

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 : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Par : ALI CHAOUCH Mohamed Adel

Sujet

Optimisation du contrôle des moteurs électriques dans les industries

Soutenu publiquement, le 08 / 10 / 2025 , devant le jury composé de :

M. MELIANI Sidi Mohamed
M. LOUCIF Mourad
Mme Bouri Sihem

Pr
MCA
MCA

Université de Tlemcen
Université de Tlemcen
Université de Tlemcen

Président
Examineur
Encadreur

Année universitaire : 2024 /2025

Dedicaces

« Ils ne savaient pas que c'était impossible, alors ils l'ont fait. » Mark Twain

À ceux dont la lumière a guidé mes pas lorsque le chemin semblait s'assombrir.

À ma famille, refuge et force, dont l'amour inébranlable m'a appris la valeur de la persévérance et du courage silencieux.

À mes parents, dont l'amour, les sacrifices et la patience ont été le socle de mon parcours. Leur confiance silencieuse, leurs encouragements et leurs prières m'ont donné la force d'avancer, même dans les moments les plus difficiles. Ce travail est en grande partie le fruit de leur soutien indéfectible et de leurs valeurs, qui m'accompagnent chaque jour.

À mes amis, pour leur présence lumineuse, leurs mots d'encouragement et leurs sourires qui ont souvent remplacé les mots.

À ma grand-mère paternelle, présence douce et rassurante, témoin silencieux de mon parcours et de mes rêves.

Par sa bonté, sa foi et sa patience, elle m'a appris à avancer sans bruit, mais avec le cœur. Sa tendresse m'accompagne comme une main posée sur l'épaule du temps.

À ma chère grand-mère maternelle, dont la voix résonne encore dans le silence de mes souvenirs. Elle a quitté ce monde avant d'assister à mes premiers pas sur le chemin des études, mais son amour, sa sagesse et sa bienveillance n'ont jamais cessé de m'accompagner. Dans les moments de doute, c'est son regard que j'ai cherché, dans mes réussites, c'est à son sourire que j'ai pensé. Ce mémoire est aussi le reflet de ce qu'elle m'a transmis : la force tranquille de croire en soi, le courage d'avancer malgré l'absence, et la certitude que ceux qu'on aime vraiment ne nous quittent jamais tout à fait.

Il y a des âmes qui brillent comme des étoiles filantes : elles traversent nos vies en un éclair, laissant derrière elles une lumière que le temps ne peut éteindre. Comme dans les toiles de Van Gogh, où la nuit se peuple d'étoiles tourbillonnantes, certaines présences illuminent notre ciel intérieur bien après leur départ. Ce souvenir, silencieux et infini, reste

pour moi une étoile qui veille, quelque part entre le ciel, la mémoire et le cœur.

Puisse ce travail rappeler qu'aucun rêve n'est trop grand lorsqu'il est porté par la sincérité du cœur.

Mohamed Adel ALI CHAOUCH
Tlemcen, le 08 Octobre 2025

Remerciements

Ce mémoire représente bien plus qu'un simple travail académique : il incarne des années de curiosité, d'efforts, de doutes et de découvertes.

Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude à madame BOURI SIHEME pour son accompagnement éclairé, sa patience et la confiance qu'elle m'a témoignée tout au long de cette recherche. Ses conseils avisés et son exigence scientifique ont façonné la rigueur de ce travail.

Je suis sensible à l'honneur que m'a fait Pr Sidi Mohamed MELIANI, pour avoir accepté de présider et de m'honorer de sa présence au sein du jury de soutenance du présent mémoire ; qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.

Enfin, je tiens également à adresser mes vifs remerciements au Docteur Mourad LOUCIF, Maître de Conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd, je le remercie chaleureusement pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire et pour ses observations et remarques pertinentes et constructives.

Je souhaite adresser un remerciement tout particulier à Monsieur BENMANSOUR JALAL ADDINE, qui a su m'orienter et m'éclairer lorsque je me sentais perdu. Grâce à sa bienveillance, ses conseils, j'ai pu donner à ce mémoire sa véritable direction.

Je voudrais également exprimer toute ma reconnaissance à mon ami OUAHRANI HOUCINE. Toujours présent, toujours à l'écoute, il n'a jamais hésité à partager son expérience, à répondre à mes questions. Sa présence et son soutien constants ont été d'une aide précieuse.

Je souhaite remercier Les professeurs de département génie électrique et électronique pour m'avoir offert un environnement propice à la réflexion, à la recherche et à l'épanouissement intellectuel.

Mohamed Adel ALI CHAOUCH
Tlemcen, le 08 Octobre 2025

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES	i
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	ix
GLOSSARY	x
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I LES MOTEURS ÉLECTRIQUES DANS L'INDUSTRIE	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 FONCTIONNEMENT DES MOTEURS ÉLECTRIQUES	4
I.3 TYPES DE MOTEURS ÉLECTRIQUES UTILISÉS DANS L'INDUSTRIE	5
I.3.1 Moteurs asynchrones	5
I.3.1-a Classification des moteurs asynchrones	6
I.3.1-b Avantages et spécificités	7
I.3.1-c Applications industrielles	7
I.3.2 Moteurs synchrones	8
I.3.2-a Classification des moteurs synchrones	8
I.3.2-b Caractéristiques et avantages	10
I.3.2-c Applications industrielles	10
I.3.3 Moteurs à courant continu	11
I.3.3-a Caractéristiques et avantages	11
I.3.3-b Applications industrielles	12
I.4 LIMITATIONS ACTUELLES DES MOTEURS ÉLECTRIQUES SOUS CHARGE VA- RIABLE	12
I.5 CONCLUSION	13
II LES SYSTÈMES DE CONTRÔLE DANS L'INDUSTRIE	14
II.1 INTRODUCTION	15
II.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE CONTRÔLE DES MOTEURS	15
II.3 MÉTHODES DE COMMANDE CLASSIQUES	16
II.3.1 La commande scalaire (V/f)	17
II.3.2 La commande vectorielle (FOC – Field Oriented Control)	17
II.3.3 La commande directe du couple (DTC – Direct Torque Control)	18
II.3.4 Comparaison et limites globales des méthodes classiques	19

II.4	OPTIMISATION APPLIQUÉE AU CONTRÔLE MOTEUR	20
II.4.1	Définition et objectifs de l'optimisation	20
II.4.2	Problématique de l'optimisation dans les systèmes de commande	20
II.4.3	Méthodes classiques d'optimisation et leurs limites	20
II.4.4	Vers des approches avancées	21
II.5	INTRODUCTION AUX MÉTHODES MÉTAHEURISTIQUES	21
II.5.1	Définition et principes généraux	21
II.5.2	Principales familles de métaheuristiques	22
II.5.2-a	Algorithmes évolutionnaires	22
II.5.2-b	Algorithmes à essaims (swarm intelligence)	23
II.5.2-c	Algorithmes bio-inspirés divers	25
II.5.2-d	Méthodes hybrides	28
II.5.3	Avantages des métaheuristiques	28
II.5.4	Limites et défis	29
II.5.5	Applications dans le contrôle moteur	29
II.6	CONCLUSION	29
III	SIMULATION DU SYSTÈME MAS AVEC COMMANDE PI-DFOC	31
III.1	INTRODUCTION	32
III.2	MODÉLISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	32
III.2.1	Modèle de la MAS triphasée	33
III.2.2	Équations générales de la MAS triphasée	33
III.2.3	Transformation de Park	37
III.2.4	Choix du repère	39
III.2.4-a	Référentiel lié au champ tournant	39
III.2.5	Représentation d'état du système	39
III.3	SIMULATION DU MODEL DU MAS SOUS SIMULINK (MATLAB)	41
III.3.1	Résultats de simulation	42
III.3.1-a	A vide	42
III.3.1-b	En charge	44
III.3.1-c	Interprétation	46
III.4	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR MLI TRIPHASÉ	47
III.4.1	Modélisation de la commande MLI Sinus-Triangle triphasé	47
III.5	LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX	48
III.5.1	Description	48
III.5.2	Principe de la commande	49
III.5.3	Orientation de flux rotorique	49
III.5.4	Découplage entrée sortie	52
III.5.5	Découplage par compensation	53
III.6	STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ	54
III.6.1	Méthode directe	54
III.6.2	Méthode indirecte	54
III.7	COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE	55
III.7.1	Estimation du flux rotorique	55

III.7.2	Bloc de défluxage	55
III.7.3	Par le régulateur PI	56
III.7.3-a	Régulateur PI du courant	57
III.7.3-b	Régulateur PI du flux (φ_r)	57
III.7.3-c	Régulateur PI de la vitesse	58
III.8	PRÉSENTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION	59
III.9	SIMULATION ET L'INTERPRÉTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DI- RECTE AVEC LES RÉGULATEURS PI	60
III.10	CONCLUSION	64
IV	OPTIMISATION MULTI-OBJECTIF PAR PSO AVEC L'OPTION FRONT DE PARETO	66
IV.1	INTRODUCTION	67
IV.2	PROBLÉMATIQUE DE L'OPTIMISATION	67
IV.3	PRÉSENTATION DE L'ALGORITHME PSO	67
IV.4	EXTENSION MOPSO	69
IV.4.1	Rôle de l'archive Pareto	69
IV.4.2	Génération du front de Pareto	69
IV.5	MISE EN ŒUVRE DE MOPSO	69
IV.6	FRONT DE PARETO ET SÉLECTION DES SOLUTIONS	70
IV.7	COMPRÉHENSION DES FONCTIONS OBJECTIFS	70
IV.8	PROGRAMME	71
IV.8.1	Définition de programme	71
IV.8.2	Paramétrage de l'algorithme MOPSO	72
IV.8.3	Fonction objectif	72
IV.8.4	Gestion du front de Pareto	72
IV.8.5	Visualisation et interprétation des résultats	73
IV.9	CONCLUSION	76
	CONCLUSION GÉNÉRALE	77
	BIBLIOGRAPHIE	79

TABLE DES FIGURES

I.1	Au cœur de l'usine VYBO Electric fabrication de haute technologie [1]	4
I.2	Conversion électromécanique de l'énergie - Vision globale [4]	5
I.3	Moteur asynchrone [6]	6
I.4	Moteur asynchrone à cage d'écureuil [7]	6
I.5	Moteur asynchrone à rotor bobiné [7]	7
I.6	Moteur synchrone [11]	8
I.7	Moteur synchrone à aimants permanents [12]	9
I.8	Les moteurs à réluctance (SRM) et (SynRM) [15]	10
I.9	Vue du Moteur à courant continu	11
II.1	Principe d'orientation du flux rotorique par la commande vectorielle[2.8]	18
II.2	Schéma structurel de la technique DTC appliquée à une machine [33]	19
II.3	Principe d'un algorithme évolutionnaire standard (EA)[40]	22
II.4	Cadre de renseignement d'essai[46]	24
II.5	Optimisation de la colonie de fourmis à retrouver le plus court chemin [47]	25
III.1	Modèle d'une machine asynchrone triphasée.	33
III.2	Représentation schématique du modèle triphasé réel et model biphasééquivalent de la machine asynchrone	37
III.3	Schéma Bloc du Moteur Asynchrone.	41
III.4	block des paramètres de la machines	42
III.5	Les flux rotorique en fonction du temps	42
III.6	La vitesse en fonction du temps	43
III.7	Le couple électromagnétique en fonction du temps	43
III.8	Les courants statoriques en fonction du temps	44
III.9	Les flux rotorique en fonction du temps	44
III.10	La vitesse en fonction du temp	45
III.11	Le couple électromagnétique en fonction du temps	45
III.12	Les courants statoriques en fonction du temps	46
III.13	Schéma d'un onduleur de tension triphasé	47
III.14	Orientation du flux rotorique	49
III.15	Bloc de découplage par orientation du flux rotorique.	51
III.16	Structures de la commande par orientation du flux rotorique.	52
III.17	Bloc de découplage par compensation	54
III.18	Estimateur du flux rotorique	55
III.19	Schéma de la commande utilisant la structure PI	56
III.20	Régulateur PI du courant	57

III.21 Régulateur PI du flux (φ_r)	58
III.22 Régulateur PI de la vitesse	58
III.23 Schéma Bloc du MAS "DFOC"	60
III.24 Les courants statoriques en fonctions du temps.	61
III.25 Flux rotoriques (flux d'axe d) en fonctions du temps	61
III.26 Flux rotoriques (flux d'axe q) en fonctions du temps	62
III.27 Le couple électromagnétique en fonctions du temps	62
III.28 Vitesses de rotation en fonctions du temps	63
IV.1 Illustration du déplacement d'une particule dans l'espace de recherche en Combinant les trois tendances du mouvement	68
IV.2 Capture de script principale du programme sur matlab	71
IV.3 Capture de script principale du programme sur matlab	72
IV.4 capture de script principale du programme sur matlab	72
IV.5 Capture de script principale du programme sur matlab	73
IV.6 Résultats afficher du programme	73
IV.7 Résultats du graphe de Pareto	74
IV.8 La vitesse de consigne et de référence après l'optimisation	74
IV.9 graphe erreur de vitesse avant l'optimisation	75
IV.10 Courant l'axe q après l'optimisation	75
IV.11 Courant l'axe q après l'optimisation	76

Nomenclature

Symbole	Signification
R_s	Résistance statorique par phase
R_r	Résistance rotorique par phase
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie des parties tournantes
f	Coefficient de frottements visqueux
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f_s	Fréquence synchronisée
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
d, q	Les axes du référentiel de park
θ_r	L'angle du rotor entre ar et d
θ_s	L'angle du stator entre as et d
θ	L'angle entre les axes as et ar
V_s	Tension statorique des phases as,bs et cs
V_{sd}	Tension statorique sur l'axe d
V_{sq}	Tension statorique sur l'axe q
i_s	Courant statorique
i_{sd}	Courant statorique sur l'axe d
i_{sq}	Courant statorique sur l'axe q
ϑ_r	Flux rotorique
ϑ_{rd}	Flux rotorique sur l'axe d
ϑ_{rq}	Flux rotorique sur l'axe q
Ω	Pulsion mécanique
Ω_s	Pulsion électrique statorique
Ω_r	Pulsion électrique rotorique

Glossaire

Acronyme	Signification
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MAS	Machine Asynchrone
PSO	Particle Swarm Optimization
MOPSO	multi-objective Particle Swarm Optimization

Introduction générale

L'évolution rapide des systèmes électromécaniques et leur intégration croissante dans les secteurs industriels, énergétiques et de transport imposent aujourd'hui des exigences accrues en termes de performance, fiabilité et efficacité énergétique. Parmi ces systèmes, le moteur asynchrone occupe une place centrale grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et son cot relativement faible. Cependant, son contrôle précis reste un défi, en particulier lorsque l'on cherche à concilier à la fois rapidité de réponse, stabilité du couple et efficacité énergétique.

Au cours des dernières décennies, la commande vectorielle (Direct Field Oriented Control) s'est imposée comme une méthode de référence pour améliorer les performances dynamiques des machines asynchrones, en permettant de découpler le contrôle du flux et du couple. Bien que cette technique ait permis des avancées notables, elle repose fortement sur le réglage optimal des régulateurs souvent de type PI, dont les performances conditionnent directement la précision de suivi de la vitesse et la qualité du couple les ondulation de courant délivré. Or, ce réglage est généralement effectué de manière heuristique ou empirique, ce qui limite la robustesse du système dans des conditions de fonctionnement variées.

Face à ces limites, les approches dites métaheuristiques inspirées de phénomènes naturels tels que l'évolution biologique, la colonie de fourmis ou le comportement des essaims offrent une alternative prometteuse pour l'optimisation des systèmes complexes. Parmi elles, l'algorithme de l'optimisation par essaim de particules (PSO) s'est distingué par sa simplicité conceptuelle, sa rapidité de convergence et sa capacité à explorer efficacement des espaces de solutions non linéaires .

Dans ce contexte, le présent mémoire s'articule autour de l'optimisation des paramètres de commande d'un moteur asynchrone sous DFOC, à travers l'utilisation de techniques de PSO mono-objectif puis de MOPSO (Multi-Objective PSO). L'objectif est double ,réduire l'erreur de suivi de vitesse afin d'améliorer la dynamique de la machine, limiter les ondulations du courant, pour garantir un fonctionnement plus fluide et prolonger la durée de vie mécanique.

Le travail réalisé se structure en quatre chapitres, le premier établit généralité sur les moteurs dans l'industrie. Le deuxième expose sur les systèmes de commande des moteur

et les méthodes d'optimisation. Le troisième analyse les performances du système de commande classique choisi à l'aide de simulations. Enfin, le quatrième met en œuvre et discute l'optimisation multi-objectif par MOPSO, en confrontant les résultats obtenus aux objectifs fixés.

Ainsi, ce mémoire ambitionne de montrer non seulement l'efficacité des approches métaheuristiques dans l'optimisation de systèmes complexes, mais également d'apporter une contribution concrète au domaine du contrôle avancé des machines électriques, dans un contexte où la recherche d'efficacité énergétique et de robustesse opérationnelle devient plus que jamais cruciale.

Chapitre I

Les moteurs électriques dans l'industrie

SOMMAIRE

I.1	INTRODUCTION	4
I.2	FONCTIONNEMENT DES MOTEURS ÉLECTRIQUES	4
I.3	TYPES DE MOTEURS ÉLECTRIQUES UTILISÉS DANS L'INDUSTRIE	5
I.3.1	Moteurs asynchrones	5
I.3.2	Moteurs synchrones	8
I.3.3	Moteurs à courant continu	11
I.4	LIMITATIONS ACTUELLES DES MOTEURS ÉLECTRIQUES SOUS CHARGE VA- RIABLE	12
I.5	CONCLUSION	13

I.1 Introduction

Les moteurs électriques sont des éléments essentiels au fonctionnement de nombreux secteurs industriels. Ces dispositifs, capables de convertir l'énergie électrique en mouvement mécanique, se déclinent en plusieurs types, chacun adapté à des besoins spécifiques. Parmi les plus répandus, on trouve les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones et les moteurs à courant continu. Chaque catégorie présente des caractéristiques uniques qui influencent les performances, le coût et la maintenance.



FIGURE I.1 – Au cœur de l'usine VYBO Electric fabrication de haute technologie [1]

Dans ce chapitre, nous allons explorer ces technologies. Nous verrons quels types de moteurs existent, comment ils fonctionnent, leurs avantages et dans quels secteurs ils sont utilisés. Nous aborderons aussi les défis liés à leur utilisation, notamment lorsqu'ils doivent s'adapter à des charges variables.

I.2 Fonctionnement des moteurs électriques

Les moteurs électriques sont basés sur l'interaction entre un champ magnétique et un courant électrique. Imaginez un aimant attirant ou repoussant un autre aimant – mais au lieu d'un aimant, le mouvement est causé par un courant électrique. Lorsqu'un courant électrique circule à travers les bobines d'un moteur, un champ magnétique rotatif est généré et fait tourner le rotor. Un processus essentiel pour la plupart des applications industrielles (figure I.2). Ce phénomène est décrit par la loi de Lorentz et permet de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique. Cependant, rien n'est si simple. Les performances d'un moteur dépendent de différents cela dépend au coup de nombreux facteurs [2].

Mais attention, tout n'est pas si simple, la performance d'un moteur dépend de nombreux facteurs tels que la tension, la fréquence du courant, la conception du câblage, etc. Par exemple, si la tension est trop élevée, le lecteur surchauffera et, si la fréquence est trop basse, il vibrera. Pour que le moteur soit plus efficace et dure plus longtemps, il est judicieux de prendre ces points en compte [3].

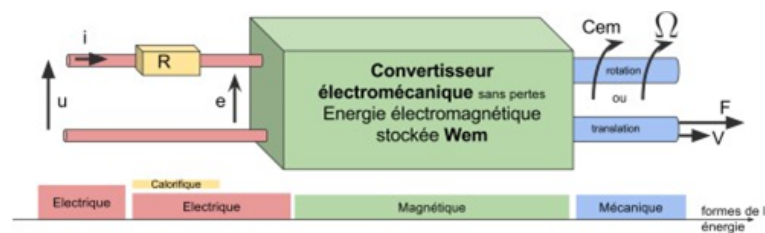


FIGURE I.2 – Conversion électromécanique de l'énergie - Vision globale [4]

I.3 Types de moteurs électriques utilisés dans l'industrie

Les moteurs électriques sont au cœur de nombreuses applications industrielles et domestiques, offrant des solutions adaptées à des besoins variés en termes de performance, de coût et d'entretien. Ces machines jouent un rôle clé dans la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, facilitant ainsi l'automatisation et l'optimisation des processus de production. Choisir un moteur électrique, c'est un peu comme sélectionner un outil : certains sont robustes et faciles à utiliser, tandis que d'autres sont plus complexes mais offrent des fonctionnalités avancées. Voici un tour d'horizon des trois types de moteurs les plus répandus :

I.3.1 Moteurs asynchrones

Ceux-ci sont souvent appelés les "chevaux de trait" de l'industrie. Pourquoi ? Parce qu'ils sont fiables, faciles à entretenir et adaptés aux applications où la vitesse reste constante, comme les systèmes de ventilation ou de pompage. Mais attention, ils peuvent montrer leurs limites quand les conditions de charge changent fréquemment.

Il se repose sur un principe électromagnétique fascinant qui le distingue des autres types de moteurs électriques. Il peut être comparé à un transformateur électrique dont le circuit magnétique est divisé en deux parties mobiles, séparées par un entrefer. L'une de ces parties, généralement fixe, porte l'enroulement primaire, tandis que l'autre, mobile, abrite l'enroulement secondaire. Lorsqu'un courant alternatif traverse l'enroulement primaire, il génère un champ magnétique variable qui induit un courant dans l'enroulement secondaire lorsque celui-ci est court-circuité ou connecté à une impédance externe. Ce processus crée des forces électromagnétiques responsables du mouvement relatif entre les deux structures, permettant ainsi la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique.

Une caractéristique clé du moteur asynchrone réside dans le fait que les courants secondaires ne sont pas alimentés par une source externe, comme dans les moteurs synchrones ou à courant continu, mais sont exclusivement générés par induction électromagnétique. Cette particularité simplifie considérablement leur conception et leur fonctionnement, tout en renforçant leur robustesse [5].

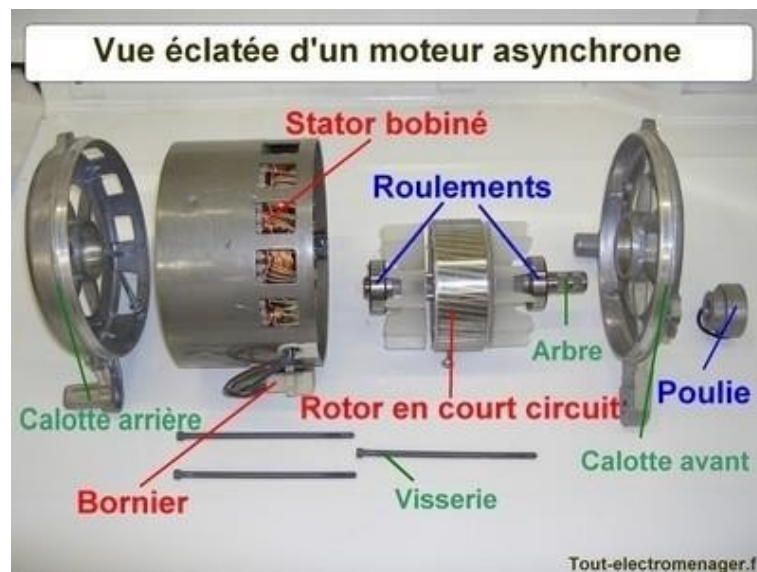


FIGURE I.3 – Moteur asynchrone [6]

I.3.1-a Classification des moteurs asynchrones

Les moteurs asynchrones déclinent principalement en deux catégories : les moteurs à cage d'écureuil et les moteurs à rotor bobiné.

1. Moteurs à cage d'écureuil :

Dans cette configuration, les enroulements secondaires du rotor sont constitués de barres conductrices reliées aux extrémités par des anneaux de court-circuit. Ces barres peuvent être fabriquées à partir d'alliages conducteurs coulés directement dans le rotor, offrant une structure simple et fiable. Cette conception rend les moteurs à cage d'écureuil particulièrement résistants aux conditions industrielles exigeantes [5].

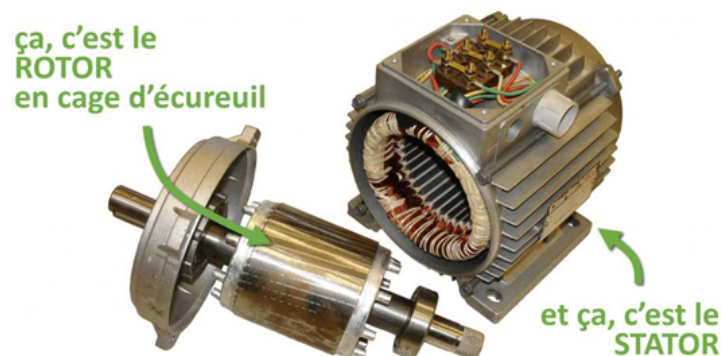


FIGURE I.4 – Moteur asynchrone à cage d'écureuil [7]

2. Moteurs à rotor bobiné :

Contrairement aux moteurs à cage d'écureuil, les moteurs à rotor bobiné utilisent des enroulements discrets disposés sur le rotor. Ces enroulements sont connectés à des

bagues glissantes montées sur l'arbre du moteur. Les bagues permettent de court-circuiter les enroulements via des balais en contact avec les bagues glissantes, ou encore de les relier à des résistances externes ou des convertisseurs à semi-conducteurs. Cette flexibilité offre un contrôle précis du démarrage et de la vitesse, ce qui est particulièrement utile dans des applications nécessitant une régulation fine [8].

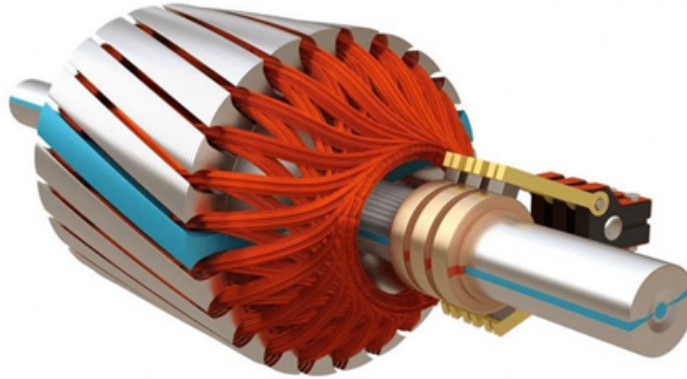


FIGURE I.5 – Moteur asynchrone à rotor bobiné [7]

I.3.1-b Avantages et spécificités

La simplicité de conception des moteurs asynchrones, combinée à leur fiabilité et leur faible coût de maintenance, en fait des choix privilégiés pour une large gamme d'applications industrielles. Leur capacité à fonctionner sans excitation externe, contrairement aux moteurs synchrones ou à courant continu, réduit également la complexité des systèmes auxquels ils sont intégrés. Cependant, leur performance dépend fortement des paramètres électriques et mécaniques, tels que la fréquence du courant et la conception des enroulements.

En somme, le moteur asynchrone incarne un équilibre parfait entre simplicité, efficacité et polyvalence, ce qui explique son omniprésence dans les secteurs industriels [9].

I.3.1-c Applications industrielles

Les asynchrones des moteurs sont des éléments essentiels les plus utilisés dans l'industrie. Voici un aperçu de leurs applications :

1. Pompes et Systèmes de Pompage :

Les moteurs asynchrones alimentent des Pompes dans les secteurs comme le traitement de l'eau ou l'industrie chimique. Ils assurent un débit constant et fiable, sous des charges de mêmes variables.

2. Ventilateur et systèmes de ventilation :

Dans les usines ou les grands bâtiments, les moteurs asynchrones entraînent des ventilateurs pour assurer une bonne circulation de l'air. Ils fonctionnent de manière silencieuse et continue.

3. Machines-Outils et Fabrication :

Comme les tours ou les fraiseuses, utilisent souvent des moteurs asynchrones pour usiner et façonner les matériaux.

I.3.2 Moteurs synchrones

Ces moteurs sont comme les athlètes de précision. Ils offrent une efficacité énergétique élevée et maintiennent une vitesse stable, même sous des charges fluctuantes. Ce comportement est rendu possible grâce à leur conception spécifique, qui repose sur l'alignement précis entre le champ magnétique tournant produit par le stator et le rotor synchronisé. Contrairement aux moteurs asynchrone, le rotor des moteurs synchrones tourne exactement à la même vitesse que le champ magnétique, d'où leur nom. Cependant, leur conception complexe et leur coût initial élevé peuvent freiner leur adoption généralisée.

Ce fonctionnement repose sur un principe électromagnétique fondamental : lorsque le courant alternatif traverse les enroulements du stator, il génère un champ magnétique rotatif. Le rotor, équipé d'aimants permanents ou d'électroaimants alimentés en courant continu, s'aligne avec ce champ et tourne à une vitesse synchrone, déterminée par la fréquence du courant et le nombre de pôles [10].

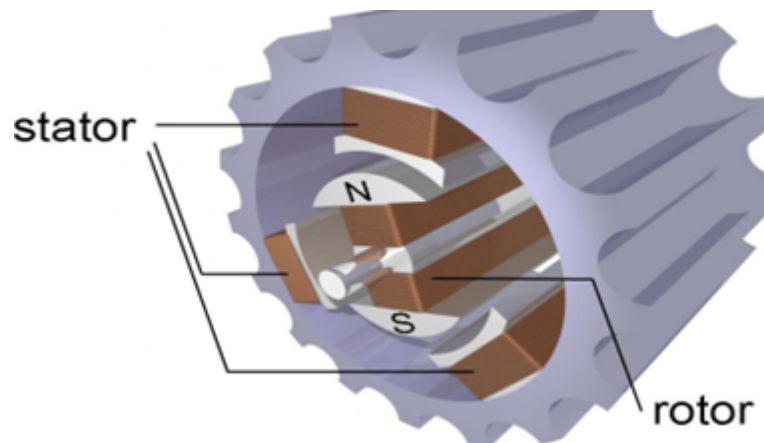


FIGURE I.6 – Moteur synchrone [11]

I.3.2-a Classification des moteurs synchrones

Les moteurs synchrones se déclinent principalement en trois grandes catégories, en fonction de leur conception, de leur principe de fonctionnement et de leur méthode d'excitation. Ces catégories sont les suivantes :

1. Moteurs à Aimants Permanents :

Les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) se caractérisent par l'utilisation d'aimants intégrés au rotor pour générer un champ magnétique (figure I.7). Ces aimants, souvent fabriqués à partir de matériaux comme le néodyme ou la ferrite, remplacent les enroulements traditionnels, ce qui simplifie la conception mécanique du rotor. Le champ magnétique produit par les aimants interagit avec le champ magnétique tournant du stator, permettant au rotor de suivre ce dernier de manière synchronisée. Cette synchronisation est essentielle pour maintenir une vitesse constante, indépendamment des variations de charge. Cette configuration permet une conversion d'énergie très efficace, car les pertes dues à la résistance des enroulements du rotor sont éliminées. Les PMSM sont donc particulièrement appréciés pour leur simplicité de construction et leur performance énergétique [5].

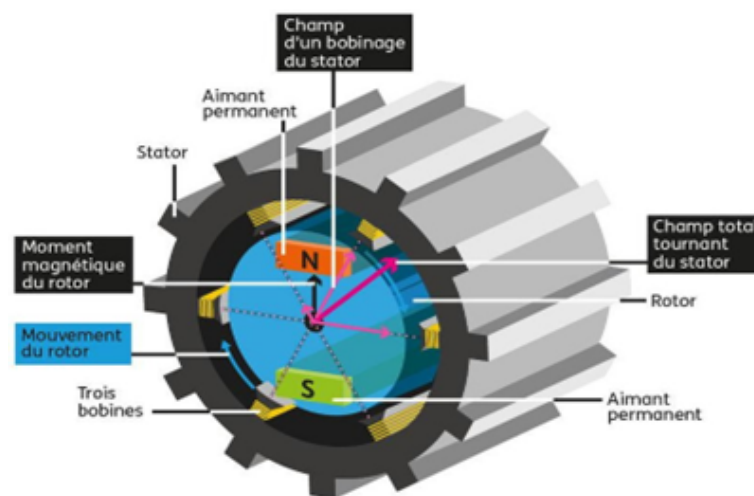


FIGURE I.7 – Moteur synchrone à aimants permanents [12]

2. Moteurs à Excitation Séparée :

Les moteurs synchrones à excitation séparée utilisent un enroulement au rotor alimenté par une source de courant continu externe. Cette alimentation externe crée un champ magnétique dans le rotor, qui interagit avec le champ magnétique tournant du stator pour produire un mouvement synchronisé. Contrairement aux moteurs à aimants permanents, ces moteurs permettent un contrôle précis du champ magnétique du rotor, ce qui offre une grande flexibilité dans leur fonctionnement. Par exemple, il est possible d'ajuster l'intensité du champ magnétique pour optimiser le facteur de puissance ou adapter le moteur à différentes conditions de charge. La capacité de contrôle fait des moteurs à excitation séparée une solution polyvalente [13], notamment dans les systèmes où une régulation fine est nécessaire.

3. Moteurs à Réluctance :

moteurs synchrones à réluctance (SynRM). Ces moteurs se basent sur le principe de la réluctance variable pour générer un mouvement synchronisé. Leur rotor est conçu avec des zones de forte et de faible réluctance, qui interagissent avec le champ magnétique tournant du stator, créant ainsi un couple sans nécessiter d'aimants permanents ni

d'enroulements [14]. Il existe deux types de moteurs à réluctance : les moteurs à réluctance commutée (SRM) et les moteurs à réluctance synchrone (SynRM) (figure I.8)

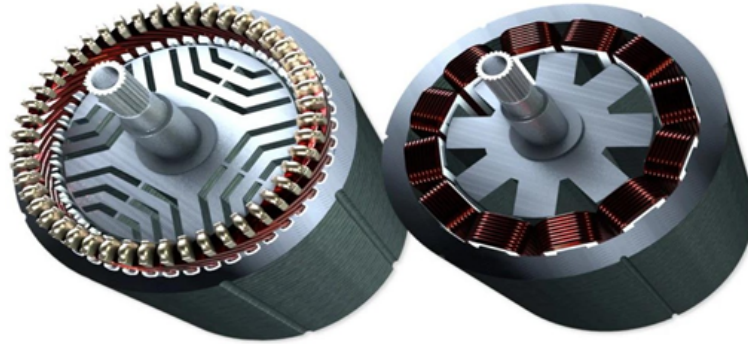


FIGURE I.8 – Les moteurs à réluctance (SRM) et (SynRM) [15]

I.3.2-b Caractéristiques et avantages

Les moteurs synchrones sont particulièrement appréciés pour leur haute efficacité énergétique et leur stabilité dans des conditions de fonctionnement exigeantes. Ils offrent un contrôle précis de la vitesse, ce qui les rend idéaux pour des applications nécessitant une régulation stricte, comme les alternateurs, les systèmes de propulsion industrielle ou les équipements de production d'énergie renouvelable. Leur capacité à fonctionner à un facteur de puissance unitaire ou même capacitif, ce qui permet de corriger le facteur de puissance des installations industrielles et de réduire les pertes énergétiques. Cependant, leur complexité de conception et leur coût initial élevé peuvent constituer des obstacles à leur adoption généralisée [14].

I.3.2-c Applications industrielles

Les moteurs synchrones jouent un rôle clé dans de nombreux secteurs industriels, notamment ceux où la précision et l'efficacité énergétique sont primordiales.

1. Production d'énergie :

Les moteurs synchrones sont souvent utilisés comme générateurs dans les centrales électriques, notamment dans les installations hydroélectriques et éoliennes. Leur capacité à maintenir une vitesse constante garantit une production d'énergie stable et fiable.

2. Industrie lourde :

Dans les usines sidérurgiques ou chimiques, les moteurs synchrones alimentent des équipements tels que les broyeurs, les compresseurs et les convoyeurs. Leur robustesse et leur stabilité en font des choix privilégiés pour ces applications intensives.

3. Automobile électrique :

Avec l'émergence des véhicules électriques, les moteurs synchrones à aimants permanents gagnent en popularité en raison de leur rendement élevé et de leur compacité [16].

I.3.3 Moteurs à courant continu

Leur fonctionnement repose sur l'interaction entre un champ magnétique fixe, produit par des aimants permanents ou des électroaimants, et un courant électrique circulant dans les conducteurs du rotor.

Lorsque le courant traverse les bobines du rotor, il génère un champ magnétique qui interagit avec celui du stator, provoquant ainsi la rotation du rotor. Ce mouvement est maintenu grâce à un système de commutation, constitué d'un collecteur et de balais, qui inverse périodiquement le sens du courant pour assurer une rotation continue. Ces moteurs sont un peu comme les anciens modèles de voitures classiques. Ils offrent une flexibilité incroyable en termes de contrôle de vitesse et de couple, mais ils nécessitent plus d'entretien à cause de pièces comme les balais et le collecteur[8].

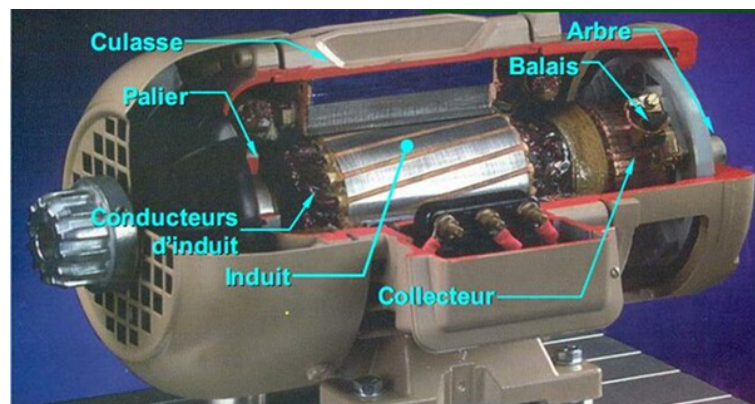


FIGURE I.9 – Vue du Moteur à courant continu

I.3.3-a Caractéristiques et avantages

Les moteurs à courant continu sont réputés pour leur flexibilité opérationnelle. Ils permettent un ajustement fin de la vitesse et du couple, rendant ces moteurs idéaux pour des applications telles que la robotique, les équipements de levage ou les systèmes de positionnement précis.

Un autre avantage majeur réside dans leur capacité à démarrer sous charge élevée, ce qui est essentiel dans des environnements industriels où les performances initiales sont critiques.

Cependant, leur principal inconvénient concernant leur maintenance fréquente, principalement due à l'usure des balais et du collecteur [5].

I.3.3-b Applications industrielles

Les moteurs à courant continu jouent un rôle clé dans de nombreux secteurs, notamment ceux où la précision et la flexibilité sont primordiales.

1. Robotique et automatisation :

Ces moteurs sont largement utilisés dans les robots industriels et les systèmes automatisés, où leur capacité à contrôler précisément la vitesse et le couple est indispensable [17].

2. Équipements de levage :

Dans les ascenseurs, les ponts roulants et les monte- charges, les moteurs à courant continu offrent une performance fiable et un contrôle précis, garantissant la sécurité et l'efficacité des opérations [18].

3. Applications médicales :

Les moteurs à courant continu sont également utilisés dans des dispositifs médicaux tels que les pompes à perfusion et les équipements de diagnostic, où leur précision est cruciale [19].

I.4 Limitations actuelles des moteurs électriques sous charge variable

Malgré leurs nombreux avantages, les moteurs électriques ne sont pas parfaits. En particulier, leur gestion sous des charges variables pose encore certains défis majeurs.

1. Consommation excessive d'énergie :

Les variations de charge peuvent entraîner une consommation d'énergie disproportionnée, ce qui augmente les coûts d'exploitation. Ce problème est particulièrement critique dans les industries dont les cycles d'exploitation sont irréguliers [20]. Des solutions comme les variateurs de fréquence peuvent atténuer cet effet, mais elles nécessitent des investissements supplémentaires.

2. Risque de surchauffe :

Une gestion inadéquate des charges variables peut également entraîner une surchauffe des moteurs, réduisant ainsi leur durée de vie. Ce phénomène est bien documenté dans la littérature spécialisée, qui souligne l'importance d'un système de refroidissement efficace [21].

3. Complexité de la gestion :

Enfin, la gestion des moteurs à charge variable nécessite des systèmes de contrôle sophistiqués capables d'ajuster les paramètres de fonctionnement en temps réel. Cette complexité peut freiner leur adoption dans les environnements industriels où les ressources techniques sont limitées [22].

I.5 Conclusion

En bref, les moteurs électriques sont des outils fascinants qui jouent un rôle clé dans le fonctionnement de l'industrie. Chaque type de moteur possède des caractéristiques uniques qui le rendent adapté à des contextes spécifiques. Les moteurs à induction sont robustes et simples, les moteurs synchrones offrent une précision remarquable et les moteurs à courant continu permettent une grande flexibilité malgré des besoins de maintenance accrus.

Leur fonctionnement repose sur des principes physiques fascinants, mais leurs performances dépendent de nombreux facteurs. Il est essentiel de comprendre ces mécanismes pour maximiser leur efficacité et leur durabilité. Bien que déjà omniprésents, les moteurs électriques continuent de poser des défis, notamment en termes de consommation d'énergie, de surchauffe et de complexité de gestion. Face à ces défis, il est essentiel de continuer à innover. L'amélioration des technologies de gestion de l'énergie, l'intégration de systèmes de refroidissement avancés et le développement de dispositifs de contrôle sophistiqués représentent des voies prometteuses pour l'avenir. En résumé, les moteurs électriques ne sont pas de simples composants techniques : ils représentent une véritable opportunité de repenser et d'améliorer les processus industriels.

Ce chapitre n'est qu'une première étape dans la compréhension de ces appareils essentiels. Il ouvre la voie à une réflexion plus approfondie sur leur rôle dans l'évolution de l'industrie et sur la manière de relever les défis auxquels ils sont confrontés. Car si les moteurs électriques sont déjà partout, leur potentiel pour demain reste immense.

Chapitre II

Les systèmes de contrôle dans l'industrie

SOMMAIRE

II.1	INTRODUCTION	15
II.2	GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE CONTRÔLE DES MOTEURS	15
II.3	MÉTHODES DE COMMANDE CLASSIQUES	16
II.3.1	La commande scalaire (V/f)	17
II.3.2	La commande vectorielle (FOC – Field Oriented Control)	17
II.3.3	La commande directe du couple (DTC – Direct Torque Control)	18
II.3.4	Comparaison et limites globales des méthodes classiques	19
II.4	OPTIMISATION APPLIQUÉE AU CONTRÔLE MOTEUR	20
II.4.1	Définition et objectifs de l'optimisation	20
II.4.2	Problématique de l'optimisation dans les systèmes de commande	20
II.4.3	Méthodes classiques d'optimisation et leurs limites	20
II.4.4	Vers des approches avancées	21
II.5	INTRODUCTION AUX MÉTHODES MÉTAHEURISTIQUES	21
II.5.1	Définition et principes généraux	21
II.5.2	Principales familles de métaheuristiques	22
II.5.3	Avantages des métaheuristiques	28
II.5.4	Limites et défis	29
II.5.5	Applications dans le contrôle moteur	29
II.6	CONCLUSION	29

II.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons parcouru l'univers des moteurs électriques en mettant en évidence leur importance dans l'industrie, leurs différentes catégories et les défis auxquels ils font face, notamment lorsqu'ils doivent fonctionner sous des charges variables. Cette analyse a montré que, même si les moteurs sont déjà très présents dans nos systèmes de production, leur efficacité et leur durabilité dépendent largement de la manière dont ils sont commandés.

La commande d'un moteur électrique n'est pas simplement une question de mise en marche ou d'arrêt. Elle consiste à maintenir un équilibre délicat entre plusieurs paramètres essentiels : vitesse, couple, rendement énergétique et stabilité du système. En d'autres termes, il s'agit de garantir que le moteur réponde fidèlement aux besoins de l'application tout en consommant le moins d'énergie possible et en évitant une usure prématurée.

Avec l'évolution des technologies, de nombreuses méthodes de commande ont vu le jour. Les approches dites classiques, comme la commande scalaire, la commande vectorielle ou encore la commande directe du couple, ont largement démontré leur efficacité dans divers contextes industriels. Elles constituent aujourd'hui la base de la régulation des moteurs électriques. Toutefois, ces méthodes atteignent parfois leurs limites lorsqu'elles sont confrontées à des environnements plus complexes ou à des charges très variables.

C'est précisément à ce niveau que se pose la question de l'optimisation. Comment aller au-delà des méthodes traditionnelles pour concevoir des commandes plus intelligentes, plus flexibles et capables de s'adapter à des conditions dynamiques ? Les techniques d'optimisation et, plus particulièrement, les approches métaheuristiques offrent des pistes prometteuses pour répondre à ce défi.

Ainsi, ce chapitre s'articulera autour de trois axes principaux : d'abord une présentation générale des systèmes de contrôle des moteurs, ensuite un tour d'horizon des méthodes de commande classiques avec leurs atouts et leurs limites, et enfin une ouverture vers les approches d'optimisation et les métaheuristiques qui serviront de fondement au système proposé dans ce mémoire.

II.2 Généralités sur les systèmes de contrôle des moteurs

Les systèmes de contrôle des moteurs électriques jouent un rôle central dans le fonctionnement des procédés industriels modernes. Leur finalité ne se limite pas uniquement à mettre le moteur en marche ou à l'arrêter, mais consiste surtout à réguler avec précision des grandeurs fondamentales telles que la vitesse, le couple ou encore la position. L'objectif est d'assurer un fonctionnement stable, efficace et adapté aux conditions de charge, tout en optimisant la consommation énergétique et la durée de vie des équipements.

Un système de commande typique se compose généralement de plusieurs éléments interdépendants.

Le moteur lui-même, qui constitue l'actionneur principal. Les capteurs (vitesse, courant, position, température), qui fournissent les informations nécessaires au suivi de l'état du moteur. Le contrôleur ou régulateur, qui élabore les signaux de commande à partir des consignes et des mesures recueillies. L'onduleur ou l'électronique de puissance, chargé de convertir et d'adapter l'énergie électrique selon les besoins du moteur. Enfin, la charge entraînée, qui représente la partie mécanique à actionner et dont le comportement influe directement sur la stratégie de contrôle.

Selon l'architecture choisie, le système peut fonctionner en boucle ouverte ou en boucle fermée. Dans un contrôle en boucle ouverte, les signaux de commande sont appliqués sans retour d'information, ce qui rend la stratégie simple mais peu robuste face aux perturbations ou aux variations de charge. À l'inverse, dans un contrôle en boucle fermée, les capteurs renvoient en permanence les mesures vers le contrôleur, permettant une correction dynamique et une adaptation aux conditions réelles de fonctionnement. C'est cette seconde approche qui est privilégiée dans les environnements industriels exigeants, car elle garantit stabilité et performance.

Les exigences auxquelles doit répondre un système de contrôle moteur sont multiples. D'un point de vue opérationnel, il doit assurer :

- **La stabilité** : le moteur doit maintenir un comportement prévisible même en présence de perturbations.
- **La rapidité** : la réponse aux variations de consigne ou de charge doit être suffisamment rapide pour ne pas compromettre la productivité.
- **La précision** : les grandeurs commandées (couple, vitesse, position) doivent suivre fidèlement les consignes imposées.
- **L'efficacité énergétique** : la commande doit limiter les pertes et optimiser l'utilisation de l'énergie électrique.

À ces critères techniques s'ajoutent des contraintes pratiques liées au coût, à la fiabilité, à la simplicité d'implémentation et à la maintenance. Ainsi, la conception d'un système de commande moteur constitue toujours un compromis entre complexité et performance.

En résumé, un système de contrôle moteur ne se limite pas à une simple interface entre une source d'énergie et un dispositif mécanique. Il représente un ensemble coordonné d'outils matériels et algorithmiques permettant de garantir que le moteur fonctionne dans des conditions optimales. Cette compréhension générale est indispensable avant d'aborder les différentes stratégies de commande, qu'elles soient classiques ou avancées.

II.3 Méthodes de commande classiques

Au fil du temps, plusieurs méthodes de commande ont été développées pour réguler le comportement des moteurs électriques. Ces approches dites classiques reposent sur des principes éprouvés qui ont permis de répondre, pendant de nombreuses années, aux besoins de l'industrie. Elles restent aujourd'hui largement utilisées, notamment en raison de leur

relative simplicité de mise en œuvre et de leur efficacité dans des contextes bien définis. Toutefois, chacune présente aussi des limites, ce qui explique l'émergence de nouvelles stratégies d'optimisation.

II.3.1 La commande scalaire (V/f)

La commande scalaire, encore appelée commande à rapport tension/fréquence constant (V/f), est l'une des méthodes les plus répandues pour piloter les moteurs asynchrones. Son principe repose sur une idée simple : maintenir un rapport proportionnel entre la tension appliquée au stator et la fréquence du signal. Cela permet de préserver un flux magnétique approximativement constant dans la machine, assurant ainsi un fonctionnement stable à vitesse variable.[23,24] L'avantage majeur de cette méthode est sa simplicité. Elle ne nécessite pas de modèles mathématiques complexes ni de capteurs sophistiqués, ce qui en fait une solution économique pour des applications où la précision n'est pas critique, comme les ventilateurs, les pompes ou les convoyeurs. Cependant, cette approche présente des limites. La dynamique du moteur (vitesse, couple) n'est pas contrôlée de manière précise, ce qui peut entraîner des performances médiocres lors de variations rapides de charge. De plus, elle n'exploite pas pleinement les capacités du moteur en termes de rendement énergétique [25]. En raison de ses principes fondamentaux, cette technique présente une sensibilité aux variations paramétriques, notamment celle de la résistance statorique, lors des régimes transitoires. La littérature distingue généralement deux approches de contrôle scalaire :

1. **Le contrôle scalaire direct** : a pour objectif de réguler le flux magnétique, ce qui implique de le mesurer ou de l'estimer en temps réel. Cette méthode est souvent complexe à implémenter, principalement à cause du coût des capteurs nécessaires et de la qualité parfois médiocre des signaux mesurés. En pratique, on lui préfère souvent des solutions basées sur l'estimation ou l'observation d'état [26].
2. **Le contrôle scalaire indirect** : consiste, quant à lui, à réguler le flux de manière indirecte en maintenant un rapport constant entre l'amplitude et la fréquence de la tension ou du courant d'alimentation. Bien que la première méthode puisse être exigeante en puissance de calcul, c'est la seconde approche, plus simple et plus stable, qui est la plus répandue dans les applications industrielles [26].

II.3.2 La commande vectorielle (FOC – Field Oriented Control)

Afin de surmonter les limites de la commande scalaire, la commande vectorielle ou commande orientée champ (FOC) a été introduite dans les années 1972. Elle repose sur une modélisation mathématique du moteur qui permet de séparer, dans le plan vectoriel, le contrôle du flux magnétique et du couple. Cette approche est souvent comparée à celle utilisée pour les moteurs à courant continu, où les deux grandeurs peuvent être réglées indépendamment [27].

Grâce à cette décomposition, la commande vectorielle offre une précision et une rapidité supérieures, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications industrielles exigeantes : robots, machines-outils, entraînements de précision, etc. Elle permet aussi d'at-

teindre des rendements énergétiques plus élevés que la commande scalaire.

Toutefois, ces performances ont un coût : la mise en œuvre de la commande vectorielle nécessite une connaissance approfondie des paramètres du moteur, ainsi que l'utilisation de capteurs de vitesse ou d'observateurs. Cela augmente la complexité du système et son coût global[27]

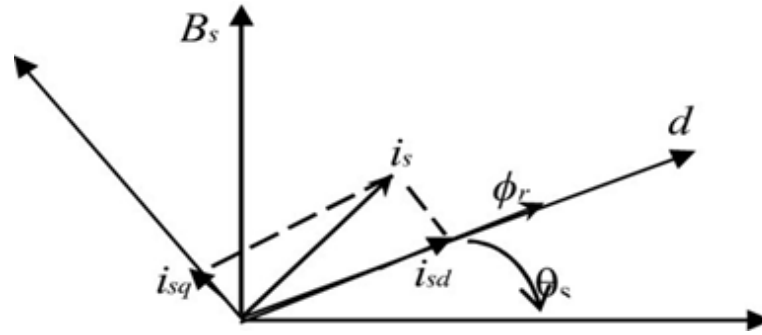


FIGURE II.1 – Principe d'orientation du flux rotorique par la commande vectorielle[2.8]

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté. La commande vectorielle direct et indirecte. Ces deux méthodes sont aussi classées selon le mode d'alimentation, en tension ou en courant.

La commande vectorielle directe nécessite la maîtrise du module et de la phase du flux, ainsi qu'une régulation assurée par une boucle de rétroaction. Deux approches principales sont généralement retenues. La première consiste à mesurer directement le flux d'entrefer à l'aide d'un capteur placé dans celui-ci. Cette solution offre une connaissance précise de la position du flux, ce qui permet un découplage optimal entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Cependant, l'ajout de capteurs spécifiques augmente le coût de réalisation et peut fragiliser l'ensemble du système. Pour cette raison, une seconde approche, plus courante, fait appel à des estimateurs ou des observateurs destinés à reconstituer le flux sans capteur physique. Néanmoins, la performance de cette méthode dépend fortement de la variation des paramètres de la machine, ce qui peut affecter sa précision et sa robustesse [29].

En comparaison, la commande vectorielle indirecte ne repose ni sur la mesure ni sur l'estimation du flux. Dans ce cas, le flux magnétique est supposé constant et l'on utilise directement son amplitude de référence pour assurer la commande [29].

II.3.3 La commande directe du couple (DTC – Direct Torque Control)

La commande directe du couple (DTC) constitue une autre avancée significative dans la régulation des moteurs. Elle a été proposée au milieu des années 80 par Takahashi et Noguchi [30] et Depenbrock [31]. Depuis, plusieurs travaux de recherches ont permis de développer avec exactitude la connaissance de cette commande [32]. Contrairement à la commande vectorielle, elle ne repose pas sur une transformation complexe des variables, mais agit directement sur le flux et le couple du moteur à travers des boucles de régulation

rapides.

L'un de ses principaux atouts est sa réponse dynamique extrêmement rapide, qui permet de réagir efficacement aux variations de charge. Cela en fait une solution de choix pour des applications où la réactivité est essentielle, comme les véhicules électriques ou certains entraînements industriels. De plus, la DTC est réputée robuste vis-à-vis des variations de paramètres du moteur.

En revanche, cette approche souffre de certains inconvénients : le couple généré présente souvent des ondulations, et la précision du contrôle peut être affectée par la qualité des capteurs et des dispositifs de mesure. Sa mise en œuvre exige également une électronique de puissance performante et une capacité de calcul importante.[31] [30]

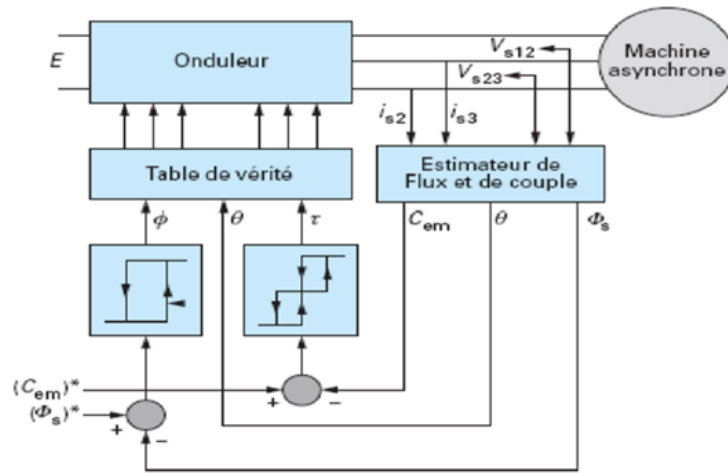


FIGURE II.2 – Schéma structurel de la technique DTC appliquée à une machine [33]

II.3.4 Comparaison et limites globales des méthodes classiques

les méthodes classiques de commande des moteurs présentent chacune des forces et des faiblesses.

1. **La commande V/f** reste une solution simple et économique, adaptée aux applications peu exigeantes.
2. **La commande vectorielle** apporte précision et rendement mais demande une modélisation fine et des moyens de mesure avancés.
3. **La DTC** se distingue par sa rapidité et sa robustesse, mais souffre de variations de couple et d'une certaine complexité technique.

Ces constats montrent que, bien que performantes dans des contextes spécifiques, les méthodes classiques atteignent leurs limites lorsqu'il s'agit d'optimiser en temps réel le comportement des moteurs soumis à des charges variables et à des environnements complexes. Cela justifie le recours à des approches d'optimisation avancées, et notamment aux méthodes métaheuristiques, qui seront abordées dans les sections suivantes.

II.4 Optimisation appliquée au contrôle moteur

Les systèmes de commande des moteurs électriques, qu'ils soient basés sur des approches scalaires, vectorielles ou encore sur la commande directe du couple, ont permis de franchir des étapes importantes dans la maîtrise du couple, de la vitesse et du rendement. Néanmoins, l'environnement industriel moderne impose des contraintes de plus en plus strictes, aussi bien en termes d'efficacité énergétique que de robustesse et de flexibilité. Dans ce contexte, l'optimisation du contrôle moteur apparaît comme une démarche incontournable.

II.4.1 Définition et objectifs de l'optimisation

L'optimisation, dans le domaine des systèmes électriques, consiste à rechercher les conditions de fonctionnement qui maximisent les performances tout en minimisant les pertes et les coûts. Concrètement, il s'agit de déterminer les réglages ou les lois de commande qui permettent au moteur : de consommer le moins d'énergie possible, de maintenir un couple et une vitesse conformes aux exigences, et d'assurer une fiabilité sur le long terme.

L'optimisation n'est donc pas une notion abstraite, mais une réponse pratique à des enjeux réels : réduction des factures énergétiques, prolongement de la durée de vie des machines et respect des normes environnementales[34].

II.4.2 Problématique de l'optimisation dans les systèmes de commande

Appliquée aux moteurs électriques, l'optimisation se heurte à plusieurs difficultés :

- **La non-linéarité du système** : les équations qui décrivent les moteurs, en particulier les moteurs asynchrones, sont hautement non linéaires. Cela rend complexe la recherche d'un point de fonctionnement optimal.
- **La variabilité des charges** : dans un cadre industriel, les moteurs sont rarement soumis à des conditions fixes. Les charges fluctuent en fonction des procédés, ce qui nécessite une adaptation en temps réel.
- **La multiplicité des objectifs** : il ne s'agit pas uniquement de réduire la consommation, mais aussi de limiter les ondulations de couple, d'éviter la surchauffe, ou encore de respecter des contraintes de sécurité.

Ces contraintes transforment l'optimisation en un problème multicritère où il faut trouver un compromis entre efficacité énergétique, performance dynamique et robustesse[35].

II.4.3 Méthodes classiques d'optimisation et leurs limites

Historiquement, l'optimisation des systèmes de commande a été abordée à l'aide de méthodes analytiques ou numériques classiques :

- **Méthodes basées sur le gradient (descente de gradient, Newton-Raphson)** : elles exploitent les dérivées de la fonction objectif pour chercher un optimum.
- **Programmation linéaire et non linéaire** : utilisées pour résoudre des problèmes sous contraintes.
- **Approches heuristiques simples** : Une heuristique d'optimisation peut être définie comme une méthode approchée, conçue pour être simple, rapide et adaptée à un

problème spécifique. Son principal atout réside dans sa capacité à fournir une solution en exploitant un minimum d'informations. Toutefois, cette efficacité se fait au détriment de la garantie d'optimalité : la solution obtenue n'est pas nécessairement la meilleure possible.[36]

Si ces méthodes ont l'avantage d'être bien établies, elles montrent rapidement leurs limites lorsqu'il s'agit de traiter des systèmes fortement non linéaires ou soumis à de multiples contraintes. En particulier, elles risquent de converger vers des optima locaux sans parvenir à identifier la meilleure solution globale[37].

II.4.4 Vers des approches avancées

Face à ces limitations, la recherche s'oriente depuis plusieurs décennies vers des méthodes plus flexibles, capables de gérer la complexité et l'incertitude des environnements industriels. Parmi elles, les métaheuristiques occupent une place centrale. Inspirées de phénomènes naturels comme l'évolution biologique, le comportement des essaims ou encore les processus physiques, ces méthodes offrent une capacité d'exploration plus large et évitent le piège des optima locaux.

Dans le cadre du contrôle des moteurs électriques, les métaheuristiques permettent d'optimiser aussi bien les paramètres des régulateurs (PID, FOC, DTC) que la stratégie globale de commande. Elles ouvrent la voie à des systèmes plus adaptatifs, capables de répondre en temps réel aux fluctuations de charge et aux contraintes multiples.

En résumé, l'optimisation appliquée au contrôle moteur constitue une étape essentielle pour améliorer la performance et l'efficacité énergétique des entraînements électriques. Si les méthodes classiques offrent des solutions dans des contextes simples, elles atteignent vite leurs limites face à la complexité industrielle. Les approches avancées, et en particulier les métaheuristiques, se présentent alors comme une alternative prometteuse, que nous explorerons dans la section suivante.

II.5 Introduction aux méthodes métaheuristiques

L'optimisation appliquée aux systèmes de commande des moteurs électriques, telle que présentée précédemment, met en évidence les limites des approches classiques lorsqu'il s'agit de traiter des problèmes complexes, non linéaires et soumis à de multiples contraintes. Pour dépasser ces obstacles, les chercheurs se sont tournés vers des stratégies d'optimisation dites métaheuristiques, qui offrent une plus grande souplesse et une meilleure capacité d'exploration des solutions possibles.

II.5.1 Définition et principes généraux

Le terme métaheuristique désigne une famille d'algorithmes d'optimisation qui ne se limitent pas à une règle unique de recherche, mais combinent plusieurs mécanismes pour explorer et exploiter efficacement l'espace des solutions. Contrairement aux méthodes déterministes, elles n'exigent pas de connaissances exactes sur les dérivées ou sur la convexité de la fonction à optimiser. Elles s'appuient souvent sur des principes inspirés de la nature,

comme l'évolution biologique, le comportement des populations animales ou encore des phénomènes physiques.

Leur objectif principal est double :

- **Exploration** : parcourir l'espace de recherche de manière suffisamment large pour identifier des zones prometteuses,
- **Exploitation** : affiner la recherche dans ces zones afin de converger vers une solution optimale ou quasi-optimale[38].

Cette capacité à équilibrer exploration et exploitation est précisément ce qui rend les métaheuristiques attractives pour des problèmes complexes tels que le contrôle optimisé des moteurs [36].

II.5.2 Principales familles de métaheuristiques

Les métaheuristiques se déclinent en plusieurs familles, chacune s'appuyant sur une métaphore particulière.

II.5.2-a Algorithmes évolutionnaires

Les algorithmes évolutionnaires (AE) constituent une famille de méthodes d'optimisation inspirées du processus d'évolution biologique. Leur principe général repose sur la création et l'évolution d'une population de solutions candidates qui interagissent au fil des générations, selon des mécanismes analogues à ceux décrits par la théorie de Darwin : sélection, reproduction et variation.

Une population initiale, souvent générée aléatoirement, est évaluée à l'aide d'une fonction objectif qui mesure la performance ou le degré d'adaptation de chaque individu. Les individus les plus performants ont plus de chances d'être sélectionnés pour contribuer à la génération suivante. Les opérateurs de variation, tels que le croisement (recombinaison des caractéristiques de deux parents) et la mutation (modification aléatoire de certains paramètres), permettent d'explorer de nouvelles solutions et d'éviter de rester bloqué dans des optima locaux. L'évaluation joue, quant à elle, un rôle central pour guider la recherche et maintenir la diversité au sein de la population [39].

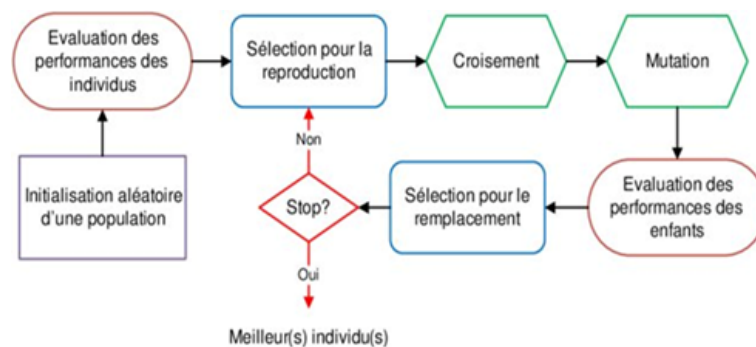


FIGURE II.3 – Principe d'un algorithme évolutionnaire standard (EA)[40]

Parmi les différentes approches développées depuis la fin des années 1950, les algorithmes génétiques (AG) sont sans doute les plus connus et les plus largement utilisés. Popularisés dans les années 1970 par Holland et ensuite par Goldberg, ils ont suscité un intérêt considérable dans la communauté scientifique et industrielle. Les AG appliquent les mêmes principes fondamentaux des AE, mais mettent particulièrement l'accent sur la notion de codage des solutions. Ce codage peut être phénotypique (direct, proche de la réalité du problème) ou génotypique (indirect, nécessitant un mécanisme de décodage). Le choix de la représentation est déterminant, car il influence directement la pertinence des opérateurs de croisement et de mutation.[40]

Deux grandes stratégies de gestion de la population existent dans les AG :

1. La version générationnelle (population replacement), où l'ensemble de la population est remplacé par une nouvelle génération issue des croisements et mutations. Cette approche peut cependant risquer d'éliminer le meilleur individu si aucun mécanisme de conservation n'est prévu.
2. La version incrémentale, où chaque nouvel individu généré remplace immédiatement un élément de la population existante. Cette méthode permet une exploitation plus réactive des bonnes solutions au fur et à mesure de leur apparition.

En résumé, les algorithmes évolutionnaires, et en particulier les algorithmes génétiques, offrent une approche puissante et flexible pour résoudre des problèmes complexes. Leur capacité à combiner exploration et exploitation, tout en s'inspirant des mécanismes naturels, en fait un outil incontournable dans le domaine de l'optimisation, même si leur efficacité dépend fortement du choix des représentations, des paramètres et des opérateurs utilisés.[42, 43].

II.5.2-b Algorithmes à essaims (swarm intelligence)

L'optimisation par essaim particulaire (PSO), introduite par Kennedy et Eberhart en 1995, est une métaheuristique inspirée des comportements collectifs observés dans la nature, tels que le vol coordonné des oiseaux ou les déplacements en bancs de poissons. Ces dynamiques mettent en évidence la capacité d'un groupe à générer des comportements complexes et adaptés à partir de règles simples et d'informations locales limitées, principe qui s'inscrit dans la théorie de l'auto-organisation.[44]

Le PSO transpose ce modèle au domaine de l'optimisation en représentant chaque solution potentielle par une particule. Chaque particule est définie par sa position dans l'espace de recherche et une vitesse qui détermine son déplacement. À chaque itération, la position est mise à jour en tenant compte de deux influences majeures : la meilleure solution individuelle déjà trouvée par la particule (mémoire personnelle), et la meilleure solution globale découverte par l'ensemble de la population.

Cette double influence permet aux particules de tirer profit de leur expérience passée tout en bénéficiant de l'intelligence collective du groupe. Ainsi, le PSO se distingue des algorithmes évolutionnaires classiques où les individus interagissent uniquement par sélection et reproduction. [45]

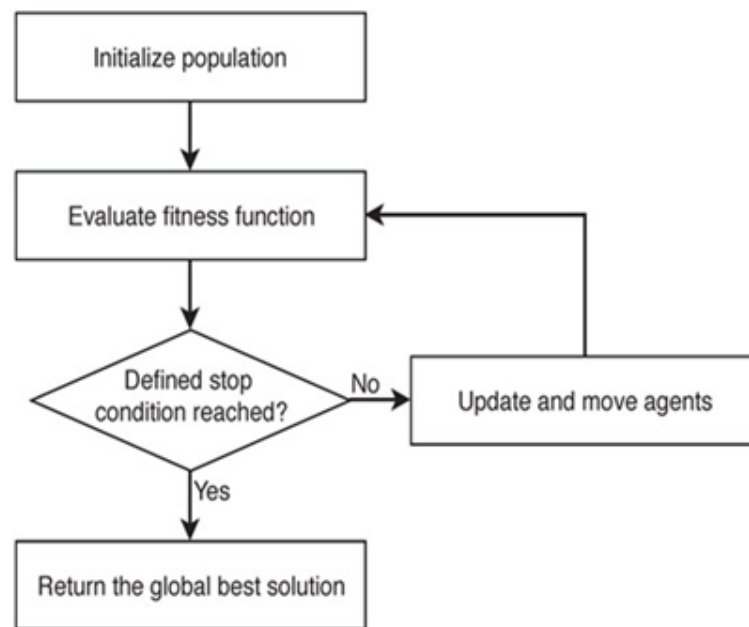


FIGURE II.4 – Cadre de renseignement d'essaim[46]

L'optimisation par essaim particulaire (PSO) est largement utilisée pour ajuster les paramètres de commande des moteurs électriques. Toutefois, lorsqu'il s'agit de prendre en compte plusieurs objectifs à la fois par exemple réduire les pertes énergétiques, minimiser l'ondulation du couple et garantir une réponse rapide du système une version multi-objectifs, appelée MOPSO, est souvent employée. Cette approche génère un ensemble de solutions dites non dominées, regroupées sur ce qu'on appelle le front de Pareto. Le défi principal n'est alors plus seulement de trouver de bonnes solutions, mais de sélectionner efficacement parmi ces solutions dominantes pour guider l'évolution des particules.[47,48]

Deux méthodes couramment utilisées pour résoudre ce problème sont la méthode de l'hypercube et la méthode sigma.

1. La méthode de l'hypercube

Cette approche consiste à diviser l'espace des objectifs en petites régions appelées hypercubes. Chaque solution non dominée est placée dans l'un de ces hypercubes en fonction de ses performances. Lorsqu'il faut choisir une solution de référence pour guider les particules, l'algorithme privilégie les solutions situées dans les hypercubes les moins peuplés. Cela permet de maintenir une bonne diversité sur l'ensemble du front de Pareto.[49]

2. La méthode sigma

La méthode sigma repose sur une estimation de la densité locale de solutions. Pour chaque solution candidate, on calcule une distance moyenne par rapport à ses voisines sur le front de Pareto. Les solutions situées dans des zones très densément peuplées ont une valeur sigma plus faible, tandis que celles placées dans des zones peu explorées

ont une valeur sigma plus élevée. L'algorithme favorise alors les solutions avec un sigma élevé, car elles contribuent à explorer de nouvelles régions du front.[49]

le PSO constitue une approche simple, efficace et largement utilisée en optimisation. Son succès repose sur la combinaison d'une dynamique collective inspirée du vivant et d'un mécanisme mathématique de mise à jour qui permet d'équilibrer exploration et exploitation dans l'espace de recherche.

II.5.2-c Algorithmes bio-inspirés divers

Plusieurs approches se sont développées à partir d'analogies naturelles plus spécifiques, comme l'Ant Colony Optimization (ACO) inspiré des colonies de fourmis, le Firefly Algorithm (FA) basé sur le comportement lumineux des lucioles, ou encore le Bat Algorithm simulant l'écholocation des chauves-souris[42].

1) L'Ant Colony Optimization (ACO)

Est une métaheuristique introduite par Marco Dorigo au début des années 1990, inspirée du comportement collectif des fourmis dans leur recherche de nourriture. Dans la nature, les fourmis sont capables de trouver le chemin le plus court entre leur nid et une source de nourriture grâce à l'utilisation de phéromones, substances chimiques qu'elles déposent sur les trajets empruntés. Plus un chemin est utilisé, plus la concentration de phéromones y est élevée, renforçant ainsi sa probabilité d'être suivi par d'autres fourmis. Ce processus d'auto-renforcement permet au groupe, sans coordination centrale, de converger vers des solutions efficaces.[50]

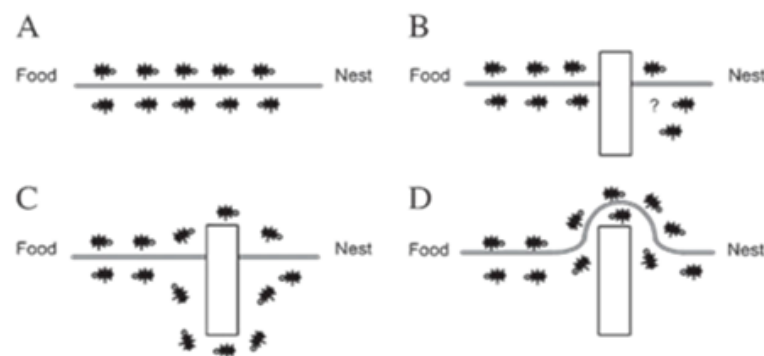


FIGURE II.5 – Optimisation de la colonie de fourmis à retrouver le plus court chemin [47]

A) Concepts clés de l'ACO

1. **Initialization :** Définir les paramètres (nombre de fourmis, niveaux de phéromones, etc.) et initialiser les traînées de phéromones.
2. **Construction de solution :** Chaque fourmi construit une solution basée sur les traces de phéromones et une distribution de probabilité.
3. **Mise à jour locale de la phéromone :** Mettre à jour les niveaux de phéromones localement au fur et à mesure que les fourmis se déplacent.

4. **Global Pheromone Update** : Une fois que toutes les fourmis ont construit leurs solutions, mettez à jour les phéromones globalement pour renforcer les meilleures solutions.
5. **Résiliation** : Répéter le processus jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait (par exemple, itérations ou convergence maximales).

B) Application dans le domaine

En transposant ce mécanisme au domaine de l'optimisation, chaque fourmi est considérée comme un agent explorant une solution potentielle dans l'espace de recherche. Les phéromones sont modélisées comme des valeurs numériques associées aux choix ou transitions, et leur intensité reflète la qualité des solutions trouvées. Les solutions les plus prometteuses renforcent leur attractivité, tandis que l'évaporation des phéromones empêche la stagnation et favorise l'exploration de nouvelles pistes.

Dans le contexte de l'optimisation du contrôle des moteurs électriques, l'ACO présente des atouts significatifs. Les problèmes de réglage optimal des paramètres de commande, souvent caractérisés par un grand nombre de variables, de contraintes et d'objectifs contradictoires (comme la réduction de l'ondulation du couple, l'amélioration du rendement énergétique et la minimisation du temps de réponse), se prêtent particulièrement bien à ce type d'approche. Par exemple, lors de l'ajustement des paramètres d'un régulateur vectoriel indirect appliqué à un moteur asynchrone, chaque fourmi peut explorer un jeu de paramètres de contrôle.[2,29] Les trajets les plus performants c'est-à-dire ceux menant à une meilleure stabilité dynamique et à une consommation énergétique réduite sont renforcés par le dépôt de phéromones virtuelles. Progressivement, l'ensemble des agents converge vers un réglage optimal ou quasi-optimal, garantissant un compromis entre performance et efficacité. Un autre exemple concerne le contrôle de moteurs à courant continu utilisés dans des applications de précision. Ici, l'ACO peut être appliqué pour optimiser les gains d'un régulateur PI en prenant en compte des critères comme la réduction de l'erreur statique et la limitation du dépassement. Les solutions offrant une réponse rapide et stable sont valorisées par un renforcement du dépôt de phéromones, orientant ainsi les générations suivantes de fourmis vers des zones plus performantes de l'espace de recherche.[50, 52].

2) Le Firefly Algorithm (FA)

introduit par Xin-She Yang en 2008, appartient à la famille des métaheuristiques bio-inspirées. Il s'inspire du comportement lumineux des lucioles, qui utilisent leurs signaux lumineux à la fois comme moyen de communication et comme mécanisme d'attraction sexuelle. Dans ce modèle, l'intensité de la lumière émise par chaque luciole représente la qualité d'une solution potentielle, et l'attraction entre individus est proportionnelle à cette intensité. Plus une luciole est brillante (c'est-à-dire qu'elle correspond à une meilleure solution), plus elle attire les autres, favorisant ainsi l'exploration de l'espace de recherche vers des régions prometteuses. [50,53] Le fonctionnement de l'algorithme repose sur trois principes fondamentaux :

1. Attractivité décroissante avec la distance : une luciole est attirée par une autre plus

lumineuse, mais l'intensité perçue diminue à mesure que la distance augmente, ce qui permet d'équilibrer exploration et exploitation.

2. Brillance proportionnelle à la qualité de la solution : chaque individu est évalué selon une fonction objectif définie par le problème.
3. Mouvements aléatoires : en l'absence de luciole plus brillante, un individu se déplace de manière aléatoire, maintenant ainsi la diversité dans la population.

A) Application dans le domaine

Dans le domaine de l'optimisation du contrôle des moteurs électriques, le FA se révèle particulièrement adapté. En effet, les problèmes liés à la commande des machines, tels que le réglage optimal des régulateurs (PID, flous, ou vectoriels), la minimisation des pertes énergétiques ou la réduction de l'ondulation du couple, présentent des espaces de recherche complexes, souvent non linéaires et multi-modaux. Le FA, grâce à son mécanisme d'attraction dynamique et à sa capacité à échapper aux minima locaux, peut fournir des solutions robustes et performantes.

Par exemple, considérons le cas du réglage optimal des paramètres d'un régulateur PI appliqué à un moteur à courant continu. Chaque jeu de paramètres (K_p , K_i) peut être représenté par une luciole. La brillance correspond alors à une fonction objectif intégrant plusieurs critères tels que le temps de réponse, le dépassement maximum et l'erreur statique. Les lucioles les plus performantes attirent progressivement les autres vers des zones de réglage plus adaptées, tout en préservant une certaine exploration grâce aux déplacements aléatoires. Ce processus permet d'obtenir un compromis entre rapidité, stabilité et efficacité énergétique. De la même manière, dans le cas d'un moteur asynchrone commandé par une stratégie vectorielle indirecte, le FA peut être employé pour optimiser simultanément plusieurs objectifs : limiter les fluctuations de couple, améliorer le rendement énergétique et assurer une réponse dynamique rapide. Grâce à son approche collective et adaptative, le FA offre un moyen efficace de traiter ces problèmes multi-objectifs sans nécessiter de modèles mathématiques explicites complexes.[54]

Ainsi, le FA constitue une alternative puissante et flexible pour l'optimisation du contrôle des moteurs électriques. Sa simplicité de mise en œuvre, combinée à sa robustesse face aux environnements complexes et multi-critères, en fait un outil prometteur pour améliorer la performance globale des systèmes électromécaniques modernes.[55]

3) Le Bat Algorithm (BA)

proposé par Xin-She Yang en 2010, est une métaheuristique bio-inspirée qui tire son origine du comportement de chasse des chauves-souris. Ces dernières utilisent un système sophistiqué d'écholocation : elles émettent des ondes ultrasonores et analysent l'écho renvoyé par leur environnement afin de détecter et localiser leurs proies, même dans l'obscurité totale. Ce mécanisme naturel, combinant précision et adaptabilité, a servi de base à la modélisation mathématique du BA [50]. L'algorithme repose sur trois éléments clés :

1. Position et vitesse : chaque chauve-souris représente une solution candidate se dé-

plaçant dans l'espace de recherche, caractérisée par une position et une vitesse mise à jour à chaque itération. *Fréquence et intensité des sons : la fréquence des signaux émis et l'intensité perçue déterminent la portée de recherche et la précision de l'exploration. Une fréquence élevée permet un raffinement local, tandis qu'une fréquence plus basse favorise l'exploration globale.*

2. *Taux d'émission des impulsions : ce paramètre contrôle la transition entre exploration et exploitation. Au fur et à mesure de l'évolution, les chauves-souris augmentent leur taux d'émission et réduisent l'intensité des sons, ce qui favorise une convergence progressive vers des solutions optimales.*

A) Application dans le domaine

Dans le cadre de l'optimisation du contrôle des moteurs électriques, le BA présente plusieurs avantages. Sa capacité à équilibrer intelligemment exploration et exploitation permet de résoudre des problèmes complexes, où les espaces de recherche sont fortement non linéaires et comportent de nombreux minima locaux.[56]

Un premier exemple d'application concerne le réglage optimal des régulateurs PI dans les moteurs à courant continu. Chaque jeu de paramètres (K_p , K_i) est représenté par une chauve-souris. Les meilleures solutions, correspondant à des critères de performance comme le temps de réponse minimal, l'erreur statique réduite et la consommation énergétique optimisée, renforcent l'attraction des autres individus vers des zones prometteuses. Le mécanisme de fréquence permet ici d'affiner progressivement la recherche pour obtenir des réglages stables et performants.[57] De même, dans le cas des moteurs asynchrones commandés par orientation de champ, le BA peut être utilisé pour optimiser simultanément plusieurs objectifs tels que la réduction de l'ondulation de couple, l'amélioration du rendement global et la robustesse face aux variations de charge. Grâce à sa capacité adaptative, l'algorithme peut trouver un compromis équilibré entre rapidité dynamique et efficacité énergétique, sans nécessiter de modélisation analytique exhaustive.

En résumé, le Bat Algorithm constitue une méthode d'optimisation moderne et efficace pour la commande des moteurs électriques. Son inspiration issue de l'écholocation lui confère une capacité unique à alterner entre recherche globale et affinage local, ce qui en fait un outil particulièrement adapté aux systèmes électromécaniques complexes.

II.5.2-d Méthodes hybrides

Dans certains cas, des chercheurs combinent deux ou plusieurs métaheuristiques afin de tirer parti des avantages de chacune (par exemple GA-PSO hybrides), ou bien les associent à des techniques déterministes pour améliorer la rapidité de convergence.

II.5.3 Avantages des métaheuristiques

L'intérêt croissant pour les métaheuristiques s'explique par plusieurs avantages :

- Flexibilité : elles peuvent être appliquées à une grande variété de problèmes, qu'ils soient linéaires ou non linéaires, avec ou sans contraintes.

- Robustesse : elles offrent généralement de bonnes solutions même en présence de perturbations ou d'incertitudes.
- Évitement des optima locaux : grâce à leur mécanisme exploratoire, elles réduisent le risque de se bloquer dans des solutions sous-optimales.
- Facilité d'intégration : elles peuvent être adaptées pour optimiser les paramètres d'algorithmes existants (PID, FOC, DTC), ou pour concevoir de nouvelles stratégies de commande.

II.5.4 Limites et défis

Malgré leurs nombreux atouts, les métaheuristiques ne sont pas exemptes de limites. Elles ne garantissent pas toujours l'atteinte de l'optimum global et leur performance dépend fortement du réglage des paramètres internes (taille de la population, nombre d'itérations, coefficients de recherche, etc.). Par ailleurs, leur coût computationnel peut être élevé, ce qui pose la question de leur intégration en temps réel dans les systèmes industriels.

II.5.5 Applications dans le contrôle moteur

Dans le domaine du contrôle des moteurs électriques, les métaheuristiques ont trouvé des applications variées :

- Optimisation des paramètres des régulateurs PID afin d'améliorer la stabilité et la rapidité de réponse.
- Réglage adaptatif des lois de commande vectorielle ou DTC, permettant de mieux gérer les variations de charge.
- Minimisation des pertes énergétiques et des ondulations de couple, ce qui contribue directement aux objectifs d'efficacité énergétique.

Ces exemples démontrent que les métaheuristiques constituent non seulement un outil théorique puissant, mais aussi une solution pratique pour répondre aux défis posés par les systèmes industriels modernes.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de poser les bases nécessaires à la compréhension des systèmes de contrôle appliqués aux moteurs électriques. Nous avons d'abord rappelé les principes généraux de ces systèmes, en soulignant leur rôle essentiel dans la stabilité, la précision et l'efficacité énergétique des entraînements industriels. Ensuite, nous avons présenté les principales méthodes de commande classiques, telles que la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande directe du couple. Chacune de ces approches a montré ses atouts, mais aussi ses limites, en particulier lorsqu'il s'agit de gérer des charges variables ou d'atteindre des niveaux d'efficacité énergétique plus ambitieux.

Dans un second temps, nous avons mis en lumière l'importance de l'optimisation dans la conception et l'exploitation des systèmes de commande. Si les méthodes traditionnelles d'optimisation fournissent des solutions acceptables dans des contextes simples, elles se révèlent insuffisantes face à la complexité et à la non-linéarité des systèmes industriels

modernes. Cette réflexion nous a naturellement conduits à introduire les approches métaheuristiques, dont la flexibilité et la robustesse offrent de nouvelles perspectives pour relever les défis actuels. . Leur capacité à explorer efficacement l'espace des solutions et à s'adapter à des environnements complexes en fait un choix particulièrement pertinent pour le projet présenté dans ce mémoire.

Chapitre III

Simulation du système MAS avec commande PI-DFOC

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	32
III.2 MODÉLISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	32
III.2.1 Modèle de la MAS triphasée	33
III.2.2 Équations générales de la MAS triphasée	33
III.2.3 Transformation de Park	37
III.2.4 Choix du repère	39
III.2.5 Représentation d'état du système	39
III.3 SIMULATION DU MODEL DU MAS SOUS SIMULINK (MATLAB)	41
III.3.1 Résultats de simulation	42
III.4 MODÉLISATION DE L'ONDULEUR MLI TRIPHASÉ	47
III.4.1 Modélisation de la commande MLI Sinus-Triangle triphasé	47
III.5 LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX	48
III.5.1 Description	48
III.5.2 Principe de la commande	49
III.5.3 Orientation de flux rotorique	49
III.5.4 Découplage entrée sortie	52
III.5.5 Découplage par compensation	53
III.6 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ	54
III.6.1 Méthode directe	54
III.6.2 Méthode indirecte	54
III.7 COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE	55
III.7.1 Estimation du flux rotorique	55
III.7.2 Bloc de défluxage	55
III.7.3 Par le régulateur PI	56
III.8 PRÉSENTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION	59
III.9 SIMULATION ET L'INTERPRÉTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE AVEC LES RÉGULATEURS PI	60
III.10 CONCLUSION	64

III.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les bases théoriques relatives au moteur asynchrone, aux techniques de commande vectorielle et aux outils de modélisation utilisés pour construire notre système d'étude. Ces éléments nous permettent désormais de passer à une phase essentielle de validation : la simulation numérique.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en œuvre un modèle complet du moteur asynchrone commandé par la stratégie Direct Field Oriented Control (DFOC) associée à des régulateurs proportionnels-intégraux (PI). Cette simulation a pour but de reproduire le comportement dynamique du système dans différentes conditions de fonctionnement et de vérifier les performances offertes par une commande classique, avant toute forme d'optimisation.

Nous commencerons par présenter la configuration du modèle Simulink adopté, en précisant les différents blocs qui le composent : moteur, onduleur, régulateurs PI et boucle de commande. Les paramètres de simulation ainsi que les conditions expérimentales choisies seront également détaillés.

Ensuite, les résultats obtenus seront analysés à travers plusieurs grandeurs caractéristiques : l'évolution de la vitesse mécanique, le couple électromagnétique généré, ainsi que les courants statoriques. Cette analyse mettra en évidence les atouts de la commande PI-DFOC, notamment sa capacité à assurer un suivi correct de la consigne de vitesse, mais aussi ses limites, comme la difficulté d'un réglage précis des régulateurs et la présence d'ondulations de couple.

Enfin, ce chapitre servira de référence pour évaluer les améliorations que l'on peut attendre de l'optimisation par métaheuristiques. En identifiant clairement les performances et les insuffisances de la commande PI classique, nous poserons les bases nécessaires à l'introduction, au chapitre suivant, d'une optimisation systématique des gains de commande par la méthode Particle Swarm Optimization (PSO).

III.2 Modélisation du moteur asynchrone

Le modèle simplifié de la machine asynchrone repose sur les hypothèses suivantes : entrefer uniforme, régime non saturé, négligence des pertes par hystérésis, courants de Foucault et effet de peau, résistances indépendantes de la température, bobinage produisant une f.é.m. sinusoïdale sous excitation sinusoïdale et régime homopolaire nul (neutre isolé).

Ces conditions impliquent : l'additivité des flux, la constance des inductances propres et une variation sinusoïdale des inductances mutuelles en fonction de l'angle électrique séparant les axes magnétiques statoriques et rotoriques.

La MAS peut alors être représentée par six enroulements : trois statoriques fixes, espa-

cés de 120° , parcourus par des courants variables, et trois rotoriques identiques, également espacés de 120° , mais court-circuités, donc de tension nulle.

L'angle électrique θ désigne le déphasage entre l'axe de la phase statorique A et celui de la phase rotorique a.

III.2.1 Modèle de la MAS triphasée

Le schéma de la Figure III.1 [58] illustre le modèle d'une machine à induction triphasée. On y distingue les enroulements triphasés disposés aussi bien sur le stator que sur le rotor : S_a, S_b et S_c pour le stator, ainsi que R_a, R_b et R_c pour le rotor. L'angle θ correspond à la séparation angulaire entre l'axe d'une phase du stator et celui d'une phase du rotor.

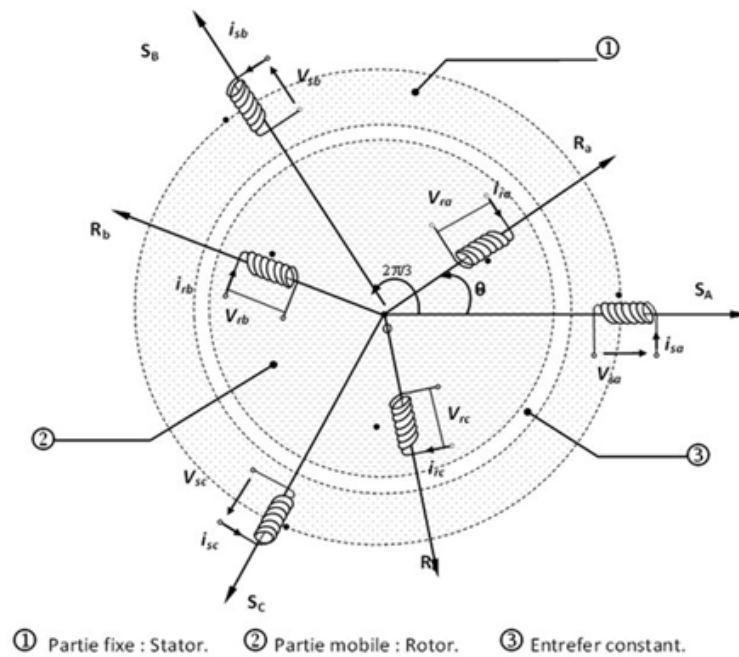


FIGURE III.1 – Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

III.2.2 Équations générales de la MAS triphasée

La figure III.1 présente la structure fondamentale de la machine asynchrone exprimée dans le repère (a, b, c) . Les trois axes du stator y apparaissent déphasés de $2\pi/3$ entre eux, tout comme ceux du rotor. L'angle θ représente le décalage existant entre les axes rotorique et statorique.

Sous les hypothèses simplificatrices, et dans le cas d'un fonctionnement équilibré, les équations de la machine peuvent s'écrire de la manière suivante :

1. Équation électrique

La loi de Faraday :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{III.1})$$

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

$$[V_{abc}] = R [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{III.2})$$

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

R_s : résistance du stator.

R_r : résistance du rotor.

Et :

$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{as} & V_{bs} & V_{cs} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ar} & V_{br} & V_{cr} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de courant statorique.

$[i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} & i_{cr} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$[\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} & \varphi_{bs} & \varphi_{cs} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de flux statorique.

$[\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} & \varphi_{br} & \varphi_{cr} \end{bmatrix}^T$: Vecteur de flux rotorique.

2. Équation Magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases la phase -a- statorique :

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{III.5})$$

on déduit en matriciel pour tous l'ensemble :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Cette matrice des inductances fait apparaître quatre sous matrices :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$[M_{yr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Où :

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

θ : Angle électrique ; définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références.

On obtient finalement :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}]^T[i_{sabc}]) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

3. Équation mécanique :

L'expression de l'équation mécanique est :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega \quad (\text{III.13})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = p \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M_{sr}] \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paires de pôles.

Ω : Vitesse rotorique.

III.2.3 Transformation de Park

Cette transformation permet de convertir un système triphasé en un système biphasé, afin de réduire la complexité liée au traitement des grandeurs triphasées. Elle associe aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.[59]

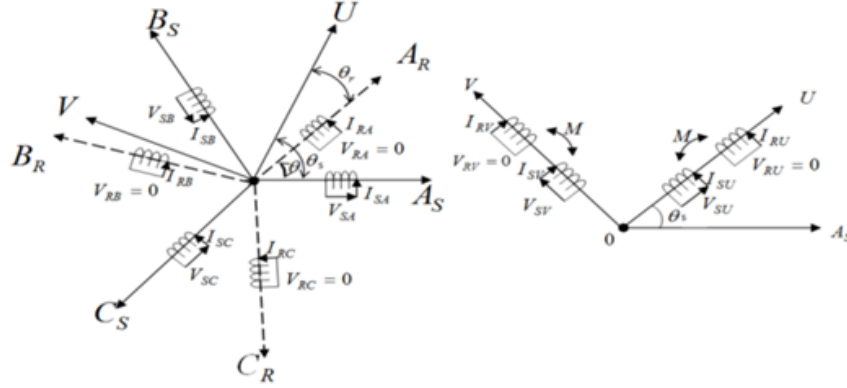


FIGURE III.2 – Représentation schématic du modèle triphasé réel et modèle biphasé-équivalent de la machine asynchrone

En liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{III.15})$$

Alors dans ce cas la transformation de Park s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Comme on définit également la transformation inverse ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

L'angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation, $\varphi = \theta_s$ Pour le stator et, $\varphi = \theta_r$ pour le rotor. La transformation de Park (d,q) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (abc), et en faisant une rotation de l'angle φ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \times \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes égales à zéro dans un système triphasé équilibré).

[P] : la matrice de Park définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \varphi & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$: ce facteur est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

Donc on aura aussi la matrice de Park inverse :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Néanmoins, l'intérêt majeur se manifeste au moment de la modélisation des flux.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$L_s = I_s - m_s$ Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = I_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2}m_{sr}$ Inductance cyclique mutuelle stator rotor.

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de l'angle électrique entre le stator et le rotor.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

1. Les équations du flux se transforment en :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s j_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s j_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

2. Les équations aux tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \dot{\theta}_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dot{\theta}_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \dot{\theta}_r \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \dot{\theta}_r \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Où : θ_s et θ_r sont les dérivées des angles des transformations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

III.2.4 Choix du repère

La modélisation de la machine est réalisée dans un repère biphasé (U,V) l'orientation reste arbitraire. Le choix de cette orientation, lié aux objectifs spécifiques de l'application, conduit généralement à trois configurations de référentiels distinctes.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\varphi = 0$)
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\varphi = \theta_s$)
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\rho = \theta$)

Avec :

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant

III.2.4-a Référentiel lié au champ tournant

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}$$

$$\varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr}$$

$$\varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr}$$

III.2.5 Représentation d'état du système

La mise sous forme d'état d'un modèle de machine peut être réalisée de différentes manières, en fonction du type d'alimentation, des variables de commande, du référentiel adopté et des grandeurs choisies comme états et sorties. Dans cette étude, le cas d'une machine commandée en tension est considéré, de sorte que les composantes de la tension statorique selon les axes (d,q) sont prises comme entrées. Les courants statoriques, facilement accessibles par mesure, ainsi que le flux rotorique sont retenus comme variables

d'état, car ils permettent une bonne observabilité du système. Enfin, la vitesse mécanique et le flux rotorique sont identifiés comme grandeurs à commander [59].

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) I_{sd} + \omega_s + \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \varphi_{rd} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) I_{sq} - \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \varphi_{dr} + \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Constante de temps rotorique :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Constante de temps statorique :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Coefficient de dispersion de Blondel :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

Nous définissons à partir de [III.14] une représentation d'état [III.15] avec les courants statorique et le flux rotorique comme composante du vecteur d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur de commande.}$$

[A] : Matrice d'évolution d'état du système

[B] : Matrice de système de commande

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M\sigma T_r} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{M\sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Ce modèle restitue fidèlement le fonctionnement de la machine, mais il met également en évidence la présence de non-linéarités et d'un couplage important entre les variables, ce qui complique la conception des lois de commande visant à assurer des performances élevées.

III.3 Simulation du model du mas Sous Simulink (Matlab)

Pour montrer les caractéristiques de la machine asynchrone, nous allons travailler avec MATLAB/Simulink. Le schéma bloc du mas sur MATLAB/Simulink est présenté sur la figure suivante :

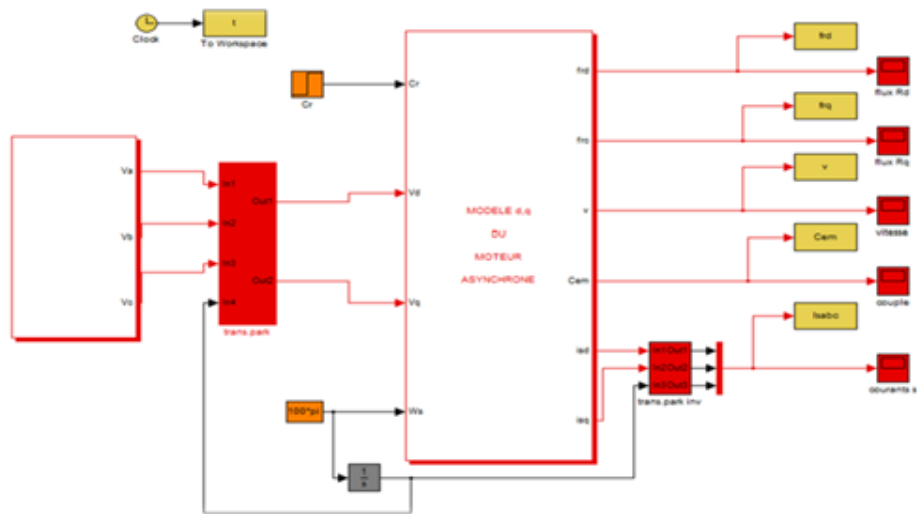


FIGURE III.3 – Schéma Bloc du Moteur Asynchrone.

Les paramètres de la machine asynchrone sont donnés sur la figure III.4, est alimentée directement par le réseau triphasé.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes.

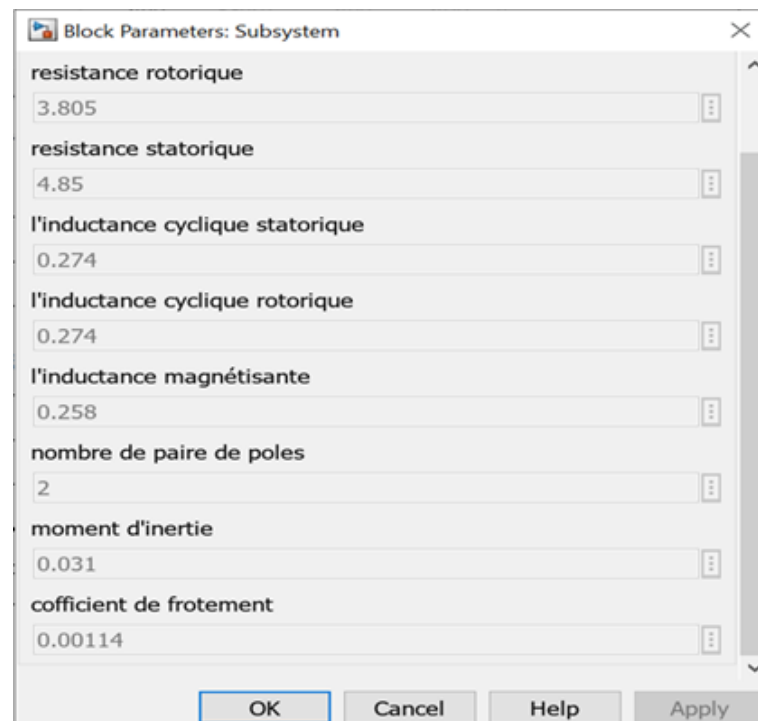


FIGURE III.4 – block des paramètres de la machines

III.3.1 Résultats de simulation

III.3.1-a A vide

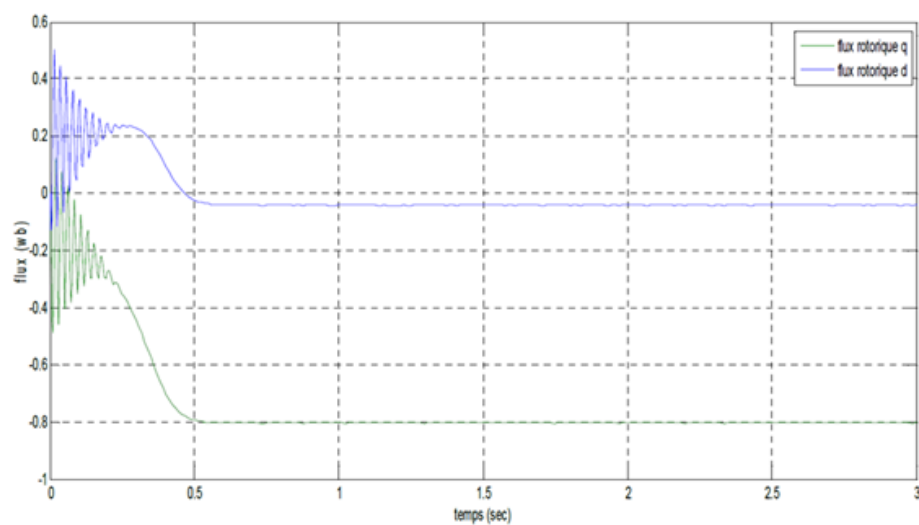


FIGURE III.5 – Les flux rotorique en fonction du temps

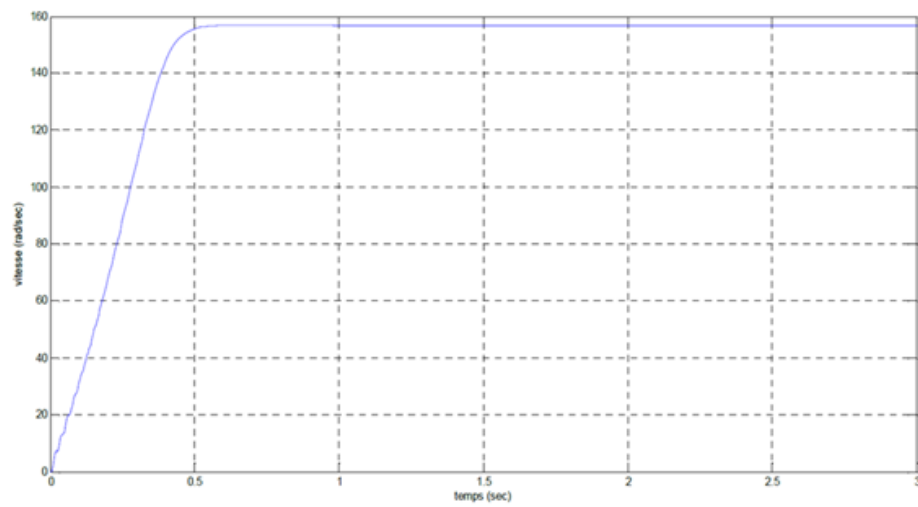


FIGURE III.6 – La vitesse en fonction du temps

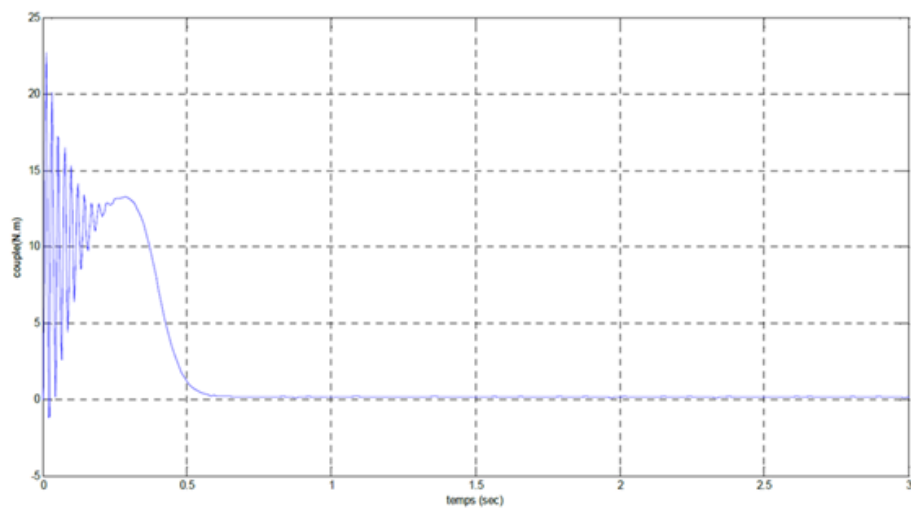


FIGURE III.7 – Le couple électromagnétique en fonction du temps

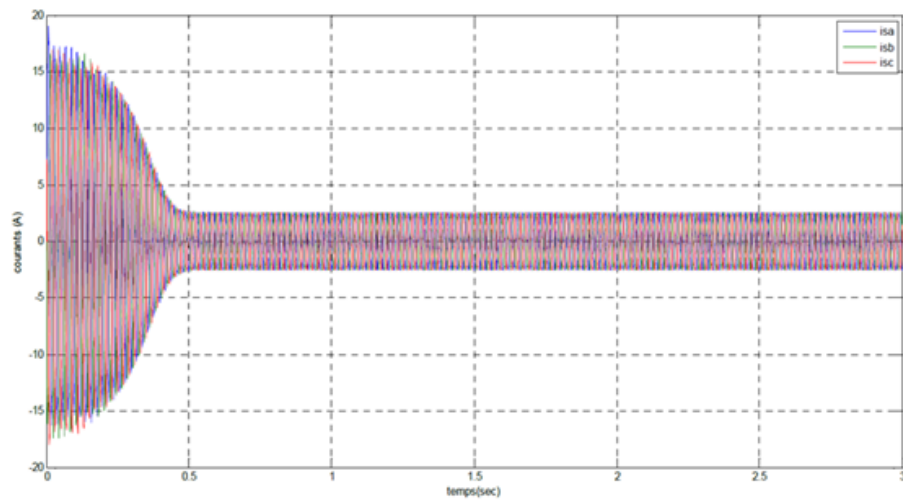


FIGURE III.8 – Les courants statoriques en fonction du temps

III.3.1-b En charge

Nous appliquons une charge ($C_r = 10Nm$) à $t=1.5$ sec.

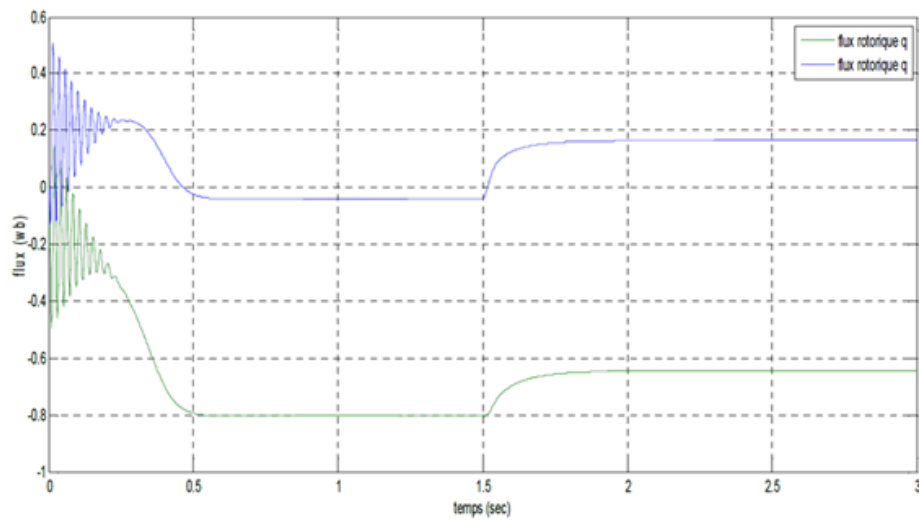


FIGURE III.9 – Les flux rotorique en fonction du temps

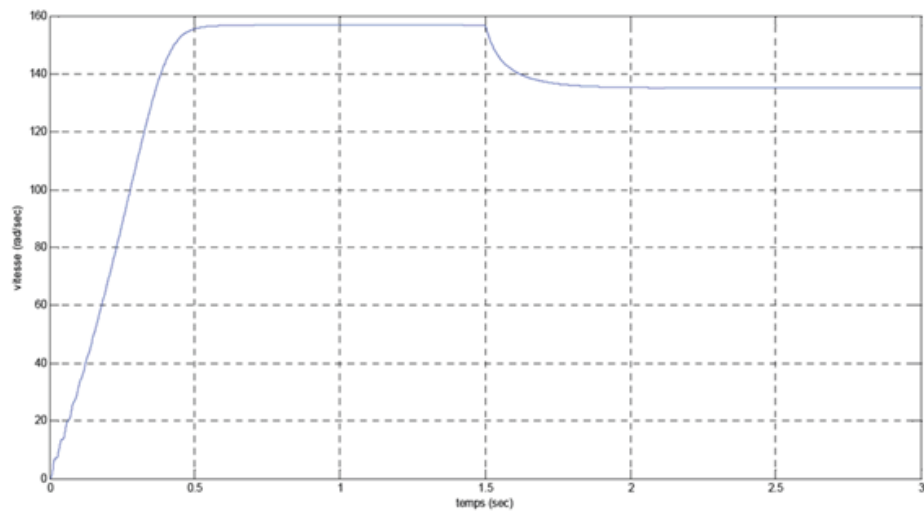


FIGURE III.10 – La vitesse en fonction du temps

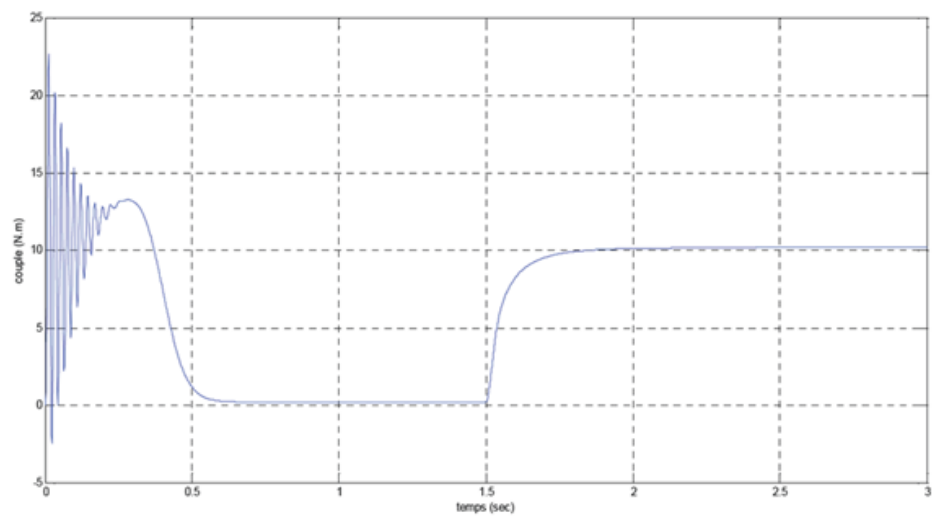


FIGURE III.11 – Le couple électromagnétique en fonction du temps

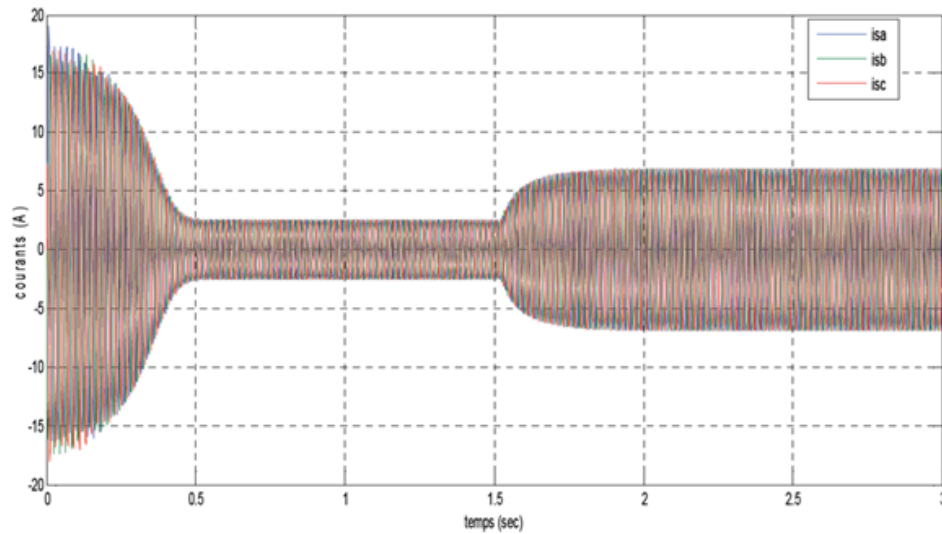


FIGURE III.12 – Les courants statoriques en fonction du temps

III.3.1-c Interprétation

— Flux rotoriques

À vide, les flux rotoriques présentent des oscillations importantes au démarrage, qui s'atténuent progressivement après quelques alternances. Lorsqu'une charge est appliquée, une diminution du flux est observée, ce qui met en évidence l'influence directe du couple électromagnétique sur la variation du flux, traduisant un couplage fort entre ces deux grandeurs.

— Vitesse de rotation

En régime à vide, la vitesse augmente presque linéairement malgré la présence d'oscillations initiales au démarrage. Passé un temps d'environ 0,4 s, la vitesse se stabilise autour d'une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Lorsque la machine est soumise à une charge, une chute de vitesse est enregistrée au moment de l'application de celle-ci, confirmant l'impact direct de la charge mécanique sur la dynamique de rotation.

— Couple électromagnétique

Au démarrage à vide, le couple électromagnétique présente une forte oscillation initiale avant de décroître pour tendre vers zéro après environ 0,45 s. En présence d'une charge, après une phase transitoire, le couple atteint une valeur d'équilibre correspondant au couple résistant appliqué ($C_r = 10 \text{ N}\cdot\text{m}$), démontrant la capacité du système à s'ajuster pour compenser la charge mécanique.

— Courants statoriques

À vide, les courants statoriques oscillent autour de zéro avec une amplitude maximale avoisinant 19 A durant les premiers instants, puis leur amplitude diminue progressivement pour atteindre environ 4 A après 0,45 s. Lorsque la machine est chargée, les courants évoluent proportionnellement à la charge appliquée, traduisant leur dépendance directe au régime de fonctionnement.

III.4 Modélisation de l'onduleur MLI triphasé

Un onduleur triphasé doit être capable de fournir, à partir d'une source de tension continue, trois tensions triphasées sinusoïdales ayant le moins d'harmonique possible.

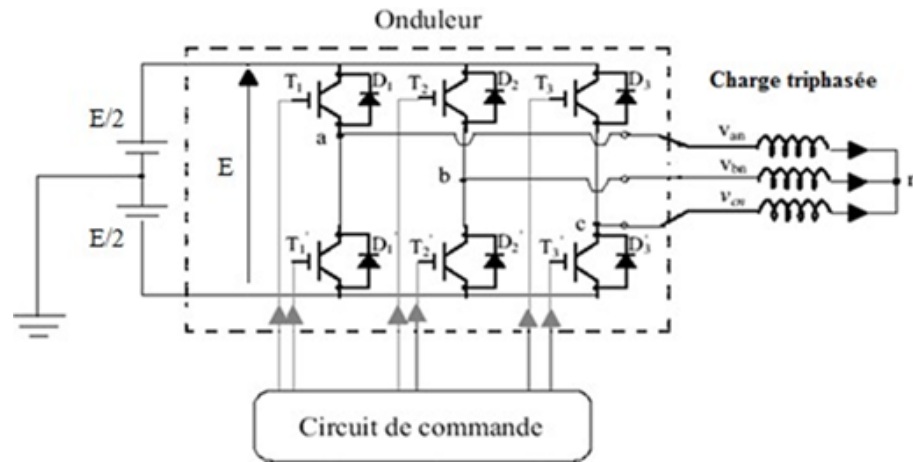


FIGURE III.13 – Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Le modèle de l'onduleur à deux niveaux est décrit par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \nu_A \\ \nu_B \\ \nu_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Pour laquelle E représente la tension continue, ν_A , ν_B et ν_C sont les tensions simples délivrées par l'onduleur et S_A , S_B , S_C les signaux de commande correspondant aux fonctions logiques de connexions définis par une valeur binaire de commande S_i avec ($i = A, B, C$), telle que :

- $S_i = +1 \Rightarrow$ interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert ;
- $S_i = 0 \Rightarrow$ interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

III.4.1 Modélisation de la commande MLI Sinus-Triangle triphasé

La réalisation d'une commande MLI Sinus-Triangle triphasé, nécessite la production de trois signaux sinusoïdaux de référence appelés modulantes ν_{mA} , ν_{mB} et ν_{mC} , décalés de 120° l'un par rapport à l'autre, de fréquence f et d'amplitude $\hat{V}_m$, ainsi que d'un signal triangulaire, appelé porteuse d'amplitude $\hat{V}$ et de haute fréquence f_P (avec $f_P \gg f$).

Les instants de fermeture des interrupteurs sont définis par les intersections entre les ondes des signaux de référence et l'onde de la porteuse, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

Les tensions obtenues en sortie de l'onduleur sont formées d'une succession de créneaux rectangulaires de valeurs maximales $(+E/2)$ et $(-E/2)$, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour objectifs de repousser les harmoniques vers les fréquences hautes et faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

En triphasé les trois tensions de référence sont données par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\nu_{mA} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi f_T t) \\ \nu_{mB} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi f_T t - \frac{2\pi}{3}) \\ \nu_{mC} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2\pi f_T t - \frac{4\pi}{3})\end{aligned}$$

L'équation de la porteuse est définie sur sa période $[0, T_p]$ par l'expression ($f_p = 1/T_p$) :

$$\nu_F = \begin{cases} \hat{V}_p \left(\frac{-1+t}{T_p} \right) & si \quad t \in [0, T_p/2] \\ \hat{V}_p \left(\frac{3-t}{T_p} \right) & si \quad t \in [T_p/2, T_p] \end{cases} \quad (III.29)$$

Les états S_A, S_B et S_C des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus par l'équation suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & si \quad (\nu_m - \nu_F) \geq 0 \\ 0 & si \quad (\nu_m - \nu_F) < 0 \end{cases}$$

Deux paramètres caractérisent la commande : l'indice de modulation m et le coefficient de réglage r .

$$\begin{aligned}m &= \frac{f_T}{f} \\ r &= \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_p}\end{aligned}$$

III.5 La commande par orientation du flux

III.5.1 Description

L'étude de l'expression du couple dans une machine asynchrone met en évidence qu'il provient de la différence entre les produits des composantes de repère (u, v) associées au flux rotorique et au courant statorique. Cette relation traduit l'existence d'un couplage étroit et complexe entre les différentes grandeurs électriques de la machine. Elle conduit par

ailleurs à assimiler la machine asynchrone au fonctionnement combiné de deux machines à courant continu. Néanmoins, la commande précise du couple demeure une opération particulièrement délicate.

III.5.2 Principe de la commande

Le référentiel adopté pour la commande est celui associé au champ tournant, où l'axe d du repère est choisi de manière à coïncider avec la direction du flux souhaité, qu'il s'agisse du flux rotorique, statorique ou de l'entrefer. Cette approche permet alors d'orienter les différents flux de la machine de la façon suivante :

Orientation du flux rotorique

$$\varphi_{rd} = \varphi_r$$

et

$$r_q = 0$$

Orientation du flux statorique

$$\varphi_{sd} = \varphi_s$$

et

$$\varphi_{sq} = 0$$

Orientation du flux d'entrefer

$$\varphi_{md} = \varphi_m d$$

et

$$\varphi_{mq} = 0$$

III.5.3 Orientation de flux rotorique

Le choix du référentiel associé au flux rotorique permet de rapprocher le comportement de la machine asynchrone de celui d'une machine à courant continu. Dans la suite de ce travail, c'est cette méthode d'orientation du flux rotorique qui sera adoptée comme principe de commande.[64]

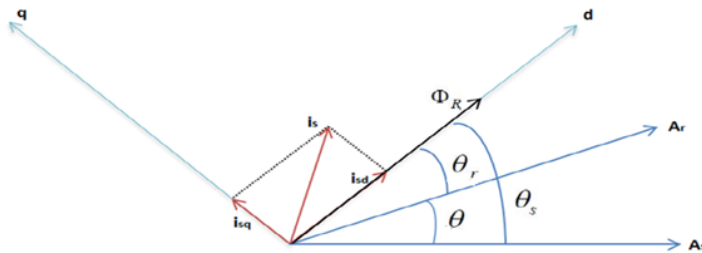


FIGURE III.14 – Orientation du flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$$

D'après l'équation suivante :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd}$$

Et

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt}$$

Le flux deviant :

$$\varphi_r = -T_r \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + M \cdot I_{sd}$$

Après l'application de la transformation de Laplace on trouve :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot s} I_{sd} \quad (\text{III.31})$$

L'équation [III.2] montre que le modèle de la machine asynchrone, exprimé dans le repère synchrone orienté selon le flux rotorique, présente une dynamique linéairement régie par la composante directe du courant I_{sd} . Ce comportement correspond à un système du premier ordre caractérisé par la constante de temps T_r .

Le couple devient :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \varphi_r \cdot I_{sq} \quad (\text{III.32})$$

En tape

$$K = \frac{p \cdot M}{L_r}$$

L'équation [4.3] devient :

$$C_{em} = K \varphi_r \cdot I_{sq}$$

C'est la même à celle d'une machine à courant continu, de plus si φ_r alors le C_{em} directement devient contrôlable linéairement par I_{sq} .

D'après les équations suivantes : $V_{sq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_r \cdot \varphi_{rd}$

Et

$$\varphi_{rq} = 0 = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq}$$

On obtient :

$$\omega_r = \frac{M}{\varphi_r T_r} I_{sq} \quad (\text{III.33})$$

L'équation [4.4] indique que, lorsque le flux atteint sa valeur de référence — éventuellement grâce à une régulation linéaire la pulsation de glissement $\mathcal{L}\Omega_r$ devient proportionnelle à la composante I_{sq} . Cette dernière constitue en effet une image directe du couple, comme exprimé dans l'équation [III.3]. Ainsi, en s'appuyant sur les équations [III.2] et [III.3], il est possible de contrôler séparément le flux et le couple en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique.[64]

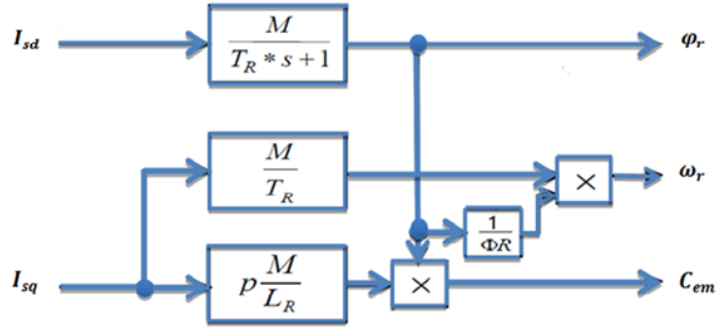


FIGURE III.15 – Bloc de découplage par orientation du flux rotorique.

L'arrangement des équations [III.22], [III.23] et [III.24] en tenant compte de :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r$$

Et

$$\varphi_{rq} = 0$$

On obtient les équations suivantes correspondant au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} I_{sd} + \omega_s I_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} I_{sq} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\varphi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r \cdot I_{sd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Le schéma bloc de la commande est représenté par le montage de la figure III.16 :

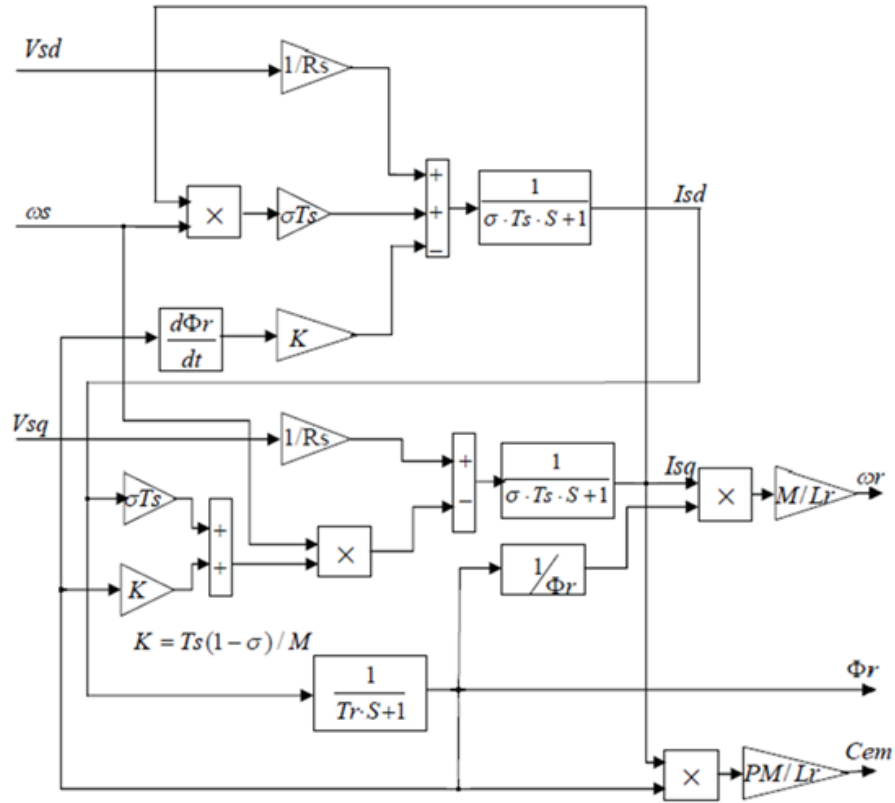


FIGURE III.16 – Structures de la commande par orientation du flux rotorique.

III.5.4 Découplage entrée sortie

A partir du système des équations on obtient :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \quad (\text{III.35})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r^2} \omega \varphi_r \quad (\text{III.36})$$

On peut exploitées ces expressions telles quelle pour la commande vectorielle mais elles ont un inconvénient :

Les équations [III.35] et [III.36] mettent en évidence que les tensions V_{sd} et V_{sq} influencent simultanément les courants I_{sd} et I_{sq} par conséquent, le couple et le flux. Ce couplage entre les axes d et q impose la mise en place d'une stratégie de découplage afin de permettre un contrôle indépendant des grandeurs. Aussi le couple peut être régulé par la composante I_{sq} , tandis que le flux rotorique est ajusté par la composante I_{sd} . Plusieurs approches de découplage sont proposées dans la littérature, parmi lesquelles le découplage à l'aide d'un régulateur, le découplage par retour d'état et le découplage par compensation. Dans ce travail, c'est cette dernière méthode qui sera retenue.[64]

III.5.5 Découplage par compensation

Le principe du découplage consiste à introduire deux nouvelles variables de commande, notées V_{sd1} et V_{sq1} , de manière à ce que V_{sd1} n'influence que la composante I_{sd} , tandis que V_{sq1} n'agisse que sur la composante I_{sq} . Ces variables de commande sont définies de la façon suivante :

Nous présentons V_{sd1} et V_{sq1} comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{em_d} = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ f_{em_q} = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \frac{M}{L_r^2} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Et :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

A partir de $\omega_s = \omega_r + \omega$ et $\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\varphi_r}$, les équations [III.8] deviennent :

$$\begin{aligned} f_{em_d} &= \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \cdot \varphi_r \\ f_{em_q} &= -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \cdot \varphi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq} \end{aligned}$$

Le système (III.9) peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont ensuite reconstruites à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} , afin d'assurer le découplage entre les axes d et q. Les termes f_{em_d} et f_{em_q} représentent des forces électromotrices de perturbation, partiellement dépendantes des courants, qui introduisent un couplage non linéaire.

La structure bloc du découplage est présentée dans la figure suivante :

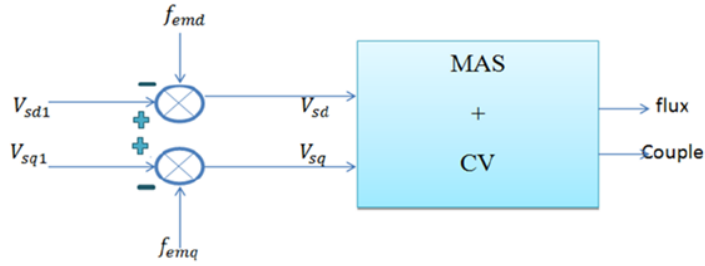


FIGURE III.17 – Bloc de découplage par compensation

III.6 Structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

L'ensemble des recherches menées sur la commande vectorielle met en évidence l'existence de deux approches principales. La première, dite méthode directe, a été proposée par F. Blaschke, tandis que la seconde, appelée méthode indirecte, a été introduite par K. Hasse.[65]

III.6.1 Méthode directe

Cette approche requiert une connaissance précise de l'amplitude et de la phase du flux, et celles-ci doivent être garanties quel que soit le régime transitoire. La mesure directe permet de déterminer avec exactitude la position du flux, assurant ainsi un découplage efficace entre le flux et le couple, indépendamment du point de fonctionnement. Toutefois, ses principaux inconvénients résident dans la faible fiabilité de la mesure du flux et dans le coût élevé de mise en œuvre, lié notamment à l'utilisation de capteurs et de filtres supplémentaires.

III.6.2 Méthode indirecte

Contrairement à la précédente, cette méthode ne nécessite pas de régulation du flux rotorique et ne requiert donc pas l'emploi d'un capteur de flux. Bien que l'amplitude réelle du flux ne soit pas exploitée, il demeure indispensable de connaître sa position afin de réaliser les changements de coordonnées, ce qui implique généralement l'ajout d'un capteur de position du rotor. Malgré cette contrainte, la commande indirecte reste plus simple à mettre en œuvre que la commande directe, mais les performances obtenues s'avèrent généralement plus limitées. Son inconvénient majeur réside dans sa forte sensibilité aux variations des paramètres de la machine, induites notamment par la saturation magnétique et les changements de température, en particulier sur la constante de temps rotorique T_r .

Dans le cadre de ce mémoire, la commande vectorielle directe de la machine asynchrone sera mise en œuvre, en association avec un régulateur PI.

III.7 Commande vectorielle directe

La détermination de la position et de l'amplitude du flux, dans une approche de commande par contre-réaction, nécessite généralement l'utilisation de capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator. Toutefois, cette solution requiert des moteurs spécifiques et présente plusieurs inconvénients : les capteurs sont mécaniquement fragiles, peu adaptés aux conditions sévères telles que les vibrations ou les échauffements importants, et leur fréquence de fonctionnement varie avec la vitesse, ce qui impose l'emploi de filtres ajustables.

Pour pallier ces limitations et permettre l'utilisation de machines standards, les capteurs de flux sont remplacés par des estimateurs de flux.[66]

III.7.1 Estimation du flux rotorique

Face à la complexité liée à l'installation des capteurs destinés à la mesure du flux rotorique, une alternative largement adoptée, rendue possible grâce aux avancées des microprocesseurs, consiste à estimer le flux à partir de grandeurs plus aisément accessibles telles que la vitesse, le courant et la tension, en s'appuyant sur un modèle de la machine.

L'estimateur de flux rotorique est représenté par l'équation suivante :

$$\varphi_r = -T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + M \cdot I_{sd}$$

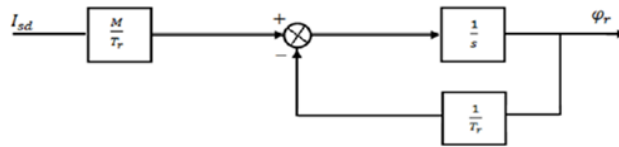


FIGURE III.18 – Estimateur du flux rotorique

III.7.2 Bloc de défluxage

Le régime de défluxage, également désigné sous le terme de régime de survitesse, permet à la machine de fonctionner au-delà de sa vitesse nominale. Le bloc de défluxage assure une exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il garantit un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse reste inférieure à la vitesse nominale, puis procède à un affaiblissement du flux, inversement proportionnel à la vitesse, afin de maintenir un régime à puissance constante lorsque celle-ci dépasse la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :[59]

Sous- vitesse :

$$\varphi_r = \Omega_{rnom} \text{ Pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

Sur- vitesse :

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{nom}\Omega_{rnom}}{|\Omega|} \text{ Pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Ω_{rnom} : Flux rotorique nominale.

III.7.3 Par le régulateur PI

Chaque boucle de régulation est équipée d'un régulateur proportionnel-intégral (PI) classique, illustré à la figure III.19. Ce régulateur combine deux actions complémentaires : l'action proportionnelle, qui détermine la rapidité de la réponse du système, et l'action intégrale, dont le rôle est de supprimer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la valeur de consigne.

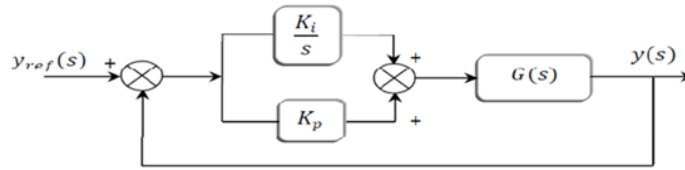


FIGURE III.19 – Schéma de la commande utilisant la structure PI

Soit $G(s)$ un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_o}{1 + \tau S}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF_{pi}(S) = \frac{G_o K_i \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right)}{(1 + \tau S) \left(S + (K_p S + K_i) \frac{G_o}{\tau S + 1} \right)} \quad (\text{III.41})$$

L'introduction d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée a pour effet de modifier le régime transitoire du système. Pour le dimensionnement des paramètres K_p et K_i , la méthode de compensation des pôles s'avère la plus appropriée. Elle consiste à placer le zéro du régulateur de manière à coïncider avec l'un des pôles de la fonction de transfert de la machine à commander, tout en choisissant une constante de temps τ_{bf} conforme aux objectifs de performance fixés. Le principe est présenté à travers les relations [III.41].

$$\frac{K_p}{K_i} S + 1 = \tau S + 1 \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III.42})$$

$$KTBF(S) = \frac{G_o K_i}{S + G_o K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_o K_i}$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{c_o \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{G_o \tau_{bf}} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

III.7.3-a Régulateur PI du courant

On peut déterminer la fonction de transfert reliant I_s à V_{s1} par :

$$\frac{I_s}{V_{s1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma \cdot L_s \cdot K_e \cdot S} \quad (\text{III.44})$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_r T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r M^2}$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant I_{sd} par le régulateur PI est donné par la figure III.20.

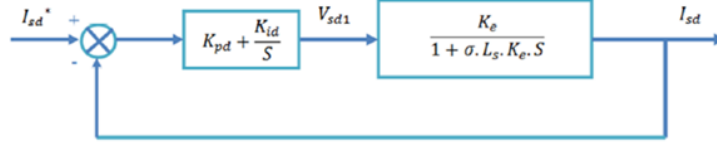


FIGURE III.20 – Régulateur PI du courant

Par identification on a :

$$G_o = K_e \text{ et } \tau = \sigma \cdot L_s \cdot K_e$$

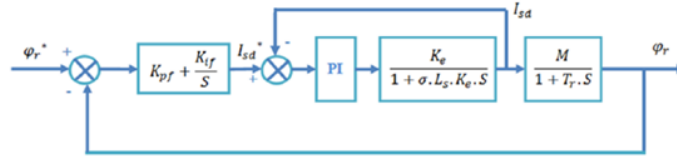
K_{pd} et K_{id} à partir du système d'équations et avec τ_{bf} imposée sont :

$$K_i = \frac{1}{K_e \tau_{bf}}$$

$$K_p = \frac{\sigma \cdot L_s \cdot K_e}{\sigma \cdot L_s \cdot K_e \cdot \tau_{bf}}$$

III.7.3-b Régulateur PI du flux (φ_r)

Le schéma bloc pour la régulation du flux (φ_r) par le régulateur PI est donné par la figure III.21.

FIGURE III.21 – Régulateur PI du flux (φ_r)

On considérant que le courant I_{sd} est parfaitement régulé.

La fonction de transfert du flux est la suivante :

$$G_\varphi = \frac{M}{1 + T_r \cdot S}$$

Par identification, on a :

$$G_o = M \text{ et } \tau = T_r$$

K_{pq} et K_{iq} à partir du système d'équations et avec τ_{bf} imposé sont :

$$K_{i\varphi} = \frac{1}{M \cdot \tau_{bf}}$$

$$K_{p\varphi} = \frac{T_r}{M \cdot \tau_{bf}}$$

III.7.3-c Régulateur PI de la vitesse

Les performances désirées en boucle fermée sont :

- Dépassement de 5 %
- Erreur statique nulle
- Temps de réponse 0.5s

Le schéma bloc pour la régulation de la vitesse par le régulateur PI est donné par la figure III.22.

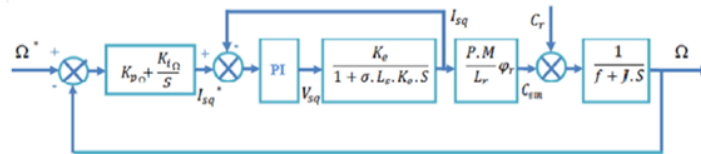


FIGURE III.22 – Régulateur PI de la vitesse

On considérant que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$

La fonction de transfert de la vitesse est la suivante :

$$G_{\Omega} = \frac{\frac{P.M.\varphi_r}{L_r.f}}{1 + \frac{J}{f}S} \quad (\text{III.45})$$

Par identification, on a :

$$G_o = \frac{P.M.\varphi_r}{L_r.f} \text{ et } \tau = \frac{J}{f}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est de la forme suivant :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{G_o.K_p.S + K_i.G_o}{\tau.S^2 + (1 + G_o.K_p)S + G.K_i} \quad (\text{III.46})$$

L'identification du dénominateur d'équation [III.46] avec dénominateur d'équation caractéristique du système second ordre on a :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{G_o.K_i}{\tau} \\ 2.\xi.\omega_n = \frac{1+G_o.K_p}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ à partir du système d'équations [III.47] et avec placement des pôles sont :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = \frac{\frac{J}{f}\omega_n^2}{\frac{P.M.\varphi_r}{L_r.f}} \\ K_{p\Omega} = \frac{2.\xi.\omega_n \frac{J}{f-1}}{\frac{P^2.M.\varphi_r}{L_r.f}} \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Pour calculer le facteur damortissement :

$$\zeta = -\frac{\ln(PO)}{\sqrt{\pi^2 + [\ln(PO)]^2}}$$

On trouve

$$\zeta = 0.69$$

Pour calculer ω_n :

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta T_s}$$

$$\omega_n = 11.59 \text{ rad/s}$$

III.8 Présentation des résultats de simulation

Le tableau III.1 comporte les coefficients (K_i, K_p) des régulateurs PI système :

TABLE III.1 – les coefficients (K_i, K_p) des régulateurs PI système

régulateurs	PI
Courants d'axe d	$K_i=1500$ $K_p=5$
Courants d'axe q	$K_i=1500$ $K_p=5$
Flux rotorique	$K_i=30$ $K_p=2$
Vitesse	$K_i=2.2$ $K_p=0.13$

III.9 Simulation et l'interprétation de la commande vectorielle directe avec les régulateurs PI

Le moteur démarre a vide , puis on applique une charge $C_r = 10N.m$ à l'instant $t = 1.5$ sec, avec un $\varphi_{ref} = 1Wb$.

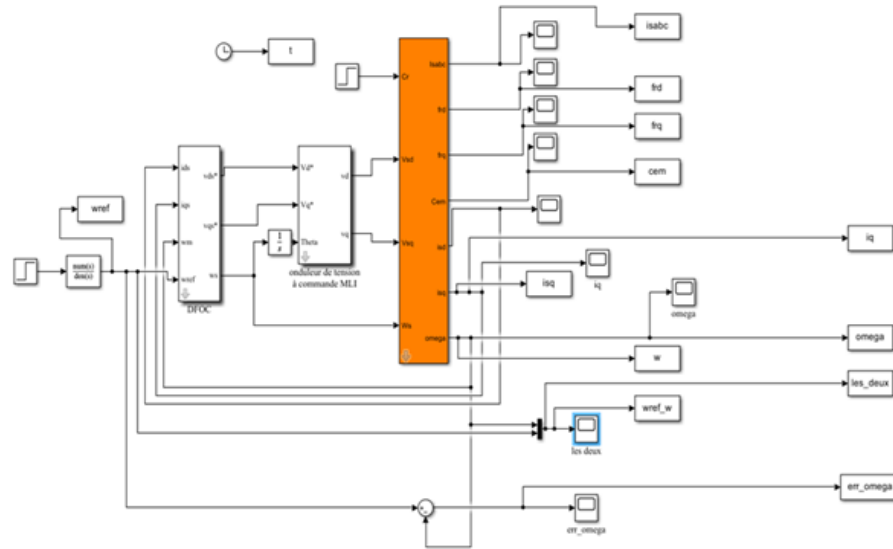


FIGURE III.23 – Schéma Bloc du MAS "DFOC"

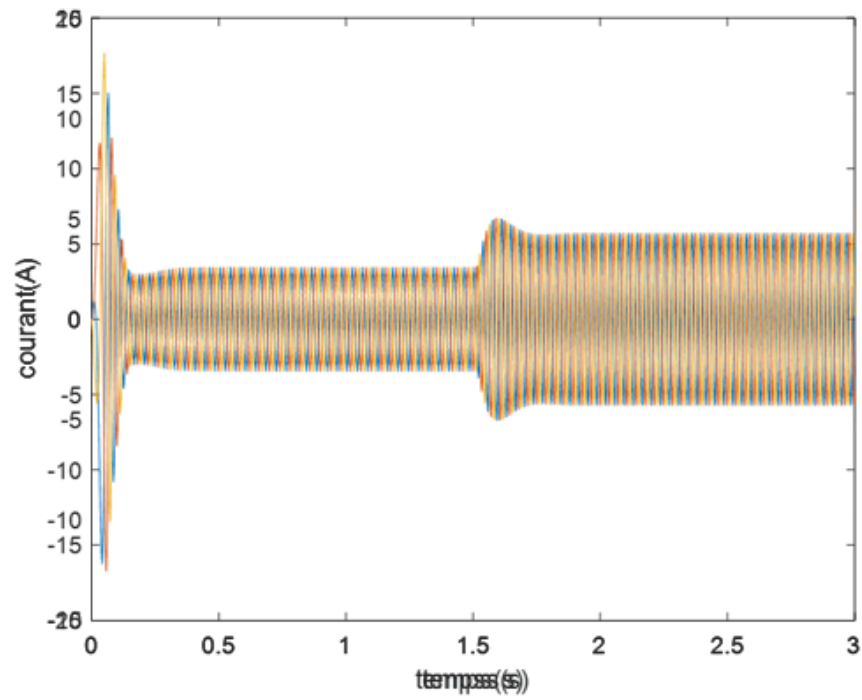


FIGURE III.24 – Les courants statoriques en fonctions du temps.

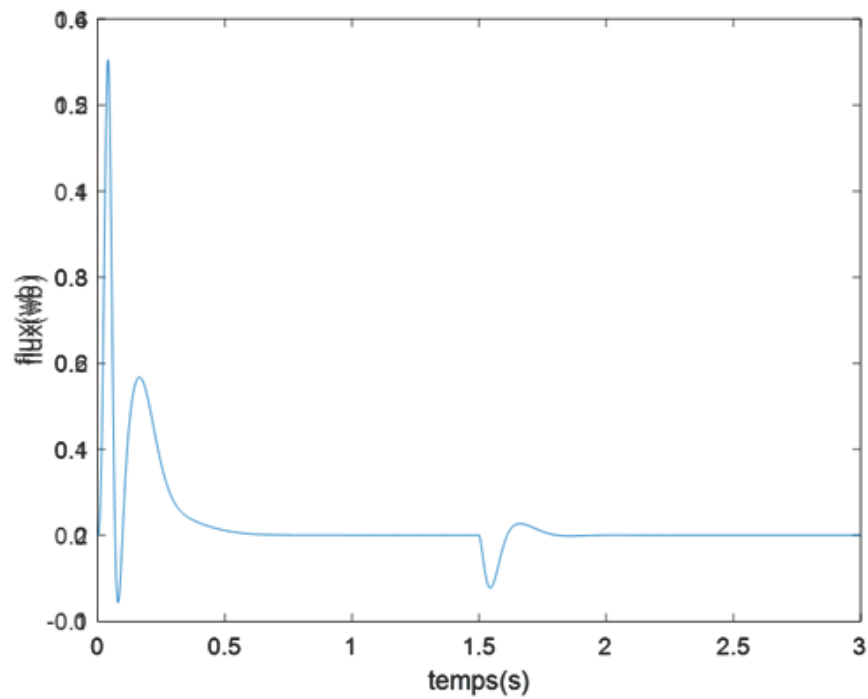


FIGURE III.25 – Flux rotoriques (flux d'axe d) en fonctions du temps

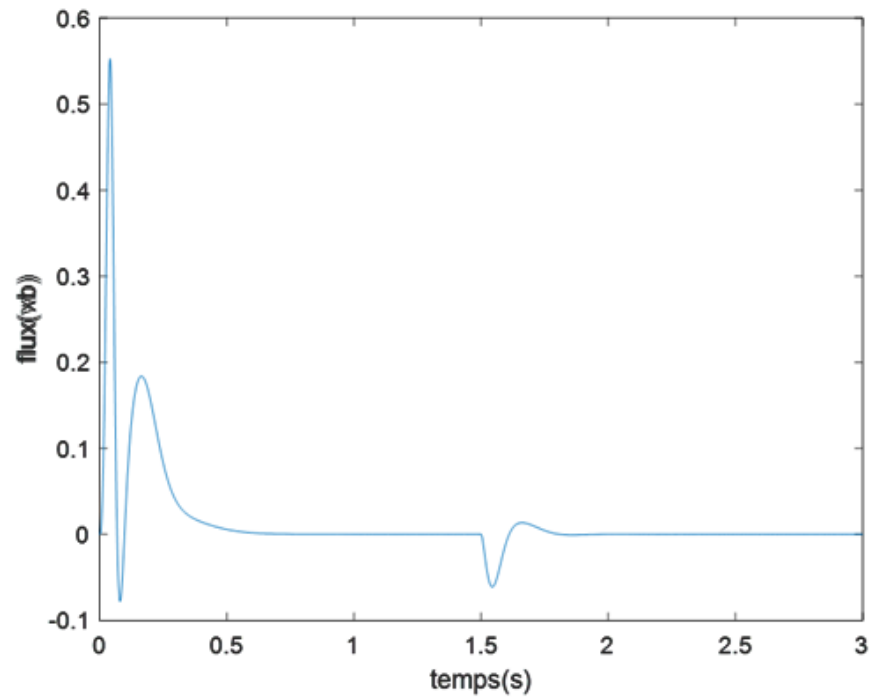


FIGURE III.26 – Flux rotoriques (flux d'axe q) en fonctions du temps

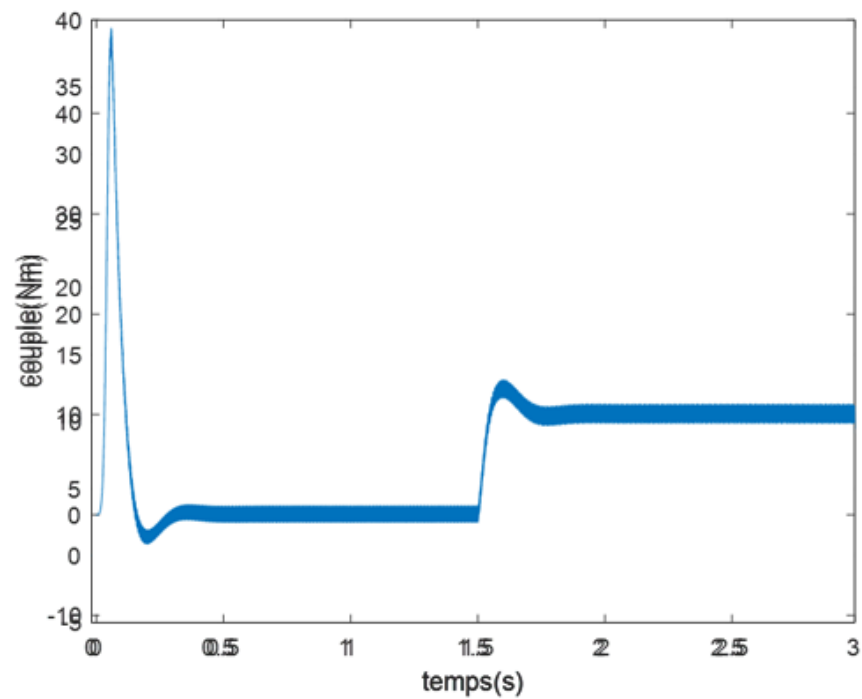


FIGURE III.27 – Le couple électromagnétique en fonctions du temps

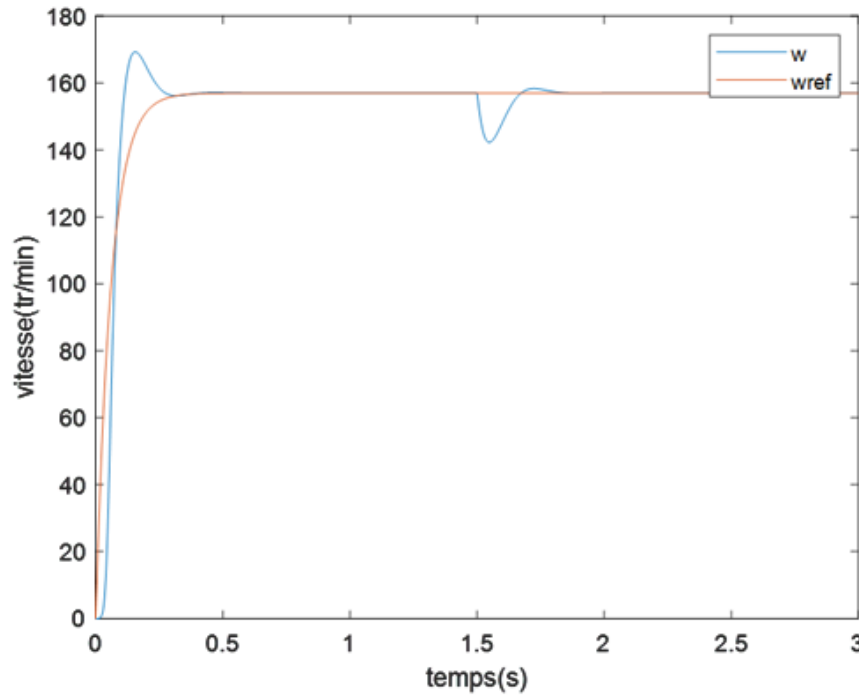


FIGURE III.28 – Vitesses de rotation en fonctions du temps

Interprétations des résultats

Au démarrage, les courants triphasés présentent des oscillations transitoires atteignant une amplitude maximale d'environ 14 à 15 A, dues à la forte demande de couple initiale nécessaire pour accélérer la machine. Ces oscillations se résorbent progressivement et les courants se stabilisent autour d'une valeur nominale de 3.5 A après environ 0.1 s, traduisant l'établissement du régime permanent.

Lors de l'application d'une charge mécanique de 10 N·m à $t = 1.5$ s, on observe une élévation temporaire de l'amplitude des courants jusqu'à 5.5 A, ce qui reflète l'effort supplémentaire produit par le moteur pour compenser le couple résistant.

1. Flux rotoriques

Le flux rotorique sur l'axe direct (φ_d) suit fidèlement sa valeur de consigne fixée à 1 Wb, démontrant la qualité du découplage assuré par la commande orientée champ (DFOC).

Le flux sur l'axe quadrature (φ_q) demeure proche de zéro durant tout le fonctionnement, avec des oscillations au moment de l'application de la charge.

2. Couple électromagnétique

La courbe du couple électromagnétique montre un pic initial d'environ 38 N·m au démarrage, correspondant à l'appel de courant nécessaire pour surmonter l'inertie

du rotor. Le couple décroît ensuite rapidement et se stabilise proche de 0 N·m en régime permanent, signe que la vitesse de consigne est atteinte sans couple utile externe.

Lorsque la charge mécanique de 10 N·m est appliquée à $t = 1.5$ s, le couple électromagnétique réagit instantanément par des oscillations transitoires avant de se stabiliser autour de 10 N·m, compensant exactement le couple résistant.

3. Vitesse de rotation

La courbe de la vitesse montre une accélération rapide jusqu'à la valeur de consigne, avec un dépassement d'environ 5 % au démarrage. La vitesse se stabilise ensuite à 1500 tr/min après un temps de réponse d'environ 0.25 s.

Lors de l'application du couple résistant à 1.5 s, une chute de vitesse d'environ est observée. Après ce transitoire, la vitesse revient à la valeur de consigne, montrant une erreur statique.

Cependant, l'étude a également mis en évidence :

Erreur transitoire de vitesse, notamment lors de l'application de charges mécaniques, ce qui révèle la difficulté du régulateur PI à garantir une précision optimale en toutes conditions.

d'ondulations dans le couple, qui peuvent engendrer des vibrations mécaniques indésirables.

Ces observations mettent en évidence que, si la commande PI-DFOC constitue une solution simple et robuste, son réglage manuel ne permet pas toujours d'obtenir un compromis satisfaisant entre rapidité, précision et qualité mécanique.

III.10 Conclusion

L'étude de simulation réalisée dans ce chapitre a permis d'évaluer le comportement du moteur asynchrone commandé par une stratégie DFOC associée à des régulateurs PI.

Toutefois, l'analyse détaillée a également révélé certaines limites, en particulier la persistance d'erreurs transitoires lors de variations de charge ainsi que la présence d'ondulations significatives dans le courant. Ces phénomènes, bien que tolérables dans une approche conventionnelle, peuvent réduire la qualité de fonctionnement et compromettre la performance globale du système.

Ces constats soulignent la nécessité d'améliorer la qualité de régulation par une approche plus performante et systématique. C'est dans ce contexte que le chapitre suivant introduira l'optimisation des paramètres de commande à l'aide d'algorithmes de type Particle Swarm Optimization (PSO) version multi objectif, afin de réduire simultanément

l'erreur de vitesse et les ondulations du courant, et d'atteindre un compromis optimal entre précision et robustesse.

Chapitre IV

Optimisation multi-objectif par PSO avec l'option front de Pareto

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION	67
IV.2 PROBLÉMATIQUE DE L'OPTIMISATION	67
IV.3 PRÉSENTATION DE L'ALGORITHME PSO	67
IV.4 EXTENSION MOPSO	69
IV.4.1 Rôle de l'archive Pareto	69
IV.4.2 Génération du front de Pareto	69
IV.5 MISE EN ŒUVRE DE MOPSO	69
IV.6 FRONT DE PARETO ET SÉLECTION DES SOLUTIONS	70
IV.7 COMPRÉHENSION DES FONCTIONS OBJECTIFS	70
IV.8 PROGRAMME	71
IV.8.1 Définition de programme	71
IV.8.2 Paramétrage de l'algorithme MOPSO	72
IV.8.3 Fonction objectif	72
IV.8.4 Gestion du front de Pareto	72
IV.8.5 Visualisation et interprétation des résultats	73
IV.9 CONCLUSION	76

IV.1 Introduction

Le chapitre précédent a montré que la commande DFOC avec régulateurs PI permet un fonctionnement stable du moteur asynchrone, mais présente certaines limites : variations de vitesse et l'ondulation de courant lors des changements de charge. Ces difficultés proviennent du réglage manuel des paramètres PI, qui reste souvent empirique et difficile à concilier entre précision et qualité mécanique.

Pour améliorer les performances, il est nécessaire d'adopter une méthode d'optimisation automatique. Les algorithmes métaheuristiques, comme le Particle Swarm Optimization (PSO), offrent une approche efficace pour ajuster les paramètres et trouver un compromis optimal.

Dans ce chapitre, nous appliquons une version multi-objectif du PSO pour réduire à la fois l'erreur de suivi de vitesse et les ondulations du courant. Nous présentons la méthodologie, son implantation dans MATLAB/Simulink et l'analyse des résultats, avec l'option de front de Pareto

IV.2 Problématique de l'optimisation

La commande vectorielle par orientation du flux appliquée au moteur asynchrone a permis d'atteindre des performances dynamiques satisfaisantes. Cependant, l'analyse des simulations révèle deux limites majeures. La vitesse du moteur conserve une erreur résiduelle qui réduit la précision de la régulation, tandis que le couple électromagnétique subit des ondulations pouvant provoquer vibrations, usure prématurée et augmentation du bruit.

Ces deux aspects précision de la vitesse et l'ondulation de courant sont essentiels pour juger de la qualité d'un système de commande. Une réduction de l'erreur de vitesse améliore le suivi de consigne et la réactivité, tandis qu'un couple plus stable protège la mécanique et améliore le confort d'utilisation. Il devient donc nécessaire de trouver un compromis entre ces objectifs parfois contradictoires.

IV.3 Présentation de l'algorithme PSO

L'algorithme d'optimisation par essaims particuliers (Particle Swarm Optimization, PSO) s'inspire du comportement collectif observé dans la nature, notamment chez les bancs de poissons ou les vols d'oiseaux. Chaque particule représente une solution potentielle du problème étudié et évolue dans l'espace de recherche en fonction de deux composantes principales : son expérience individuelle et l'expérience collective du groupe. À chaque itération, la position d'une particule est mise à jour en tenant compte de sa meilleure position personnelle atteinte jusque-là (mémoire individuelle), et de la meilleure position trouvée par l'ensemble du groupe (mémoire collective).[67]

Cette double influence favorise à la fois l'exploration de nouvelles solutions et l'exploitation des solutions prometteuses. Le PSO présente ainsi l'avantage d'être simple à mettre

en œuvre, de converger rapidement et d'être applicable à un large éventail de problèmes d'optimisation non linéaires.

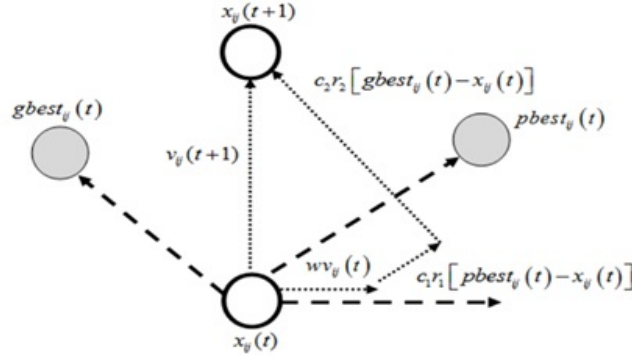


FIGURE IV.1 – Illustration du déplacement d'une particule dans l'espace de recherche en Combinant les trois tendances du mouvement

Les principales étapes de l'algorithme PSO peuvent être décrites comme suit[68,69] :

1. Initialisation des paramètres :

Tous les paramètres de l'algorithme sont définis dès le départ. Il s'agit notamment des coefficients cognitif c_1 et social c_2 du facteur d'inertie ω , ainsi que de la taille de la population, qui est généralement adaptée à la nature du problème à résoudre.

2. Initialisation des particules :

Chaque particule est dotée d'une position initiale x_o et d'une vitesse initiale v_o , choisies aléatoirement. Ces valeurs seront mises à jour au fil des itérations conformément aux équations de mouvement.

3. Évaluation initiale :

Les particules sont évaluées dans l'espace de recherche afin de déterminer leurs meilleures positions individuelles initiales $pbest_o$ et la meilleure position globale initiale $gbest_o$.

4. Mise à jour des positions et des vitesses :

À chaque itération, les positions et vitesses des particules sont recalculées selon les équations de déplacement. Les nouvelles positions sont ensuite évaluées, et les vecteurs $pbest_0$ et $gbest_0$ sont mis à jour si nécessaire.

5. Critère d'arrêt :

La quatrième étape est répétée jusqu'à ce que le critère d'arrêt prédéfini soit atteint (par exemple, un nombre maximum d'itérations ou une convergence de la fonction objectif).

Cependant, le PSO standard est initialement conçu pour des problèmes mono-objectif. Dans notre cas, la commande du moteur asynchrone implique simultanément plusieurs objectifs : réduire l'erreur de vitesse tout en limitant les ondulations de couple. La recherche d'un optimum unique est donc insuffisante.

IV.4 Extension MOPSO

Pour répondre à cette limitation, le PSO est adapté dans une version multi-objectif (MOPSO). Le principe repose sur la notion de dominance de Pareto[70,71].

- Une solution A est dite dominée par une solution B si B est au moins aussi bonne qu'A pour tous les critères, et strictement meilleure sur au moins un critère.
- À l'inverse, une solution est non dominée si aucune autre solution ne l'emporte simultanément sur tous les critères.

L'ensemble des solutions non dominées constitue ce que l'on appelle le front de Pareto. Ce front n'est pas un point unique, mais un ensemble de compromis optimaux : chaque solution du front offre un équilibre différent entre les objectifs considérés. Dans notre cas, certaines solutions privilégient la réduction maximale de l'erreur de vitesse, tandis que d'autres minimisent davantage les ondulations de couple.[68]

IV.4.1 Rôle de l'archive Pareto

Pour conserver ces solutions intéressantes au cours des itérations, le MOPSO utilise une archive externe. Cette archive agit comme une mémoire :

- À chaque itération, les nouvelles solutions générées par les particules sont évaluées.
- Celles qui sont dominées par d'autres sont éliminées.
- Celles qui sont non dominées sont ajoutées à l'archive.

IV.4.2 Génération du front de Pareto

À la fin de l'optimisation, l'archive contient un ensemble de solutions non dominées. Ces solutions sont représentées graphiquement sous forme de front de Pareto :

- L'axe X correspond au premier critère .
- L'axe Y correspond au second critère .
- Chaque point du front correspond à une solution réalisable avec un réglage particulier des régulateurs PI.

Ainsi, au lieu d'imposer un compromis par avance, le MOPSO offre à l'ingénieur un panel de solutions optimales. Le choix final dépend des priorités de l'application .

IV.5 Mise en œuvre de MOPSO

L'algorithme MOPSO fonctionne en adaptant les positions et vitesses des particules dans l'espace des gains. Chaque particule représente un ensemble de gains $[Kp_{iq}, Ki_{iq}, Kp_w, Ki_w]$. Les étapes clés de l'implémentation sont :

1. **Initialisation** : Les particules sont réparties aléatoirement dans des limites définies (l_b et u_b). Les gains initiaux sont volontairement sous-optimaux pour que l'effet de l'optimisation soit visible.
2. **Évaluation des objectifs** : Chaque position est simulée dans le modèle Simulink MAS-DFOC, et deux critères sont calculés :
 - (a) **Erreur de vitesse normalisée** : mesure la précision de suivi de la consigne.
 - (b) **Ondulation du courant q normalisée** : mesure la stabilité et la régularité du flux magnétique.
3. **Mise à jour des positions** : La vitesse et la position de chaque particule sont mises à jour en fonction de son meilleur historique personnel (pBest) et d'un leader choisi dans l'archive Pareto.
4. **Mise à jour de l'archive Pareto** : Les solutions non dominées sont stockées pour former le front de Pareto. Cette boucle est répétée sur plusieurs générations, permettant aux particules d'explorer l'espace des gains de manière guidée.

IV.6 Front de Pareto et sélection des solutions

Le front de Pareto obtenu contient toutes les solutions non dominées : aucune solution sur ce front ne peut améliorer un critère sans détériorer l'autre. Pour notre étude :

1. Le front montre plusieurs points distincts représentant différents compromis entre erreur de vitesse et ondulation de courant.
2. Nous avons identifié des points clés pour illustrer le trade-off

La solution de compromis global, proche du point idéal (0,0)

Les points permettent à l'ingénieur ou au décideur de choisir la meilleure solution selon les contraintes pratiques, ce qui est un des principaux avantages de l'optimisation multi-objectifs.

IV.7 Compréhension des fonctions objectifs

Dans cette étude, l'optimisation multi-objectifs vise à améliorer simultanément deux critères essentiels pour le contrôle d'un moteur asynchrone à flux orienté (DFOC) :

1. **Erreur de vitesse (err_{ω})** :

Cette fonction objectif quantifie l'écart quadratique moyen entre la vitesse de référence ω_{ref} et la vitesse réelle du moteur pendant la simulation.

$$err_{\omega} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{(\omega_{ref}(k) - \omega(k))^2}{(\max(\omega_{ref}))^2}$$

- **Quadratique** : car l'écart est élevé au carré, donnant plus de poids aux grandes erreurs.

- **Normalisée** : pour rendre la valeur indépendante de l'amplitude de ω_{ref} et permettre une comparaison directe avec d'autres critères.

2. Ondulation du courant q (δ_{iq}) :

Cette fonction objectif mesure la variation relative du courant q autour de sa valeur moyenne. Elle est définie comme l'écart-type normalisé :

$$\delta_{iq} = \frac{std(i_q - \bar{i}_q)}{max(|i_q|)}$$

Cette métrique permet de quantifier l'ondulation du courant, qui impacte la stabilité du couple moteur et la qualité du contrôle.

Minimiser δ_{iq} améliore la régularité du courant et réduit les oscillations indésirables.

Le choix de ces deux fonctions objectives est stratégique :

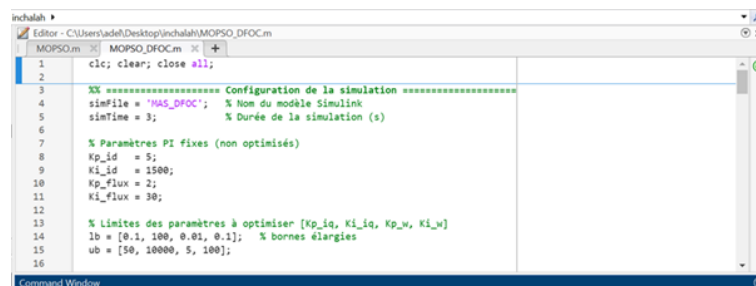
- L'erreur de vitesse garantit que le moteur suit correctement la consigne.
- L'ondulation du courant contrôle la stabilité et la qualité du signal électrique injecté.

IV.8 Programme

IV.8.1 Définition de programme

Le script commence par la définition du modèle Simulink utilisé (MAS_{DFOC}) et du temps de simulation. Les paramètres fixes des régulateurs PI, tels que ceux des courants d'axe d et q et du flux rotorique, sont initialisés. Ces paramètres servent de base de référence et ne sont pas optimisés dans ce travail.

Ensuite, nous définissons les limites des gains à optimiser pour le régulateur q et le régulateur de vitesse, avec un intervalle réaliste inspiré de la littérature. Ces limites sont cruciales pour guider l'algorithme d'optimisation et éviter des valeurs non physiques qui pourraient rendre la simulation instable.



```

1  clc; clear; close all;
2
3  %% ===== Configuration de la simulation =====
4  simFile = 'MAS_DFOC'; % Nom du modèle Simulink
5  simTime = 3; % Durée de la simulation (s)
6
7  % Paramètres PI fixes (non optimisés)
8  Kp_id = 5;
9  Ki_id = 1500;
10 Kp_flux = 2;
11 Ki_flux = 30;
12
13 % Limites des paramètres à optimiser [Kp_iq, Ki_iq, Kp_w, Ki_w]
14 lb = [0.1, 100, 0.01, 0.1]; % bornes élargies
15 ub = [50, 10000, 5, 100];
16

```

FIGURE IV.2 – Capture de script principale du programme sur matlab

IV.8.2 Paramétrage de l'algorithme MOPSO

Nous avons choisi l'algorithme Particle Swarm Optimization Multi-Objectifs (MOPSO), adapté pour explorer efficacement l'espace des solutions tout en tenant compte de la dominance de Pareto. Le nombre de particules (nPop) et le nombre d'itérations (nGen) sont fixés pour garantir une exploration suffisante.

L'algorithme MOPSO est ensuite lancé avec la fonction objectif définie dans le script. Cette fonction calcule simultanément les deux critères : l'erreur de vitesse quadratique normalisée et l'ondulation du courant q .



FIGURE IV.3 – Capture de script principale du programme sur matlab

IV.8.3 Fonction objectif

La fonction objective est le cœur de l'optimisation. Pour chaque ensemble de gains proposés par MOPSO, le script :

1. Assigne les gains au workspace pour qu'ils soient utilisés dans le modèle Simulink.
2. Lance la simulation pour obtenir les réponses temporelles du système.
3. Calcule les critères multi-objectifs :
 - (a) Erreur de vitesse quadratique normalisée : évalue la précision du suivi de la consigne.
 - (b) Ondulation du courant q normalisée : évalue la stabilité du courant, un indicateur direct de la performance du régulateur.

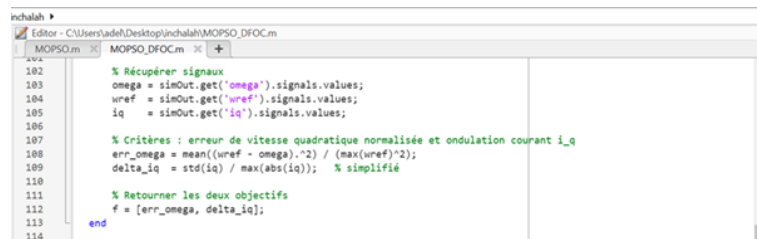


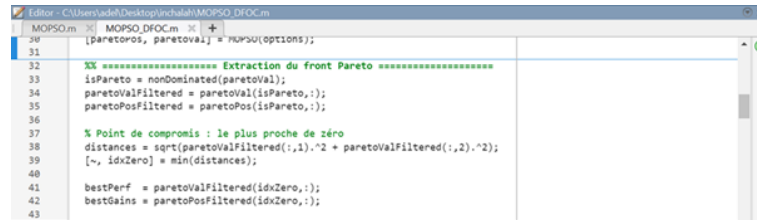
FIGURE IV.4 – capture de script principale du programme sur matlab

IV.8.4 Gestion du front de Pareto

Après chaque itération, le script détecte les solutions non dominées à l'aide de la fonction nonDominated. Cette étape est essentielle pour construire le front de Pareto, qui

illustre toutes les solutions efficaces (aucune solution ne peut être améliorée sur un critère sans dégrader l'autre).

Ensuite, les points clés sont extraits pour mettre en évidence le point de compromis global proche du zéro



```

30 [paretoVals, paretoVals] = MOPSO(options);
31
32 %% ===== Extraction du front Pareto =====
33 isPareto = nonDominated(paretoVals);
34 paretoValsFiltered = paretoVals(isPareto,:);
35 paretoPosFiltered = paretoPos(isPareto,:);
36
37 % Point de compromis : le plus proche de zéro
38 distances = sqrt(paretoValsFiltered(:,1).^2 + paretoValsFiltered(:,2).^2);
39 [~, idxZero] = min(distances);
40
41 bestPerf = paretoValsFiltered(idxZero,:);
42 bestGains = paretoPosFiltered(idxZero,:);
43

```

FIGURE IV.5 – Capture de script principale du programme sur matlab

IV.8.5 Visualisation et interprétation des résultats



```

bestPerf [0.0065,0.2081]
C 127720e1 ds.
D 127720e1 ds.
distances 25e1 double
E 127720e1 ds.
err_omemo 1e1 dsout

=== Solution de compromis (proche de zéro) ===
Rp_lq = 11.3367 ; Kl_lq = 2340.4065
Rp_w = 0.3804 ; Kl_w = 4.7002
Erreur vitesse = 0.004471 ; Ondulation courant = 0.208096

```

FIGURE IV.6 – Résultats afficher du programme

Comme on peut le voir c'est une capture de logiciel Matlab après l'exécution de l'algorithme MOPSO. une phase d'affichage numérique est intégrée dans le script comme on peut la voir sur commande Windows. Cette étape a pour rôle de synthétiser l'ensemble du processus en mettant en évidence les paramètres optimaux obtenus à l'issue de l'algorithme MOPSO, ainsi que les performances associées.

Concrètement, une fois le front de Pareto calculé et filtré, le script identifie la solution dite de compromis, c'est-à-dire celle qui se situe au plus près de l'origine dans l'espace des objectifs (erreur de vitesse et ondulation du courant). Cette solution représente le meilleur équilibre entre précision dynamique et qualité énergétique.

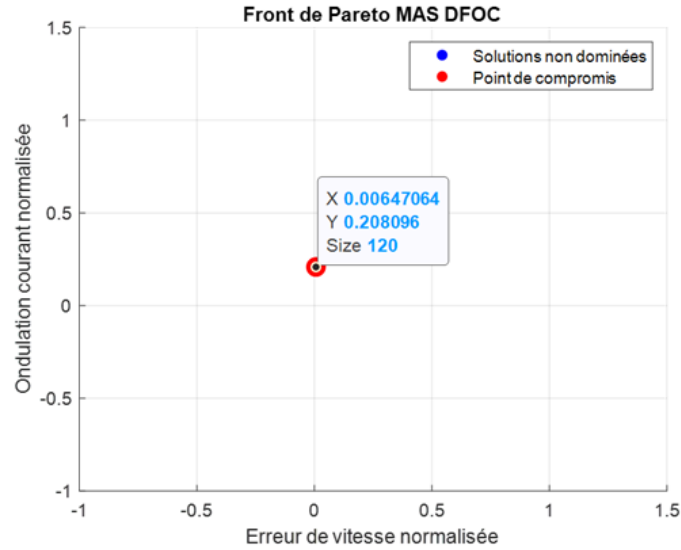


FIGURE IV.7 – Résultats du graphe de Pareto

Une représentation graphique est utilisée afin d'illustrer visuellement les performances obtenues grâce à l'optimisation multi-objectif c'est Le front de Pareto regroupe l'ensemble des solutions optimales issues de l'algorithme MOPSO. La zone située au voisinage de l'origine (X, Y) elle indique simultanément une erreur de vitesse très faible, gage d'un suivi quasi parfait de la consigne et une ondulation réduite, traduisant une stabilité accrue et des pertes énergétiques limitées. plus le point est proche de l'origine, plus la performance globale du système est optimale.

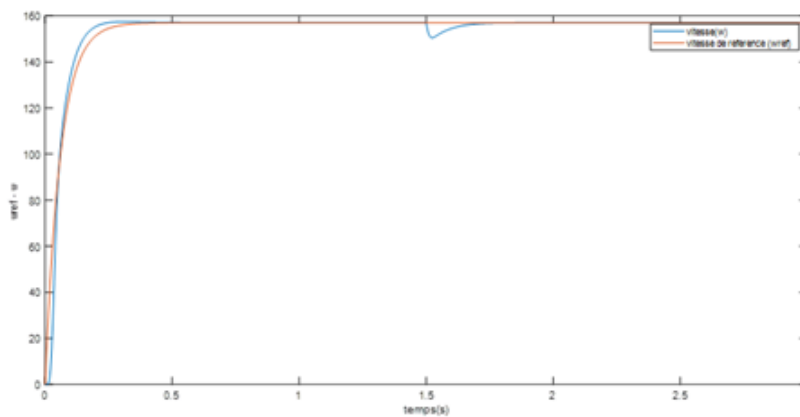


FIGURE IV.8 – La vitesse de consigne et de référence après l'optimisation

Ce graphe montre les résultats avec les gains obtenue par la phase d'affichage, la comparaison entre la vitesse de référence (ω_{ref}) et la vitesse réelle (ω) montre une amélioration notable du comportement du système. La vitesse réelle parvient à suivre la tendance imposée par la consigne et atteint la valeur désirée, ce qui traduit une erreur statique pratiquement nulle. Cependant, la réponse dynamique reste perfectible : la courbe de vitesse présente un dépassement presque nul par rapport à la consigne, signe d'un amortissement

insuffisant. Le système parvient tout de même à se stabiliser correctement après la phase transitoire.

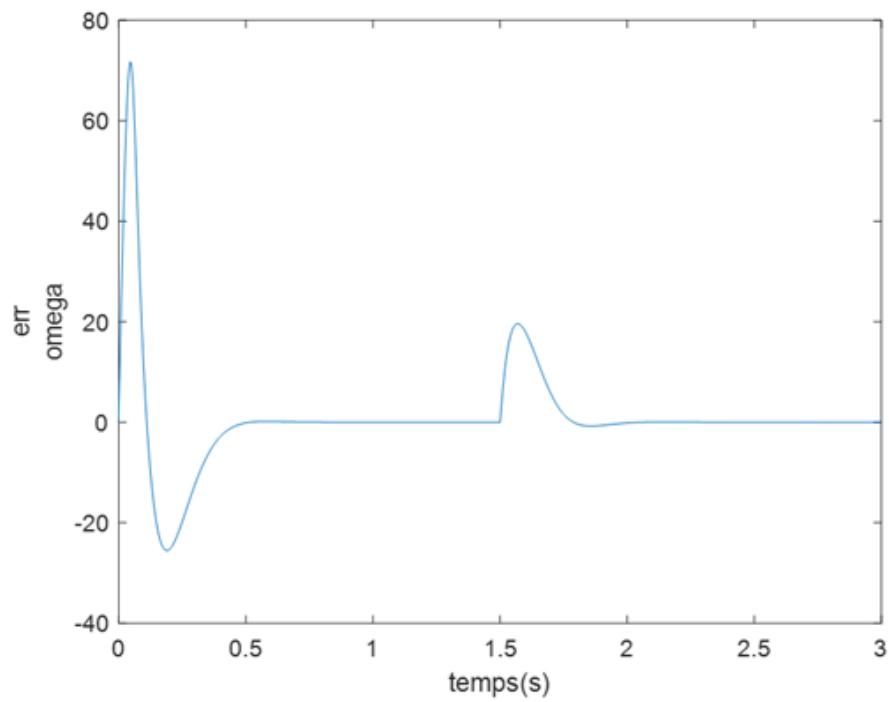


FIGURE IV.9 – graphe erreur de vitesse avant l'optimisation

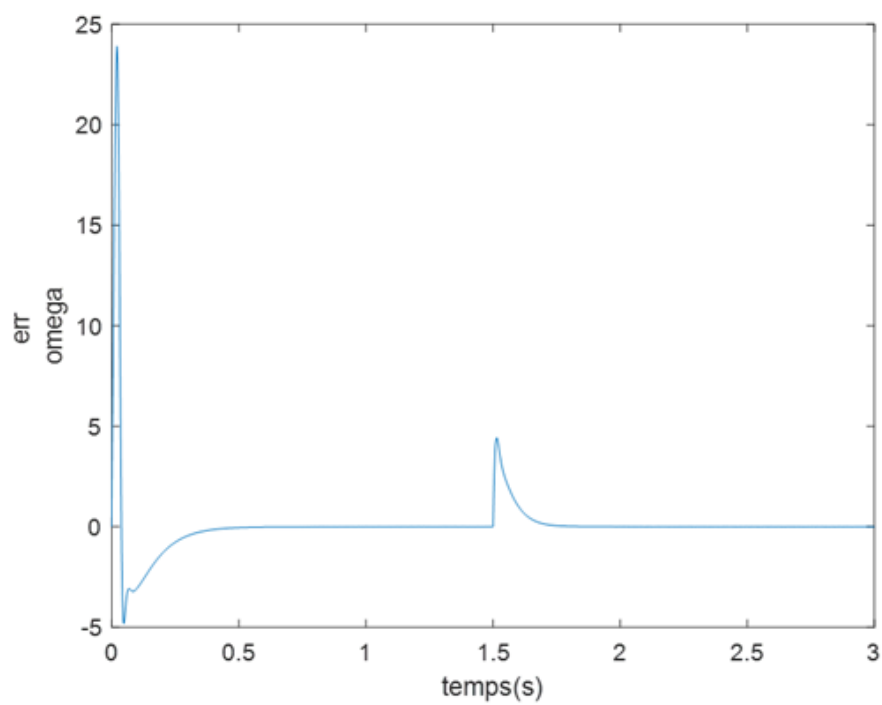


FIGURE IV.10 – Courant l'axe q après l'optimisation

Comme on peut voir sur les deux graphes qui représente l'erreur entre les deux vitesse avant et après l'optimisation montre une amélioration sur la réduction de l'erreur après les nouveau gain obtenue par le PSO

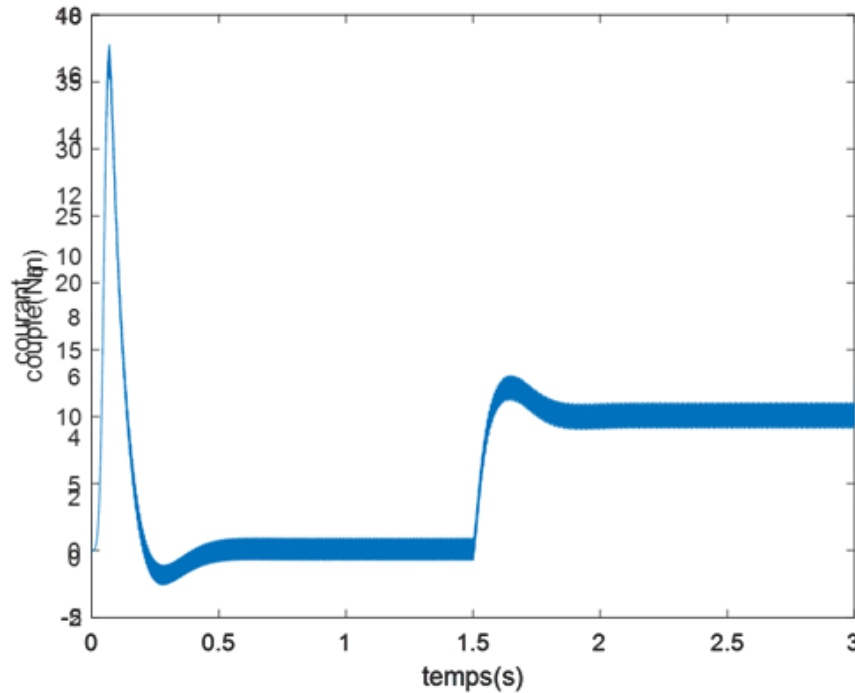


FIGURE IV.11 – Courant l'axe q après l'optimisation

L'étude du courant dans l'axe q après optimisation montre la présence d'ondulations similaires à celles observées avant optimisation. On constate une amélioration significative. Ainsi, le courant conserve une bonne stabilité et l'optimisation apporte un effet bien amélioré sur la réduction de l'ondulation.

IV.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'application de l'algorithme MOPSO pour optimiser simultanément deux critères du contrôle vectoriel du moteur asynchrone : l'erreur de vitesse et les ondulations de couple. Contrairement à l'approche mono-objectif, la méthode multi-objectif permet d'obtenir un compromis équilibré entre précision dynamique et qualité du couple.

Les résultats montrent que l'optimisation multi-objectif améliore la performance globale : la réduction des ondulations de couple est obtenue sans dégradation notable de la réponse en vitesse. Le front de Pareto offre en outre une diversité de solutions permettant d'adapter le réglage aux contraintes de l'application.

Ainsi, l'approche MOPSO s'avère pertinente pour la conception de stratégies de commande avancées et ouvre des perspectives d'amélioration.

Conclusion générale

A l'issue de ce travail, il apparaît que l'intégration de méthodes métaheuristiques dans le réglage des régulateurs de commande vectorielle du moteur asynchrone constitue une voie pertinente et efficace pour améliorer significativement les performances dynamiques et mécaniques de ce type de machine.

Les résultats obtenus ont d'abord confirmé les limites des approches classiques, qui, bien que largement utilisées, peinent à concilier simultanément précision du suivi et qualité du couple. L'implémentation de l'optimisation par PSO mono-objectif a permis d'illustrer une première amélioration notable, en optimisant directement les gains PI sur la base de l'erreur de vitesse. Toutefois, c'est l'introduction de l'approche multi-objectif (MOPSO) qui a véritablement enrichi la démarche, en mettant en évidence le compromis nécessaire entre deux critères souvent antagonistes : l'ISE et le TRR.

L'exploitation du front de Pareto a montré que l'optimisation ne conduit pas à une solution unique mais à un ensemble de compromis le choix reste ouvert qui offre à l'ingénieur la liberté d'adapter le réglage aux contraintes spécifiques de l'application visée (réduction des vibrations mécaniques, amélioration du confort d'utilisation, précision de régulation, etc.). Cette flexibilité représente l'un des apports majeurs de l'approche multi-objectif et illustre toute la richesse des techniques modernes d'optimisation.

Au-delà des résultats numériques et des analyses menées, ce mémoire met en évidence l'intérêt croissant des méthodes inspirées de la nature dans la conception et l'amélioration des systèmes de commande avancés. Dans un contexte où les moteurs électriques sont appelés à jouer un rôle central dans la transition énergétique (véhicules électriques, énergies renouvelables, automatisation industrielle), de telles approches constituent des outils puissants pour répondre aux exigences de performance et de durabilité.

Enfin, ce travail ouvre naturellement plusieurs perspectives de recherche :

- l'intégration de contraintes supplémentaires telles que la consommation énergétique ou les limites thermiques,
- l'extension vers des commandes adaptatives et intelligentes, où l'optimisation en ligne permettrait d'ajuster les paramètres en temps réel,
- la combinaison du MOPSO avec d'autres techniques issues de l'intelligence arti-

cielle (réseaux de neurones, logique floue, algorithmes génétiques), afin de concevoir des systs hybrides encore plus robustes et performants.

En définitive, ce mémoire montre que l'alliance entre modélisation rigoureuse, simulation numérique et optimisation métaheuristique constitue une approche prometteuse et durable pour relever les défis actuels et futurs du contres machines électriques.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Moteurs électriques grande puissance basse tension. Mot Moy Tens n.d. <https://vyboelectric.com/fr/moteurs-electriques-grande-puissance-basse-tension/> (accessed March 17, 2025).
- [2] Alexander CK, Sadiku MNO. Fundamentals of electric circuits. 4. Ed. Boston : McGraw-Hill ; 2009.
- [3] <https://bspublications.net/downloads/0671c9426db236-Ch-1-Bharti%20Dwivedi-Electromechanical%20Energy%20Conversion%20-%20I.pdf> n.d.
- [4] Principe de conversion électromécanique de l'énergie [Fondamentaux de la transmission de puissance électromécanique] n.d. <https://opale.enim.univ-lorraine.fr/nowak2/motorisations-6KEL1M01/publications/650321F1-web.publi/auroraW/co/conversion-electromeca-energie.html> (accessed March 23, 2025).
- [5] Chapman SJ. Electric machinery fundamentals. 5th ed. New York : McGraw-Hill ; 2012.
- [6] Moteur asynchrone n.d. <https://www.tout-electromenager.fr/45/les-pieces-detachees/moteur-asynchrone> (accessed March 23, 2025).
- [7] Vaette J. Le moteur asynchrone est-il le moteur du futur (Oui, et voilà la preuve). Constr Sa Moto électr 2021. <https://construire-sa-moto-electrique.org/moteur/asynchrone> (accessed March 23, 2025).
- [8] Franchi CM. Electrical machine drives : fundamental basics and practice. Boca Raton : CRC Press, Taylor & Francis Group ; 2019.
- [9] Pourquoi le moteur asynchrone est-il le plus utilisé?? Dymatec Ind n.d. <https://www.dymatec-industries.com/content/127-moteur-asynchrone-industrie> (accessed March 22, 2025).
- [10] Chapman SJ. Electric machinery fundamentals. 4th ed. New York, NY : McGraw-Hill Higher Education ; 2005.
- [11] Comparaison moteur synchrone / asynchrone troyesGEII n.d. <https://wikigeii.iut-troyes.univ-reims.fr/index.php?title=Comparaison-moteur-synchrone-/-asynchrone> (accessed March 23, 2025).
- [12] Nouvelle L. Moteurs électriques : les trois technos en compétition pour propulser l'auto 2021.

- [13] Electrical Machines, Drives and Power Systems (PDFDrive).pdf n.d.
- [14] Boldea I. Induction machines handbook : steady state modeling and performance. Third edition. Boca Raton : CRC Press ; 2020.
- [15] Moteurs à réluctance Types et fonction du moteur à réluctance. OSWOS n.d. [https ://oswos.com/fr/moteur-reductance/](https://oswos.com/fr/moteur-reductance/) (accessed March 23, 2025).
- [16] Larminie J, Lowry J. Electric vehicle technology explained. Second edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom : Wiley, a John Wiley & Sons, Ltd., Publication ; 2012.
- [17] Dahdouh A. COMMANDE EN VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU PAR BACKSTEPPING 2013.
- [18] Harmonic Drive SE - Glossaire. Harmon Drive SE n.d. [https ://harmonicdrive.de/fr/glossaire/moteur-dc](https://harmonicdrive.de/fr/glossaire/moteur-dc) (accessed March 22, 2025).
- [19] Types de moteurs électriques, applications et guide de sélection 2024. [https ://www.electronicsforu.com/technology-trends/learn-electronics/electric-motors](https://www.electronicsforu.com/technology-trends/learn-electronics/electric-motors) (accessed March 22, 2025).
- [20] Parspour N, Hanitsch R. Fuzzy controlled brushless DC motor for medical applications. Proc. IECON94 - 20th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron., vol. 2, 1994, p. 1310-4 vol.2. [https ://doi.org/10.1109/IECON.1994.397983](https://doi.org/10.1109/IECON.1994.397983).
- [21] Industrial electric motor systems. Clean Energy Minist n.d. [https ://www.cleanenergyministerial.org/efficient-products/industrial-electric-motor-systems/](https://www.cleanenergyministerial.org/efficient-products/industrial-electric-motor-systems/) (accessed March 23, 2025).
- [22] Cavazzuti M, Gaspari G, Pasquale S, Stalio E. Thermal management of a Formula E electric motor : Analysis and optimization. Appl Therm Eng 2019 ;157 :113733. [https ://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2019.113733](https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2019.113733).
- [23] Merabet A, editor. Advanced Control Systems for Electric Drives. Basel, Switzerland : MDPI - Multidisciplinary Digital Publishing Institute ; 2020.
- [24] Machines asynchrones. Tech Ing n.d. [https ://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/machines-electriques-tournantes-conception-construction-et-commande-42252210/machines-asynchrones-d3622/](https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/machines-electriques-tournantes-conception-construction-et-commande-42252210/machines-asynchrones-d3622/) (accessed September 7, 2025).
- [25] Grellet G, Clerc G. Actionneurs électriques : principes, modèles, commande. Paris : Eyrolles ; 1996.
- [26] Buyse H, Faucher J, Hautier JP, Rezzoug A, de Lorraine I. Soutenue publiquement le 14 Janvier 1999 devant la commission d'examen ? : n.d.
- [27] University-Annaba BM, Mokhtar-Annaba UB. Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique n.d.
- [28] F. Blaschke, The Principle of Field Orientation as applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines, Siemens Review, Vol. 34, No 3, 1972, p. 217-220. - Références - Publication scientifique de la recherche n.d. [https ://www.scirp.org/reference/referencespapers?referenceid=535177](https://www.scirp.org/reference/referencespapers?referenceid=535177) (accessed September 7, 2025).
- [29] Chekroun S. Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée. 2009.

- [30] University-Annaba BM, Mokhtar-Annaba UB. Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique n.d.
- [31] <http://www.noguchi-lab.com/pdf/1986/s61-IAS.pdf> n.d.
- [32] Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. IEEE Trans Power Electron 1988 ;3 :420-9. <https://doi.org/10.1109/63.17963>.
- [33] Singh B, Jain S, Dwivedi S. Direct Torque Control Induction Motor Drive with Improved Flux Response. Adv Power Electron 2012 ;2012. <https://doi.org/10.1155/2012/764038>.
- [34] (PDF) Localisation de défauts d'onduleur MLI d'une machine asynchrone commandée en DTC n.d. <https://www.researchgate.net/publication/323902928-Localisation-de-defauts-d%27onduleur-MLI-d%27une-machine-asynchrone-commandee-en-DTC/figures?lo=1&utm-source=google&utm-medium=organic> (accessed September 11, 2025).
- [35] Boldea I, Nasar SA. Electric drives. Third edition. Boca Raton : Taylor & Francis, CRC Press ; 2017.
- [36] Bouzid A, Constantine U, Benalla H, Constantine U, Bennia A, Constantine U, et al. Le public est cordialement invite n.d.
- [37] Dréo J. Adaptation de la méthode des colonies de fourmis pour l'optimisation en variables continues. Application en génie biomédical n.d.
- [38] Nocedal J, Wright SJ. Numerical optimization. Second edition. New York, NY : Springer ; 2006.
- [39] Talbi E-G. Metaheuristics : from design to implementation. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons ; 2009.
- [40] Dréo J, Siarry P. Diverses techniques d'optimisation inspirées de la théorie de l'auto-organisation dans les systèmes biologiques n.d.
- [41] Quenel Boussaid I. Improvement of metaheuristics for continuous optimization 2013.
- [42] Dréo J. Adaptation de la méthode des colonies de fourmis pour l'optimisation en variables continues. Application en génie biomédical n.d.
- [43] Adaptation in Natural and Artificial Systems- An Introductory Analysis with Applications to Biol.pdf n.d.
- [44] Dréo J. Adaptation de la méthode des colonies de fourmis pour l'optimisation en variables continues. Application en génie biomédical n.d.
- [45] IEEE Neural Networks Council, editor. 1995 IEEE International Conference on Neural Networks : proceedings, the University of Western Australia, Perth, Western Australia, 27 November-1 December 1995. [New York] Piscataway, NJ : Institute of Electrical and Electronics Engineers ; 2011.
- [46] M. Clerc, Optimisation des essaims de particules, 2010 (accessed September 13, 2025).
- [47] Brezonik L, Fister I, Podgorelec V. Swarm Intelligence Algorithms for Feature Selection : A Review. Appl Sci 2018 ;8 :1521. <https://doi.org/10.3390/app8091521>.
- [48] Lalwani S, Singhal S, Kumar R, Gupta N. A comprehensive survey : Applications of multi-objective particle swarm optimization (MOPSO) algorithm. Trans Comb 2013 ;2 :39-101.

- [49] Coello CA, Lechuga MS. MOPSO : a proposal for multiple objective particle swarm optimization. Proc. 2002 Congr. Evol. Comput. CEC02 Cat No02TH8600, vol. 2, 2002, p. 1051-6 vol.2. <https://doi.org/10.1109/CEC.2002.1004388>.
- [50] Mostaghim S, Teich J. Strategies for finding good local guides in multi-objective particle swarm optimization (MOPSO). Proc. 2003 IEEE Swarm Intell. Symp. SIS03 Cat No03EX706, 2003, p. 26-33. <https://doi.org/10.1109/SIS.2003.1202243>.
- [51] Yang X-S. Nature-inspired metaheuristic algorithms. 2. ed. Frome : Luniver Press ; 2010.
- [52] Commande du moteur BLDC à l'aide de l'algorithme d'optimisation de la colonie fourmiste pour l'accord des paramètres PID Archives des sciences de l'ingénierie avancée n.d. <https://ojs.bonviewpress.com/index.php/AAES/article/view/1184> (accessed September 13, 2025).
- [53] Sandoval D, Soto I, Adasme P. Control of direct current motor using Ant Colony optimization. 2015 Chil. Conf. Electr. Electron. Eng. Inf. Commun. Technol. CHILECON, 2015, p. 79 ?82. <https://doi.org/10.1109/Chilecon.2015.7400356>.
- [54] Johari NF, Zain AM, Noorfa MH, Udin A. Firefly Algorithm for Optimization Problem. Appl Mech Mater 2013;421 :512 ?7. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.421.512>.
- [55] Digital Repository-Abdel Hafid Boussouf University Center of Mila : Optimisation des gains d'un PI par l'algorithme firefly et AGs dans une commande vectorielle de la machine asynchrone n.d. <https://dspace.centre-univ-mila.dz/jspui/handle/123456789/682> (accessed September 13, 2025).
- [56] LJMU Recherche en ligne n.d. <https://researchonline.ljmu.ac.uk/id/eprint/6603/> (accessed September 13, 2025).
- [57] Algorithme chaulé : revue de la littérature et applications - International Journal of Bio-Inspired Computation n.d. <https://www.inderscienceonline.com/doi/abs/10.1504/IJBIC.2013.055093> (accessed September 13, 2025).
- [58] Hartlambang YG, Nurohmah H, Ali M. Optimasi Kecepatan Motor DC Menggunakan Algoritma Kelelawar (Bat Algorithm). SEMANTIKOM 2017 Univ Madura 2017 :1 ?8.
- [59] Oualid A, Mohellebi H. EN : ?An Asynchronous Motor's Design and Control for Electric Vehicles-FR : Conception et Commande d'un Moteur Asynchrone Destiné au Véhicule Electrique. 2015. <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.29404.16000>.
- [60] Hajji S. Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone n.d. <https://theses.hal.science/tel-01058792/document>
- [61] These-Chouaf-Fethi.pdf n.d. <https://biblio.univ-annaba.dz/wp-content/uploads/2019/11/These-Chouaf-Fethi.pdf>
- [62] Leonhard W. Control of electrical drives. Springer Science & Business Media ; 2001. <https://books.google.dz>
- [63] Grouni S, Ibtiouen R, Kidouche M, Touhami O. Application of Indirect Field Oriented Control with Optimum Flux for Induction Machines Drives. In : Elleithy K, editor. Adv. Tech. Comput. Sci. Softw. Eng., Dordrecht : Springer Netherlands ; 2010, p. 7-12. <https://doi.org/10.1007/978-90-481-3660-5-2>.

-
- [64] Chapitre 04.pdf n.d. [http ://thesis.univ-biskra.dz/1089/6/Chapitre%2004.pdf](http://thesis.univ-biskra.dz/1089/6/Chapitre%2004.pdf)
- [65] These-Rouaibia-Reda.pdf n.d. [https ://biblio.univ-annaba.dz/wp-content/uploads/2020/02/These-Rouaibia-Reda.pdf](https://biblio.univ-annaba.dz/wp-content/uploads/2020/02/These-Rouaibia-Reda.pdf)
- [66] commande-vectorielle-mas.pdf n.d. [https ://staff.univ-batna2.dz/sites/default/files/drid-said/files/commande6vectorielle6mas.pdf](https://staff.univ-batna2.dz/sites/default/files/drid-said/files/commande6vectorielle6mas.pdf)
- [67] Wang D, Tan D, Liu L. Particle swarm optimization algorithm : an overview. *Soft Comput* 2018 ;22 :387?408. [https ://doi.org/10.1007/s00500-016-2474-6](https://doi.org/10.1007/s00500-016-2474-6).
- [68] Faouzi M. Contribution ‘a la synthe’sé et l’optimisation multi-objectif par essais particuliers de lois de commande robuste RST de syste’smes dynamiques 2016.
- [69] Zemzami M. Variations sur PSO : approches parallèles, jeux de voisinages et applications n.d.
- [70] Knowles JD, Corne DW. Approximating the Nondominated Front Using the Pareto Archived Evolution Strategy. *Evol Comput* 2000 ;8 :149-72. [https ://doi.org/10.1162/106365600568167](https://doi.org/10.1162/106365600568167).
- [71] Knowles J, Corne D. The Pareto archived evolution strategy : a new baseline algorithm for Pareto multiobjective optimisation. *Proc. 1999 Congr. Evol. Comput.-CEC99 Cat No 99TH8406*, vol. 1, 1999, p. 98-105 Vol. 1. [https ://doi.org/10.1109/CEC.1999.781913](https://doi.org/10.1109/CEC.1999.781913).

ANNEXES

Annexe 1

Caractéristiques nominales du moteur asynchrone

Type : Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Grandeurs nominales	Tension nominale	220 / 380	Volts
	Puissance nominale	1500	W
	Fréquence nominale	50	Hertz
	Vitesse nominale	1420	tr/mn
	Courant nominal	3,7 / 6.5	A
	Couple nominal	10	N.m
Paramètres nominaux	Résistance statorique	4.850	Ω
	Résistance rotorique	3.805	Ω
	Coefficient d'inductance statorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance rotorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance mutuelle	0.258	H
	Nombre de paires de pôle	2	/
	Coefficient de frottement	0.0114	kg.m ²
	Moment d'inertie total	0.031	N.s/rad

Résumé

Ce mémoire présente une étude approfondie de la commande vectorielle orientée flux (DFOC) appliquée à une machine asynchrone triphasée, dans le but d'améliorer ses performances dynamiques et énergétiques. Après la modélisation du moteur dans le repère (dq) et la mise en œuvre d'une commande PI classique, une optimisation des régulateurs a été réalisée à l'aide des méthodes PSO et MOPSO.

L'optimisation multi-objectif a ciblé deux critères essentiels : la minimisation de l'erreur de vitesse et la réduction de l'ondulation du courant statorique.

Les résultats de simulation ont mis en évidence une nette amélioration de la précision et de la stabilité du système, confirmant la pertinence des approches métaheuristiques pour la commande avancée des machines asynchrones.

Mots-clés :

Machine asynchrone, commande vectorielle orientée flux (DFOC), régulateur PI, optimisation par essais particuliers (PSO), optimisation multi-objectif (MOPSO), front de Pareto, ondulation du courant, erreur de vitesse.

Abstract

This thesis presents a comprehensive study of the Field-Oriented Control (FOC) applied to a three-phase asynchronous motor, aiming to enhance its dynamic and energetic performances. After modeling the motor in the (dq) reference frame and implementing a conventional PI controller, the regulators were optimized using Particle Swarm Optimization (PSO) and its multi-objective variant (MOPSO).

The optimization focused on two main criteria: minimizing the speed tracking error and reducing the stator current ripple.

Simulation results demonstrated a significant improvement in both precision and stability, validating the efficiency of metaheuristic optimization methods in the advanced control of asynchronous machines.

Keywords:

Asynchronous motor, Field-Oriented Control (FOC), PI controller, Particle Swarm Optimization (PSO), Multi-Objective Optimization (MOPSO), Pareto front, current ripple, speed error.

الملخص

، (DFOC) يهدف هذا البحث إلى تحسين أداء المحرك غير المتزامن ثلاثي الطور من خلال تطبيق أسلوب التحكم الموجه بالمتجه ، PI وتطبيق المتحكم التقليدي من نوع (dq) بهدف رفع الكفاءة الديناميكية والطاقوية للنظام. بعد نمذجة المحرك في الإطار المرجعي لضبط معاملات المتحكم بطريقة (MOPSO) والتحسين المتعدد الأهداف (PSO) تم استخدام خوارزميات التحسين بالذرات المتحركة مثلى.

تم التركيز في عملية التحسين على معيارين أساسيين: تقليل خطأ تتبع السرعة وتقليل تموج التيار في ملفات الجزء الثابت أظهرت نتائج المحاكاة تحسناً ملحوظاً في دقة واستقرار النظام، مما يؤكد فعالية تقنيات التحسين الميتاهيورستية في تطوير أساليب التحكم المتقدمة للمحركات غير المتزامنة.

الكلمات المفتاحية:

، التحسين (PSO) ، خوارزمية التحسين بسرب الجسيمات PI ، المتحكم (DFOC) المحرك غير المتزامن، التحكم الموجه بالمتجه ، جبهة باريتو، تموج التيار، خطأ السرعة (MOPSO) المتعدد الأهداف