs PI dont les performances se dégradent en présence de perturbations ou de variations thermiques [3].

Dans ce contexte, les techniques issues de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue introduite par L. A. Zadeh [4], offrent une alternative efficace en s'affranchissant de la nécessité d'un modèle mathématique précis. Un régulateur flou classique, bien que performant, peut montrer des limites lorsque les conditions de fonctionnement s'écartent du point de réglage initial. L'introduction d'un mécanisme adaptatif, capable d'ajuster en temps réel les paramètres du raisonnement flou, permet de maintenir des performances élevées sur une large plage de fonctionnement. C'est dans cette optique que s'inscrit ce travail, qui vise à développer et analyser une stratégie de commande floue adaptative appliquée au MSAP [2]. L'ensemble des stratégies est validé par simulation sous Matlab/Simulink. Ce mémoire se distingue par la conception d'une structure « Auto-tuning PI flou » et par une comparaison systématique des performances face à des variations paramétriques et des perturbations de couple.

La problématique centrale de ce travail peut donc être formulée comme suit : comment améliorer la robustesse et les performances dynamiques de la commande du MSAP soumise à des variations paramétriques et à des perturbations externes ? Pour répondre à cette question, l'objectif de ce mémoire est de concevoir et d'évaluer une stratégie de commande intelligente exploitant la logique floue adaptative, en vue d'optimiser les performances du MSAP, notamment en termes de poursuite de vitesse et de rejet de perturbations.

Pour mener à bien cette étude, le mémoire est structuré en quatre chapitres :

- **Chapitre 01** est consacré à la modélisation mathématique du MSAP dans le repère de Park ainsi qu'à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandé par la technique MLI.
- **Chapitre 02** présente l'étude de la commande vectorielle classique (FOC) associée à des régulateurs PI, suivie d'une analyse approfondie de ses performances par simulation.
- **Chapitre 03** introduit les principes fondamentaux de la logique floue et détaille la conception d'un régulateur flou appliqué à la régulation de vitesse du MSAP.
- **Chapitre 04** est dédié à la conception et à la validation d'une commande floue adaptative de type « Auto-tuning PI », permettant l'ajustement en ligne des gains du régulateur flou. Une étude comparative détaillée avec les stratégies précédentes illustre l'apport de cette approche.

Enfin, ce mémoire s'achèvera par une conclusion générale qui synthétisera les principaux résultats obtenus et ouvrira sur des perspectives d'amélioration.

CHAPITRE I

Modélisation du système MSAP - onduleur en vue de la commande

Sommaire

I.1	Introduction	4
I.2	Description structurelle de la MSAP	4
I.3	Principe de fonctionnement	5
I.4	Modélisation de la MSAP	5
I.4.1	Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c)	5
I.4.2	Utilisation de la transformation de Park à la MSAP	8
I.5	Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	10
I.5.1	États de commutation de l'onduleur à deux niveaux	11
I.5.2	Tensions composées de l'onduleur	12
I.5.3	Relation entre les tensions de l'onduleur et celles de la charge	12
I.5.4	Condition d'équilibre de la charge	12
I.5.5	Tension du point neutre de la charge	12
I.5.6	Expressions finales des tensions de phase	13
I.5.7	Écriture matricielle	13
I.6	Association convertisseur-MSAP	13
I.7	Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur et interprétations	14
I.8	Conclusion	17

I.1 Introduction

Les progrès continus des systèmes électromécaniques et des technologies de conversion de l'énergie ont renforcé l'intérêt porté aux machines électriques à haut rendement et à hautes performances dynamiques. Dans ce contexte industriel moderne, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) – en anglais : *Permanent Magnet Synchronous Machine* (PMSM) – s'impose comme une solution de référence, en raison de sa densité de puissance élevée, de son rendement supérieur et de sa robustesse vis-à-vis des exigences de commande avancée [5].

Dans les applications à fréquence variable, la MSAP est généralement alimentée par un convertisseur statique, tel qu'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette association permet d'assurer une alimentation à fréquence variable tout en garantissant un contrôle adapté aux exigences de l'entraînement électrique.

Cependant, malgré ses performances élevées, la MSAP présente certaines contraintes, notamment le coût important des aimants permanents (terres rares) et la complexité des lois de commande. Ces aspects rendent nécessaire une étude approfondie de son comportement [5].

Dans ce cadre, la modélisation et la simulation constituent des outils essentiels pour analyser le fonctionnement de la machine et optimiser les performances du système d'entraînement. Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de fonctionnement ainsi qu'au modèle mathématique de la MSAP associée à un onduleur MLI.

I.2 Description structurelle de la MSAP

La MSAP est constituée de deux parties principales : le stator et le rotor, séparés par un entrefer.

Le stator est formé d'un circuit magnétique feuilleté comportant un enroulement triphasé. Lorsqu'il est alimenté par des courants alternatifs équilibrés, cet enroulement génère un champ magnétique tournant quasi sinusoïdal dans l'entrefer [6].

Le rotor porte des aimants permanents, généralement montés à sa surface ou insérés dans son noyau. Ces aimants assurent l'excitation magnétique de la machine sans nécessiter de source d'excitation externe [6].

L'utilisation d'aimants permanents permet de remplacer le bobinage d'excitation classique. Cela offre l'avantage de fournir un flux magnétique constant tout en éliminant les pertes Joule rotoriques.

La relation entre les inductances d'axe direct L_d et d'axe en quadrature L_q dépend directement de la topologie du rotor :

- **Machines à aimants en surface (SPM)** : $L_d \approx L_q$ (absence de saillance magnétique).
- **Machines à aimants enterrés (IPM)** : $L_q > L_d$ (présence d'une saillance magnétique exploitée pour générer un couple de réductance supplémentaire).

La saturation magnétique du circuit ferromagnétique demeure un phénomène présent dans les deux topologies et doit être prise en compte lors d'une modélisation fine [7].

I.3 Principe de fonctionnement

La MSAP fonctionne sur le principe de la synchronisation entre le champ magnétique tournant statorique et le champ magnétique créé par les aimants permanents du rotor. Lorsque le stator est alimenté par un système triphasé équilibré, le champ tournant entraîne le rotor à la vitesse synchrone. Sous charge, un décalage angulaire apparaît pour produire le couple électromagnétique. Cette caractéristique confère à la machine une grande efficacité et une dynamique de réponse optimale [6].

L'analyse du comportement électromagnétique de la MSAP s'appuie généralement sur la transformation de Park (modèle $dq0$). Ce modèle représente l'influence des aimants comme une source de flux constant suivant l'axe direct (d). Cette approche facilite l'analyse des performances, tant en régime permanent qu'en régime transitoire, facilitant ainsi l'implémentation des algorithmes de commande en temps réel [6].

I.4 Modélisation de la MSAP

L'étude du comportement électromagnétique et des performances dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est rendue possible par sa modélisation, notamment pour les simulations numériques et en temps réel. Le modèle de la MSAP dans le repère triphasé naturel fait intervenir des inductances variant en fonction de la position du rotor. La transformation de Park permet d'obtenir un modèle à paramètres constants dans un repère tournant (d, q), garantissant ainsi une précision élevée et une stabilité numérique accrue [8].

Ce modèle repose sur un circuit magnétique linéaire, une répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice, l'absence de pertes fer et d'effet d'encoche, ainsi que des résistances statoriques supposées constantes [8].

I.4.1 Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c)

La figure (I.1) présente la disposition spatiale des enroulements statoriques ainsi que la configuration du rotor d'une MSAP dans le repère (abc) .

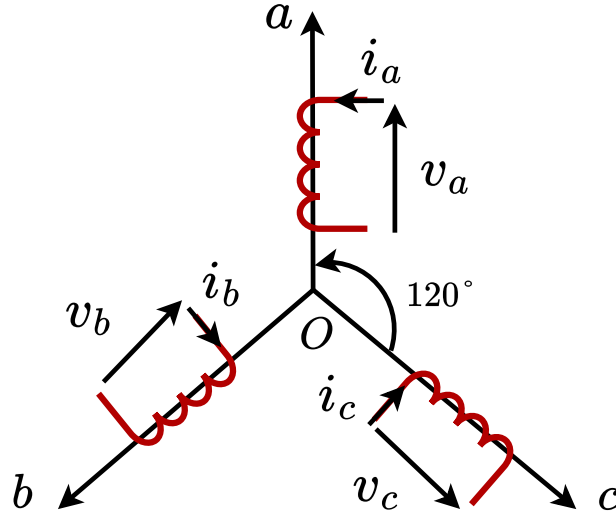


FIGURE I.1 : Représentation des enroulements du stator

La modélisation de la MSAP repose sur trois ensembles d'équations clés : les équations électriques, magnétiques et mécaniques.

I.4.1.a Équations électriques

L'équation (I.1) décrit le modèle électrique du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents (MSAP).

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{I.1})$$

En définissant les vecteurs suivants :

- $[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$: vecteur de tensions statoriques.
- $[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: vecteur de courants statoriques.
- $[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$: vecteur flux statorique.
- $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: matrice de résistance du stator.

I.4.1.b Equations magnétiques

Le flux statorique est la somme du flux créé par les courants statoriques et du flux constant des aimants permanents du rotor. Il s'exprime par :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{I.3})$$

Où :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Le vecteur de flux dû aux aimants, vu du stator, s'écrit :

$$[\varphi_{sf}] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

- L_{s0} : inductance propre moyenne d'une phase statorique.
- M_{s0} : inductance mutuelle moyenne entre deux phases statoriques.
- L_{s2} : amplitude de la variation d'inductance due à la saillance.
- φ_f : amplitude du flux créé par les aimants permanents, constant.
- θ : position angulaire électrique du rotor par rapport à l'axe de la phase a.

On développe l'équation sous forme :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [\varphi_{sf}]) \quad (I.7)$$

I.4.1.c Couple mécanique

Pour finir, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est enrichi par l'équation fondamentale de la mécanique qui illustre la dynamique du rotor de cette machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (I.8)$$

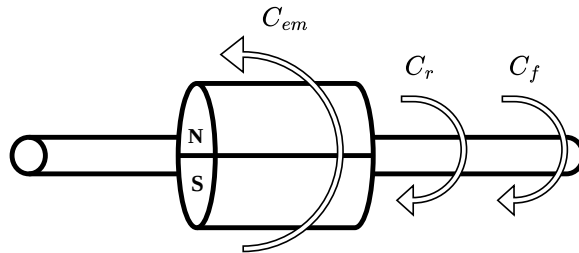


FIGURE I.2 : Schéma des couples mécaniques agissant sur le rotor

- $\Omega = \frac{\omega}{p}$: Vitesse de rotation mécanique de la machine
- J : Moment d'inertie.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- ω : Vitesse électrique du rotor.
- f_r : Coefficient du frottement.
- p : Nombre de paires de pôles.

I.4.2 Utilisation de la transformation de Park à la MSAP

Dans cette étude, nous utilisons la transformation de Park pour représenter le modèle mathématique dans un cadre tournant associé au rotor. Ces équations forment le fondement du modèle utilisé dans cette étude pour analyser et simuler la dynamique de la MSAP :

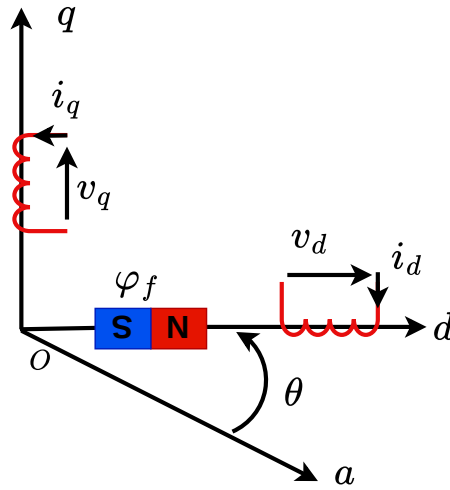


FIGURE I.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère de Park (d, q)

I.4.2.a Equations magnétiques

Sur l'axe d :

$$\varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_f \quad (\text{I.9})$$

Sur l'axe q :

$$\varphi_q = L_q \cdot i_q \quad (\text{I.10})$$

I.4.2.b Equations électriques

Dans le repère (d,q), les tensions statoriques sont données par :

$$V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \cdot \varphi_q \quad (\text{I.11})$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \cdot \varphi_d \quad (\text{I.12})$$

En substituant les expressions des flux, on obtient :

$$V_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (\text{I.13})$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_d \cdot i_d + \omega \cdot \varphi_f \quad (\text{I.14})$$

I.4.2.c Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est défini comme la dérivée de l'énergie électromagnétique en fonction de l'angle de rotation mécanique du rotor.

$$C_{em} = p \frac{dW_e}{d\theta} \quad (\text{I.15})$$

D'après Park, l'expression de la puissance électrique est donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q) \quad (\text{I.16})$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \cdot i_q \right) + \omega \cdot (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) \right] \quad (\text{I.17})$$

Avec :

- $\frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_d}{dt} \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \cdot i_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \omega (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)$: représente la puissance électromagnétique (**Pe**).

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{I.18})$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) \quad (\text{I.19})$$

L'équation du couple électromagnétique en termes de courants se présente de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[\varphi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (\text{I.20})$$

On peut représenter le système par des équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] + [D]$$

Avec :

$$[X] = [i_d \quad i_q]^T \quad \text{et} \quad [U] = [v_d \quad v_q]^T$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \left(\frac{L_q}{L_d} \right) \\ -\omega \left(\frac{L_d}{L_q} \right) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega \varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Les matrices d'état peuvent être décomposées en une partie constante et une partie dépendante de la vitesse :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega[A_2] \quad (\text{I.22})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} = [B_1] \quad (\text{I.23})$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega \varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Dans cette étude, l'onduleur triphasé à deux niveaux est modélisé comme une source de tension. Cette configuration est largement utilisée pour l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) en raison de sa simplicité et de son efficacité de commande [9, 10].

La charge (MSAP) est supposée équilibrée et connectée en étoile avec un neutre flottant.

Hypothèses de modélisation

- Les commutations des interrupteurs sont idéalisées (transitions instantanées).
- Les chutes de tension internes sont négligeables.
- La tension du bus continu V_{dc} est supposée constante.
- Un temps mort est introduit entre les signaux de commande afin d'éviter les courts-circuits.

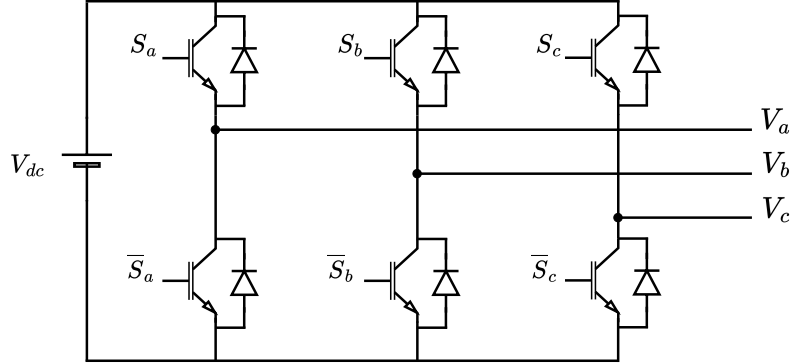


FIGURE I.4 : Structure d'un onduleur à deux niveaux

I.5.1 États de commutation de l'onduleur à deux niveaux

Chaque branche de l'onduleur (a, b, c) est commandée par une fonction de commutation :

$$S_k \in \{0, 1\}, \quad k \in \{a, b, c\}$$

- $S_k = 1$: activation de l'interrupteur supérieur (l'interrupteur inférieur est ouvert).
- $S_k = 0$: activation de l'interrupteur inférieur (l'interrupteur supérieur est ouvert).

La tension de sortie de chaque bras, mesurée par rapport à la borne négative o du bus continu, est donnée par :

$$V_{ko} = S_k \cdot V_{dc}$$

Ainsi :

$$\begin{cases} V_{ko} = V_{dc} & \text{si } S_k = 1 \\ V_{ko} = 0 & \text{si } S_k = 0 \end{cases}$$

I.5.2 Tensions composées de l'onduleur

Les tensions composées (entre phases) sont définies comme la différence entre les tensions de phase par rapport au point o :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

où V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont les tensions des sorties de l'onduleur par rapport à la borne négative o du bus continu.

I.5.3 Relation entre les tensions de l'onduleur et celles de la charge

Les tensions aux bornes de la charge (MSAP) sont liées aux tensions de l'onduleur par la tension du point neutre n de la charge :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

où :

- V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions aux bornes des phases de la charge (par rapport au neutre n).
- V_{no} est la tension entre le neutre de la charge n et la borne négative o du bus continu.

I.5.4 Condition d'équilibre de la charge

En supposant une charge triphasée équilibrée connectée en étoile, la somme des tensions de phase est nulle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.27})$$

I.5.5 Tension du point neutre de la charge

La tension V_{no} est obtenue en sommant les équations (I.26) et en utilisant la condition d'équilibre (I.27) :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.28})$$

I.5.6 Expressions finales des tensions de phase

En substituant $V_{ko} = S_k \cdot V_{dc}$ dans l'équation (I.28) puis dans (I.26), on obtient les expressions finales des tensions de phase en fonction des états de commutation :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

I.5.7 Écriture matricielle

Les équations précédentes peuvent être regroupées sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Cette représentation matricielle montre que les tensions de phase sont une combinaison linéaire des états de commutation, avec une matrice de transformation qui garantit l'équilibre du système ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$).

I.6 Association convertisseur-MSAP

L'association d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) et d'un onduleur triphasé à deux niveaux (Figure I.5) permet de convertir une tension continue en une tension alternative de fréquence et d'amplitude variables, appliquée aux enroulements statoriques. Cette configuration constitue la base des variateurs de vitesse modernes pour les machines à courant alternatif [11, 12].

L'onduleur génère la tension nécessaire à l'alimentation de la machine [12], tandis que les caractéristiques inductives des enroulements statoriques agissent comme un filtre permettant d'obtenir des courants adaptés au fonctionnement électromagnétique du moteur [11]. Par conséquent, cette association représente une solution efficace pour la commande de la vitesse et du couple de la MSAP [11, 12].

La forme d'onde de la tension de sortie est influencée à la fois par la stratégie de commande adoptée et par l'indice de modulation m_a [11]. L'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie dépend directement de la tension du bus continu V_{dc} et de l'indice de modulation [12].

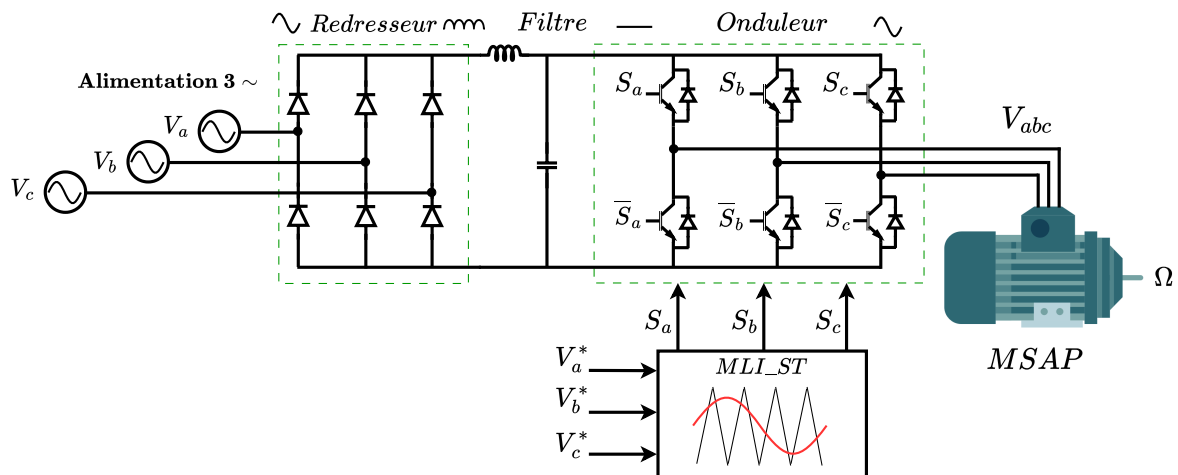


FIGURE I.5 : Schéma global de l'association MSAP-Onduleur

I.7 Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur et interprétations

Cette partie est dédiée à la présentation et à l'analyse des résultats de simulation numérique, afin d'évaluer l'efficacité de la stratégie de commande proposée pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). L'étude porte principalement sur le comportement dynamique du système, notamment lors du démarrage et sous variations de charge. Une attention particulière est accordée à la précision du suivi de la vitesse, à la robustesse du couple électromagnétique ainsi qu'à la qualité des courants statoriques, exprimés dans le repère de Park.

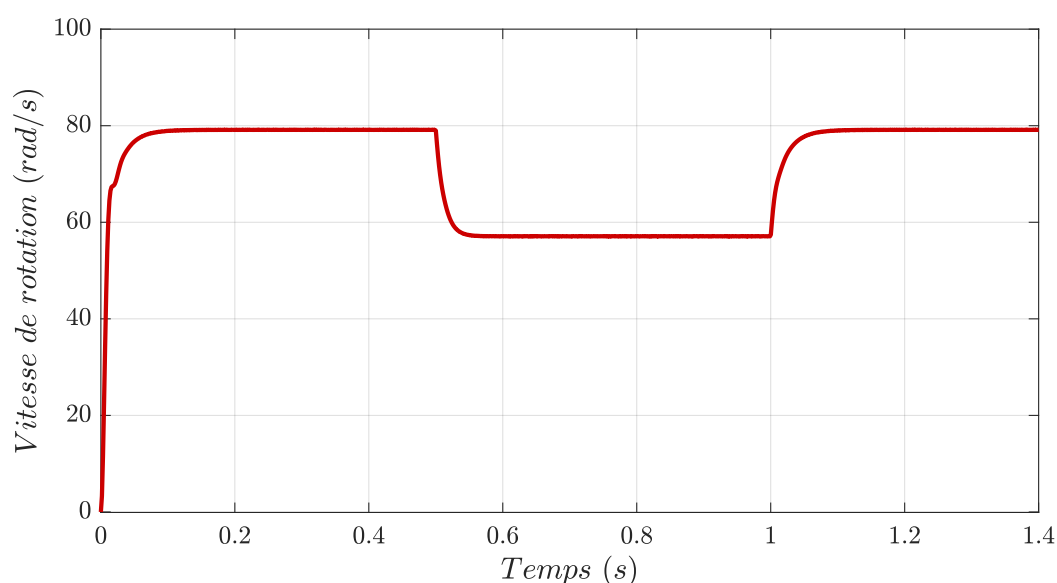


FIGURE I.6 : Evolution de la vitesse mécanique en boucle ouverte

La réponse dynamique de la vitesse (Figure I.6) révèle un démarrage progressif atteignant 79 rad/s à vide dès $t = 0.1$ s. L'application d'un couple de charge à $t = 0.5$ s provoque une chute de vitesse importante qui se stabilise à 57 rad/s. En l'absence de régulateur (boucle ouverte), le système ne peut compenser cette perturbation, illustrant un net manque de robustesse qui justifie l'introduction des stratégies de commande ultérieures. À $t = 1$ s, la vitesse retrouve sa valeur initiale dès l'annulation de la charge.

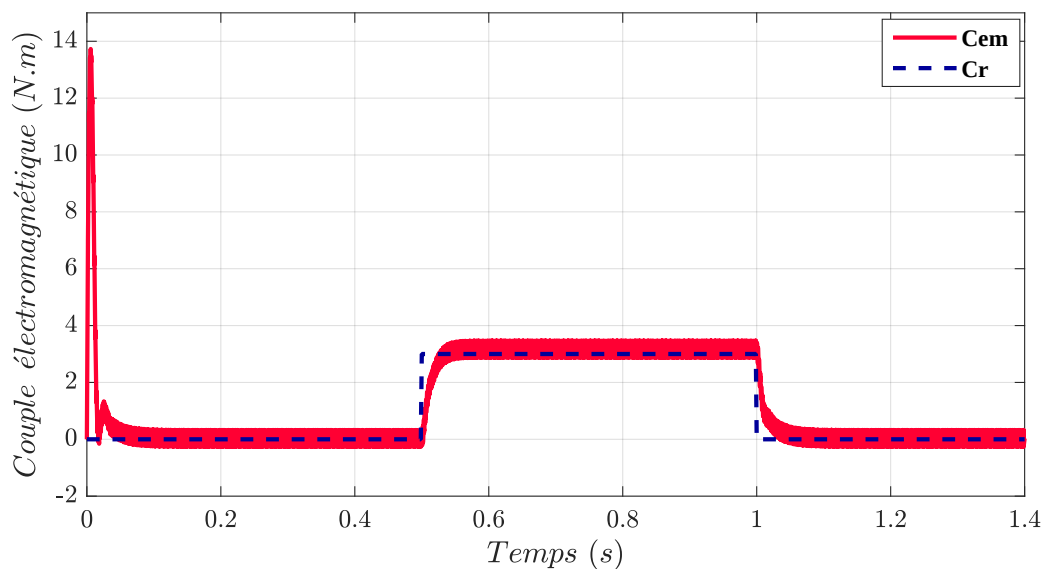


FIGURE I.7 : Evolution du couple électromagnétique en boucle ouverte

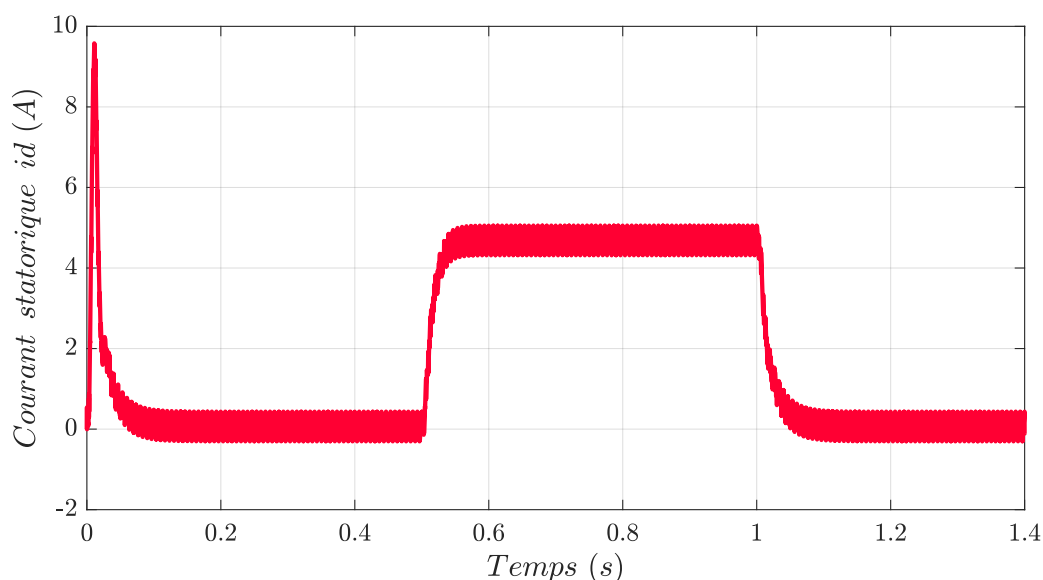


FIGURE I.8 : Evolution du courant direct (i_d) en boucle ouverte

Le couple électromagnétique C_{em} (Figure I.7) présente un pic transitoire de $13.8 \text{ N} \cdot \text{m}$ au démarrage pour vaincre l'inertie rotorique, avant de s'annuler en régime permanent à

vide. À $t = 0.5$ s, C_{em} croît instantanément pour égaler le couple résistant de $3 \text{ N} \cdot \text{m}$. Des ondulations (*torque ripple*) apparaissent sous l'effet des commutations de l'onduleur à deux niveaux. Enfin, à $t = 1$ s, le couple rejoint rapidement sa valeur à vide.

Au démarrage, le courant d'axe direct i_d (Figure I.8) atteint un pic de 9.5 A puis s'annule à vide. À $t = 0.5$ s, l'application de la charge le stabilise à 5 A . Cette sensibilité de i_d face au couple résistant met en évidence le couplage magnétique entre les axes d et q en boucle ouverte, ce qui dégrade l'efficacité énergétique de la machine. Ce courant se réannule dès le retrait de la charge à $t = 1$ s.

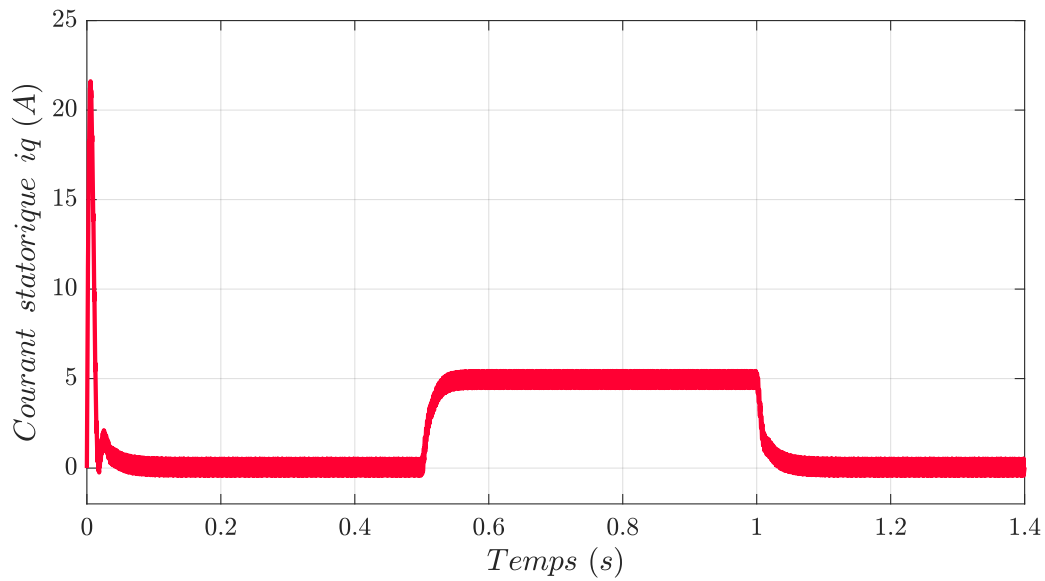


FIGURE I.9 : Evolution du courant quadratique (i_q) en boucle ouverte

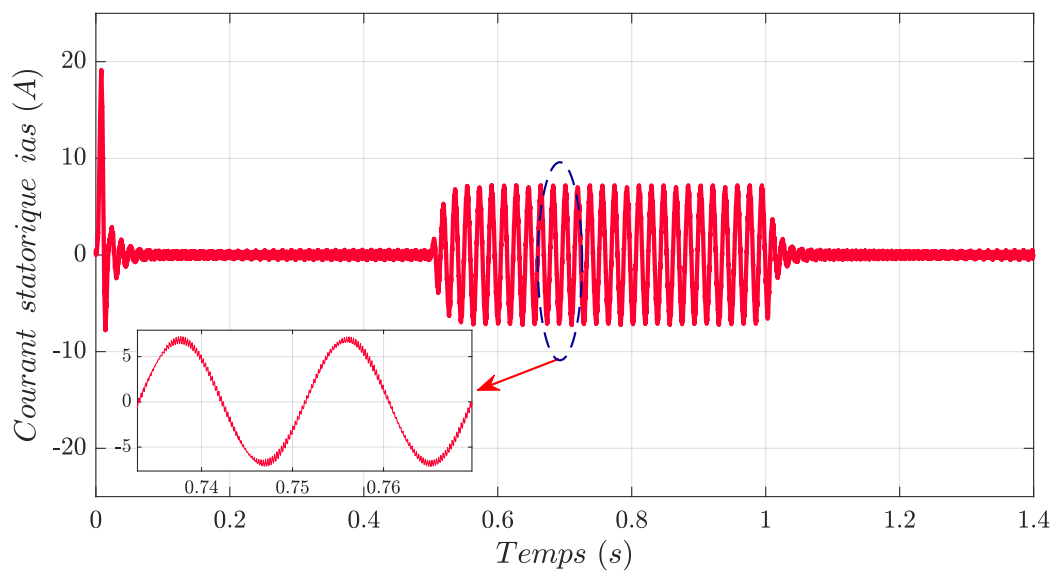


FIGURE I.10 : Evolution du courant statorique de la phase a (i_a) en boucle ouverte

Le courant d'axe en quadrature i_q (Figure I.9) affiche un pic initial de 21.5 A lié à l'effort d'accélération. En charge ($0.5 \text{ s} < t < 1 \text{ s}$), sa valeur moyenne se stabilise à 5 A pour soutenir le couple imposé. Des oscillations de haute fréquence, issues de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur, se superposent au signal.

Le courant statorique i_{as} (Figure I.10) présente une impulsion initiale de 20 A, devient quasi-nul à vide, et adopte une allure alternative sinusoïdale en charge ($0.5 \text{ s} < t < 1 \text{ s}$). Sa forme d'onde subit néanmoins des distorsions harmoniques induites par la MLI, confirmant la nécessité d'implanter des techniques de commande pour améliorer le taux de distorsion harmonique (THD).

I.8 Conclusion

Ce chapitre a permis d'établir les bases théoriques et d'intégrer le modèle complet du système associant une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à un onduleur triphasé à deux niveaux.

La modélisation, initialement développée dans le repère triphasé (abc) puis simplifiée dans le repère tournant (dq) grâce à la transformation de Park, a conduit à un modèle dynamique adapté à la simulation et à l'évaluation des performances.

Les résultats obtenus confirment l'intérêt de cette configuration pour les applications de forte puissance, avec un comportement dynamique stable et une réponse rapide du système.

Cependant, certaines limitations ont été observées, notamment lors du démarrage et en présence de perturbations de charge. Par ailleurs, le fort couplage entre les variables met en évidence la nature non linéaire et complexe de la machine.

Ces constats justifient l'étude, dans le chapitre suivant, de stratégies de commande plus avancées afin d'améliorer les performances statiques et dynamiques, d'accroître la stabilité et d'optimiser l'efficacité énergétique du système.

CHAPITRE II

Commande vectorielle du moteur synchrone à aimant permanent

Sommaire

II.1	Introduction	19
II.2	Principe de la commande vectorielle	19
II.3	Découplage	21
II.3.1	Découplage par compensation	22
II.4	Structure du régulateur PI	23
II.4.1	Calcul des régulateurs	24
II.5	Résultats de simulation et interprétations	28
II.6	Conclusion	31

II.1 Introduction

La commande vectorielle (FOC) représente la stratégie de contrôle privilégiée pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), en particulier dans le domaine exigeant de la propulsion électrique. Son adoption massive s'explique par sa capacité à offrir un compromis exceptionnel entre performances dynamiques, précision du couple et efficacité énergétique sur une large plage de fonctionnement.

Cependant, cette méthode de contrôle classique révèle des limitations notables dans des environnements réels. Une sensibilité marquée aux variations paramétriques de la machine (résistance, inductances) – une faiblesse inhérente aux régulateurs PI à gains fixes couramment utilisés – ainsi qu'une dépendance critique vis-à-vis de la précision du capteur de position rotorique, peuvent affecter sa robustesse et sa fiabilité, tout en augmentant la complexité et le coût du système de commande [13].

Ce chapitre expose le développement et l'intégration de la commande vectorielle (FOC) dédiée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). L'efficacité du système d'entraînement repose sur l'utilisation d'un onduleur de tension à deux niveaux, piloté par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) classique. S'inscrivant dans la continuité des travaux de modélisation précédents, l'ensemble de la boucle de régulation est validé numériquement sous l'environnement MATLAB/Simulink afin d'évaluer les performances dynamiques du dispositif [13].

II.2 Principe de la commande vectorielle

Dans les applications de traction électrique exigeantes, le contrôle vectoriel (FOC) est fréquemment utilisé pour la commande précise des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Cette méthode repose sur la conversion des grandeurs électriques dans un référentiel tournant (d, q), ce qui permet de dissocier le contrôle du flux de celui du couple, comme illustré sur la figure II.1.

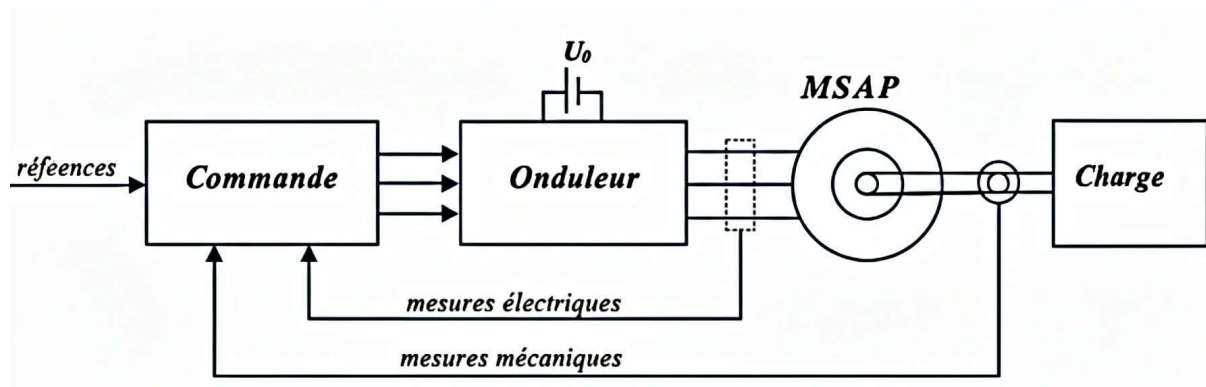


FIGURE II.1 : Représentation du système complet Commande–Onduleur–Machine

Selon le modèle d-q de Park, l'expression suivante décrit le couple électromagnétique produit par la MSAP :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \varphi_f \cdot i_q] \quad (\text{II.1})$$

L'application de la stratégie $i_d = 0$, qui consiste à aligner le vecteur courant statorique exclusivement sur l'axe en quadrature q , conformément à la représentation vectorielle donnée à la figure II.2, conduit à une simplification de l'expression du couple électromagnétique.

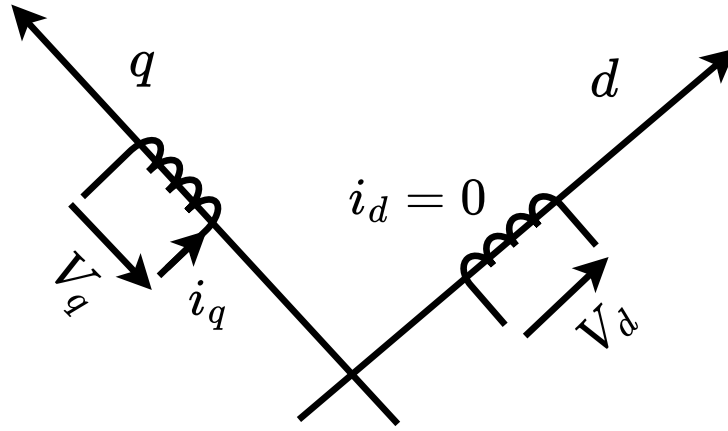


FIGURE II.2 : Représentation vectorielle avec stratégie $i_d = 0$

Étant donné que le flux permanent φ_f est constant, l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_f \cdot i_q \quad (\text{II.2})$$

Cette relation montre que le couple électromagnétique est directement proportionnel à la composante i_q , ce qui permet un contrôle précis et prévisible du couple, tout en simplifiant la conception du système de régulation [14]. Par ailleurs, cela signifie que l'axe q est responsable de la production du couple, tandis que l'axe d est associé au flux.

L'architecture de commande adopte généralement une structure en cascade, comprenant une boucle externe de régulation de la vitesse et des boucles internes de courant basées sur des régulateurs PI.

Le modèle du moteur après découplage, sur lequel agissent ces régulateurs de courant, est décrit par les équations de tension simplifiées suivantes :

$$\begin{aligned} V_d &= -\omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q &= R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot \varphi_f \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Cette structure assure une dynamique rapide, une bonne précision même à faible vitesse, ainsi qu'une stabilité robuste sur l'ensemble de la plage de fonctionnement [14, 15].

Le schéma global de la commande vectorielle de la MSAP, exprimée dans le référentiel (d, q) , est illustrée à la figure II.3.

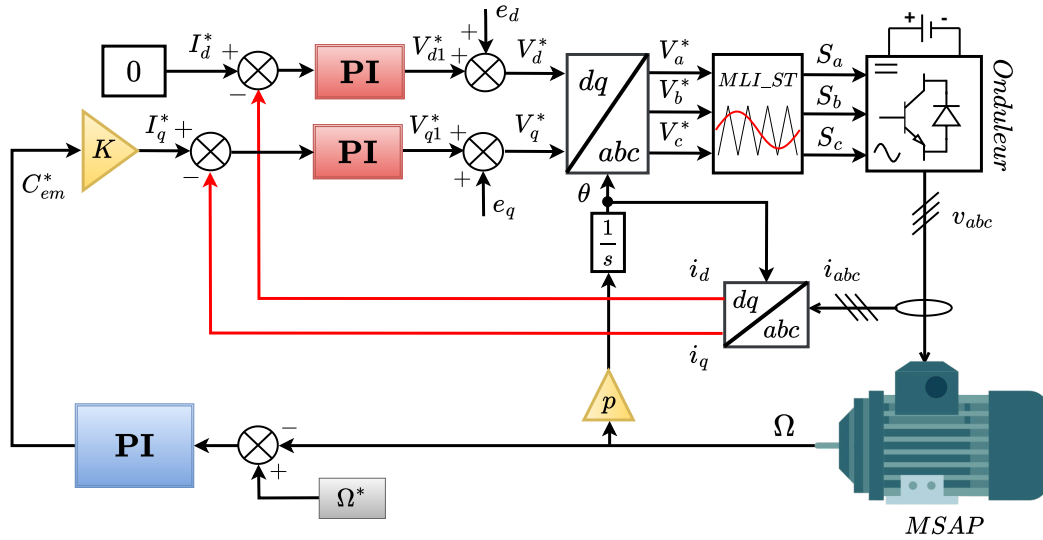


FIGURE II.3 : Schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP [16]

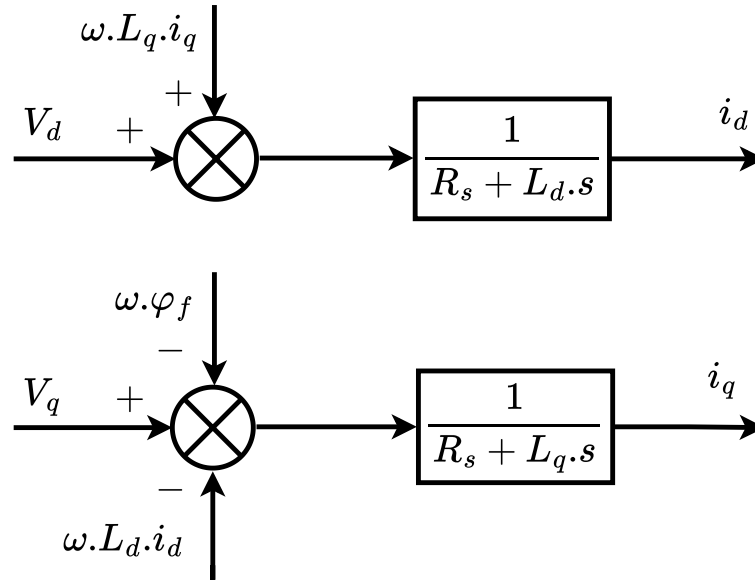
II.3 Découplage

Cependant, la présence d'un couplage entre les axes d et q complique la mise en œuvre de cette stratégie, ce qui nécessite l'introduction d'une technique de découplage.

Dans une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), le couplage désigne l'interaction entre les axes d (flux) et q (couple) dans le repère tournant synchrone. Cette interaction provient des équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q &= R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Les termes $\omega L_q i_q$ et $\omega(L_d i_d + \varphi_f)$ introduisent une interdépendance entre les axes, rendant difficile la commande indépendante du flux et du couple [14, 15].


 FIGURE II.4 : Couplage entre les axes d et q

II.3.1 Découplage par compensation

Le découplage par compensation est une technique utilisée en commande vectorielle pour éliminer les effets du couplage entre les axes d et q . Elle consiste à introduire des termes de compensation calculés à partir des courants et de la vitesse électrique, afin de rendre les deux axes indépendants [13, 15].

Les tensions de commande sont alors définies par :

$$\begin{aligned} V_d^* &= V_{d1} - e_d \\ V_q^* &= V_{q1} + e_q \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

avec :

$$\begin{aligned} V_{d1} &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} &= L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

et :

$$\begin{aligned} e_d &= \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ e_q &= \omega \cdot (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Après découplage, les courants i_d et i_q deviennent indépendants. Le courant i_d dépend uniquement de V_{d1} , tandis que i_q est contrôlé exclusivement par V_{q1} .

En se basant sur l'équation (II.6), ces courants peuvent être exprimés dans le domaine de Laplace comme suit :

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{V_{d1}}{R_s + s.L_d} \\ i_q &= \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \end{aligned} \quad \text{où } s \text{ est l'opérateur de Laplace.} \quad (\text{II.8})$$

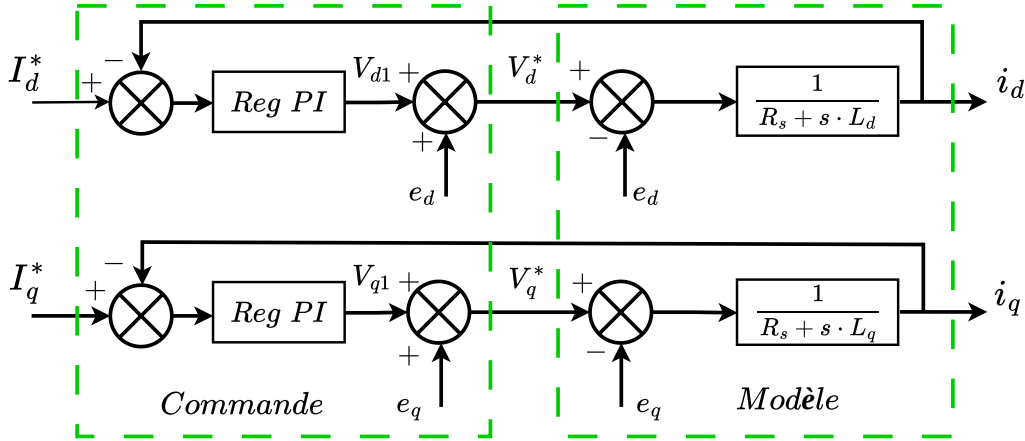


FIGURE II.5 : Schéma du découplage par compensation

II.4 Structure du régulateur PI

Le contrôleur *PI* (proportionnel-intégral) produit un signal de contrôle $U_r(t)$ qui résulte de l'addition de deux actions distinctes : une action proportionnelle, instantanément liée à l'écart $\varepsilon(t)$, et une action intégrale qui s'accumule avec le temps. La fonction proportionnelle sert principalement à ajuster la vitesse de réponse du système. L'action intégrale, de son côté, vise à supprimer l'erreur statique en diminuant la différence constante entre la valeur cible et la grandeur mesurée. En termes mathématiques, cette relation se formule ainsi[17] :

$$U_r(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.9})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

- K_p : Gain proportionnel.
- K_i : Gain intégral.

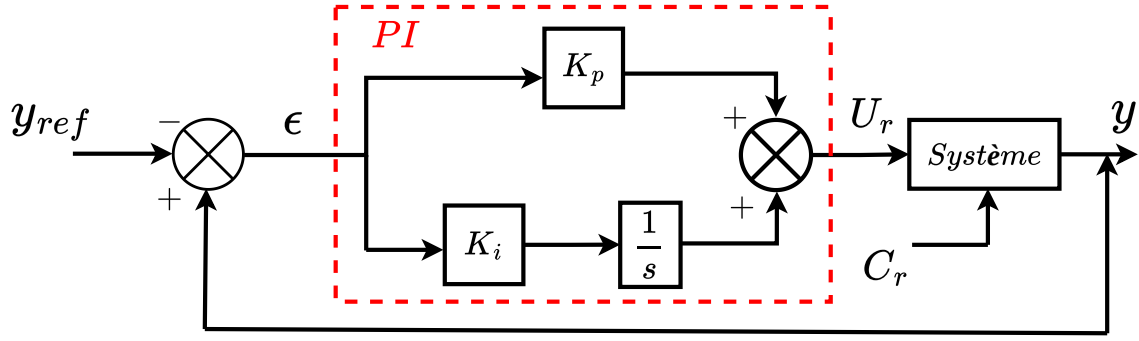
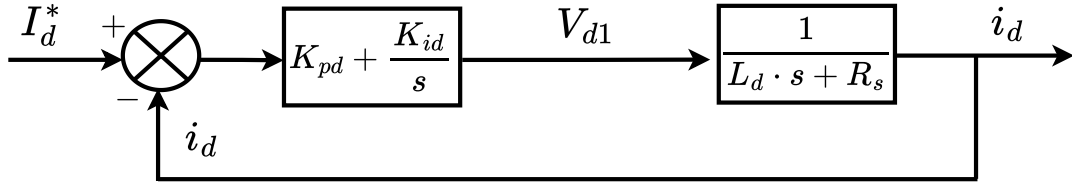


FIGURE II.6 : Schéma du régulateur PI

II.4.1 Calcul des régulateurs

Dans la structure de contrôle mise en place pour la machine découplée basée sur les axes d et q , le contrôle de l'axe d est effectué à travers une unique boucle de rétroaction. En ce qui concerne l'axe q , on utilise plutôt une architecture en cascade, qui comprend une boucle interne destinée à la gestion du courant et une boucle externe responsable de la régulation de la vitesse [17].

II.4.1.a Régulation du courant I_d


 FIGURE II.7 : Schéma-bloc de la régulation du courant direct (i_d)

De manière générale, l'équation II.9 fournit la fonction de transfert du régulateur PI pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.11})$$

Voici la représentation de la fonction de transfert pour le système en boucle ouverte :

$$FTBO_{I_d}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{R_s + s \cdot L_d} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{1/R_s}{1 + (L_d/R_s) \cdot s} \right) \quad (\text{II.12})$$

$$FTBO_{I_d}(s) = \frac{K_{id}}{s} (1 + T_{id} \cdot s) \left(\frac{1/R_s}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (\text{II.13})$$

Avec :

La direction directe est caractérisée par une constante de temps T_d , qui correspond au quotient de l'inductance propre L_d et de la résistance R_s de l'enroulement :

$$T_d = \left(\frac{L_d}{R_s} \right).$$

La fonction de transfert associée au système en boucle fermée est :

$$FTBF_{I_d}(s) = \frac{FTBO_{I_d}(s)}{1 + FTBO_{I_d}(s)} \quad (\text{II.14})$$

La méthode de compensation du pôle dominant est utilisée pour calculer les gains du régulateur PI . En imposant l'égalité entre la constante de temps du régulateur (K_{pd}/K_{id}) et celle de la machine (L_d/R_s), on obtient :

$$T_{id} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} = T_d$$

Cette condition facilite la simplification de la fonction de transfert en boucle ouverte, ce qui permet d'obtenir facilement les expressions en boucle fermée.

$$FTBO_{I_d}(s) = \frac{K_{id}}{R_s \cdot s} \quad (\text{II.15})$$

$$FTBF_{I_d}(s) = \frac{K_{id}}{K_{id} + s \cdot R_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \cdot s}{K_{id}}} \quad (\text{II.16})$$

La constante de temps τ_d qui est déterminée par le rapport entre la résistance du stator et le gain intégral, caractérise la dynamique de la boucle de courant :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$$

Selon une norme classique en automatique, le délai de réponse t_r du système à boucle fermée est habituellement défini à trois fois cette constante temporelle :

$$t_r = 3 \times \tau_d$$

En renversant ces relations, on peut déduire les bénéfices du régulateur PI pour obtenir un temps de réponse déterminé. Voici comment se déroule le calcul :

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot L_d}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r}$$

II.4.1.b Régulation du courant I_q

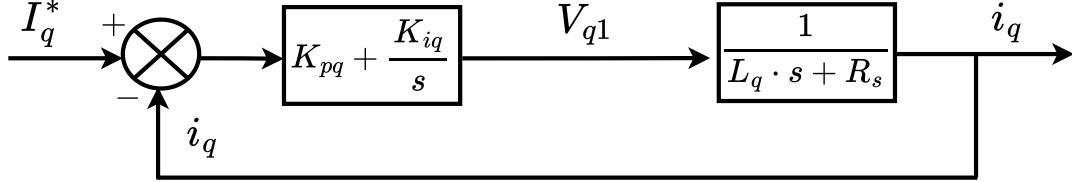


FIGURE II.8 : Schéma-bloc de la régulation du courant quadratique (i_q)

Le processus de synthèse du contrôleur de courant sur l'axe q (i_q) est similaire à celui utilisé pour l'axe d . En suivant le même cadre théorique et les mêmes postulats de compensation de pôle, les paramètres du contrôleur de courant sur l'axe q sont définis à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte associée. Les relations de dimensionnement qui en résultent sont les suivantes :

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pq} = \frac{K_{iq} \cdot L_q}{R_s} = \frac{3 \cdot L_q}{t_r}$$

II.4.1.c Régulation de la vitesse Ω

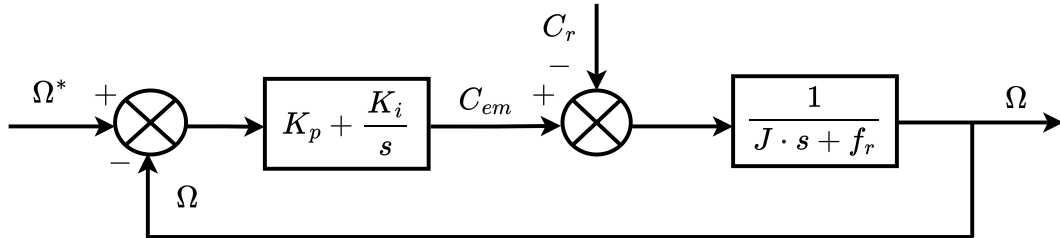


FIGURE II.9 : Schéma-bloc de la régulation de la vitesse

Quand un système asservi est contrôlé par une fonction de transfert du second ordre, les réglages du régulateur PI , qui sont le gain proportionnel K_p et le gain intégral K_i , sont déterminés directement à partir de deux propriétés dynamiques clés :

Le facteur d'amortissement (indiqué par ξ)

La fréquence naturelle non amortie (indiquée par ω_0 ou ω_n).

On peut donc déduire la fonction de transfert du régulateur de vitesse comme suit :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{II.19})$$

Sans la présence d'un couple résistant ($C_r = 0$), l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte pour la vitesse est :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f_r} \right) \quad (\text{II.20})$$

La forme appropriée en boucle fermée est donc obtenue de la manière suivante :

$$FTBF_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{J}}{s^2 + \frac{(f_r + K_p)s}{J} + \frac{K_i}{J}} \quad (\text{II.21})$$

On constate que cette $FTBF_{\Omega}$ peut être représentée par un système du second ordre, dont l'identification par rapport à l'expression canonique suivante permet de déduire les paramètres du régulateur :

$$F_{BF}(s) = \frac{K}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (\text{II.22})$$

La synthèse des paramètres du contrôleur PI se base sur l'identification des dénominateurs, menant au système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{f_r + K_p}{J} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \\ \frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \end{cases}$$

qui fournit les expressions analytiques relatives aux gains :

$$\begin{cases} K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot J - f_r \\ K_i = J \cdot \omega_0^2 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Le dimensionnement du régulateur implique donc la sélection du coefficient d'amortissement ξ et de la pulsation naturelle ω_0 , puis le calcul des valeurs de K_p et K_i à partir de ces paramètres. En pratique, ces valeurs restent modulables, étant donné que le calcul théorique n'assure pas toujours les performances dynamiques requises sur le système concret.

II.5 Résultats de simulation et interprétations

Cette partie met en évidence les résultats d'une simulation numérique effectuée avec MATLAB/Simulink, dans le but d'analyser l'efficacité de la technique de contrôle vectoriel (FOC) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). L'étude se concentre sur le comportement dynamique du système lors d'un cycle de vitesse en forme de trapèze, qui inclut des phases d'accélération, de décélération, de changement de direction et de régimes stables, ainsi que sous l'influence de perturbations liées à la charge. Le but est de vérifier l'exactitude du suivi de la consigne de vitesse, la rapidité et la constance du couple électromagnétique, ainsi que l'efficacité du découplage des composantes i_d et i_q des courants statoriques. Les résultats obtenus sont illustrés et commentés à travers les figures suivantes :

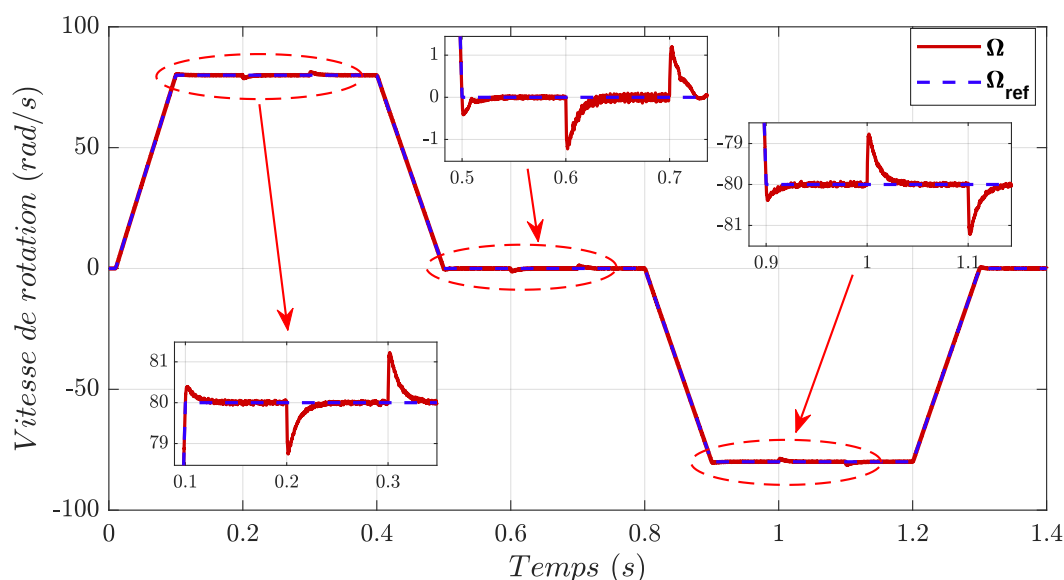


FIGURE II.10 : *Evolution de la vitesse mécanique*

La réponse dynamique de la vitesse (Figure II.10) montre un suivi précis de la consigne en trapèze (± 80 rad/s), incluant une phase d'arrêt ($0.5 \text{ s} < t < 0.8 \text{ s}$). Le démarrage s'effectue en 0.1 s avec un faible dépassement de 0.625% . L'impact de charge ($5 \text{ N} \cdot \text{m}$ à $t = 0.2 \text{ s}$) provoque une baisse transitoire limitée à 78.8 rad/s , rejetée en moins de 40 ms . Les suroscillations liées aux perturbations ($t = 0.3 \text{ s}$ et $t = 0.6 \text{ s}$) restent faibles et amorties, confirmant la robustesse du système lors des inversions de marche en boucle fermée.

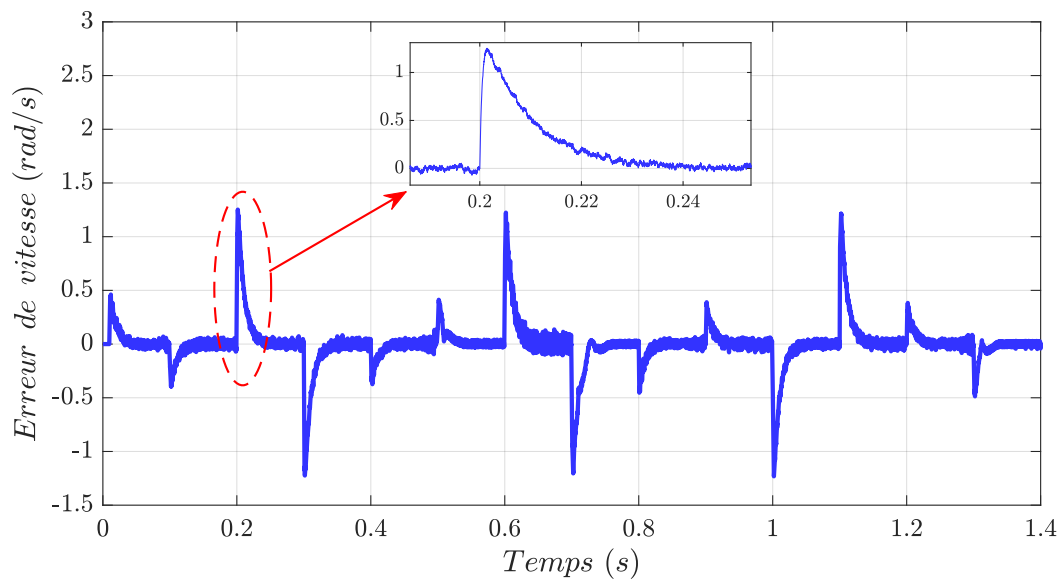


FIGURE II.11 : Evolution de l'erreur de la vitesse

L'erreur de vitesse (Figure II.11) converge rapidement vers zéro, confirmant l'annulation de l'erreur statique en régime permanent. Les perturbations transitoires provoquent des écarts limités à ± 1.25 rad/s, corrigés en 40 ms sans oscillations. Ce comportement valide les critères de robustesse et de stabilité recherchés.

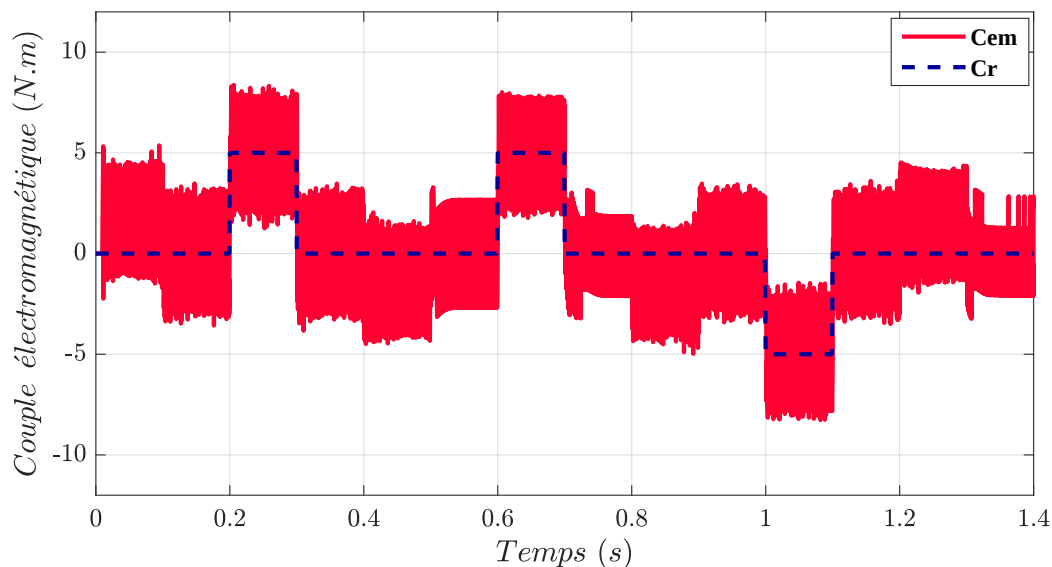


FIGURE II.12 : Evolution du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} (Figure II.12) affiche des pics de ± 8 N·m, traduisant une dynamique transitoire rapide. À $t = 0.2$ s, il compense fidèlement le couple résistant avant de chuter lors du délester à $t = 0.3$ s. À $t = 1$ s, l'inversion du sens de rotation force C_{em} à basculer à -8 N·m, illustrant le fonctionnement en freinage régénératif.

Malgré le bruit de commutation de l'onduleur, la réactivité des régulateurs PI valide les performances de la commande vectorielle..

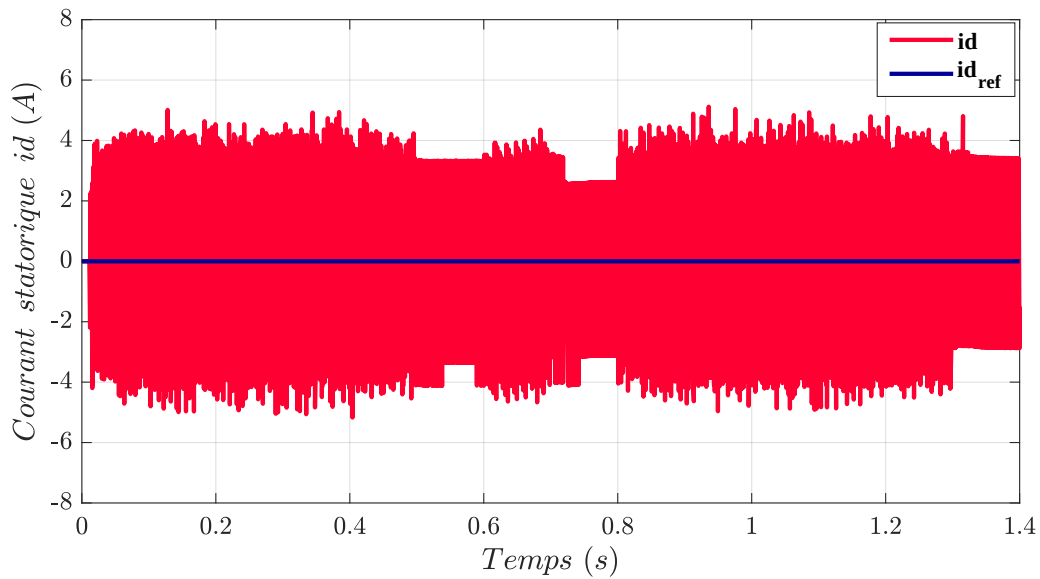


FIGURE II.13 : Evolution du courant direct i_d

Le courant d'axe direct i_d (Figure II.13) demeure maintenu à sa référence nulle ($i_d^* = 0$ A), validant l'orientation du flux rotorique. L'immunité de i_d face aux variations de charge prouve l'efficacité du découplage. Les ondulations haute fréquence de ± 4 A découlent des commutations de l'onduleur à deux niveaux. Le courant rejoint sa valeur nulle en régime permanent sans erreur statique.

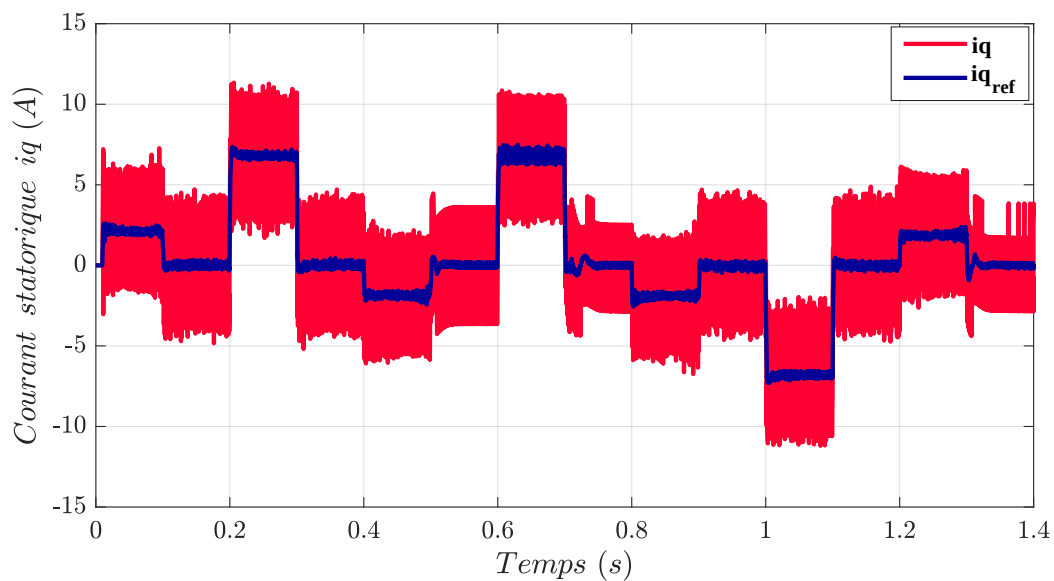


FIGURE II.14 : Evolution du courant quadratique i_q

Le courant d'axe en quadrature i_q (Figure II.14) assure un excellent suivi de sa référence i_q^{ref} . Les dynamiques transitoires induisent des pics de ± 11 A rapidement amortis. En régime permanent, i_q se stabilise rigoureusement sur ses paliers proportionnels au couple (0 A, ± 2 A et ± 7 A), en dépit des ondulations dues au découpage du convertisseur.

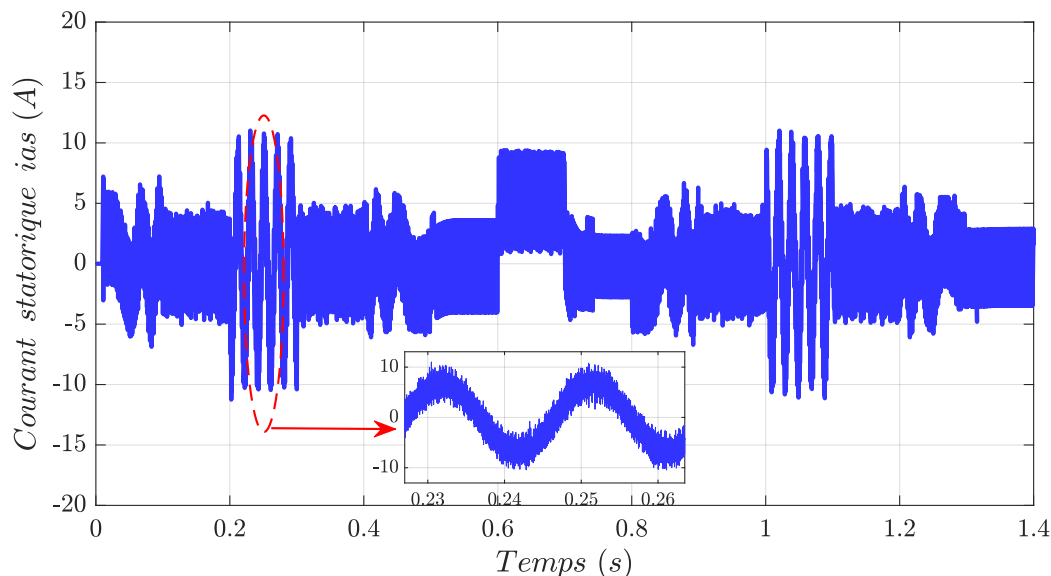


FIGURE II.15 : Evolution statorique de la phase a

Le courant statorique i_{as} (Figure II.15) arbore une forme quasi-sinusoidale dont l'amplitude et la pulsation s'adaptent instantanément aux exigences de charge et de vitesse. La faible contribution des distorsions harmoniques de l'onduleur atteste d'un contrôle de courant performant.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a exposé la conception et la validation d'un contrôle vectoriel (FOC) destiné à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Pour simplifier le contrôle du couple via le courant I_q , la stratégie $I_d = 0$ a été adoptée. Une compensation active de découplage a été mise en place pour supprimer les interactions entre les axes direct et quadrature, permettant ainsi un ajustement indépendant des courants. On a synthétisé les régulateurs PI en utilisant la méthode de compensation du pôle dominant afin de garantir des performances dynamiques stables et rapides.

La simulation numérique effectuée avec MATLAB/Simulink a validé l'efficacité de l'architecture proposée, montrant un contrôle précis de la vitesse, une réaction instantanée du couple et un maintien strict d'un I_d proche de zéro. L'utilisation d'un onduleur de tension à deux niveaux, commandé par la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), a permis de générer les tensions nécessaires au pilotage de la machine.

En conclusion, la commande vectorielle classique fournit des performances satisfaisantes dans des conditions nominales. Cependant, elle présente des limites face aux variations paramétriques et à la dépendance vis-à-vis du capteur de position. Ces contraintes nous orientent, dans le prochain chapitre, vers l'adoption de techniques de commande plus avancées, notamment la logique floue, afin d'améliorer la robustesse globale du système.

CHAPITRE III

Application de la commande par logique floue au MSAP

Sommaire

III.1	Introduction	34
III.2	Principe de la commande par logique floue	34
III.3	Éléments fondamentaux de la logique floue	35
III.3.1	Concepts fondamentaux	35
III.3.2	Variables linguistiques	35
III.3.3	Fonctions d'appartenance	36
III.3.4	Univers du discours	38
III.4	Constitution d'un système à logique floue	38
III.4.1	Fuzzificateur	38
III.4.2	Base de règles	39
III.4.3	Moteur d'inférence	39
III.4.4	Défuzzificateur	39
III.5	Régulateur à logique floue	40
III.5.1	Conception d'un régulateur à logique floue (RLF)	40
III.6	Application de la commande par logique floue au MSAP	44
III.7	Résultats de simulation et interprétations	45
III.8	Conclusion	48

III.1 Introduction

La logique floue (Fuzzy Logic), introduite par Lotfi A. Zadeh en 1965 [18, 19], est une théorie mathématique qui rend possible la modélisation et le traitement du raisonnement humain devant l'imprécision, l'incertitude et les phénomènes non linéaires, sans requérir un modèle mathématique strict du système à contrôler.

Elle constitue une alternative performante aux régulateurs PI classiques pour la commande de vitesse des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), grâce à sa capacité à gérer des systèmes non linéaires complexes et à offrir une robustesse accrue face aux variations paramétriques et aux perturbations de charge [20, 21].

Au sein d'une architecture de commande vectorielle (FOC), le contrôleur flou (FLC) transforme des grandeurs telles que l'erreur de vitesse et sa dérivée en signaux de commande via une base de règles linguistiques. Cette méthode permet d'optimiser la réponse dynamique, de réduire les oscillations du couple électromagnétique et de limiter les dépassements de vitesse par rapport à une régulation PI conventionnelle [21]. Elle démontre également une capacité d'adaptation supérieure dans des conditions de fonctionnement dégradées, maintenant ainsi la stabilité et les performances du système malgré les incertitudes et perturbations [22]. Cependant, elle présente certaines limites, notamment une complexité de conception liée au choix empirique des fonctions d'appartenance et des règles, ainsi qu'une charge de calcul supérieure à celle d'un régulateur PI traditionnel [22, 21].

Ce chapitre vise à présenter la conception et la mise en œuvre de cette stratégie appliquée à la MSAP. Après un exposé des principes de base et des composants opérationnels du FLC incluant les phases de fuzzification, d'inférence et de défuzzification, la configuration des ensembles flous retenue sera détaillée. Une étude comparative avec la commande PI classique, réalisée par simulation, permettra enfin de valider les améliorations obtenues en termes de robustesse et de comportement dynamique.

III.2 Principe de la commande par logique floue

La commande par logique floue repose sur un raisonnement linguistique permettant de traiter des données imprécises ou non linéaires. Son fonctionnement s'effectue généralement à travers trois étapes principales : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

La fuzzification consiste à transformer les variables numériques d'entrée, notamment l'erreur de vitesse et sa dérivée, en variables linguistiques représentées par des ensembles flous. Ensuite, le moteur d'inférence exploite ces informations à travers un ensemble de règles du type « SI-ALORS » issues de l'expertise humaine afin de déterminer l'action de commande appropriée. Enfin, la défuzzification permet de convertir la sortie floue obtenue en une valeur numérique exploitable par le système commandé [23, 24].

III.3 Éléments fondamentaux de la logique floue

III.3.1 Concepts fondamentaux

La logique floue est une technique d'intelligence artificielle utilisée pour traiter des données imprécises ou ambiguës à l'aide de valeurs linguistiques. Contrairement à la logique classique basée sur des valeurs binaires $[0, 1]$, la logique floue autorise des degrés d'appartenance compris entre 0 et 1. Elle se distingue également de la théorie des probabilités, qui traite des phénomènes aléatoires, tandis que la logique floue s'intéresse principalement à l'imprécision des informations et du langage [18, 25].

III.3.2 Variables linguistiques

Une variable linguistique représente des informations imprécises concernant une mesure physique. D'après Lotfi A. Zadeh, elle se caractérise par un triplet (V, U, T_V) , où :

- V est la variable symbolique (ex. la vitesse) ;
- U son domaine de définition (ex. $[0, 120]$ km/h) ;
- T_V l'ensemble de ses valeurs linguistiques (ex. {Petite, Moyenne, Grande}).

La figure III.1 illustre ces concepts à travers les fonctions d'appartenance associées aux termes linguistiques.

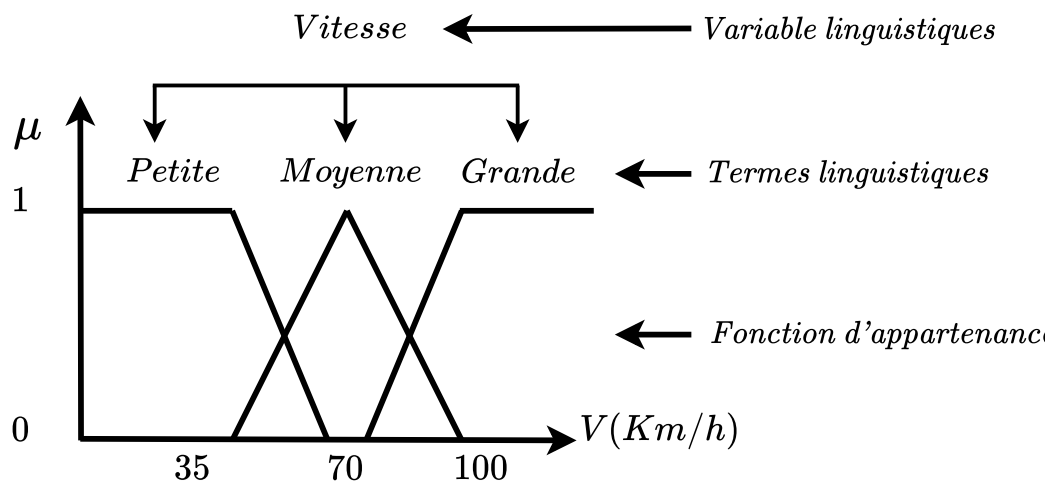


FIGURE III.1 : Représentation d'une variable linguistique

III.3.2.a Mise en œuvre du contrôleur flou pour la MSAP

Dans le cadre de la régulation de vitesse de la MSAP, le contrôleur flou de type Mamdani est structuré autour de deux variables d'entrée et d'une variable de sortie :

- **Erreur de vitesse (E)** : Elle représente l'écart entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée :

$$E = \omega^* - \omega \quad (\text{III.1})$$

- **Variation de l'erreur (DE)** : Elle exprime la dynamique de l'erreur dans le temps :

$$DE = \frac{dE}{dt} \quad (\text{III.2})$$

- **Variable de sortie (DU)** : Elle représente la loi de commande envoyée au système, correspondant au courant de référence i_q^* (image du couple électromagnétique).

III.3.2.b Ensembles flous et termes linguistiques

Chaque variable est partitionnée en sept ensembles flous représentés par les termes linguistiques suivants :

- **NG** : Négatif Grand ;
- **NM** : Négatif Moyen ;
- **NP** : Négatif Petit ;
- **EZ** (ou **ZE**) : Environ de Zéro ;
- **PP** : Positif Petit ;
- **PM** : Positif Moyen ;
- **PG** : Positif Grand.

Cette répartition permet une conversion efficace des données quantitatives en décisions linguistiques [26, 27].

III.3.3 Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance définissent le degré d'appartenance d'une valeur à un ensemble flou. Parmi les fonctions les plus utilisées :

a/ Fonction triangulaire : caractérisée par trois paramètres $\{a, b, c\}$ (figure III.2-a) :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Ou

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)$$

b/ Fonction trapézoïdale : caractérisée par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$ (figure III.2-b) :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Ou

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right)$$

c/ Fonction en cloche : est caractérisée par deux paramètres : x_0 , qui détermine l'emplacement du pic ($\mu = 1$), et a , qui définit la largeur de la fonction, (figure III.2-c) :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a} \right)^2} \quad (\text{III.3})$$

d/ Fonction sigmoïde : Elle peut être représentée par les paramètres $\{a, x_0\}$ (figure III.2-d) :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - x_0))} \quad (\text{III.4})$$

e/ Fonction gaussienne : Elle est caractérisée par un couple de paramètres $\{\sigma, x_0\}$, qui déterminent respectivement son écart et sa position (figure III.2-e) :

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x - x_0)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{III.5})$$

Chaque fonction est choisie selon la nature de la variable floue et l'application considérée [18, 25].

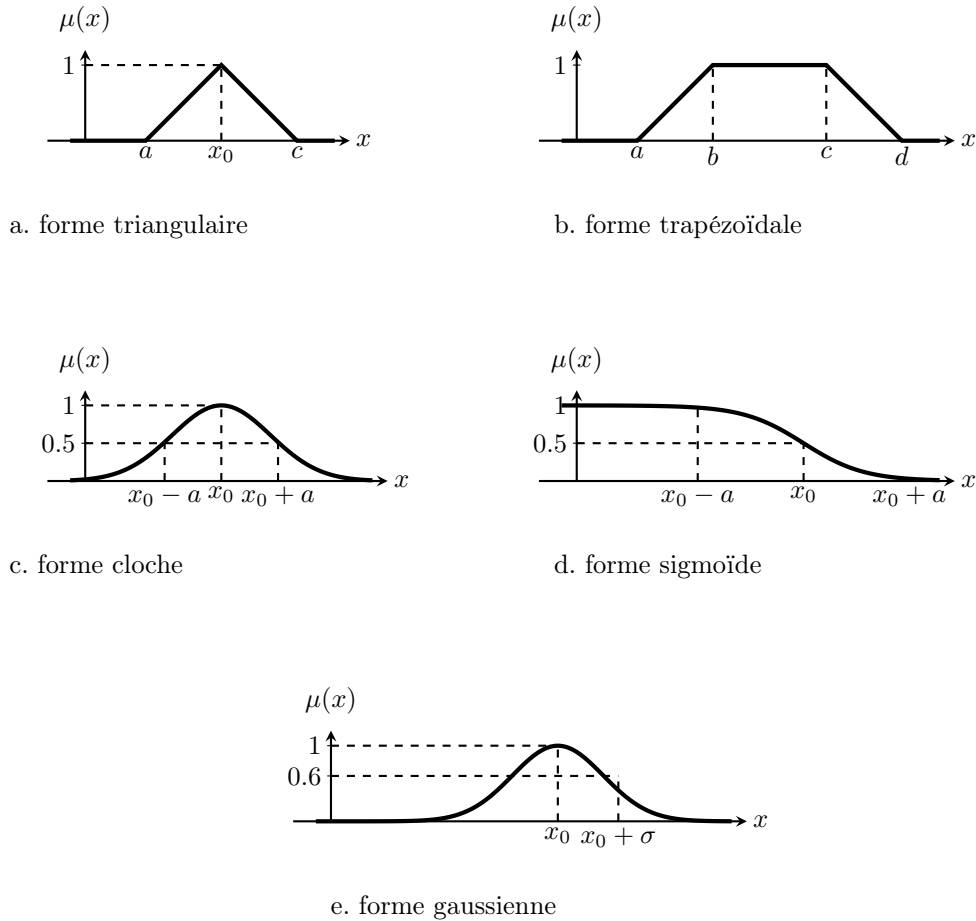


FIGURE III.2 : Différentes formes de fonctions d'appartenance

III.3.4 Univers du discours

L'univers du discours définit les limites de variation des variables physiques avant leur transformation en valeurs floues [25]. Il assure la normalisation des variables d'entrée et de sortie afin de faciliter leur traitement par le moteur d'inférence.

III.4 Constitution d'un système à logique floue

Un système à logique floue, également appelé système d'inférence floue, repose sur quatre éléments principaux : le fuzzificateur, la base de règles, le moteur d'inférence et le défuzzificateur [26, 25, 28].

III.4.1 Fuzzificateur

Le fuzzificateur transforme les données numériques en valeurs floues représentées par des degrés d'appartenance compris entre 0 et 1 à l'aide des fonctions d'appartenance [25, 28].

III.4.2 Base de règles

La base de règles regroupe les règles linguistiques du type SI–ALORS définissant la relation entre les variables d’entrée et la sortie du système [26, 28].

III.4.3 Moteur d’inférence

Le moteur d’inférence évalue les règles floues selon les données d’entrée et combine les résultats à l’aide des opérateurs logiques flous afin de produire une sortie floue [26, 25].

III.4.4 Défuzzificateur

Le défuzzificateur transforme l’ensemble flou obtenu en une valeur numérique exploitable par le système commandé. Les méthodes les plus utilisées sont le centre de gravité et la moyenne des maxima [25, 28].

III.4.4.a Centre de gravité

C’est une technique de défuzzification basée sur la moyenne pondérée des ensembles flous, permettant de déterminer la sortie du système. La valeur de sortie est donnée par l’expression suivante :

$$DU = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_{A_i}(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_{A_i}(x)} \quad (\text{III.13})$$

où :

- DU est la valeur de sortie après défuzzification.
- R est le nombre total de règles.
- μ_i représente le degré d’activation de la règle i associée.
- $\mu_{A_i}(x)$ représente le degré d’appartenance de l’entrée x à l’ensemble flou A_i .

III.4.4.b Moyenne des maxima

Cette méthode de défuzzification consiste à calculer la moyenne des valeurs de support correspondant aux degrés d’appartenance maximaux.

$$y = \frac{\sum_{i=1}^l m_i}{l} \quad (\text{III.14})$$

où :

- m_i représente les valeurs associées au degré d’appartenance maximal ;
- l représente le nombre de ces valeurs utilisées dans le calcul.

III.5 Régulateur à logique floue

III.5.1 Conception d'un régulateur à logique floue (RLF)

La conception d'un régulateur à logique floue (RLF) pour un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) repose sur la sélection des variables d'entrée et de sortie ainsi que sur le choix des fonctions d'appartenance et de la base de règles. Après l'étape de fuzzification et l'application des règles d'inférence, la défuzzification par le centre de gravité permet de générer le signal de commande appliqué au système [21, 27, 29].

III.5.1.a Fuzzification

Pour chaque variable d'entrée (E, DE) ainsi que pour la sortie (DU), **sept** fonctions d'appartenance triangulaires ont été définies.

Les paramètres de ces fonctions ont été ajustés par la méthode essai-erreur afin d'optimiser la précision et la robustesse de la régulation.

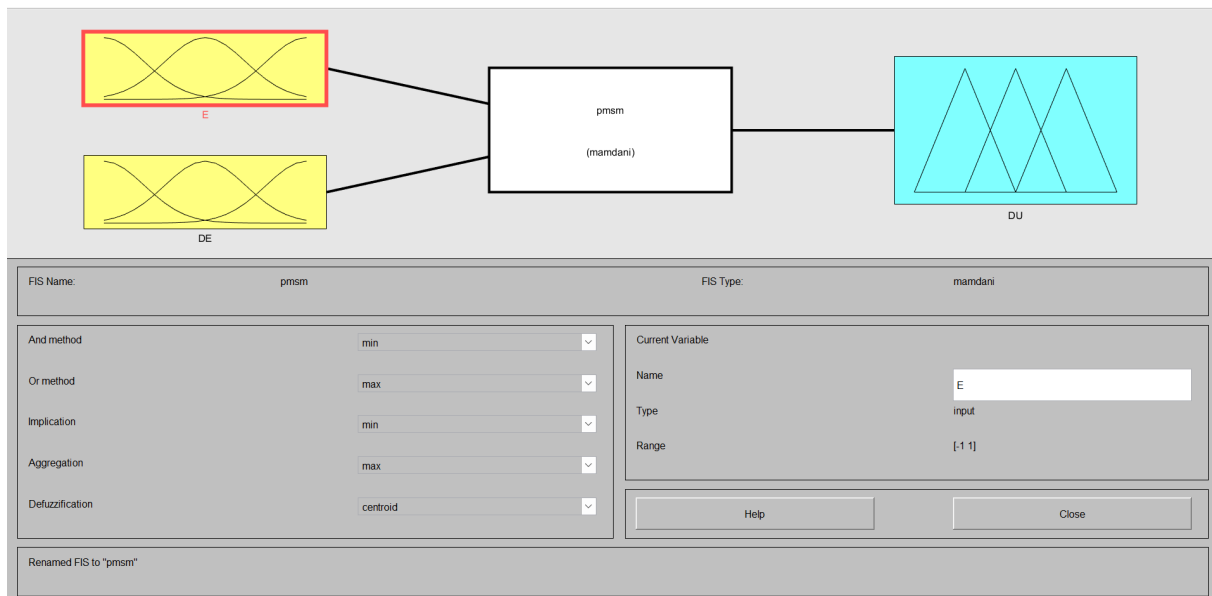


FIGURE III.3: Configuration du système d'inférence floue (FIS) sous MATLAB

III.5.1.b Fonctions d'appartenance pour les entrées «E» et «DE»

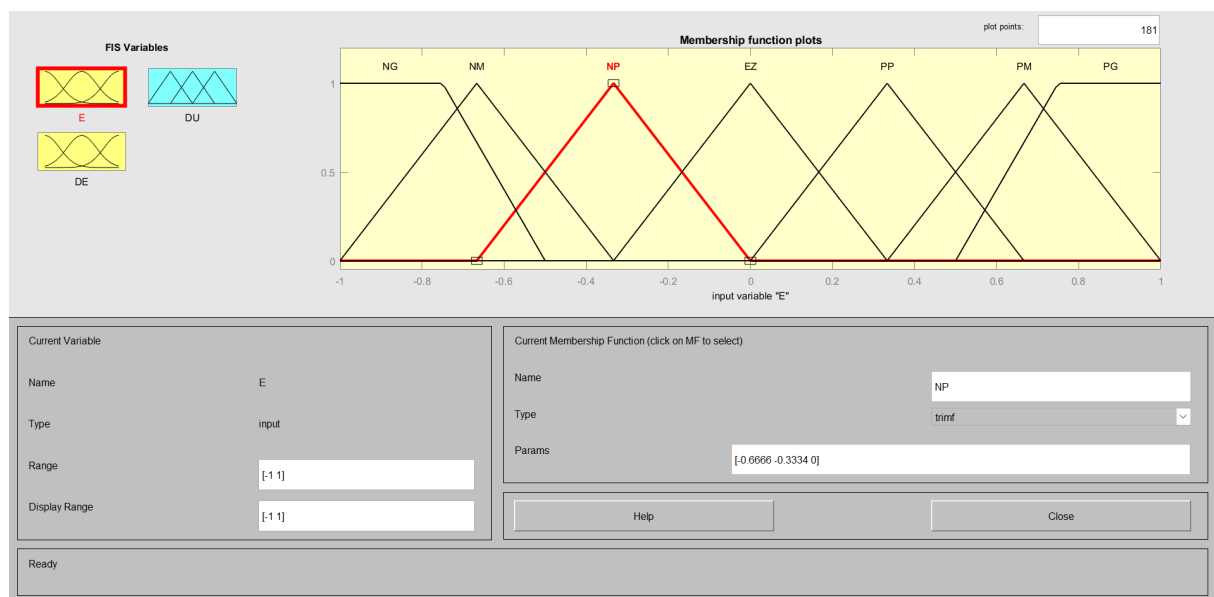


FIGURE III.4 : fonction d'appartenance pour l'entrée «E»

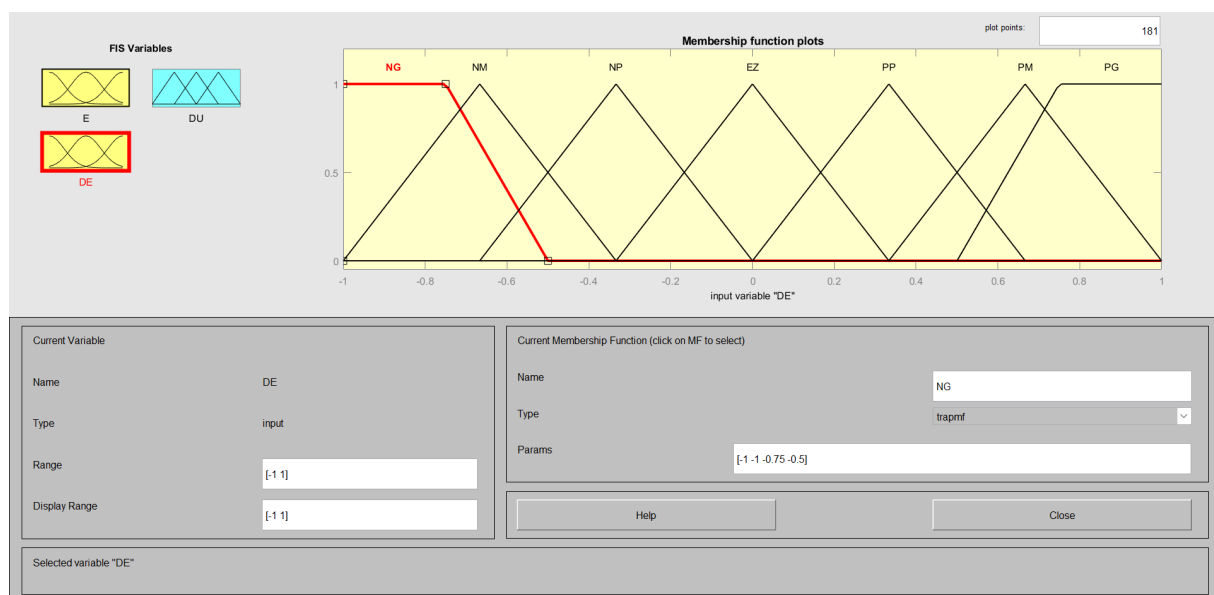


FIGURE III.5 : fonction d'appartenance pour l'entrée «DE»

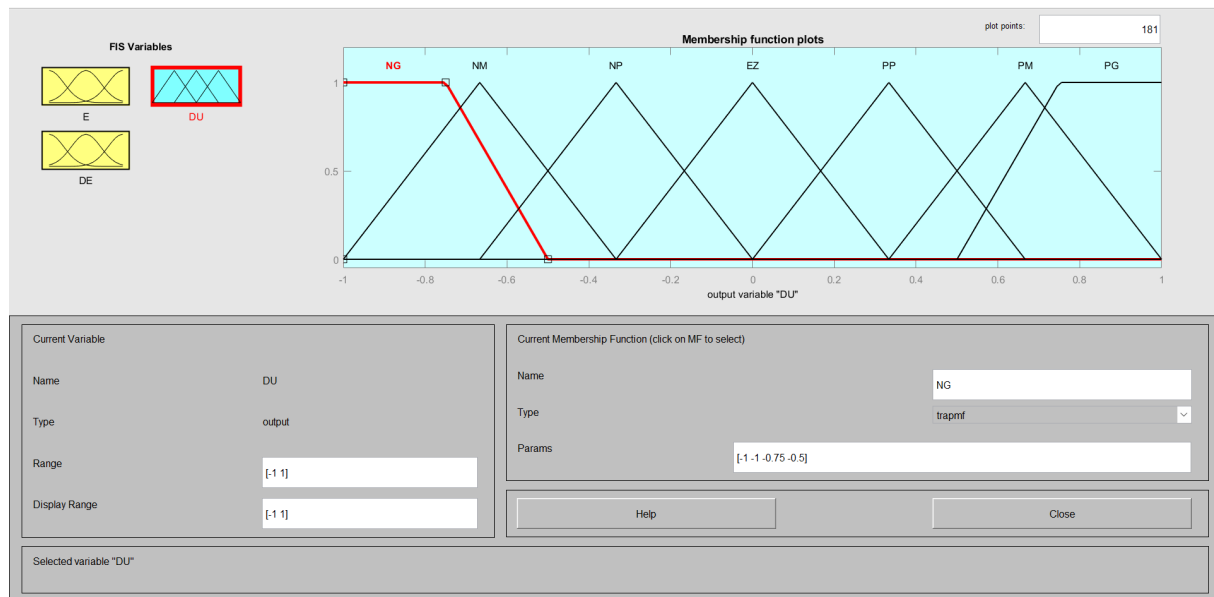


FIGURE III.6 : Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie «DU»

III.5.1.c Règles d'inférence

Les règles d'inférence définissent la valeur linguistique de la sortie DU en fonction des variables d'entrée E et DE . Ces règles sont organisées sous forme d'une matrice d'inférence représentant les différentes combinaisons possibles des ensembles flous.

Méthode d'inférence appliquée :

La méthode de Mamdani (Max-Min) est utilisée :

- L'opérateur Min est utilisé pour l'opération logique « ET » ainsi que pour l'implication des règles.
- L'agrégation des règles actives est réalisée par l'opérateur Max.

Le Tableau III.1 présente la base de règles d'inférence du contrôleur, où chaque case représente la valeur linguistique de la commande DU issue du croisement des entrées E et DE .

Tableau III.1 : Tableau des règles d'inférence du contrôleur de puissance.

Erreur (E)	Commande (DU)						
	Dérivé de l'erreur (DE)						
	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NM	NM	NP	NP	NM	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

III.5.1.d Défuzzification

La méthode du centre de gravité (centroid) est utilisée pour générer la commande numérique appliquée au système [21]. Elle consiste à calculer le barycentre de la surface issue de l'agrégation des fonctions d'appartenance afin d'obtenir une sortie exploitable.

La figure III.7 représente la surface de contrôle tridimensionnelle générée par le régulateur flou.

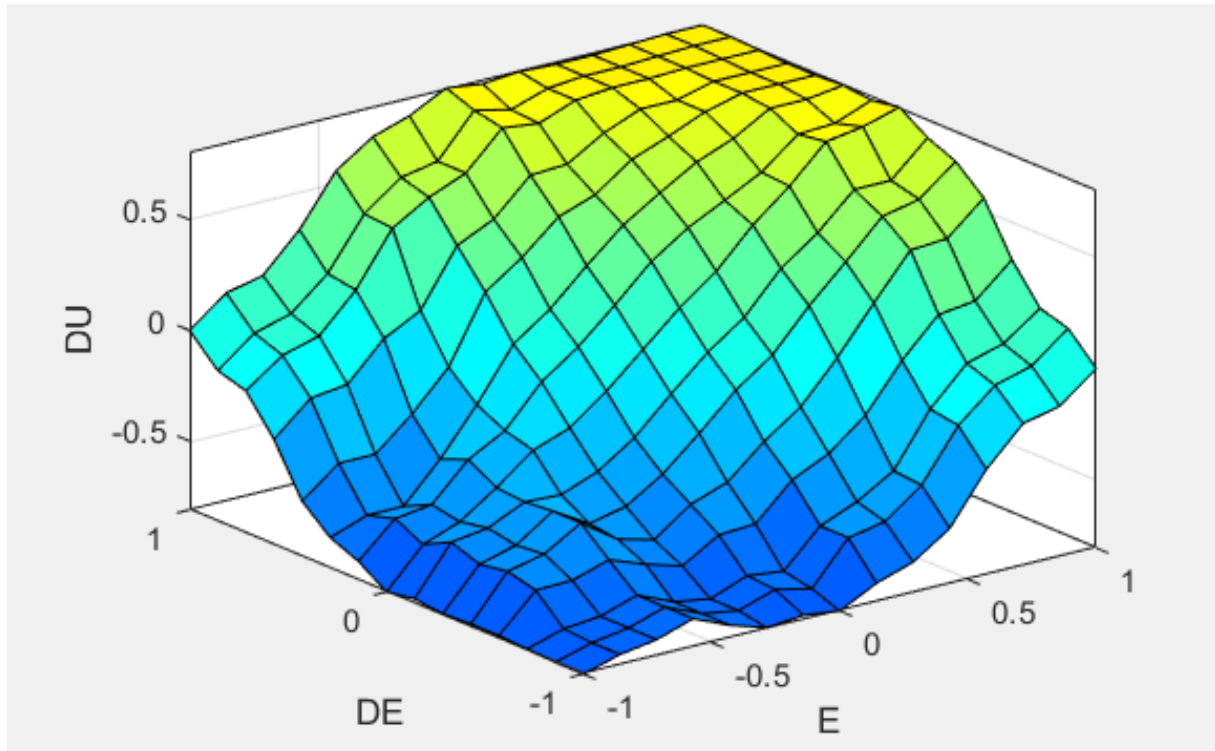


FIGURE III.7 : Surface de réponse du mécanisme d'inférence pour la sortie «DU»

Cette surface représente le comportement non linéaire du régulateur flou à partir de la base de règles du tableau III.1. La sortie DU varie entre -1 et $+1$ selon les valeurs des entrées E et DE . Les zones élevées correspondent à une action de commande importante pour corriger rapidement les grandes erreurs, tandis que la zone centrale assure une bonne stabilité lorsque la vitesse approche la consigne. La symétrie de la surface montre également que le régulateur réagit de manière équilibrée aux erreurs positives et négatives, garantissant ainsi une commande rapide et stable du système.

III.6 Application de la commande par logique floue au MSAP

La commande par logique floue est largement utilisée dans le contrôle des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) afin d'améliorer leurs performances dynamiques [22, 24]. Dans le cadre de la commande vectorielle (FOC), le régulateur flou permet de générer le courant de référence sur l'axe q à partir de l'erreur de vitesse et de sa variation, assurant ainsi une régulation du couple plus flexible qu'un correcteur PI classique [22].

Cette approche améliore la rapidité de réponse, réduit les fluctuations du couple et de la vitesse, et assure une meilleure robustesse face aux perturbations et aux non-linéarités du système [30, 31]. De plus, elle permet de maintenir des performances satisfaisantes même en présence de défauts électriques, ce qui la rend adaptée aux applications industrielles et automobiles sensibles aux variations de fonctionnement [22].

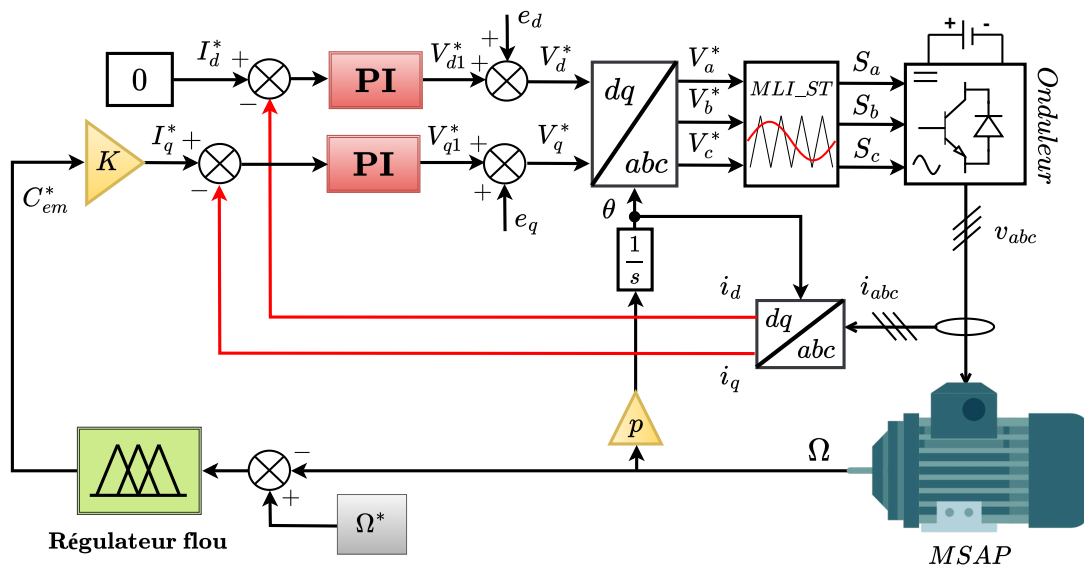


FIGURE III.8 : Structure globale de la régulation de vitesse par la commande floue appliquée au MSAP

III.7 Résultats de simulation et interprétations

Cette section présente les résultats de simulation obtenus sous l'environnement MATLAB/Simulink, dans le but d'évaluer les performances de la commande basée sur la logique floue appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

L'analyse est réalisée en appliquant un profil de vitesse comprenant des phases d'accélération, de décélération ainsi qu'une inversion du sens de rotation, tout en tenant compte de perturbations de charge. L'objectif est d'examiner la qualité du suivi de la vitesse, le comportement dynamique du couple électromagnétique ainsi que la réponse des courants statoriques face aux variations de fonctionnement.

Les résultats obtenus sont illustrés par les figures suivantes :

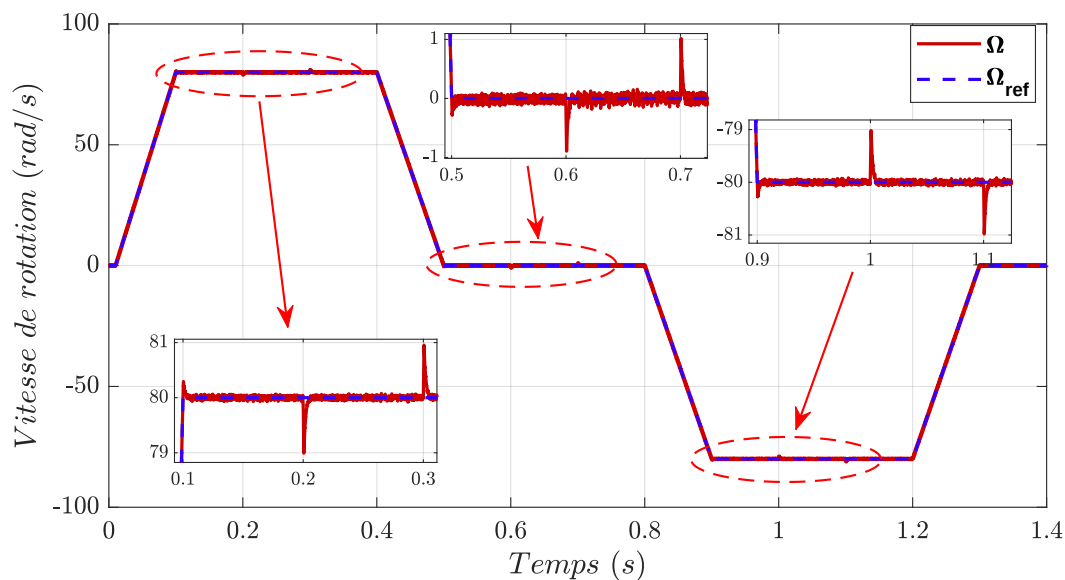


FIGURE III.9 : *Evolution de la vitesse mécanique*

La réponse dynamique de la vitesse (Figure III.9) démontre l'aptitude du régulateur flou à suivre une trajectoire complexe en trapèze. La vitesse atteint sa consigne de 80 rad/s en 0.1 s avec un dépassement minimal de 0.35%. Lors des impacts de charge (5 N · m à $t = 0.2$ s), la chute transitoire ne dépasse pas 1 rad/s et se voit corrigée en 25 ms, tandis que le délestage à $t = 0.3$ s induit une suroscillation modérée (80.9 rad/s). Les phases d'arrêt et l'inversion à -80 rad/s s'exécutent de façon stable et sans oscillations.

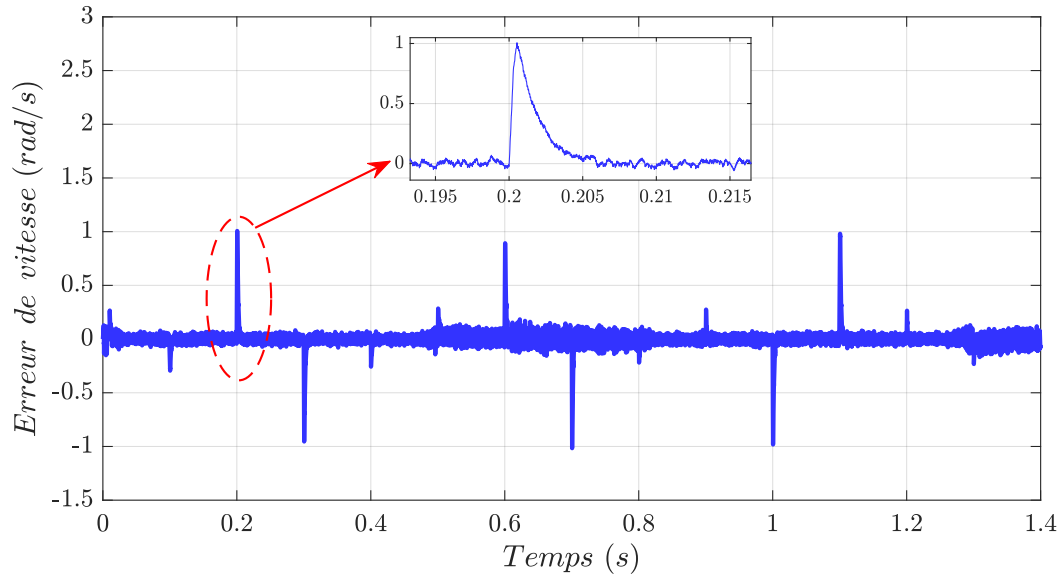


FIGURE III.10 : *Evolution de l'erreur de la vitesse*

L'erreur de vitesse (Figure III.10) s'annule en régime permanent, éliminant toute erreur statique. Les perturbations transitoires provoquent des écarts limités à ± 1 rad/s, amortis en un temps de rejet exceptionnel de 5 ms sans oscillations secondaires. Ce comportement confirme la nette supériorité de la commande floue en termes de rapidité et de robustesse par rapport aux structures classiques.

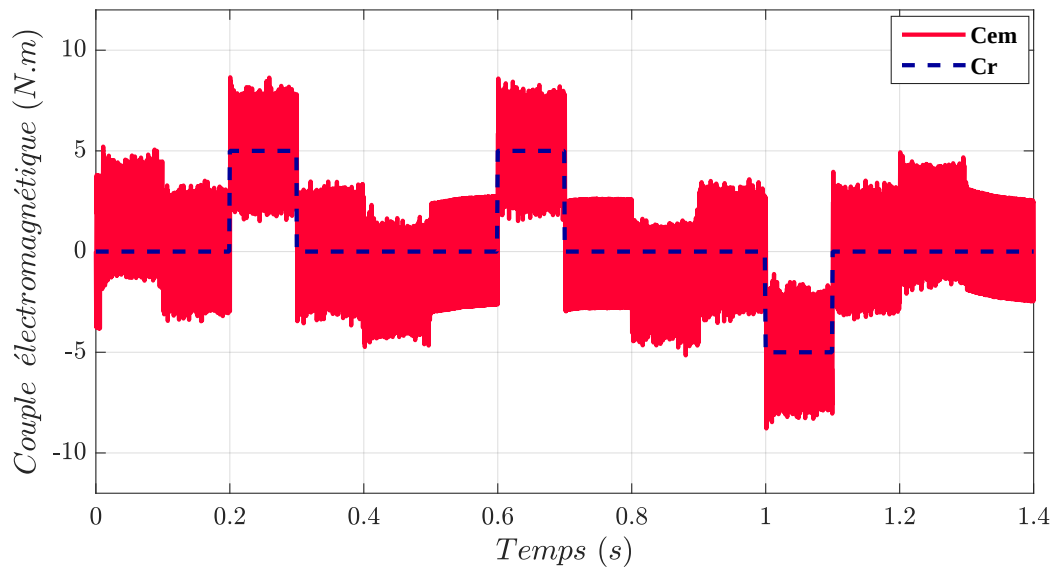


FIGURE III.11 : *Evolution du couple électromagnétique*

Le couple électromagnétique C_{em} (Figure III.11) assure un suivi rigoureux des cycles de charge. Les phases d'accélération et d'inversion génèrent des pics transitoires de ± 8 N · m requis pour vaincre l'inertie rotorique. Sous charge ($0.2 \text{ s} < t < 0.3 \text{ s}$ et $0.6 \text{ s} < t < 0.7 \text{ s}$),

le couple moyen se stabilise à $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, puis bascule instantanément à $-5 \text{ N} \cdot \text{m}$ lors de la marche arrière à $t = 1 \text{ s}$. Les ondulations à haute fréquence liées à l'onduleur n'altèrent pas la réactivité globale du système.

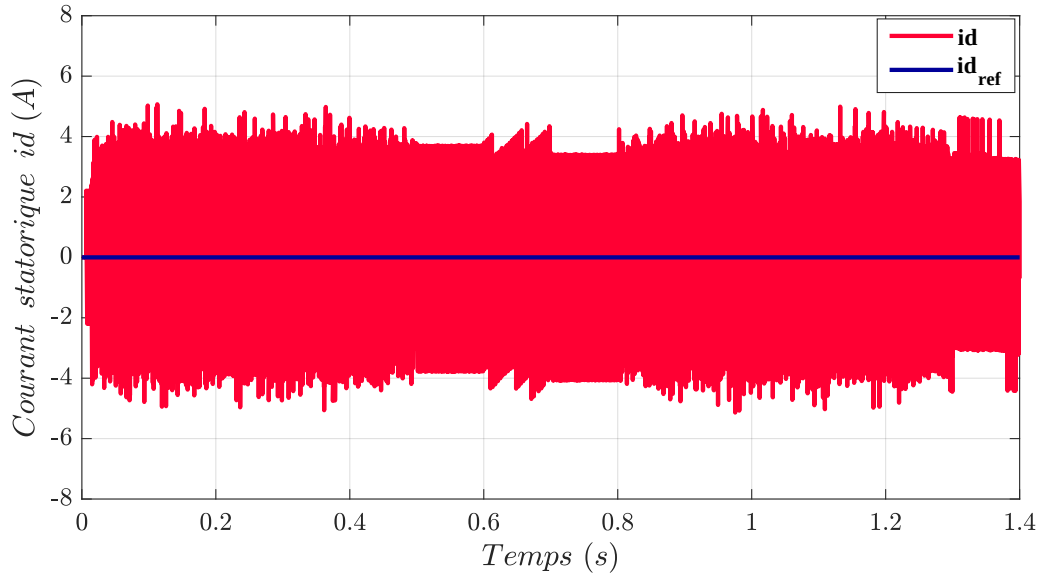


FIGURE III.12 : Evolution du courant direct (i_d)

Le courant d'axe direct i_d (Figure III.12) reste découplé et maintenu à sa référence nulle ($i_d^* = 0 \text{ A}$). La commande floue garantit l'insensibilité de sa valeur moyenne face aux variations du courant de quadrature, confirmant la bonne orientation du flux rotorique lors des perturbations à $t = 0.2 \text{ s}$ et $t = 0.6 \text{ s}$. Les ondulations résiduelles de $\pm 4.5 \text{ A}$ dues aux commutations n'induisent aucune erreur statique et préservent la réduction des pertes Joule.

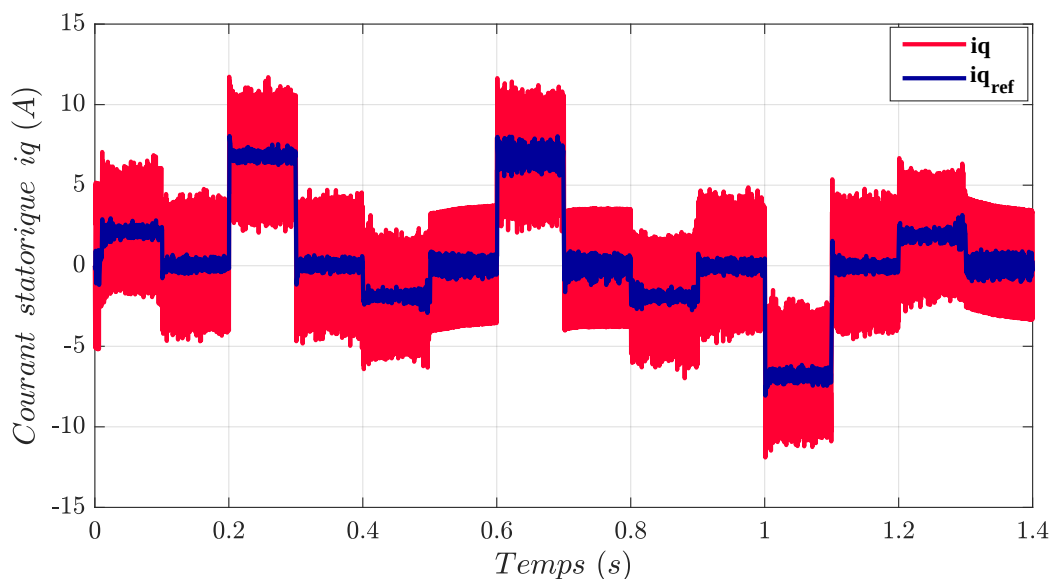


FIGURE III.13 : Evolution du courant quadratique (i_q)

Le courant d'axe en quadrature i_q (Figure III.13) suit fidèlement sa référence i_q^{ref} . Proche de 0 A en marche à vide, sa valeur moyenne grimpe à 7 A (avec des pointes transitoires à 11 A) sous l'effet des échelons de charge à $t = 0.2$ s et $t = 0.6$ s. Le prompt retour à l'état initial après perturbation illustre la dynamique robuste apportée par le régulateur flou.

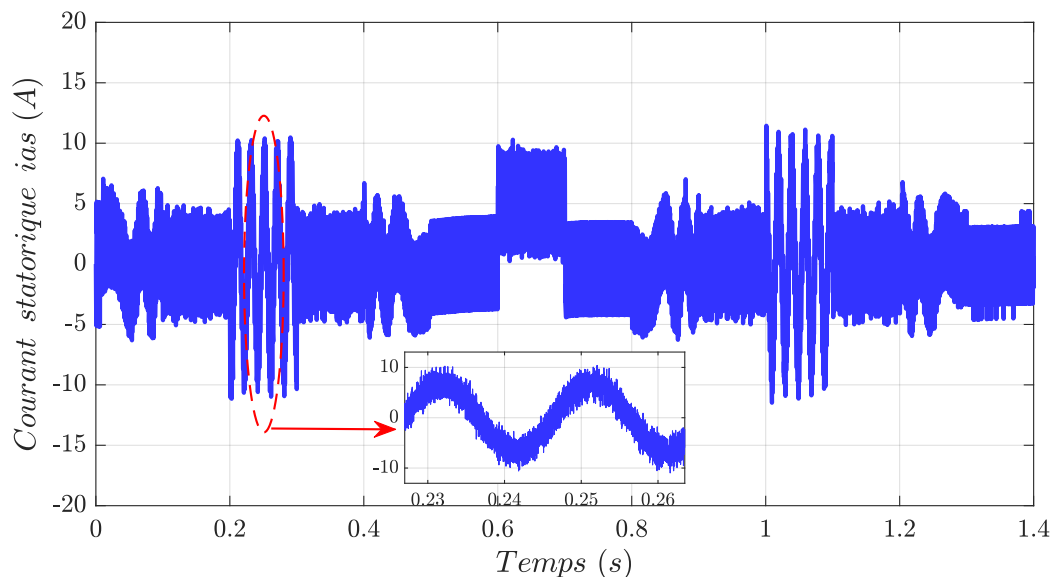


FIGURE III.14 : Evolution du courant statorique de la phase (a)

Le courant statorique i_{as} (Figure III.14) présente une amplitude transitoire bornée dans l'intervalle $[-10 \text{ A}, +10 \text{ A}]$, notamment pendant les impacts de charge et l'inversion à $t = 1$ s. En régime permanent, l'amplitude se stabilise sous la barre des ± 5 A. Le créneau de charge appliqué entre $t = 0.6$ s et $t = 0.7$ s se traduit de manière cohérente par un élargissement temporaire de l'enveloppe du courant.

III.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la conception et à l'application d'une commande par logique floue pour la régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette approche a permis de renforcer la robustesse du système face aux perturbations de charge, tout en assurant une dynamique de réponse optimale.

Les résultats de simulation confirment la pertinence de cette stratégie : un suivi de vitesse précis avec un dépassement quasi nul, des courants statoriques bien régulés et une adaptation rapide du couple électromagnétique.

En somme, la commande floue constitue une solution robuste et flexible, ne nécessitant pas un modèle mathématique précis. Néanmoins, la complexité des règles d'inférence peut accroître la charge de calcul. Afin de pallier cette limite, le chapitre suivant s'intéressera à la commande floue adaptative, permettant d'améliorer davantage les capacités d'auto-ajustement du système.

CHAPITRE IV

Commande adaptative floue du MSAP

Sommaire

IV.1	Introduction	50
IV.2	Types de la commande adaptative	50
IV.2.1	Commande adaptative directe	50
IV.2.2	Commande adaptative indirecte	51
IV.3	Positionnement de la commande adaptative floue	51
IV.3.1	Limites des commandes conventionnelles	51
IV.3.2	Apports de la commande floue adaptative	52
IV.4	Description de la commande adaptative floue	53
IV.4.1	Principe général	53
IV.4.2	Commande floue adaptative	53
IV.4.3	Commande hybride adaptative floue	54
IV.4.4	Structure de la commande adaptative floue de la MSAP	54
IV.5	Résultats de simulation et interprétations	61
IV.6	Conclusion	65

IV.1 Introduction

La technique de Commande Adaptative Floue (CAF), également désignée en anglais par Adaptive Fuzzy Logic Control (AFLC), représente une approche avancée pour la régulation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) combinant la robustesse de la logique floue face aux non-linéarités avec la capacité d'ajuster les paramètres de commande en temps réel. Cette méthode permet d'améliorer les performances dynamiques ainsi que la robustesse du système dans des conditions de fonctionnement variables. Dans les systèmes de pompage, l'intégration de contrôleurs flous (FLC) et de contrôleurs fuzzy-PID avec la commande vectorielle améliore la réponse dynamique du MSAP face aux variations de charge, tout en assurant un contrôle précis du couple et une meilleure efficacité énergétique [32].

De plus, les contrôleurs flous adaptatifs de type PI constituent une solution efficace pour améliorer les performances dynamiques et la précision des systèmes d'entraînement à base de MSAP. Ces contrôleurs permettent d'améliorer les performances transitoires, de réduire les oscillations et d'assurer une meilleure stabilité du système par rapport aux contrôleurs conventionnels, en particulier dans les applications nécessitant une haute précision et une forte robustesse face aux perturbations et aux variations paramétriques [33, 34].

IV.2 Types de la commande adaptative

La commande adaptative ajuste en temps réel les paramètres du régulateur afin de compenser les variations du procédé. Son architecture repose sur deux boucles interconnectées [1] :

- **Boucle de régulation** : assure le suivi de la consigne ;
- **Boucle d'adaptation** : ajuste les paramètres du correcteur selon l'évolution du système.

Deux stratégies principales sont distinguées :

- **Approche directe** : modification directe des paramètres du régulateur ;
- **Approche indirecte** : estimation en ligne du modèle du système avant la synthèse de la loi de commande.

IV.2.1 Commande adaptative directe

La commande adaptative directe ajuste les paramètres du régulateur sans phase préalable d'identification du modèle. Elle repose sur une boucle de commande classique as-

sociée à une boucle d'adaptation paramétrique visant à minimiser l'écart entre la sortie réelle et celle d'un modèle de référence.

Cette approche présente :

- une simplicité algorithmique ;
- une rapidité d'adaptation ;
- une bonne robustesse face aux variations paramétriques de la MSAP [4].

IV.2.2 Commande adaptative indirecte

La commande adaptative indirecte repose sur :

1. l'identification en ligne du modèle du système ;
2. l'ajustement du régulateur à partir du modèle estimé.

Elle permet d'estimer en temps réel les paramètres dynamiques du procédé (résistance, inductances, inertie, etc.) afin d'adapter la loi de commande en conséquence. Cette méthode offre une meilleure précision et une grande flexibilité, ce qui la rend adaptée aux systèmes complexes et non linéaires tels que la MSAP [4, 35].

Tableau IV.1 : Comparaison entre les commandes adaptatives directe et indirecte.

Caractéristique	Commande directe	Commande indirecte
Identification du modèle	Non requise	Requise (estimation en ligne)
Paramètres ajustés	Gains du régulateur (K_p, K_i)	Paramètres du modèle (R_s, L, J)
Complexité algorithmique	Faible	Plus élevée
Principe	Ajustement direct des gains	Identification du modèle puis synthèse de commande
Point fort principal	Simplicité de mise en œuvre	Meilleure précision et adaptabilité

IV.3 Positionnement de la commande adaptative floue

IV.3.1 Limites des commandes conventionnelles

Les régulateurs PI classiques présentent plusieurs limitations liées à leur nature linéaire :

- **Sensibilité paramétrique** : les gains du PI sont déterminés pour des conditions nominales. Les variations de la résistance statorique R_s et des inductances (L_d, L_q) peuvent dégrader les performances du système [32, 33] ;
- **Sensibilité aux incertitudes** : les dynamiques non modélisées (frottements non linéaires, variations d'inertie) peuvent provoquer des dépassements et une détérioration des performances [32, 36] ;
- **Couplages dynamiques** : les axes d et q de la MSAP sont fortement couplés, ce qui rend la compensation difficile pour un PI classique, notamment en régime transitoire [33, 36].

IV.3.2 Apports de la commande floue adaptative

La commande floue adaptative permet de pallier ces limitations grâce à plusieurs propriétés.

IV.3.2.a Robustesse et gestion des non-linéarités

Le contrôleur flou repose sur des règles linguistiques et ne nécessite pas un modèle mathématique précis. Il permet ainsi de compenser implicitement les variations de R_s et des inductances.

Le mécanisme adaptatif ajuste les fonctions d'appartenance en temps réel afin de maintenir des performances satisfaisantes malgré les variations de charge [32, 33, 34, 36].

IV.3.2.b Adaptation en ligne

La structure adaptative assure un ajustement dynamique continu :

- **Auto-réglage des gains** : ajustement en ligne des gains (K_p, K_i) selon les conditions de fonctionnement [32, 33] ;
- **Flexibilité structurelle** : possibilité d'intégrer un second niveau flou pour moduler la commande selon l'état dynamique du système [34] ;
- **Robustesse aux variations d'inertie** : maintien des performances malgré les variations rapides de la charge [36].

IV.3.2.c Amélioration des performances

La commande floue adaptative contribue à :

- réduire les dépassements ;
- améliorer le rejet des perturbations ;
- limiter les phénomènes de saturation grâce aux mécanismes anti-windup [33, 34].

IV.4 Description de la commande adaptative floue

IV.4.1 Principe général

La commande adaptative permet d'ajuster automatiquement les paramètres du régulateur afin de compenser :

- les variations paramétriques : résistance statorique, inductances et inertie [33, 37] ;
- les perturbations externes : couples de charge et frottements non linéaires [34, 36] ;
- les contraintes matérielles : saturation en courant/tension et délais de mesure [32, 33].

Le principe repose généralement sur une commande adaptative à modèle de référence (MRAC), dans laquelle le système suit le comportement d'un modèle de référence grâce à l'ajustement en ligne des gains du régulateur [36, 37].

IV.4.2 Commande floue adaptative

L'intégration de la logique floue dans une structure adaptative améliore la robustesse du système face aux incertitudes et aux non-linéarités. Cette stratégie utilise des règles linguistiques pour ajuster en temps réel le comportement du régulateur [38].

Deux configurations principales sont utilisées.

IV.4.2.a Approche directe

Le système flou agit comme contrôleur principal et remplace directement le régulateur conventionnel. Les paramètres des fonctions d'appartenance sont ajustés en temps réel selon l'erreur de poursuite.

Les lois d'adaptation sont généralement établies à partir d'une analyse de stabilité au sens de Lyapunov afin de garantir la convergence et le suivi de la consigne.

IV.4.2.b Approche indirecte (MRAC)

Cette stratégie repose sur une phase d'identification en ligne de la dynamique du procédé à l'aide de systèmes flous adaptatifs. Une fois le modèle obtenu, la loi de commande est synthétisée à partir de ce dernier [2].

Dans cette configuration, la logique floue joue le rôle d'estimateur de la dynamique du moteur, ce qui améliore la précision et le comportement du système face aux variations de charge.

Tableau IV.2 : Comparaison des approches de commande floue adaptative.

Caractéristique	Approche directe	Approche indirecte
Rôle du système flou	Contrôleur principal	Estimateur de la dynamique
Modèle du moteur	Non requis	Identifié en ligne
Mise en œuvre	Simple et rapide	Plus complexe
Performance	Bonne pour les non-linéarités	Excellente pour les variations de charge

IV.4.3 Commande hybride adaptative floue

La commande hybride combine la logique floue et la commande adaptative afin d'améliorer la robustesse et la stabilité du système. Trois configurations principales peuvent être distinguées :

- **Structure en cascade** : un contrôleur MRAC assure la boucle de vitesse tandis qu'un contrôleur flou gère la boucle de courant [37] ;
- **Auto-réglage (Self-Tuning)** : un système flou ajuste en ligne les gains (K_p, K_i, K_d) d'un régulateur PID [32, 34] ;
- **Adaptation dynamique** : les paramètres sont modulés selon les phases de fonctionnement à l'aide d'un mécanisme d'inférence floue [34].

IV.4.4 Structure de la commande adaptative floue de la MSAP

IV.4.4.a Architecture globale

La stratégie de commande repose sur le contrôle vectoriel à flux orienté (FOC), comprenant :

- une boucle externe de vitesse ;
- deux boucles internes de courant sur les axes d et q .

La vitesse de référence ω^* est comparée à la vitesse mesurée ω . Le régulateur adaptatif flou exploite l'erreur de poursuite pour générer la référence de courant i_q^* , tandis que i_d^* est maintenu à zéro afin d'optimiser la production du couple électromagnétique.

Des modules spécifiques tels que le **Fuzzy Tuner** assurent l'ajustement dynamique des paramètres du contrôleur [33, 34].



Le régulateur flou utilise généralement l'erreur E et la variation de l'erreur DE comme variables d'entrée.

Les sorties du système flou correspondent soit à l’ajustement des gains (K_p, K_i) , soit à la génération directe d’un incrément de commande dans un contrôleur de type Fuzzy-PI [32, 33, 34].

Les variables physiques sont transformées en cinq variables linguistiques (NG, NM, EZ, PM et PG) à l'aide de fonctions d'appartenance triangulaires [33, 34, 37].

Le mécanisme d'inférence adopté est celui de Mamdani, tandis que la défuzzification est réalisée par la méthode du centre de gravité.

La configuration du contrôleur sous MATLAB/Simulink est illustrée par la figure IV.2.

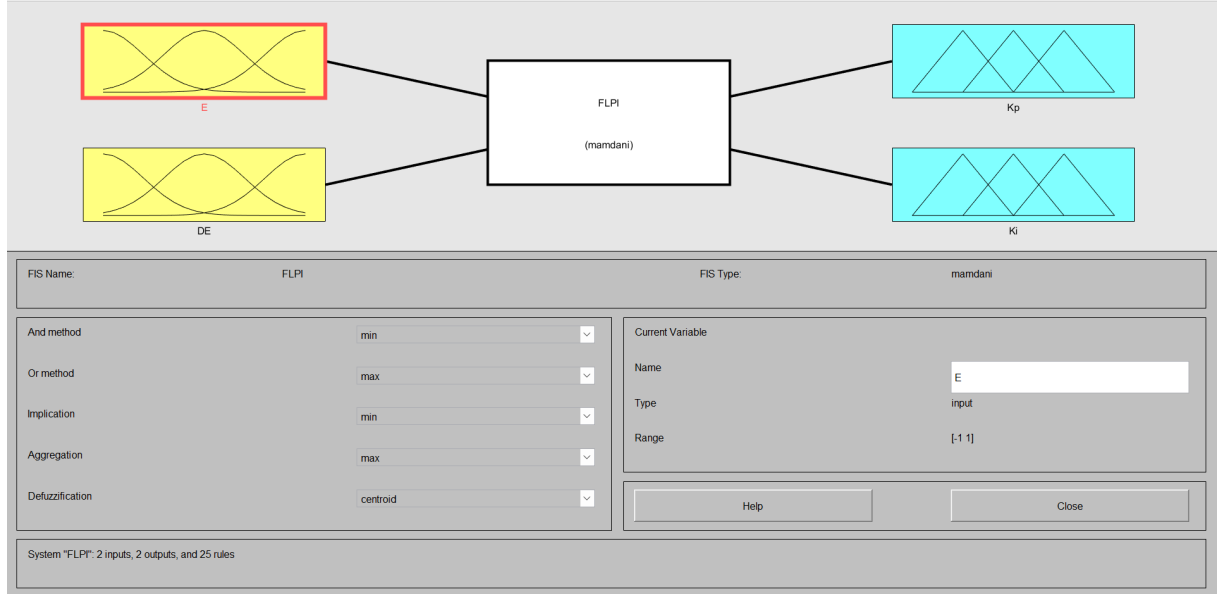


FIGURE IV.2 : Configuration du système d'inférence floue sous MATLAB.

IV.4.4.c Auto-tuning flou des gains PI

La stratégie retenue correspond à une commande adaptative floue indirecte de type **Fuzzy Self-Tuning PI Controller**.

Le régulateur de base est un PI classique dont les gains K_p et K_i sont ajustés en ligne par un superviseur flou.

1. Principe général

Le régulateur PI est défini par :

$$u(t) = K_p E(t) + K_i \int E(t) dt \quad (\text{IV.1})$$

où :

- $u = i_q^*$ représente le courant de référence ;
- $E(t) = \omega^* - \omega(t)$ représente l'erreur de vitesse.

Le superviseur flou observe :

- l'erreur E ;
- sa variation $DE = E(k) - E(k - 1)$.

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont illustrées par les figures IV.3 et IV.4.

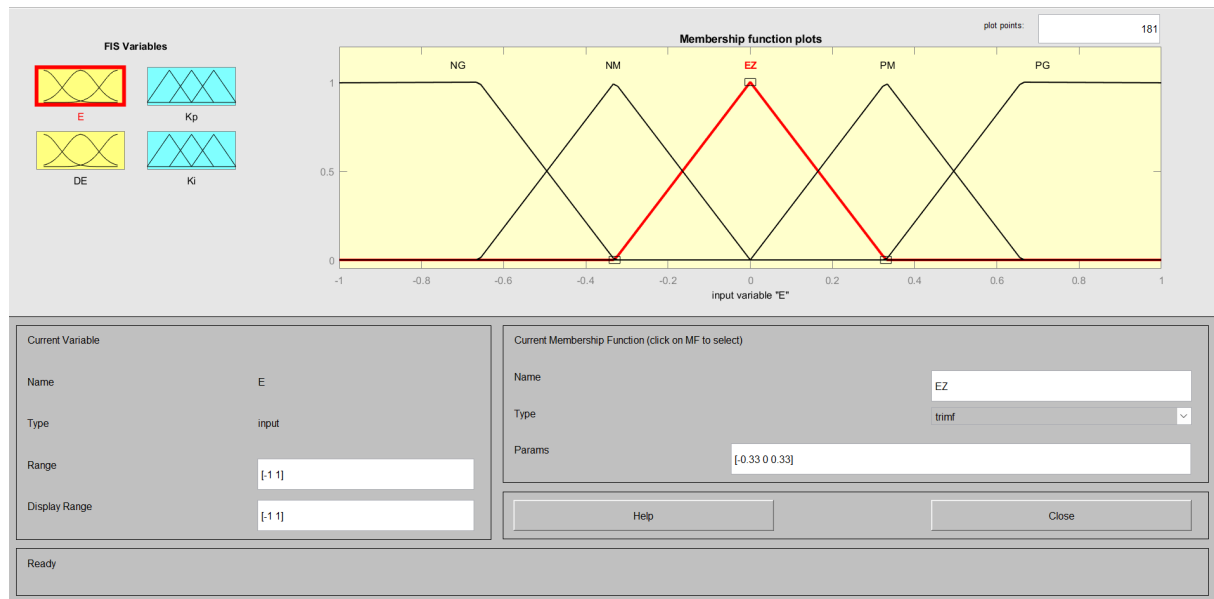


FIGURE IV.3 : Fonction d'appartenance de l'entrée E .



FIGURE IV.4 : Fonction d'appartenance de l'entrée DE .

Le mécanisme d'adaptation modifie dynamiquement les gains K_p et K_i à l'aide d'un ensemble de règles linguistiques.

2. Adaptation des gains PI

a) Formalisation mathématique

Les gains adaptatifs sont calculés à chaque instant d'échantillonnage :

$$K_p(k) = f_{\text{fuzzy}}(E, DE) \quad (\text{IV.2})$$

$$K_i(k) = f_{\text{fuzzy}}(E, DE) \quad (\text{IV.3})$$

où f_{fuzzy} représente le mécanisme d'inférence floue.

Les fonctions d'appartenance des sorties sont représentées par les figures IV.5 et IV.6.

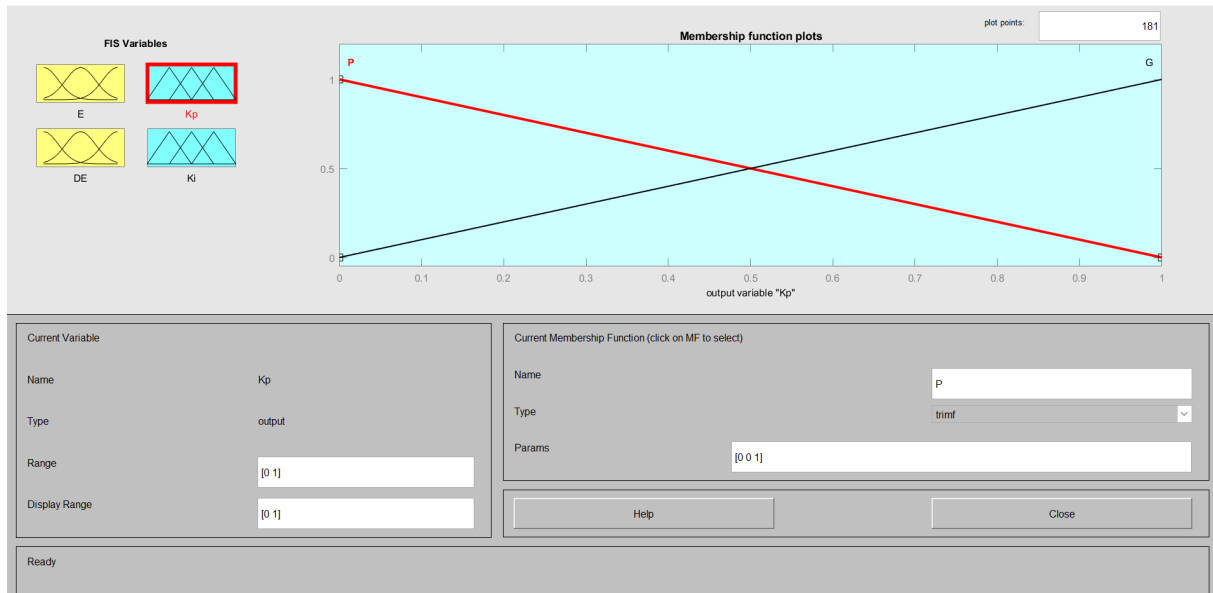


FIGURE IV.5 : Fonctions d'appartenance du gain K_p .

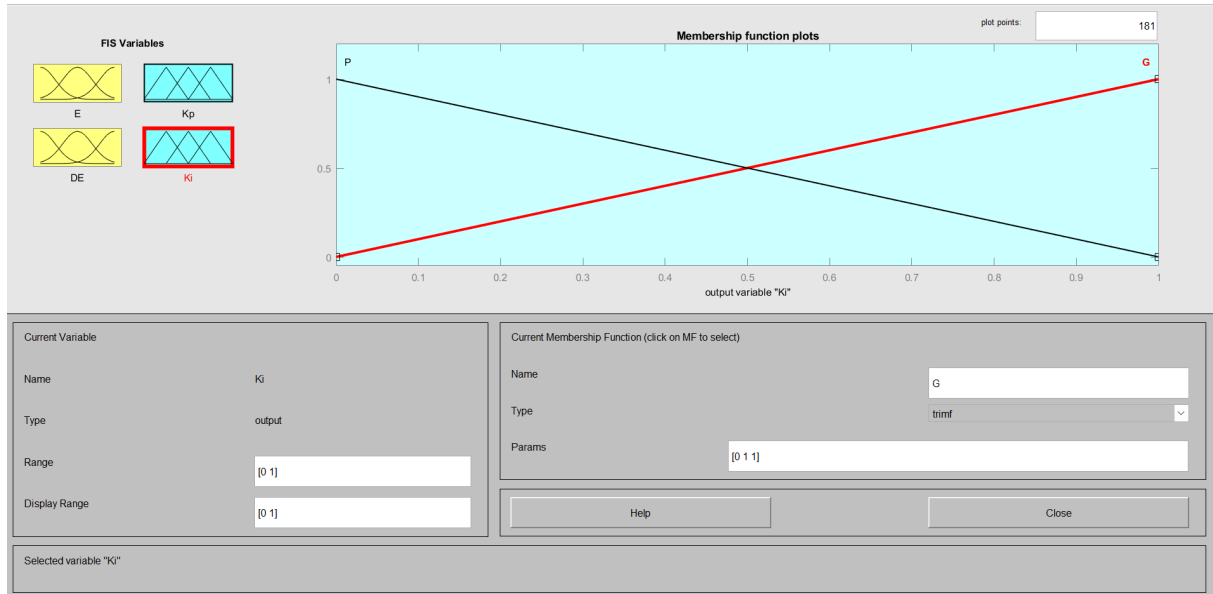


FIGURE IV.6 : Fonctions d'appartenance du gain K_i .

b) Principes d'ajustement

Les règles SI-ALORS suivent les principes suivants :

- augmenter K_p lorsque l'erreur est grande afin d'accélérer la réponse ;
- diminuer K_i pour éviter le phénomène de saturation intégrale (*windup*) ;
- augmenter K_i lorsque l'erreur devient faible afin d'annuler l'erreur statique ;
- réduire K_p lorsque l'erreur converge vers la consigne afin de limiter les oscillations.

La matrice d'inférence utilisée est donnée dans le tableau IV.3.

Tableau IV.3 : Base de règles d'inférence des gains K_p et K_i .

Commande (K_p , K_i)					
Erreur (E)	Variation de l'erreur (DE)				
	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	(G,G)	(G,P)	(G,P)	(G,P)	(G,G)
NM	(P,G)	(G,G)	(G,P)	(G,G)	(P,G)
EZ	(G,G)	(G,G)	(G,G)	(G,G)	(G,G)
PM	(P,G)	(G,G)	(G,P)	(G,G)	(P,G)
PG	(G,G)	(G,P)	(G,P)	(G,P)	(G,G)

Légende : G = Grand ; P = Petit.

Les figures IV.7 et IV.8 présentent respectivement les surfaces de contrôle des gains adaptatifs K_p et K_i .

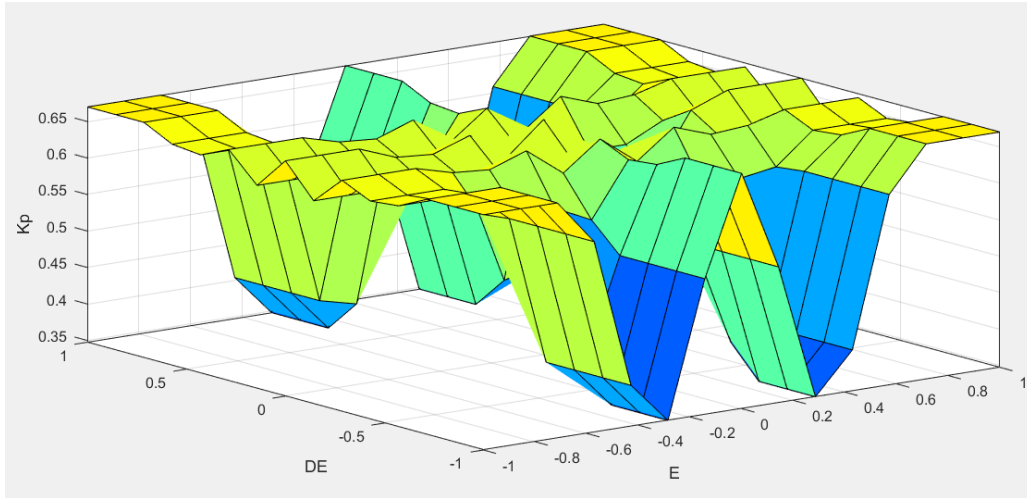


FIGURE IV.7 : Surface de contrôle du gain adaptatif K_p .

Cette surface illustre l'évolution de K_p en fonction de l'erreur (E) et de sa dérivée (DE). Le gain atteint une valeur maximale de 0,65 lorsque l'erreur est importante, assurant une dynamique rapide. À l'inverse, dans les zones de faible erreur, le gain diminue vers 0,35 afin de limiter le dépassement et d'améliorer la stabilité.

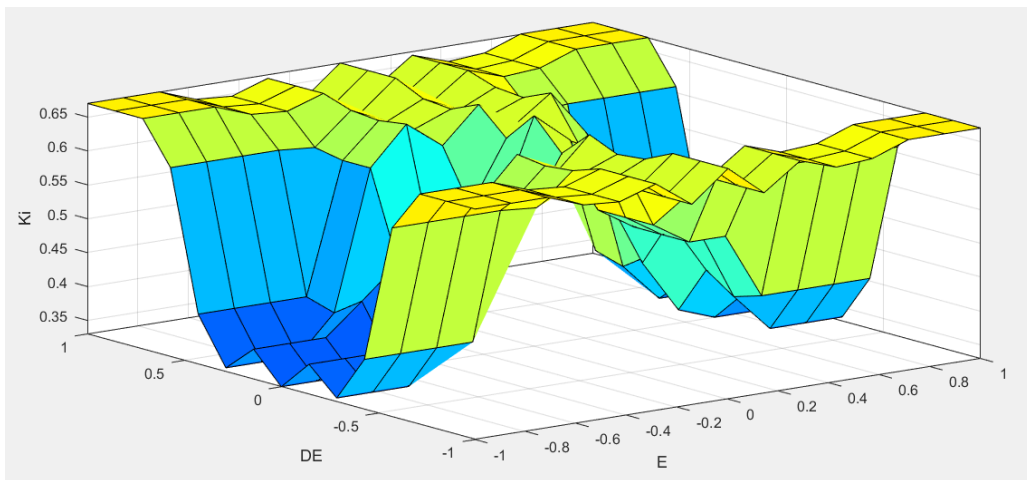


FIGURE IV.8 : Surface de contrôle du gain adaptatif K_i .

Le mécanisme d'adaptation ajuste K_i entre 0,35 et 0,65. Les zones élevées permettent de réduire rapidement l'écart de vitesse en régime permanent, tandis que les zones de creux modèrent l'action du contrôleur afin d'éviter les oscillations lors de la convergence.

c) Algorithme d'adaptation en ligne

À chaque période d'échantillonnage T_s :

1. mesure de la vitesse $\omega(k)$;
2. calcul de l'erreur :

$$E(k) = \omega^* - \omega(k) \quad (\text{IV.4})$$

3. calcul de la variation :

$$DE(k) = E(k) - E(k - 1) \quad (\text{IV.5})$$

4. fuzzification des variables d'entrée ;
5. évaluation des règles floues ;
6. défuzzification par centre de gravité ;
7. calcul de la commande PI :

$$i_q^*(k) = K_p(k)E(k) + K_i(k) \int E(k) dt \quad (\text{IV.6})$$

8. application de la commande aux régulateurs de courant.

3. Justification théorique

L'auto-tuning flou agit comme un superviseur intelligent permettant :

- d'assurer une stabilité robuste face aux variations paramétriques (R_s, L_q) ;
- de garantir une erreur statique quasi nulle grâce à l'adaptation dynamique de l'action intégrale ;
- d'améliorer les performances dynamiques et le rejet des perturbations.

IV.5 Résultats de simulation et interprétations

Cette section est dédiée à l'analyse des résultats obtenus par simulation sous **MATLAB/Simulink**, afin de valider l'efficacité de la commande PI à auto-réglage flou (Fuzzy Self-Tuning PI) pour la régulation de vitesse d'une MSAP, en termes de performances dynamiques et de robustesse.

Le protocole de test repose sur un scénario incluant un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge perturbateur et une inversion du sens de rotation. Cette étude permet d'évaluer la poursuite de consigne ainsi que le comportement du couple électromagnétique et des courants statoriques.

Les résultats sont présentés dans les figures suivantes :

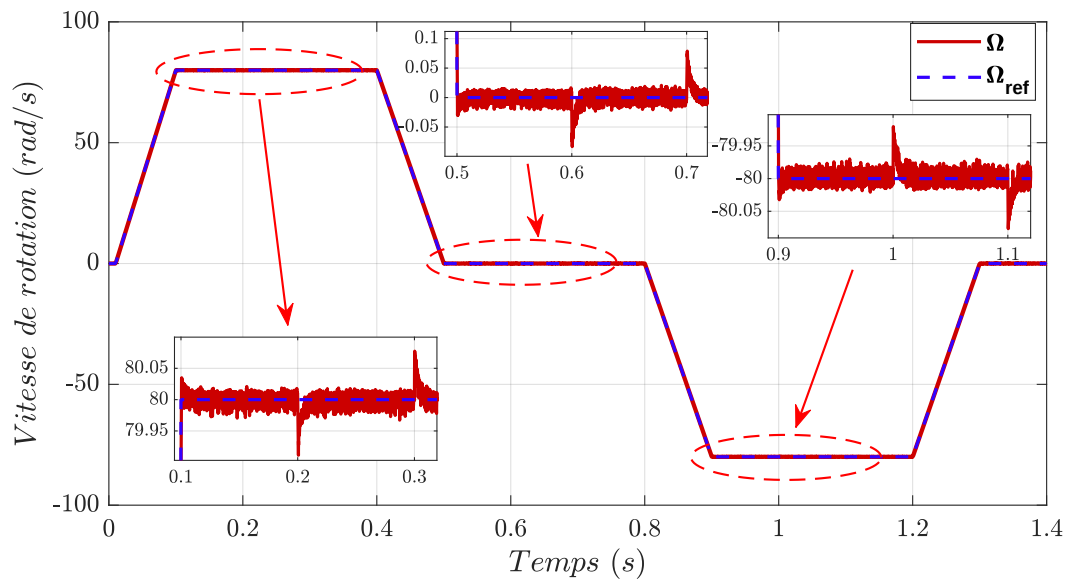


FIGURE IV.9 : Evolution de la vitesse mécanique

La réponse dynamique de la vitesse (Figure IV.9) montre une régulation performante et un suivi de consigne quasi parfait. Le démarrage s'effectue en 0.1 s avec un dépassement minime de 0.1% (80.08 rad/s). Lors de l'impact de charge (5 N·m à $t = 0.2$ s), la chute de vitesse s'établit à 79.93 rad/s et se voit rejetée en seulement 10 ms. Le retour à l'équilibre après délester ($t = 0.3$ s), le maintien à vitesse nulle ($0.6 \text{ s} < t < 0.7 \text{ s}$) et l'inversion à -80 rad/s confirment la stabilité et la précision du contrôle.

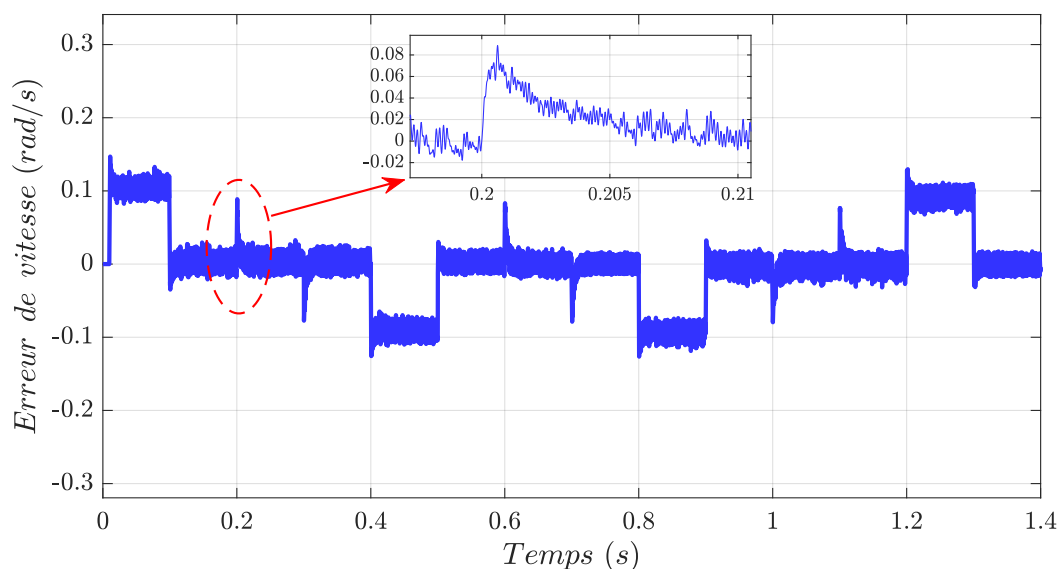


FIGURE IV.10 : Evolution de l'erreur de la vitesse

L'erreur de vitesse (Figure IV.10) s'annule en régime permanent, garantissant l'absence d'erreur statique. En phase de rampe, l'erreur de traînage reste confinée à $\pm 0.1 \text{ rad/s}$ avant

de disparaître sur les paliers. Lors des perturbations de charge, le pic d'erreur n'excède pas 0.08 rad/s avec un temps de rejet exceptionnel de 10 ms, confirmant la supériorité de cette commande en termes de précision et de robustesse.

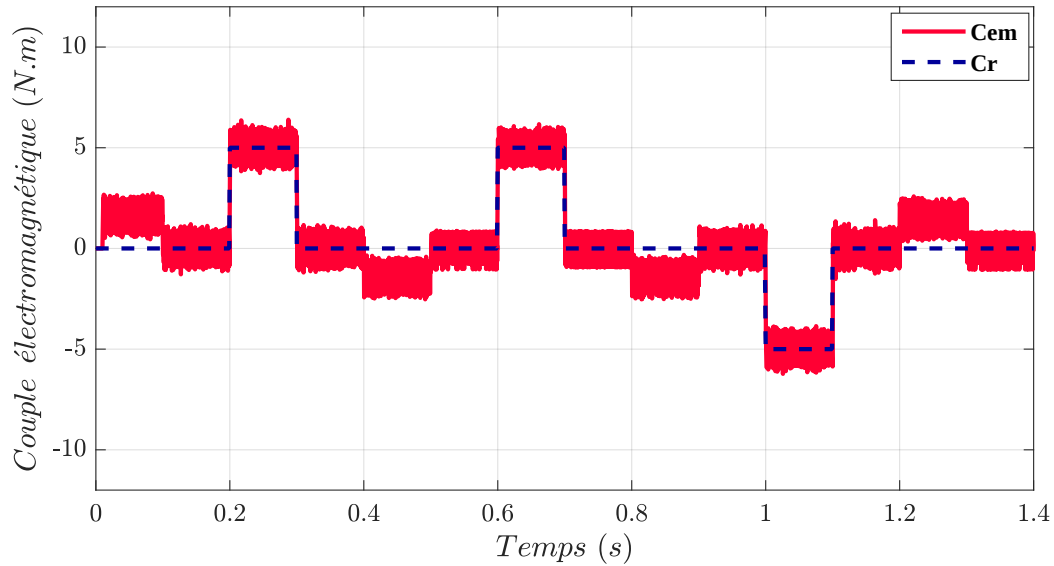


FIGURE IV.11 : Evolution du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} (Figure IV.11) s'adapte instantanément aux sollicitations du système. Après un pic transitoire initial permettant l'accélération à vide, il s'ajuste promptement à 5 N · m à $t = 0.2$ s et $t = 0.6$ s pour compenser le couple résistant. Lors de l'inversion de marche à $t = 1$ s, le couple bascule de manière contrôlée vers -5 N · m en affichant des ondulations très réduites, ce qui valide la réactivité de la commande.

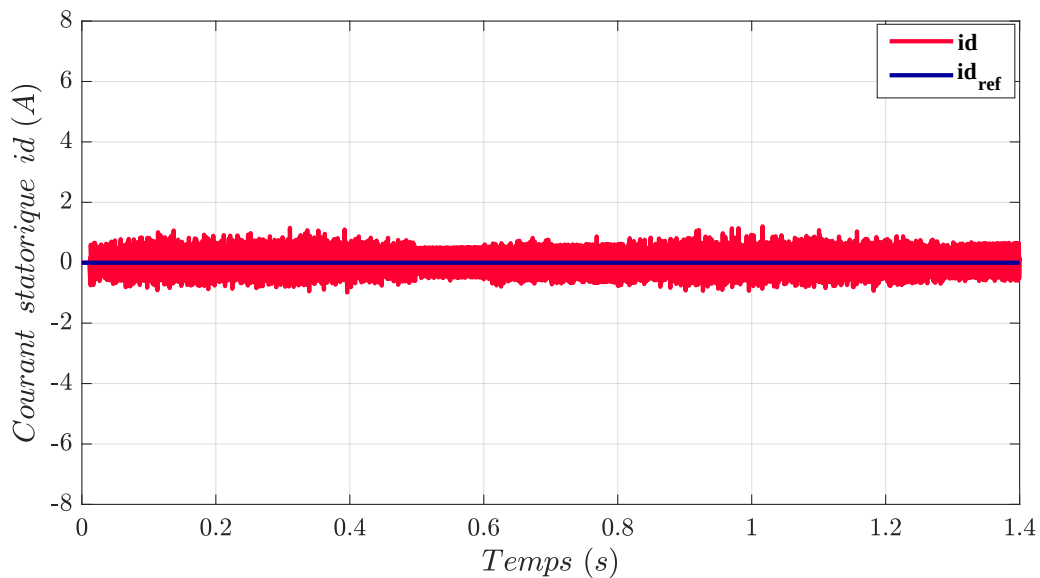


FIGURE IV.12 : Evolution du courant direct (i_d)

Le courant d'axe direct i_d (Figure IV.12) reste rigoureusement confiné autour de sa référence nulle ($i_d^* = 0$ A), validant la stratégie d'orientation du flux pour maximiser le rendement. En dépit des régimes transitoires sévères, sa valeur moyenne ne dérive pas et ses oscillations restent idéalement limitées à ± 1 A, garantissant un découplage robuste face aux variations de charge.

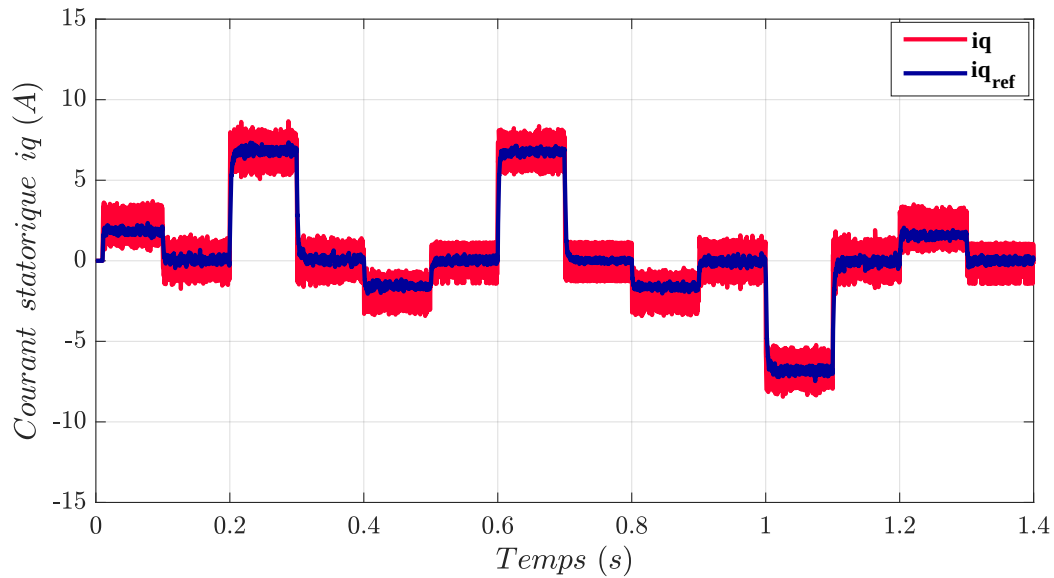


FIGURE IV.13 : Evolution du courant quadratique (i_q)

Le courant d'axe en quadrature i_q (Figure IV.13) reproduit fidèlement la dynamique de sa référence i_q^{ref} . Il atteint promptement $+7$ A sous l'effet des impacts de charge ($t = 0.2$ s et $t = 0.6$ s) avant de s'inverser à ≈ -7 A lors du freinage et du changement de sens à $t = 1$ s. Malgré le bruit de découpage de l'onduleur, le suivi de consigne confirme la robustesse et la rapidité du contrôle.

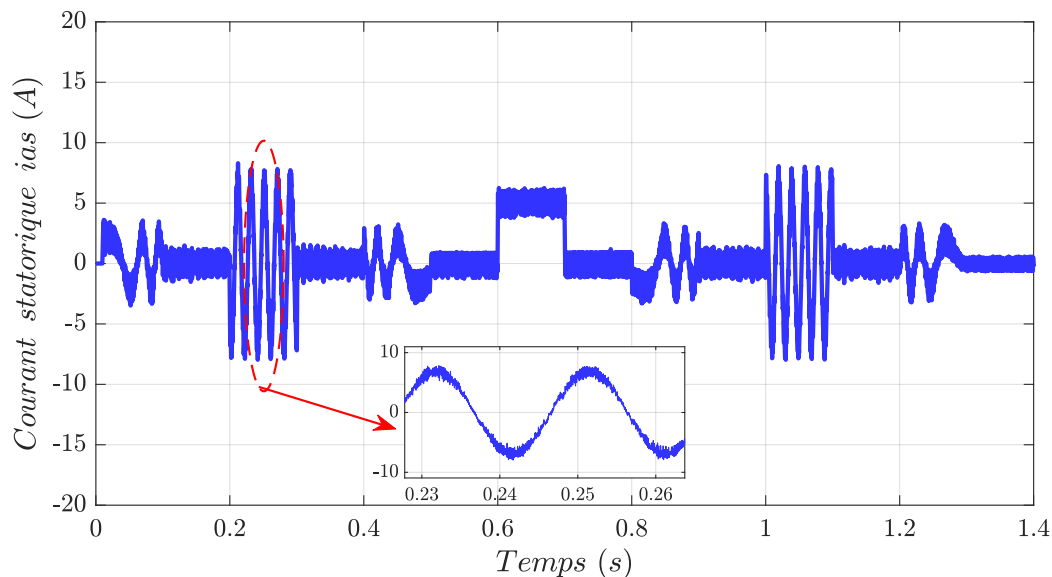


FIGURE IV.14 : Evolution du courant statorique de la phase (a)

Le courant statorique i_{as} (Figure IV.14) s'ajuste en temps réel aux exigences transitoires, atteignant une amplitude maximale bien maîtrisée de ± 8 A lors de la charge et de l'inversion de marche. En régime permanent, le courant oscille à de faibles amplitudes (± 1 A sous charge et quasi nulle à vide). La variation de sa fréquence en parfaite adéquation avec la vitesse angulaire démontre une stabilité remarquable des phases de transition.

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la commande adaptative floue (CAF) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Il a permis de rappeler les principes des approches directe (auto-ajustable) et indirecte (basée sur un modèle de référence ou un superviseur), tout en mettant en évidence leurs avantages par rapport aux régulateurs conventionnels.

La stratégie mise en œuvre, basée sur un régulateur PI flou auto-ajustable (Fuzzy Self-Tuning PI), permet d'ajuster dynamiquement les gains K_p et K_i en fonction de l'erreur de vitesse et de sa variation. Les résultats de simulation montrent une bonne robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations de charge.

En comparaison avec les correcteurs classiques, cette approche améliore la réponse dynamique du système, avec un dépassement quasi nul, un temps de montée réduit et un rejet efficace des perturbations, garantissant ainsi une stabilité satisfaisante sur toute la plage de fonctionnement du moteur.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de ce travail était d'améliorer les performances dynamiques et la robustesse d'un entraînement électrique basé sur un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), à travers le développement de stratégies de commande avancées. La démarche adoptée nous a permis de tirer plusieurs conclusions essentielles sur le comportement de la machine et l'efficacité des algorithmes testés. Tout d'abord, la modélisation rigoureuse du système MSAP–onduleur à deux niveaux a permis de reproduire fidèlement son comportement dynamique, constituant ainsi une base fiable pour l'évaluation des différentes lois de commande.

L'analyse de la commande vectorielle classique (PI) a mis en évidence de bonnes performances en régime permanent, tout en soulignant une sensibilité notable aux variations paramétriques et aux perturbations de charge. L'intégration de la logique floue a permis d'améliorer la flexibilité du système et la qualité de la réponse dynamique, notamment par une réduction significative des dépassements de vitesse. Cependant, la contribution principale de ce travail réside dans la mise en œuvre d'une commande floue adaptative. Cette approche assure un ajustement automatique et en temps réel des gains du régulateur, garantissant un suivi précis de la consigne et une robustesse accrue face aux incertitudes paramétriques.

En conclusion, l'association de la logique floue et de l'adaptation en ligne constitue une solution performante et robuste pour la commande des entraînements électriques modernes. En perspective, ce travail peut être prolongé par une validation expérimentale sur un banc d'essai réel afin de confronter les résultats de simulation à la réalité physique. De plus, l'optimisation des paramètres des régulateurs flous via des algorithmes méta-heuristiques, tels que l'optimisation par essaim de particules (PSO) ou les algorithmes génétiques, permettrait d'automatiser la recherche des réglages optimaux. Enfin, l'implémentation de techniques de commande sans capteur de position pourrait constituer un prolongement pertinent pour accroître la fiabilité globale du système.

Bibliographie

- [1] S. Zoubeyda. Commande floue adaptative appliqué à un moteur synchrone à aimant permanent. *Mémoire master en Commande électrique, Université Mohamed Boudiaf, M'sila*, 2020.
- [2] N. Bounasla. Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents. *Mémoire Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif*, 2014.
- [3] J.-S.R. Jang, C.-T. Sun, and E. Mizutani. *Neuro-fuzzy and soft computing : a computational approach to learning and machine intelligence*. Prentice Hall, 1997.
- [4] A. Abada and M. Zellagui. commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents (msap). *Mémoire Magister, Université Mohamed Boudiaf, M'sila*, 2007.
- [5] Ashly Mary Tom and J. L. Febin Daya. Design of machine learning-based controllers for speed control of pmsm drive. *Scientific Reports*, 15(1), 2025.
- [6] T. Sebastian and G. R. Slemon. Transient modeling and performance of variable-speed permanent-magnet motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(1) :101–106, 1989.
- [7] X. Longya, L. Ye, L. Zhen, and A. El-Antably. A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2) :373–378, 1995.
- [8] A. B. Dehkordi, A. M. Gole, and T. L. Maguire. Permanent magnet synchronous machine model for real-time simulation. In *Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, Montreal, Canada, 2005. IPST.
- [9] P. Purohit and M. Dubey. Modeling, analysis and design of spwm current controlled multilevel inverter fed pmsm drive. In *2015 International Conference on Computer, Communication and Control (IC4)*, Indore, India, 2015. IEEE.
- [10] V. Shankar, A. Kumar, and A. N. Tiwari. Performance analysis of three phase voltage source inverter using pwm and spwm techniques. In *2019 International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*. IEEE, 2019.

- [11] Oğuz Tahmaz and Ali Bekir Yıldız. Simulation of permanent magnet synchronous motor driven by a two-level spwm inverter. *European Journal of Science and Technology*, pages 21–29, 2020.
- [12] J. Pradeep and R. Devanathan. Comparative analysis and simulation of pwm and spwm inverter fed permanent magnet synchronous motor. In *2012 International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEM)*, pages 299–305, 2012.
- [13] B. Wu. *High-Power Converters and AC Drives*. IEEE Press and Wiley, 2006.
- [14] A. M. Tom and J. L. Febin Daya. Vector control of pmsm drive in electric vehicles using svm regression approach. In *Lecture Notes in Networks and Systems*, volume 686, pages 345–359, Singapore, 2023. Springer.
- [15] T. Liu, Y. Tan, G. Wu, and S. Wang. Simulation of pmsm vector control system based on matlab/simulink. In *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, 2009.
- [16] Mohamed Haithem LAZREG. Chapitre 4 - Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent. *Cours Techniques de la commande électriques, M1 Commandes électriques*, 2026.
- [17] X. Wang, N. Liu, and R. Na. Simulation of pmsm field-oriented control based on svpwm. In *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1–5, Chengdu, China, 2008.
- [18] L. A. Zadeh. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8 :338–353, 1965.
- [19] L. A. Zadeh. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, SMC-3(1) :28–44, 1973.
- [20] L. Chen, H. Liu, Z. Cao, et al. Speed control of permanent magnet synchronous motor based on variable fractional-order fuzzy sliding mode controller. *Actuators*, 2025.
- [21] A. Simo, S. Dzitac, F. M. Frigura-Iliasa, M. Frigura-Iliasa, D. Meianu, and V. M. Ionescu. Fuzzy-logic controller for smart drives. *Procedia Computer Science*, 214 :1396–1403, 2022.
- [22] Y. Laamari, N. Boukhenoufa, H. Benderradji, and S. Allaoui. Fuzzy logic-based vector control of permanent magnet synchronous motor drives under inter-turn short-circuit fault conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, pages 51–56, 2025.
- [23] N. Benayad, A. Aouiche, and A. Djeddi. Fuzzy logic speed controller for permanent magnet synchronous motor based on direct torque control. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering Systems*, 7, 2024.

- [24] M. V. Ramana Rao. Dynamic and steady state performance of pmsm motor drive with predictive fuzzy logic controller. *Journal of Engineering and Technology Management*, 70 :91–97, 2023.
- [25] R. Saatchi. Fuzzy logic concepts, developments and implementation. *Information*, 15(10) :656, 2024.
- [26] S. Unsal and I. Aliskan. Investigation of performance of fuzzy logic controllers optimized with the hybrid genetic-gravitational search algorithm for pmsm speed control. *Automatika*, 63(2) :313–327, 2022.
- [27] P. Q. Khanh and H. P. H. Anh. Hybrid optimal fuzzy jaya technique for advanced pmsm driving control. *Electrical Engineering*, 105(6) :3629–3646, 2023.
- [28] Jerry M. Mendel. Introduction to rule-based fuzzy logic systems. Technical report, University of Southern California, 2001.
- [29] X. Feng et al. Research on speed loop control of pmsm using fuzzy logic. *Energy Reports*, 2022.
- [30] B. Vaseghi, N. Takorabet, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar. Modelling and study of pm machines with inter-turn fault dynamic model-fem model. *Electric Power Systems Research*, 81(8) :1715–1722, 2011.
- [31] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas, and B. Akin. Interturn short-circuit faults in permanent magnet synchronous machines : An extended review and comprehensive analysis. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018.
- [32] M.I. Abdelwanis, A. Hegab, F. Albatati, and R.A. El-Sehiemy. Adaptive speed tuning of permanent magnet synchronous motors using intelligent fuzzy based controllers for pumping applications. *Processes*, 13(5) :1393, 2025.
- [33] H. Li, B. Song, T. Chen, Y. Xie, and X. Zhou. Adaptive fuzzy PI controller for permanent magnet synchronous motor drive based on predictive functional control. *Journal of the Franklin Institute*, 358(14) :7333–7364, 2021.
- [34] W. Bu, S. Guo, Z. Fan, and J. Li. Improved adaptive PI-like fuzzy control strategy of permanent magnet synchronous motor. *Energies*, 18(2) :362, 2025.
- [35] M. Benyahia and A.H. Kerroumi. Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents. *Mémoire Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid, Tlemcen*, 2015.
- [36] S. Li and H. Gu. Fuzzy adaptive internal model control schemes for PMSM speed-regulation system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(8) :3050–3059, Aug 2012.
- [37] S. Suganthi and R. Karpagam. Dynamic performance improvement of PMSM drive using fuzzy-based adaptive control strategy for EV applications. *Journal of Power Electronics*, 23 :510–521, 2023.

- [38] S. Gradia. commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotique. *Mémoire Master, Université de Kasdi Merbah, Ourgla*, 2012.

ANNEXES

Paramètres de la machine MSAP utilisée en simulation

Désignation du paramètre	Symbole	Valeur Nominale
Puissance nominale	P_n	400 W
Couple nominal	C_{en}	5.09 N · m
Vitesse de rotation nominale	N_n	750 tr/min
Vitesse angulaire nominale	Ω_n	78.54 rad/s
Résistance statorique	R_s	0.18 Ω
Inductance sur l'axe d	L_d	2 mH
Inductance sur l'axe q	L_q	2 mH
Flux des aimants permanents	φ_f	0.123 Wb
Inertie du rotor	J	0.0018 kg · m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_r	0.0003 N · m · s/rad
Nombre de paires de pôles	p	4

STRATÉGIE DE COMMANDE INTELLIGENTE BASÉE SUR LA LOGIQUE FLOUE ADAPTATIVE POUR L'OPTIMISATION DES PERFORMANCES D'UN MSAP

Résumé :

L'objectif principal de ce travail est de concevoir une stratégie de commande non linéaire et robuste pour le Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Afin de pallier les limites des méthodes classiques, des techniques issues de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, sont exploitées pour optimiser les performances dynamiques du système. L'étude s'appuie d'abord sur la commande vectorielle à flux orienté, avant de proposer une stratégie de commande floue adaptative. Cette approche vise à réduire les oscillations du couple et à assurer un suivi précis de la vitesse sous différentes conditions de charge. Les résultats de simulation obtenus mettent en évidence l'efficacité de la commande proposée, en assurant une meilleure stabilité et une robustesse accrue face aux perturbations extérieures, comparativement au régulateur PI classique.

Mots clés :

MSAP, Modélisation, Onduleur à deux niveaux, Commande Vectorielle, Logique Floue, Commande Adaptative.

INTELLIGENT CONTROL STRATEGY BASED ON ADAPTIVE FUZZY LOGIC FOR OPTIMIZING THE PERFORMANCE OF AN PMSM

Abstract:

The main objective of this work is to design a robust non-linear control strategy for the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). To overcome the limitations of conventional methods, artificial intelligence techniques, particularly fuzzy logic, are exploited to optimize the dynamic performance of the system. The study first relies on field-oriented vector control before proposing an adaptive fuzzy control strategy. This approach aims to reduce torque ripples and ensure accurate speed tracking under various load conditions. The obtained simulation results highlight the effectiveness of the proposed control, ensuring better stability and increased robustness against external disturbances compared to the conventional PI controller.

Keywords:

PMSM, Modeling, Two-level Inverter, Vector Control, Fuzzy Logic, Adaptive Control

إستراتيجية تحكم ذكية قائمة على المنطق الضبابي التكيفي لتحسين أداء المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تصميم إستراتيجية تحكم غير خطية وقوية للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم. ومن أجل التغلب على حدود الطرق الكلاسيكية، تم استغلال تقنيات الذكاء الاصطناعي، وخاصة المنطق الضبابي، لتحسين الأداء الديناميكي للنظام. تعتمد الدراسة أولاً على التحكم الشعاعي بتوجيه التدفق، قبل اقتراح إستراتيجية تحكم ضبابي تكيفي. يهدف هذا النهج إلى تقليل تموجات عزم الدوران وضمان تتبع دقيق للسرعة تحت مختلف ظروف الحمل. تسلط نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها الضوء على فعالية التحكم المقترح، مما يضمن استقراراً أفضل ومتانة متزايدة في مواجهة الاضطرابات الخارجية، مقارنة بالمنظّم التناسبي المكامل الكلاسيكي.

الكلمات المفتاحية:

المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، النمذجة، عاكس ثنائي المستوى، التحكم الشعاعي، المنطق الضبابي، التحكم التكيفي.