



République populaire démocratique d'Algérie
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université d'Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de technologie
Département de Génie Mécanique
Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADÉMIQUE
Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Électromécanique
Spécialité : Électromécanique

Présenté par :

1. Bedra Abd El Mounaim
2. Latrech Messaoud

Thème:

**Commande prédictive avancée du courant des moteurs
synchrones à aimant permanent**

Soutenu le: 13 / 06 / 2026

Devant le jury composé de :

Dr. Beggat Fateh

Président

Dr. CHABANI Mohammed Saci

Encadreur

Dr. Mahmoudi Abdelkader

Co-Encadreur

Dr. Chouaib Labiod

Examineur

Année Universitaire : 2025/2026

Résumé

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) occupent une place importante dans les systèmes d'entraînement électriques modernes grâce à leur rendement élevé, leur forte densité de puissance et leurs excellentes performances dynamiques. Ces caractéristiques expliquent leur utilisation croissante dans les véhicules électriques, les applications industrielles et les systèmes d'énergie renouvelable.

Ce mémoire présente une étude des différentes techniques de commande appliquées aux MSAP. Dans un premier temps, un état de l'art est réalisé en présentant les principales caractéristiques des machines à aimants permanents ainsi que les différentes méthodes de commande du courant, notamment la commande linéaire à base de régulateurs PI, la commande par hystérésis, la commande prédictive du courant, la commande prédictive Deadbeat et la commande prédictive modulée.

Dans un second temps, une modélisation détaillée de la MSAP et de l'onduleur de tension à deux niveaux est développée. Les transformations de repères, les modèles continus et discrets ainsi que la commande vectorielle par orientation de flux sont étudiés afin d'établir une base théorique adaptée aux techniques de commande avancées.

Enfin, une stratégie de commande prédictive avancée du courant est présentée. Cette approche repose sur l'utilisation de l'algorithme d'optimisation Grey Wolf Optimizer (GWO) afin d'améliorer la robustesse du système face aux variations paramétriques et aux perturbations de charge. Une comparaison avec la commande prédictive classique met en évidence l'amélioration des performances dynamiques, de la précision du suivi du courant et de la qualité globale de la commande.

Mots-clés :

MSAP, onduleur triphasé à 2-niveaux, FOC, commande prédictive du courant, Grey Wolf Optimizer, modélisation, véhicules électriques.

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs) have become one of the most important electrical machines in modern drive systems due to their high efficiency, high power density, and excellent dynamic performance. These advantages have led to their widespread use in electric vehicles, industrial applications, and renewable energy systems.

This dissertation presents a study of different control techniques applied to PMSMs. First, a state-of-the-art review is conducted, covering the main characteristics of permanent magnet machines and various current control methods, including PI-based linear control, hysteresis control, predictive current control, Deadbeat predictive control, and modulated predictive control.

Secondly, a detailed mathematical model of the PMSM and the two-level voltage source inverter (2L-VSI) is developed. Reference frame transformations, continuous-time and discrete-time models, as well as Field-Oriented Control (FOC), are presented to establish a theoretical foundation for advanced control strategies.

Finally, an advanced predictive current control strategy is investigated. The proposed approach employs the Grey Wolf Optimizer (GWO) algorithm to enhance system robustness against parameter variations and load disturbances. A comparison with conventional

predictive current control demonstrates improvements in dynamic response, current tracking accuracy, and overall control performance.

Keywords:

PMSM, Permanent Magnet Synchronous Motor, 2L-VSI, Field-Oriented Control, Predictive Current Control, Grey Wolf Optimizer, Modeling, Electric Vehicles.

الملخص

تُعدّ المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم من أهم الآلات الكهربائية المستخدمة في أنظمة القيادة الحديثة، وذلك بفضل كفاءتها العالية وكثافة قدرتها المرتفعة وأدائها الديناميكي الممتاز. وقد ساهمت هذه المزايا في انتشار استخدامها في المركبات الكهربائية والتطبيقات الصناعية وأنظمة الطاقة المتجددة.

يتناول هذا العمل دراسة مختلف تقنيات التحكم المطبقة على المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. في البداية، تم تقديم دراسة نظرية لأهم خصائص هذه المحركات وطرق التحكم في التيار، بما في ذلك التحكم الخطي المعتمد على منظمات PI، والتحكم بالهسترة، والتحكم التنبئي بالتيار، والتحكم التنبئي من نوع Deadbeat، والتحكم التنبئي المعدّل.

بعد ذلك، تم تطوير نموذج رياضي مفصل للمحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائم وللعاكس ثنائي المستوى (2L-VSI). كما تمت دراسة تحويلات المراجع الرياضية والنماذج المستمرة والمتقطعة، بالإضافة إلى التحكم الموجه بالمجال (FOC)، بهدف توفير أساس نظري مناسب لتقنيات التحكم المتقدمة.

وأخيراً، تم تقديم استراتيجية متقدمة للتحكم التنبئي في التيار تعتمد على خوارزمية Grey Wolf Optimizer (GWO)، وذلك من أجل تحسين متانة النظام في مواجهة تغير المعلمات واضطرابات الحمل. وقد أظهرت المقارنة مع التحكم التنبئي التقليدي تحسناً في الاستجابة الديناميكية ودقة تتبع التيار والأداء العام لمنظومة التحكم.

الكلمات المفتاحية :

المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، العاكس ثنائي المستوى، التحكم الموجه بالمجال، التحكم التنبئي بالتيار، خوارزمية الذئب الرمادي، النمذجة، المركبات الكهربائية.

Remerciement

En premier lieu, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude
envers **ALLAH** le Clément, qui nous a donné le courage, la
persévérance et les moyens nécessaires pour finaliser ce travail
d'études.

Nous tenons à remercier chaleureusement notre encadrant pour son
précieux suivi, ses conseils avisés et le partage de ses connaissances
tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous exprimons également notre respect et nos remerciements aux
membres du jury qui nous font l'honneur d'évaluer ce travail.

Enfin, nous dédions un merci particulier à nos parents, à nos proches
et à l'ensemble de nos camarades pour leur soutien inconditionnel et
leurs encouragements constants durant nos années d'études.

Merci à tous...

DÉDICACE

À mes chers parents,
source de mon inspiration et de ma détermination, pour leur amour
inconditionnel, leurs sacrifices et leur soutien sans faille tout au long
de mon parcours.

À mes frères et sœurs,
pour leur présence, leurs encouragements et tous les moments de
partage qui m'ont donné la force d'avancer.

À mes professeurs,
pour leurs enseignements précieux, leur patience et leurs conseils qui
ont enrichi mon savoir.

À mes amis,
pour leur soutien, leur confiance et les instants qui ont rendu ce
parcours plus léger.

À toute ma famille,
pour leur affection et leurs encouragements constants.

Je dédie ce modeste travail avec gratitude et reconnaissance, en
espérant qu'il marque le début d'un avenir plein de réussite.

BEDRA ABD EL MOUNAIM

DÉDICACE

Je dédie ce travail :

À ma mère et à mon père,
mes premiers guides dans la vie, qui m'ont transmis les valeurs du
courage, de la persévérance et de l'effort.

À mes sœurs,
pour leur soutien silencieux mais précieux, et pour avoir toujours cru
en moi.

À mes enseignants et professeurs,
dont les connaissances, l'accompagnement et les conseils ont
contribué à mon évolution académique.

À mes amis,
qui ont partagé avec moi les défis, les moments de doute ainsi que les
réussites.

À tous les membres de ma famille,
pour leur confiance et leur présence tout au long de ce chemin.
Que ce travail soit le témoignage de ma reconnaissance et de mon
profond respect envers chacun d'entre eux.

LATRECH MESSAOUD

TABLE DES MATIÈRES

Table Des Matières

LISTE DES FIGURES	I
LISTE DES TABLEAUX	II
LISTE DES ABREVIATIONS	III
INTRODUCTION GENERALE	1

CHAPITRE 1 : ÉTAT DE L'ART SUR LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

1.1	INTRODUCTION.....	3
1.2	MACHINES ÉLECTRIQUES À AIMANTS PERMANENTS MSAP	3
1.2.1	<i>Classification Des Machines Electriques A Aimants Permanents</i> ...	4
1.2.1	MÉTHODES DE COMMANDE DE BASE DES MSAP	7
1.2.1.1	<i>Commande Scalaire V/f</i>	7
1.2.1.2	<i>Commande En Boucle Fermée De La Vitesse Et Du Couple</i>	9
1.3	LES MOTEURS SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS UTILISES DANS LES VEHICULES ELECTRIQUES MODERNES.....	10
1.4	METHODES DE COMMANDE DU COURANT DE LA MOTEUR SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT MSAP	12
1.4.1	<i>Commande Du Courant Linéaire Basée Sur Le Régulateur Pi</i>	12
1.4.2	<i>Commande Du Courant Par Hystérésis</i>	12
1.4.3	<i>Commande Du Courant Prédictive</i>	13
1.4.4	<i>Commande De Courant Prédictive Dead Beat</i>	15
1.4.5	<i>Commande Prédictive Modulée</i>	16
1.5	SYNTHESE DES PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES METHODES DE COMMANDE.....	17
1.7.	CONCLUSION.....	18

CHAPITRE 2 : MODELISATION DE LA MSAP ET SA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE

2.1	INTRODUCTION.....	31
2.2	TRANSFORMATIONS DE REPERES DE REFERENCE.....	32
2.2.1	<i>Transformation Entre Les Repères Naturels Et Stationnaires</i>	32
2.2.2	<i>Transformation Entre Les Référentiels Naturels Et Synchrones</i>	33
2.2.3	<i>Transformation Entre Les Référentiels Stationnaires Et Synchrones</i>	33
2.3	MODELISATION DES MOTEURS A SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT (MSAP).....	34
2.3.1	<i>Modèle Dans Le Repère Naturel</i>	34
2.3.2	<i>Modèle De MSAP Dans Le Repère Synchrone</i>	35
2.3.3	<i>Modèle En Temps Continu</i>	36
2.3.4	<i>Modèle En Temps Discret (Euler Avant)</i>	37
2.3.5	<i>Modèle Discret Par Décomposition Matricielle</i>	38

2.3.6	<i>Équations Mécaniques</i>	39
2.3.7	<i>Calcul Des Puissances Active Et Réactive</i>	40
2.4	MODELISATION DE L'ONDULEUR.....	41
2.4.1	<i>Circuit De Puissance</i>	41
2.4.2	<i>Modes De Fonctionnement</i>	41
2.4.3	<i>États De Commutation</i>	42
2.5	COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTES DE MSAP.....	46
2.5.1	<i>Schema Global De La Commande Vectorielle A Flux Orientes De MSAP</i>	46
2.5.2	<i>Principe De Commande Du Couple De La MSAP</i>	48
2.6	CONCLUSION.....	49

CHAPITRE 3 : COMMANDE PRÉDICTIF AVANCÉ DU COURANT DES MOTEURS SYNCHRONES À AIMANT PERMANENT

3.1	INTRODUCTION.....	51
3.2	COMMANDE PREDICTIVE DU COURANT DES MSAP.....	52
3.2.1	<i>Généralités Sur La Commande Prédictive Du Courant</i>	52
3.2.2	<i>Onduleur Triphasés A 2-Niveaux</i>	54
3.2.3	<i>Commande Prédictive Du Courant Appliquée Aux MSAP</i>	56
3.3	COMMANDE PREDICTIVE AVANCE DU COURANT DES MSAP.....	59
3.3.1	<i>Commande Prédictive Avance Du Courant Des MSAP Propose</i>	59
3.3.2	<i>Présentations De L'algorithme GWO</i>	60
3.4	RESULTATS DE SIMULATION.....	63
3.4.1	<i>Réglage Et Efforts De Calcul</i>	63
3.4.2	<i>Evaluation Performances De Commande</i>	65
3.5	CONCLUSIONS.....	71

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Classification des machines électriques à aimants permanents.....	4
Figure 1.2. Coupes transversales de moteurs illustrant différentes configurations de rotor pour les moteurs à aimants permanents (MSAP). (a) Type à aimants en surface (b) Type à aimants internes.....	6
Figure 1.3. Structure d'un PMSM à aimants en surface (SPMSM).....	7
Figure 1.4. Approche de commande V/f en boucle ouverte, pouvant être utilisée pour les moteurs IPMSMS à rotor à cage d'écureuil.....	8
Figure 1.5. Approche de commande V/f pour les moteurs à aimants permanents sans enroulements de cage de rotor.....	9
Figure 1.6. Schéma fonctionnel d'un système de commande de moteur synchrone à aimants permanents (PMSM) intégrant un régulateur de couple et de vitesse.....	10
Figure 1.8. Schéma fonctionnel de la méthode de commande linéaire.....	12
Figure 1.9. Méthode de commande courants par d'hystérésis pour les MSAP.....	13
Figure 1.10. Schéma fonctionnel de la méthode commande du courant prédictive.....	14
Figure 1.11. Schéma fonctionnel de la méthode de commande prédictive de type Dead beat.....	15
Figure 1.12. Schéma fonctionnel de la méthode de commande prédictive modulaire.....	16
Figure 2.1. Configuration du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) avec l'onduleur a 2-niveaux pour les applications de véhicules électriques.....	34
Figure 2.2. Circuit de puissance 2L-VSI par phase utilisant des commutateurs génériques.....	41
Figure 2.3. Modes de fonctionnement du 2L-VSI par phase (a) Mode I : $s_a = 1$ (a) Mode II : $\bar{s}_a = 1$	42
Figure 2.4. Diagramme vectoriel dans l'espace pour un l'onduleur triphasé a 2-niveaux.....	43
Figure 2.5. Interaction entre le flux statorique tournant et le flux rotorique [15].....	46
Figure 2.6. Schéma de base du contrôle FOC pour un moteur à courant alternatif [15].....	46
Figure 2.8. Vecteurs spatiaux de courant, de tension et de flux du rotor dans les repères (a, b, c), (α , β) et (d, q) [15].....	48
Figure 3.1. Schéma de la commande prédictive du courant [Mes].....	53
Figure 3.2. Configuration du système d'entraînement MSAP avec l'onduleur triphasé à 2-niveaux.....	54

Figure 3.3. Représentation hexagonale des vecteurs de tension d'un onduleur triphasé à 2-niveaux.....	57
Figure 3.4. Commande prédictive classique de la MSAP.....	59
Figure 3.4. (a) Hiérarchie du GWO (la dominance diminue de haut en bas). (b) Mise à jour de la position du GWO.....	60
Figure 3.5. Organigramme de l'algorithme GWO proposé.....	63
Figure 3.6. Schéma de commande prédictive avancée et du système d'entraînement MSAP.....	64
Figure 3.7. Résultats de simulation pour 600 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres (0.5xRs, 0.5xLds,qs), (c) commande prédictive de courant avancé.....	66
Figure 3.8. Résultats de simulation pour 1500 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres (0.5xRs, 0.5xLds,qs), (c) commande prédictive de courant avancé.....	68
Figure 3.9. Résultats de la simulation avec des variations de vitesse et de charge de simulation pour 1500 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres (0.5xRs, 0.5xLds,qs), (c) commande prédictive de courant avancé.....	70

LISTE DES TABLES

Tableau 1.1. Paramètres clés des véhicules électriques modernes.....	11
Tableau 1.2. Résumé des principales caractéristiques des méthodes de contrôle numérique du courant.....	18
Tableau 2.1. États de commutation et tensions de sortie pour un l'onduleur triphasé a 2-niveaux $\forall a \in \{x, y, z\}$	43
Tableau 2.2. Résumé des notations des variables pour un l'onduleur triphasé a 2-niveau x.....	44
Tableau 3.1. Vecteurs de tension à la sortie d'un onduleur triphasé à 2- niveaux.....	56
Tableau 3.2. Comparaison de la complexité de mise en œuvre entre Les deux algorithmes de commande prédictive de courant.....	64

Liste des abréviations

v_{as}, v_{bs}, v_{cs} : Tensions statoriques des phases a, b, c [V]

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques des phases a, b, c [A]

v_{ds}, v_{qs} : Tensions statoriques dans le repère synchrone axes d, q [V]

i_{ds}, i_{qs} : Courants statoriques dans le repère synchrone axes d, q [A]

v_{α}, v_{β} : Tensions statoriques dans le repère stationnaire α, β [V]

i_{α}, i_{β} : Courants statoriques dans le repère stationnaire α, β [A]

i^*_d, i^*_q : Courants de référence ou consignes sur les axes d, q [A]

$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$: Flux statoriques des phases a, b, c [Wb]

ψ_{ds}, ψ_{qs} : Flux statoriques dans le repère synchrone axes d, q [Wb]

$\hat{\psi}_{ds}, \hat{\psi}_{qs}$: Flux statoriques estimés par l'observateur [Wb]

ψ_r : Flux magnétique produit par les aimants permanents [Wb]

R_s : Résistance des enroulements du stator [Ω]

L_{ds}, L_{qs} : Inductances statoriques sur les axes d et q [H]

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Auto-inductances des phases du rotor [H]

M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} : Inductances mutuelles entre les phases du rotor [H]

θ_r : Position angulaire électrique du rotor [rad]

θ_m : Position angulaire mécanique du rotor [rad]

ω_r : Vitesse angulaire électrique du rotor [rad/s]

ω_m : Vitesse angulaire mécanique du rotor [rad/s]

- ω^*_m : Vitesse mécanique de référence ou consigne [**rad/s**]
- f : Fréquence électrique des grandeurs statoriques [**Hz**]
- P_p : Nombre de paires de pôles de la machine
- T_e : Couple électromagnétique produit [**N.m**]
- T_m : Couple mécanique de la charge [**N.m**]
- J_m : Moment d'inertie de l'ensemble tournant [**kg.m²**]
- B_m : Coefficient de frottement visqueux [**N.m.s**]
- P_s, Q_s : Puissances active [**W**] et réactive [**VAR**] du stator
- V_{dc} : Tension continue du bus d'alimentation (DC Link) [**V**]
- S_a, S_b, S_c : Signaux de commande des bras de l'onduleur
- S_{abc} : Vecteur spatial des états de commutation
- T_s : Période ou temps d'échantillonnage du système [**s**]
- k : Instant d'échantillonnage actuel (discret)
- $k + 1$: Instant d'échantillonnage prédit pour la commande
- $g(k)$: Fonction de coût pour l'optimisation prédictive
- W_f, W_i : Facteurs de pondération dans la fonction de coût
- K_p, K_i : Gains proportionnel et intégral des régulateurs PI
- δ : Angle de charge entre le flux statorique et rotorique [**rad**]
- A, C : Vecteurs coefficients de l'algorithme GWO
- X_p : Vecteur position de la proie (meilleure solution GWO)
- $\alpha, \beta, \delta, \omega$: Hiérarchie sociale des loups (GWO)

Sigles utilisés :

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

MLI : Modulation de Largeur d'impulsions.

MI: Machine a induction.

FOC: Field Oriented Control.

Sigles utilisés :

- GWO : Algorithme d'optimisation inspiré par le comportement social des loups gris
- MPC : Commande Prédictive basée sur le Modèle
- FCS-MPC : Commande prédictive à ensemble fini d'états de commutation
- PMSM : Moteur Synchrone à Aimants Permanents - MSAP
- PI : Régulateur Proportionnel Intégral utilisé pour l'asservissement
- VSI : Onduleur de tension triphasé
- PWM : Modulation de Largeur d'Impulsion - MLI
- SVM : Modulation de Vecteur Spatial
- THD : Taux de Distorsion Harmonique des courants ou tensions
- EMF : Force Électromotrice - FEM
- DC : Courant Continu, généralement relatif au bus v_{dc}
- AC : Courant Alternatif
- MTPA : Stratégie de commande pour maximiser le couple par ampère
- **Abbreviations and Symbols**

Δ	The variation values of the parameters
T_s	The sampling interval
g	The Cost Function
$MTPA$	The maximum torque per ampere
X_{opt}	The Optimum Input Factor
α, β, δ and ω	Wolves Groupes
N_g	The number of grey wolves

M_i	The maximum number of iterations
$D \rightarrow$	The distance between the grey wolf and the prey
$C \rightarrow \text{and} A \rightarrow$	The Control Coefficient
$X \rightarrow$	The Position Vector of the search Agent
$X \rightarrow p$	The Prey
n	Actual iteration number

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, les systèmes d'entraînement électrique ont connu un développement considérable, notamment grâce aux avancées en électronique de puissance, en traitement numérique du signal et en techniques de commande avancées. Dans ce contexte, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), également connues sous l'appellation PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors), se sont imposées comme une solution privilégiée dans de nombreuses applications industrielles, telles que les véhicules électriques, les systèmes d'énergie renouvelable et les entraînements à haute performance. Leur rendement élevé, leur densité de puissance importante et leur robustesse en font des candidats idéaux pour les systèmes modernes.

Cependant, l'exploitation optimale de ces machines nécessite des stratégies de commande performantes capables d'assurer une réponse dynamique rapide, une précision élevée et une robustesse face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Parmi les approches classiques, la commande vectorielle par orientation de champ (Field-Oriented Control (FOC)) a longtemps constitué une référence, permettant de découpler le contrôle du flux et du couple. Néanmoins, malgré ses performances, cette méthode présente certaines limitations liées à la dépendance au modèle et à la complexité de sa mise en œuvre.

Par ailleurs, les méthodes de commande du courant ont évolué vers des techniques plus avancées, notamment les commandes prédictives. Ces dernières reposent sur l'utilisation explicite d'un modèle du système pour prédire son comportement futur et sélectionner l'action de commande optimale. Parmi ces techniques, la commande prédictive du courant, la commande Deadbeat du courant ainsi que les approches modulées ont suscité un intérêt croissant en raison de leur rapidité et de leur capacité à gérer directement les contraintes du système. Plus récemment, des stratégies innovantes telles que la commande prédictive avancée basée sur et les méthodes d'optimisation intelligentes, comme l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO), ont été introduites afin d'améliorer la robustesse et de réduire la dépendance aux paramètres du modèle.

Dans ce cadre, la modélisation précise du système d'entraînement constitue une étape essentielle pour la conception et l'analyse des lois de commande. Cette modélisation inclut à la fois le moteur MSAP et l'onduleur de tension à triphasé deux niveaux, qui assure l'interface entre la source d'énergie et la machine. L'étude des transformations de repères (abc , $\alpha\beta$, dq) permet de simplifier l'analyse et de faciliter la mise en œuvre des stratégies de commande. De plus, l'établissement des modèles en temps continu et en temps discret, ainsi que l'analyse des équations mécaniques et énergétiques, sont indispensables pour une représentation complète du système.

Ainsi, l'objectif principal de ce travail est d'étudier, de modéliser et de comparer différentes stratégies de commande du courant appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, tout en mettant l'accent sur les méthodes prédictives modernes. Une attention particulière est portée à la conception et à l'évaluation d'une approche de commande prédictive du courant, visant à améliorer les performances dynamiques et la robustesse du système.

Ce mémoire est structuré comme suit :

- Le premier chapitre présente un état de l'art des différentes méthodes de commande du courant, en mettant en évidence leurs principes, leurs avantages et leurs limites.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation détaillée du système PMSM alimenté par un onduleur à l'onduleur de tension à triphasé deux niveaux, incluant les transformations de repères, les modèles dynamiques et les équations énergétiques.
- Enfin, le troisième chapitre introduit la stratégie de commande prédictive du courant avancé basée sur GWO, en décrivant son principe de fonctionnement et en analysant ses performances.

Chapitre 1

Etat de l'art sur la Machine synchrone à aimant permanent MSAP

1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), qui représentent aujourd'hui l'une des solutions les plus performantes dans les systèmes d'entraînement électriques modernes. Grâce à leurs avantages tels qu'un rendement élevé, une forte densité de puissance, une taille compacte et une bonne dynamique de fonctionnement, ces machines sont largement utilisées dans plusieurs applications industrielles, notamment dans les véhicules électriques et hybrides. Leur développement technologique a permis d'améliorer considérablement les performances énergétiques et la qualité de commande des systèmes électriques. Dans ce chapitre, nous présentons les différentes classifications des machines à aimants permanents ainsi que les structures des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Les principes fondamentaux de fonctionnement et les principales stratégies de commande, telles que la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orientés et les différents types de commande de courant, sont également étudiés. Enfin, une analyse des applications des MSAP dans les véhicules électriques est présentée afin de mettre en évidence leur importance dans les systèmes de traction modernes.

1.2 Machines électriques à aimants permanents MSAP

Les machines électriques à aimants permanents sont des machines électriques à double excitation, qui possèdent deux sources d'excitation, à savoir l'induit et le champ. Dans les machines électriques à double excitation classiques (machines à courant continu à collecteur et machines synchrones), ces deux sources d'excitation sont des enroulements électriques connectés à une source d'énergie électrique externe. Dans les machines électriques à aimants permanents, le champ est généré par des aimants permanents, ce qui élimine le besoin d'enroulements de champ et de source électrique externe pour celui-ci.

Contrairement aux machines électriques à double excitation classiques, les pertes dans le cuivre associées aux enroulements de champ n'existent pas dans les machines électriques à aimants permanents, ce qui augmente le rendement de la machine. De plus, l'utilisation d'aimants permanents

pour générer le champ permet de concevoir ces machines avec un poids réduit et des dimensions compactes par rapport aux machines électriques à double excitation classiques. D'autre part, dans les machines électriques à aimants permanents, les aimants permanents génèrent un flux de champ constant qui ne peut pas être contrôlé aussi facilement que dans les machines électriques à double excitation conventionnelles en modifiant le courant de champ.

1.2.1 Classification des machines électriques à aimants permanents

En général, les machines électriques à aimants permanents peuvent être classées comme le montre la Figure 1.1.

Selon la conception de la machine, qu'elle soit à excitation en courant continu ou en courant alternatif, les machines électriques à aimants permanents peuvent d'abord être classées en deux groupes, à savoir les types machine à courant continu à aimants permanents (Permanent magnet direct current motors (PMDC)) et les machines a courant alternatif a aiment permanent (Permanent magnet alternating current motors (PMAC)). La structure des machines PMDC est très similaire à celle des machines à courant continu à commutateur classiques. La seule différence réside dans l'utilisation d'aimants permanents à la place des enroulements de champ. Le commutateur et les balais sont toujours présents dans ces machines, qui restent donc confrontées aux problèmes associés aux machines à courant continu à commutateur classiques.

Les PMAC sont des machines synchrones dont le champ est généré par des aimants permanents situés dans le rotor. Dans ces machines, le commutateur et les balais sont absents, ce qui rend la structure de la machine très simple et élimine les

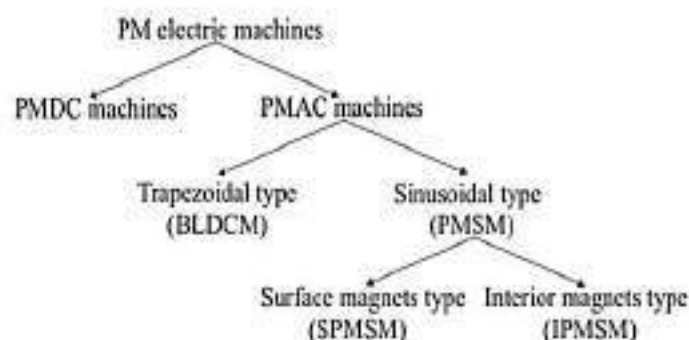


Figure 1.1. Classification des machines électriques à aimants permanents [1].

Les machines PMDC sont associées à des problèmes tels que l'usure des balais et une inertie élevée du rotor. C'est pourquoi les machines PMAC constituent le type de machine le plus intéressant parmi les machines électriques à aimants permanents. Les machines PMAC peuvent être classées en deux types : trapézoïdales et sinusoïdales, comme le montre la Figure 1.1. Les machines PMAC trapézoïdales induisent une forme d'onde de tension de force contre-électromotrice (FCE) trapézoïdale dans chaque enroulement de phase du stator pendant la rotation, tandis que les machines PMAC sinusoïdales induisent une forme d'onde de tension de FCE sinusoïdale. Pour la production de couple, les machines PMAC trapézoïdales sont excitées par des formes d'onde de courant rectangulaires, tandis que les machines PMAC sinusoïdales nécessitent une excitation sinusoïdale du stator. Les machines PMAC trapézoïdales, également appelées "moteurs à courant continu sans balais" (BLDCM), ont d'abord été développées en raison de leur simplicité de commande. Cependant, la présence d'ondulations de couple dans ces entraînements empêche leur utilisation dans les applications de commande de mouvement haute performance. Le développement des machines PMAC sinusoïdales a eu lieu à la fin des années 1970 et dans les années 1980 en raison de la possibilité d'une commande haute performance utilisant les principes de la commande vectorielle initialement utilisés pour les machines à induction [1]. Les machines PMAC sinusoïdales sont le type de machine PMAC le plus adapté pour concurrencer les machines à induction dans la plupart des applications d'entraînement par machine à induction. C'est pourquoi elles suscitent un intérêt croissant ces dernières années. Comme ces machines sont étroitement liées aux machines synchrones conventionnelles, elles sont également appelées machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Il convient de noter que, sauf pour des applications spéciales, les MSAP ne sont généralement pas construites avec des enroulements d'amortissement dans le rotor, principalement en raison du coût de fabrication élevé. Par conséquent, les MSAP sont désignées comme des machines synchrones à aimants permanents sans enroulements d'amortissement dans le rotor.

Il existe différentes configurations de rotor pour les moteurs à aimants permanents en fonction de la manière dont les aimants sont disposés dans le rotor [1], [2]. Les deux types courants, à savoir le type à aimants en surface et le type à aimants internes, sont illustrés à la Figure 1.2. Dans le type à aimants en surface, les aimants sont montés à la surface du noyau du rotor, tandis que dans le type à aimants internes, les aimants sont placés à l'intérieur du noyau du rotor. Ci-après, les MSAP dotés d'un rotor à aimants en surface sont appelés Moteur Synchrone à Aimants Permanents Montés en Surface (Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor (SMSAP)), et les MSAP dotés d'un rotor à aimants internes sont appelés Moteur Synchrone à Aimants Permanents Intérieurs .

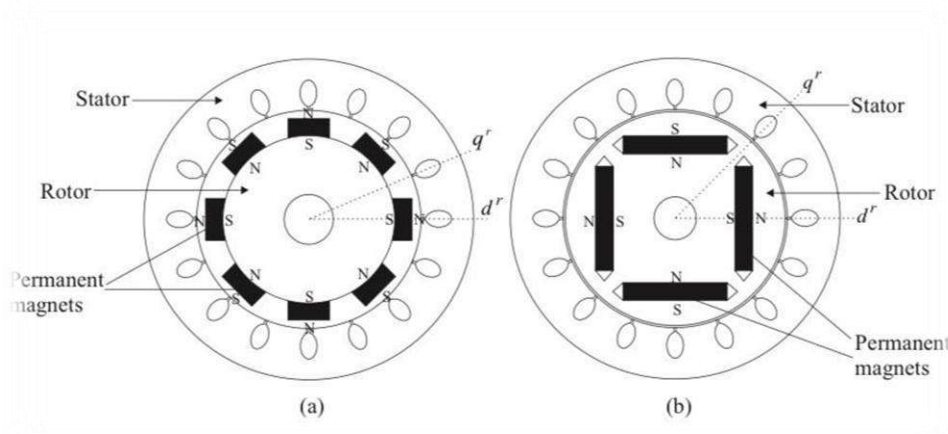


Figure 1.2. Coupes transversales de moteurs illustrant différentes configurations de rotor pour les moteurs à aimants permanents (MSAP). (a) Type à aimants en surface (b) Type à aimants internes.

La configuration du rotor à aimants internes confère à la machine des caractéristiques de saillance, qui sont absentes d'une machine équipée d'un rotor à aimants en surface [3]. Comme le montrent les Figure 1.2. (a) et Figure 1.2. (b), le flux magnétique induit par les aimants définit l'axe direct ou d' du rotor radialement à travers l'axe central des aimants. L'axe de quadrature du rotor, ou axe q, est placé orthogonalement (à 90 degrés électriques) par rapport à l'axe d du rotor (à noter que pour une conception à quatre pôles, cela correspond à 45 degrés mécaniques, comme le montre la Figure 1.2. (b)). La perméabilité des aimants permanents étant pratiquement identique à celle de l'air, dans les configurations à aimants internes, l'entrefer effectif de l'axe d est plus important que celui de l'axe q. Par conséquent, la réluctance de l'axe d est supérieure à celle de l'axe q. Il en résulte que l'inductance de l'axe q est supérieure à celle de l'axe d, c'est-à-dire que $L_{qs} > L_{ds}$ dans les IMSAP.

a. MSAP à aimants en surface :

Les aimants de ce moteur sont montés sur la surface extérieure du rotor. Leur résistance mécanique est inférieure à celle des moteurs de ce type de construction. La vitesse mécanique maximale de sécurité du moteur est limitée par la résistance mécanique réduite [2]. Ces moteurs présentent également une saillance magnétique extrêmement faible ($L_{ds} = L_{qs}$). Quelle que soit la position du rotor, les niveaux d'inductance mesurés aux bornes du rotor restent constants. Le rapport de saillance étant très proche de 1, la conception des moteurs SMSAP repose en grande partie, si ce n'est pas entièrement, s'appuyer sur la composante magnétique du couple pour générer du couple.

b. MSAP à aimants internes :

Ces moteurs ont les aimants permanents intégrés dans le rotor lui-même. Contrairement à leurs homologues SMSAP, l'emplacement des aimants permanents rend les IMSAP mécaniquement solides et adaptés à un fonctionnement à très haute vitesse [2]. Ces moteurs se caractérisent également par leur rapport de saillance magnétique élevé ($L_{qs} > L_{ds}$). En raison de leur saillance magnétique, les moteurs IMSAP peuvent générer un couple en tirant parti à la fois des composantes magnétiques et de réluctance du couple du moteur. C'est la raison pour laquelle les moteurs IMSAP sont largement utilisés dans diverses applications et sont également mieux adaptés aux applications pour véhicules électriques. Les avantages de ces moteurs comprennent l'intégrité structurelle, la réduction de la force contre-électromotrice, la génération de couple pour les composantes magnétiques et de réluctance, un rapport de saillance élevé, etc.

1.3 Principes de base de la commande des MSAP

Les MSAP étant des machines synchrones, un couple précis ne peut être produit que lorsque la fréquence d'excitation CA est synchronisée avec précision sur la fréquence du rotor. Par conséquent, l'exigence fondamentale dans la conception de la commande des MSAP est d'assurer une synchronisation précise de l'excitation de la machine avec la fréquence du rotor. L'approche directe pour répondre à cette exigence consiste à mesurer en continu la position angulaire absolue du rotor et à adapter l'excitation de la machine en conséquence, comme le montre la Figure 1.3. Ce concept est également connu sous le nom d'autosynchronisation [3] et garantit que le MSAP ne se désynchronise pas pendant son fonctionnement.

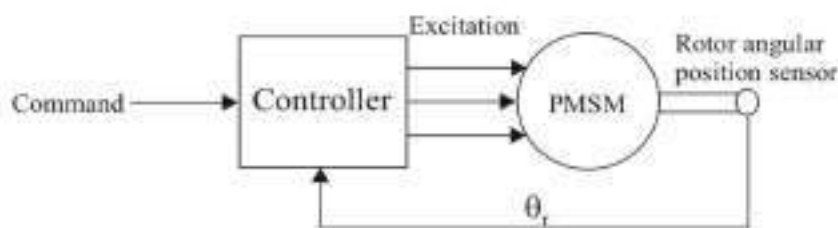


Figure 1.3. Structure d'un MSAP à aimants en surface [1].

1.3.1 Méthodes de commande de base des MSAP

1.3.1.1 Commande scalaire V/f

Il est possible de concevoir des moteurs IMSAP équipés d'enroulements en cage d'écureuil (enroulements d'amortissement) dans le rotor, comme le montre la Figure 1.4. Ces enroulements du

rotor en cage d'écureuil sont similaires à ceux des moteurs à induction à rotor en cage d'écureuil et produisent un couple asynchrone lorsque le rotor IPM ne tourne pas à la vitesse synchrone. Le couple asynchrone produit par les enroulements en cage d'écureuil du rotor pendant le fonctionnement asynchrone ramène le rotor IPM en fonctionnement synchrone, garantissant ainsi le fonctionnement synchrone de l'IMSAP à tout moment. Cela permet d'utiliser un algorithme simple de commande V/f en boucle ouverte pour ce type d'IMSAP, comme le montre la Figure 1.4, afin d'assurer la régulation de vitesse pour des applications telles que les pompes et les ventilateurs qui ne nécessitent pas de réponse dynamique rapide [1].

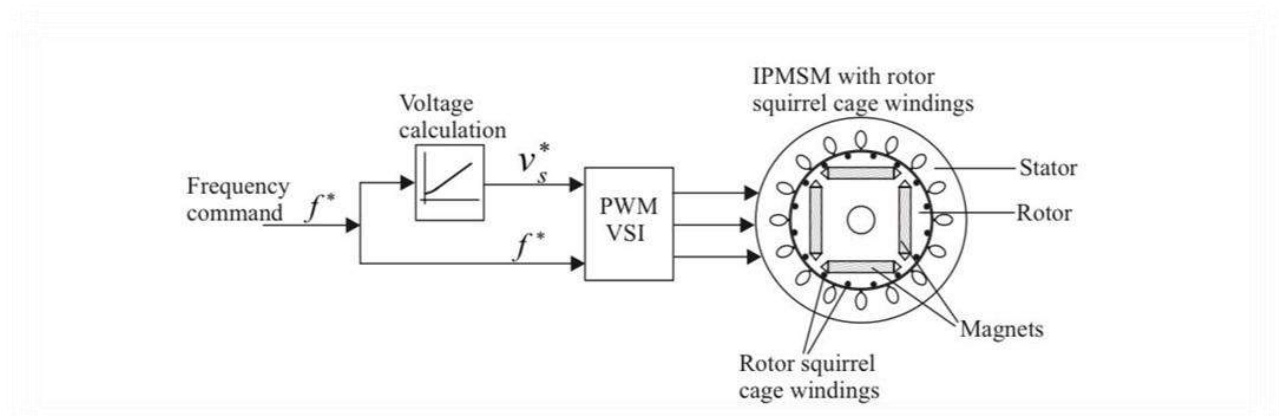


Figure 1.4. Approche de commande V/f en boucle ouverte, pouvant être utilisée pour les moteurs IMSAPS à rotor à cage d'écureuil [1].

La Figure 1.4. Illustre l'approche de commande V/f pour les IMSAPS à rotor à cage. Cette approche est similaire à celle de la commande V/f (commande scalaire) utilisée dans les machines à induction. Cependant, l'un des avantages de ce variateur est que la vitesse du rotor ne dépend que de la fréquence d'excitation de la machine et qu'il ne nécessite pas de compensation de glissement, contrairement aux variateurs à induction. Alors que les IMSAP à enroulements de cage de rotor peuvent être utilisés pour la commande selon la configuration illustrée à la Figure 1.4, on peut s'attendre à des difficultés pour commander des MSAP sans enroulements de cage de rotor en utilisant la même configuration de commande. L'absence d'enroulements de cage de rotor signifie que la machine ne garantit pas la synchronisation du rotor avec la fréquence d'excitation, ni un fonctionnement stable.

Par conséquent, l'utilisation de l'approche de commande V/f avec des MSAP sans enroulements de cage de rotor nécessite des informations sur la fréquence du rotor (vitesse du rotor) afin d'assurer la synchronisation entre la fréquence d'excitation CA et la fréquence du rotor. Dans ce cas, le système doit être conçu pour fonctionner en boucle fermée, comme illustré à la Figure 1.5.

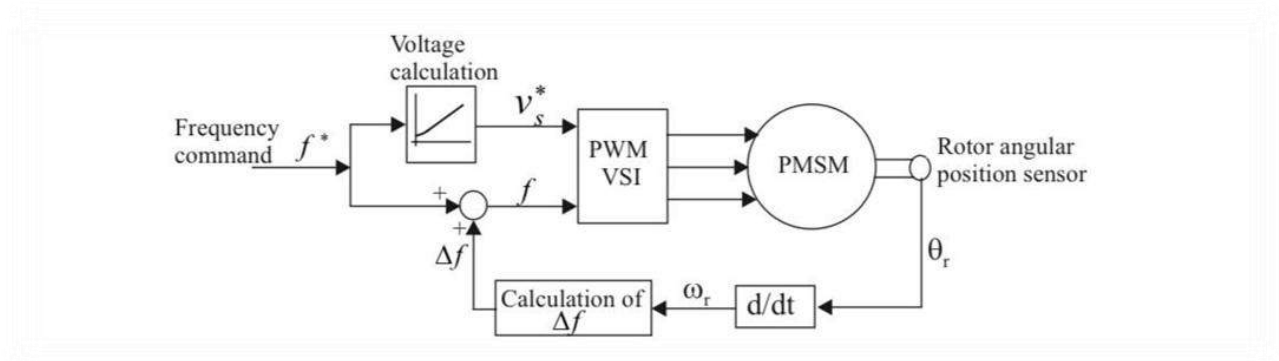


Figure 1.5. Approche de commande V/f pour les moteurs à aimants permanents sans enroulements de cage de rotor [1].

1.3.1.2 Commande en boucle fermée de la vitesse et du couple

Il est possible d'obtenir de meilleures performances par rapport à l'approche de commande V/f en intégrant la commande du couple et de la vitesse de la machine dans le contrôleur de l'entraînement. La structure de commande de l'entraînement avec régulateur de couple et de vitesse est illustrée à la Figure 1.6. La production de couple des moteurs à aimants permanents est liée aux courants statoriques, et la commande de couple intègre une commande du courant statorique, ce qui nécessite un retour d'information sur le courant statorique vers le régulateur de couple, comme le montre la Fig.1.6. De plus, comme décrit au début de cette section, pour obtenir une autosynchronisation, le retour d'information sur la position angulaire du rotor est également essentiel pour le régulateur de couple

La commande du courant statorique est effectuée dans un repère orienté champ au sein du contrôleur de couple. Par conséquent, la commande des MEP avec ce type de contrôleur de couple peut également être appelée commande orientée champ.

La commande de vitesse peut être réalisée en fermant la boucle de rétroaction de vitesse à l'extérieur de la boucle de commande de couple interne, comme le montre la Figure 1.6. La rétroaction de vitesse peut être dérivée du même capteur de position angulaire du rotor que celui utilisé pour obtenir la rétroaction de position du rotor.

Afin d'obtenir une commande rapide du couple, la commande directe du couple (DTC) des moteurs MSAP a également suscité un certain intérêt ces derniers temps. La DTC nécessite une estimation précise du flux magnétique et du couple. On trouvera une analyse détaillée de la DTC des moteurs MSAP dans [4].

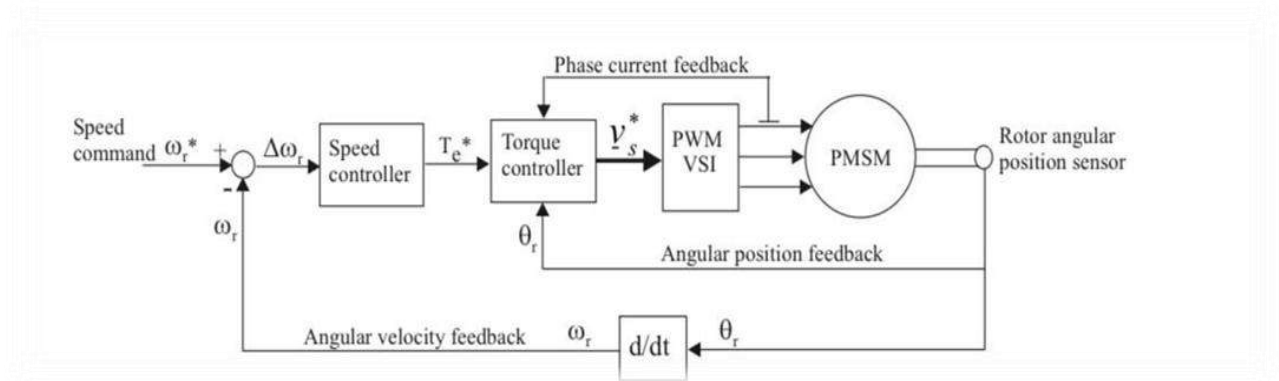


Figure 1.6 : Schéma fonctionnel d'un système de commande de moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) intégrant un régulateur de couple et de vitesse [1].

1.4 Les moteurs synchrones à aimants permanents utilisés dans les véhicules électriques modernes

Les moteurs MSAP sont les plus couramment utilisés dans les véhicules électriques (VE). Ce moteur et le moteur BLDC, qui possède des aimants permanents sur le rotor, sont comparables. Les moteurs MSAP partagent des caractéristiques de traction similaires à celles des moteurs BLDC, telles qu'une densité de puissance élevée et un bon rendement. La force contre-électromotrice (FCE) dans un MSAP est sinusoïdale, tandis que celle d'un BLDC est trapézoïdale. Des puissances nominales plus élevées sont possibles avec les moteurs synchrones. Pour les applications à haute performance telles que les véhicules et les bus, le MSAP est l'option idéale. Bien qu'il soit plus coûteux, le MSAP fait une rude concurrence aux moteurs à induction (IM) en raison de son rendement supérieur [2]. De plus, les moteurs MSAP coûtent plus cher que les moteurs BLDC. Les moteurs MSAP sont utilisés par la majorité des constructeurs dans leurs véhicules hybrides rechargeables et leurs véhicules électriques à batterie. Par exemple, la Nissan Leaf, les modèles Honda, les motos Zero Motorcycles S/SR, la Chevrolet Bolt EV, la Ford Focus Electric Et la Toyota Prius utilisent des moteurs MSAP pour leur propulsion. Les moteurs MSAP offrent des avantages tels qu'un rendement élevé, un couple régulier, l'absence d'ondulations de couple, etc. Les véhicules électriques modernes et leurs paramètres clés sont présentés Dans le Tableau 1.1.

Tableau 1.1 : Paramètres clés des véhicules électriques modernes [2].

Modèle de VE	Type de moteur	Nombre de moteurs	Puissance (ch)	Capacité de la batterie (kWh)	Autonomie EPA (miles)	Puissance (kW)
Tesla Model SP85D	IM	2	691	85	253	345
Tesla Model S Plaid	PMSM	3	1020	120	341	820
Tesla Model 3 Performance	PMSM	2	513	82	352	377
Tesla Model Y Standard Range	PMSM	2	351	50	230	258
Tesla Cybertruck	PMSM	4	800	123	500	596
Lucid Air Touring	PMSM	2	800	110	517	600
Audi e-tron	PMSM	2	402	95	303	300
Audi e-tron Sportback	IM	2	402	95	218	300
Audi e-tron GT	PMSM	2	470	93.4	303	350
Hyundai Kona	PMSM	1	201	64	258	150
Hyundai Ioniq 5	PMSM	1	320	77.4	287	226
Ford Mustang Mach	PMSM	1	290	98.9	300	216
Volvo XC40 Recharge	PMSM	2	408	78	200	300
BMW i3s	PMSM	1	181	42.2	153	135
BMW i4	PMSM	2	335	83.9	483	250
Volkswagen ID.3	PMSM	1	148	45	218	150
Chevrolet Bolt	PMSM	1	200	66	259	149
Nissan Leaf	PMSM	1	215	62	226	160
Mini Cooper	PMSM	1	181	32.6	114	135
Porsche Taycan Turbo S Cross	PMSM	2	750	93.4	202	559
Kia Niro	PMSM	2	201	64	239	150
Kia EV6 Long Range	PMSM	2	320	77.4	304	238

1.5 Méthodes de commande du courant de la Moteur Synchrone a Aiment Permanent MSAP

1.5.1 Commande du courant linéaire basée sur le régulateur PI [3-4]:

La Figure 1.7 illustre une méthode de commande linéaire avec un régulateur proportionnel-intégral (PI) et un étage de modulation. Le cycle de commande génère une vitesse de référence ω_m^* . La vitesse mesurée du moteur ω_m est comparée à la vitesse de référence ω_m^* , et l'erreur est transmise au régulateur PI. Le régulateur PI génère des courants de référence $i^*(k)$ pour le moteur. Les courants mesurés du moteur $i(k)$ sont comparés aux courants de référence $i^*(k)$, et l'erreur de courant $\Delta i(k)$ est transmise en entrée au régulateur PI. Le régulateur PI traite alors l'erreur de courant et génère une tension de référence (également appelée forme d'onde de modulation) $v^*(k)$ destinée à l'étage de modulation.

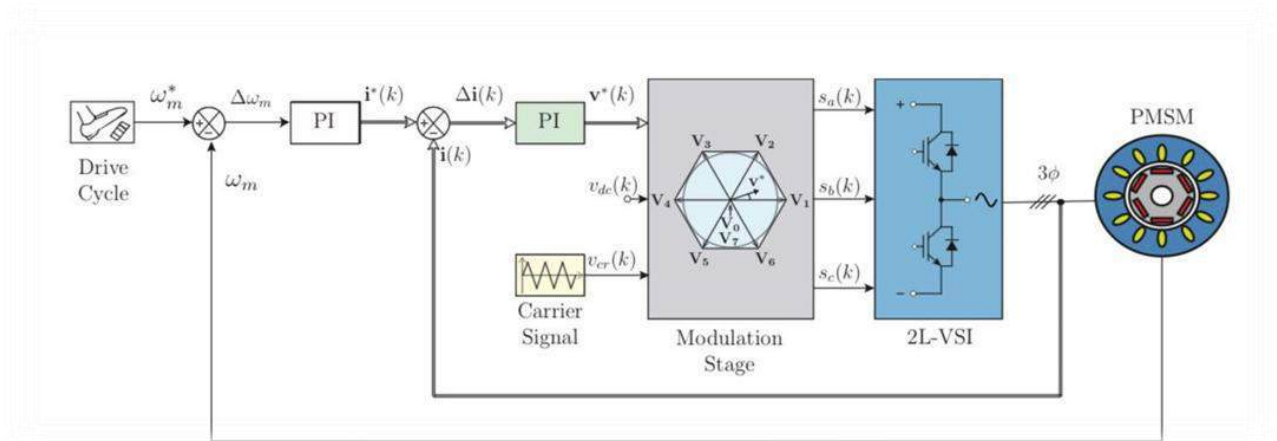


Figure 1.7. Schéma fonctionnel de la méthode de commande linéaire [2].

L'étage de modulation nécessite une forme d'onde porteuse (triangulaire) v_{cr} et une tension de liaison continu v_{dc} , une transformation de référentiel, des comparateurs et une logique de commutation interne pour générer des signaux de commande pour le l'onduleur triphasé a 2-niveau. v_{dc} , transformation de trame de référence, comparateurs et logique de commutation en interne pour produire signaux de synchronisation pour l'onduleur triphasé a 2-niveau. PWM (Pulse Width Modulation) et SVM (Space Vector Modulations) les méthodes de modulation les plus couramment utilisées. La méthode de commande linéaire utilisant PWM/SVM fonctionne avec une fréquence de commutation fixe, Dictée par la fréquence porteuse. Les performances de cette méthode de contrôle dépendent grandement des paramètres du contrôleur PI et du type de modulation.

1.5.2 Commande du courant par hystérésis [5-6] :

La commande à hystérésis pour les systèmes triphasés est illustrée à la Figure 1.8. Elle est également connue sous le nom de technique de commande non linéaire. Dans ce schéma, les courants mesurés du système triphasé sont comparés aux courants de référence et l'erreur est transmise aux relais, comme le montre la Figure 1.8. Ces relais sont également appelés comparateurs à hystérésis. Ces relais sont chargés de déterminer les signaux de commutation vers le convertisseur, de manière à ce que les valeurs mesurées restent dans la plage de bande passante d'hystérésis définie par l'utilisateur un niveau bas (0). La tension de sortie du convertisseur v_{aN} devient nulle, ce qui entraîne une diminution de i_a .

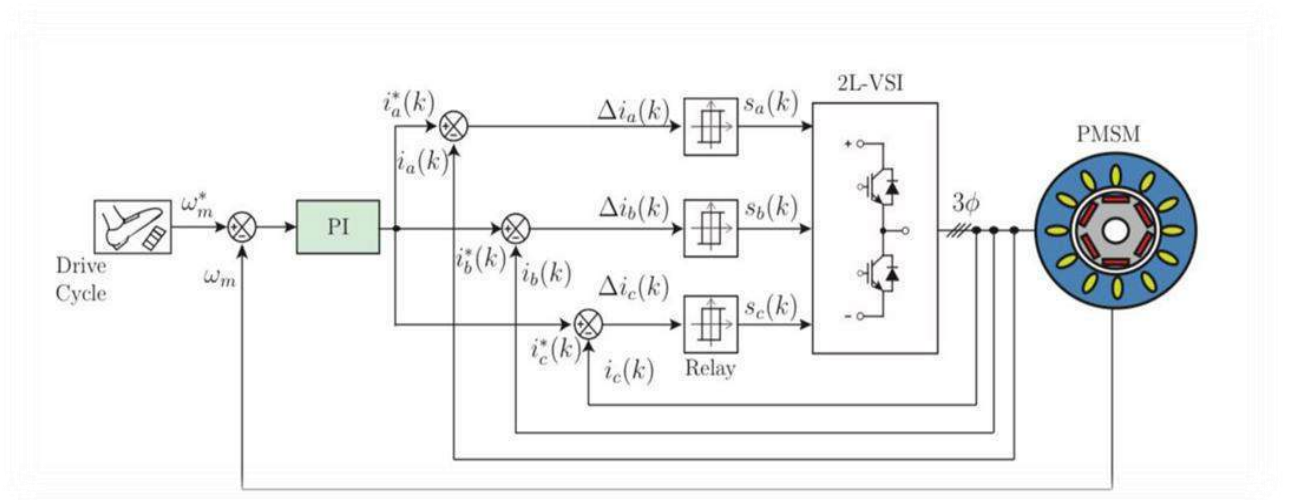


Figure 1.8. Méthode de commande courants par d'hystérésis pour les MSAP [2].

De même, s_a est mis à l'état haut (1) lorsque le courant du moteur franchit la limite inférieure de la bande $limit (i_a^* + \frac{\delta}{2})$, v_{aN} devient alors égal à v_{dc1} , ce qui force i_a à augmenter. Les versions avancées de la méthode de commande par hystérésis comprennent la commande directe du couple et la commande directe de la puissance.

1.5.3 Commande du courant prédictive [7-12]:

La Figure 1.9, présente une méthode de la commande du courant prédictive pour la régulation des courants de moteur. Par rapport à la commande linéaire, cette méthode ne nécessite pas l'utilisation de régulateurs PI linéaires ni d'étage de modulation. Cette méthode offre un concept et une approche différents pour la commande des convertisseurs de puissance [10-11]. Il s'agit véritablement d'une méthode de commande par optimisation basée sur un modèle, qui implique un grand nombre de calculs. Le modèle dynamique en temps continu du courant de charge avec une charge RL pour un onduleur triphasé à 2-niveaux est simplifié comme suit :

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i(t) + \frac{1}{L} v(t) \quad (1.1)$$

Le modèle dynamique en temps continu du courant de charge présenté ci-dessus est converti en un modèle en temps discret, comme illustré ci-dessous, pour un temps d'échantillonnage T_s :

$$i(k+1) = \Phi i(k) + \Gamma v(k) \quad (1.2)$$

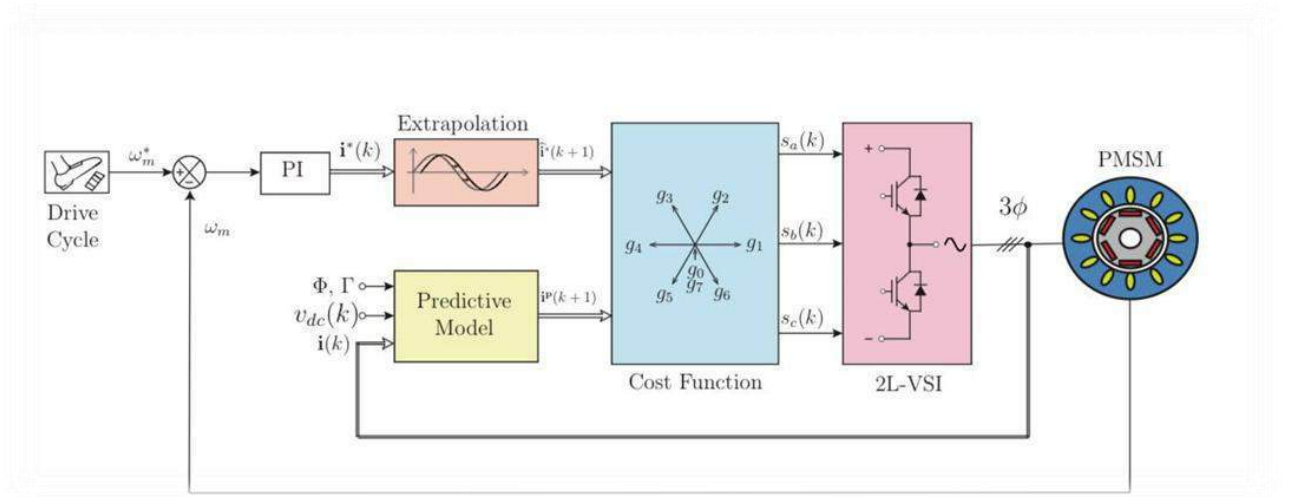


Figure 1.9. Schéma fonctionnel de la méthode commande du courant prédictive [2].

Où Φ et Γ sont respectivement les équivalents en temps discret des paramètres en temps continu $-R/L$ Et $1/L$, et $i(k+1)$ est le courant de charge futur.

Le modèle prédictif de (1.2) est utilisé pour calculer les valeurs futures du courant de charge. Où (n) Est le nombre d'états de commutation, ce qui permet d'énumérer ces valeurs pour tous les états de commutation possibles de 1 à n .

En tant qu'étape finale, les variables prédites $i_0(k+1)$ à $i_7(k+1)$ sont comparées à leurs Courants de référence $\hat{i}^*(k+1)$ à l'aide d'une fonction de coût $g(k)$ indiquée ci-dessous :

$$g(k) = [\hat{i}^*(k+1) - i(k+1)] \quad (1.3)$$

L'objectif principal de l'optimisation de la fonction de coût est d'obtenir une valeur g proche de zéro. À l'instant d'échantillonnage suivant, l'état de commutation qui minimise la fonction de coût est appliqué. Au $(k)^{th}$ instant, l'algorithme sélectionne un état de commutation qui minimise la fonction

de coût à l'instant $(k + 1)$, puis applique cet état de commutation optimal pendant toute la période $(k + 1)$. Cette méthode permet d'obtenir une réponse transitoire rapide.

Les actions de commutation moyennes dans le temps ne sont pas prises en compte dans cette méthode, ce qui fait que le processus d'optimisation de la fonction de coût produit intrinsèquement une fréquence de commutation variable. C'est l'un des inconvénients du commande prédictive du courant, qui génère des ondulations de courant plus importantes et un large spectre d'harmoniques distribuées pouvant provoquer des résonances dans les filtres d'entrée et de sortie [9].

1.5.4 Commande de courant prédictive Dead beat :

La Figure 1.10, présente une méthode de commande prédictive du courant de type Dead beat avec un étage de modulation. Cette méthode est similaire à celle de la commande PI linéaire, mais le régulateur PI de la commande linéaire est remplacé par le contrôleur Dead beat. Le contrôleur Dead beat utilisé dans cette méthode est chargé de prédire les comportements futurs du courant à chaque période d'échantillonnage, de la même manière que la méthode commande prédictive, en utilisant les modèles de charge et de convertisseur. De même, le contrôleur sélectionne le vecteur de tension de référence v^* le plus approprié et l'applique à l'étage de modulation [12,2]. Un modulateur PWM/SVM est utilisé pour produire les signaux de commande de commutation vers le convertisseur de puissance, ce qui se traduit par un fonctionnement à fréquence de commutation fixe.

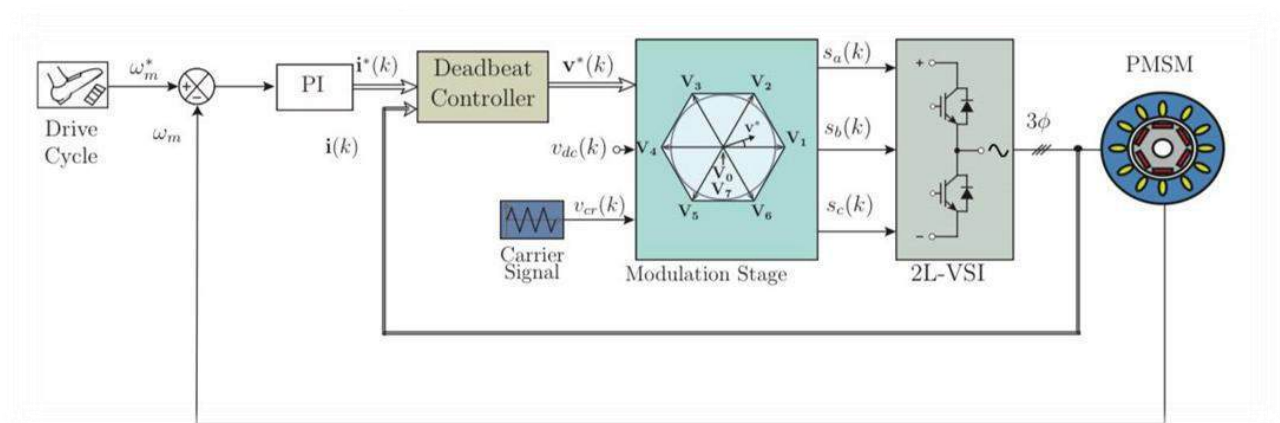


Figure 1.10. Schéma fonctionnel de la méthode de commande prédictive de type dead beat [2].

Cette méthode utilise le modèle du système pour prédire le comportement futur des variables à réguler. Ces informations sont utilisées par le régulateur pour estimer l'actionnement optimal. Cette méthode de commande consiste principalement en l'extrapolation des courants de référence de l'instant d'échantillonnage $(k)^{th}$ à l'instant $(k + 1)$. Elle s'accompagne d'un modèle prédictif

permettant de calculer les courants de charge futurs, similaires à (1.2) dans la méthode de commande prédictive.

Sur la base du modèle en temps discret de (1.2), $\mathbf{v}^*(k)$ est calculé comme suit :

$$\mathbf{v}^*(k) = \Gamma^{-1} [\hat{\mathbf{i}}^*(k+1) - \Phi \mathbf{i}(k)] \quad (1.4)$$

Où $\hat{\mathbf{i}}^*(k+1)$ est le courant de référence extrapolé.

Un vecteur de tension de référence optimal $\mathbf{v}^*(k)$ produit une erreur de courant nulle à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1)$. Cette méthode repose sur une approche très simple et ne nécessite aucun réglage au cours du processus d'optimisation.

1.5.5 Commande prédictive modulée :

La Figure 1.11 présente le schéma fonctionnel de la méthode de commande prédictive modulée pour la régulation des courants du moteur. La méthode de commande prédictive modulée est conçue de manière à combiner les principes de fonctionnement de la commande prédictive et du SVM [2, 13]. La commande prédictive modulée effectue le processus d'optimisation de la fonction de coût En termes de cycles de service, puis applique les vecteurs de tension optimaux correspondant à la valeur minimale de la fonction de coût au convertisseur via l'étage SVM.

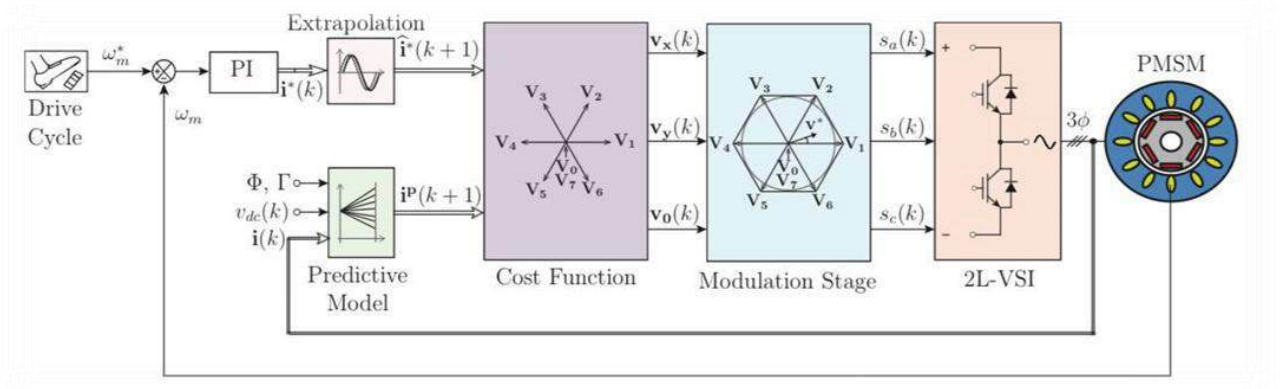


Figure 1.11. Schéma fonctionnel de la méthode de commande prédictive modulaire [2].

Tout comme dans le cas de la commande prédictive, la méthode prédictive modulée consiste à extrapoler les courants de référence de $(k)^{th}$ l'instant d'échantillonnage au $(k+1)$ l'instant d'échantillonnage. Le modèle prédictif prédit le comportement futur des courants de charge à l'aide du modèle de charge similaire à (1.2). Une fonction de coût est formulée comme dans (1.3) pour calculer l'erreur de courant de charge pour tous les états de commutation possibles.

Dans la méthode de commande prédictive modulée, le vecteur de tension de référence qui se trouve dans le secteur optimal est calculé en utilisant 8 valeurs fonctionnelles dans (1.3). Les vecteurs actifs et nuls V_x , V_y et V_0 correspondant au secteur optimal sont choisis à chaque période d'échantillonnage afin d'obtenir une fréquence de commutation fixe pour l'onduleur. Les fonctions de coût correspondant aux vecteurs de tension V_x , V_y et V_0 sont définies respectivement g_x , g_y et g_0 . Les cycles de service de trois vecteurs de tension stationnaires sont calculés comme suit [2] :

$$\begin{aligned} d_x &= \frac{g_y}{g_x + g_y + \frac{g_x g_y}{g_0}} \\ d_y &= \frac{g_x}{g_x + g_y + \frac{g_x g_y}{g_0}} \quad (1.5) \\ d_0 &= 1 - d_x - d_y \end{aligned}$$

Une nouvelle fonction d'optimisation est utilisée pour calculer l'erreur moyenne de suivi du courant de charge dans les six secteurs de l'onduleur triphasé, comme indiqué ci-dessous :

$$J(k) = d_x g_x + d_y g_y + d_0 g_0 \quad (1.6)$$

Enfin, les trois vecteurs stationnaires correspondant à la valeur minimale de la fonction de coût dans (1.6) sont utilisés par un sous-système de modulation pour générer des signaux de commutation pour l'onduleur. En conséquence, la fréquence de commutation devient fixe et l'erreur en régime permanent est inférieure à celle obtenue avec la méthode de commande prédictive. La réponse transitoire est plus rapide, car aucun régulateur PI n'est utilisé dans cette méthode.

1.6 Synthèse des principales caractéristiques des méthodes de commande :

Le Tableau 1.2 résume les caractéristiques principales des quatre méthodes de contrôle évoquées ci-dessus. Celles-ci sont décrites en fonction de leur complexité de contrôle, des exigences en matière de modèle et de paramètres du convertisseur, des exigences relatives à l'étage de modulation, de la flexibilité pour inclure des contraintes et des restrictions, de l'erreur en régime permanent, de la réponse dynamique et de la nature de la fréquence de commutation du convertisseur. Dans l'application des véhicules électriques, la méthode classique de contrôle linéaire avec régulateur PI et étage de modulation est la plus couramment utilisée. D'autre part, les méthodes commande prédictive, commande Dead beat et commande prédictive modulée ont été développées récemment et impliquent

de nouveaux concepts, l'intuition du concepteur, des calculs complexes, des transformations de repère, et nécessitent souvent des microprocesseurs puissants.

Tableau 1.2. Résumé des principales caractéristiques des méthodes de contrôle numérique du courant.

	1.4.1 (Fig. 1.8)	1.4.2 (Fig. 1.9)	1.4.3 (Fig. 1.10)	1.4.4 (Fig. 1.11)	1.4.5 (Fig. 1.12)
Complexité de commande	Moyenne	Moyenne	Faible à moyenne	Moyenne	Élevée
Modèle et paramètres	Nécessaires	Nécessaires	Nécessaires	Nécessaires	Nécessaires
Étape de modulation	Nécessaire	Non nécessaire	Non nécessaire	Nécessaire	Nécessaire
Prise en compte des contraintes	Non possible	Non possible	Possible	Non possible	Possible
Erreur en régime permanent	Faible	Faible	Élevée	Faible	Faible
Réponse dynamique	Moyenne	Moyenne	Excellente	Bonne	Excellente
Fréquence de commutation	Fixe	Fixe	Variable	Fixe	Fixe

1.7. Conclusion

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont largement utilisés dans les applications industrielles nécessitant de hautes performances et une grande précision, telles que les véhicules électriques (VE) et les systèmes de production automatisés. Leur succès s'explique par leurs nombreux avantages, notamment un rendement élevé, une forte densité de couple et de puissance, un faible besoin de maintenance ainsi qu'un rapport couple/inertie important.

Grâce aux nombreuses recherches consacrées à leur modélisation et à leur commande, plusieurs stratégies de contrôle ont été développées afin d'améliorer leurs performances dynamiques. Parmi celles-ci, la commande à flux orientée (FOC) constitue aujourd'hui l'une des méthodes les plus répandues pour la régulation de vitesse des MSAP.

L'évolution des composants électroniques de puissance et l'augmentation des capacités de calcul des microprocesseurs ont favorisé l'émergence de techniques de commande plus avancées. Toutefois, de nombreuses applications imposent des contraintes strictes sur les courants, les tensions, le couple ou encore la vitesse de rotation, afin de garantir la sécurité et le bon fonctionnement du système. Les

approches classiques permettent de respecter ces contraintes au prix d'une dégradation des performances dynamiques.

Dans ce contexte, la commande prédictive basée sur modèle prédictive a suscité un intérêt croissant. Cette stratégie exploite un modèle du système pour prédire son comportement futur et déterminer l'action de commande optimale tout en tenant compte explicitement des contraintes du procédé. Plusieurs architectures de commande ont été proposées dans la littérature pour les entraînements à MSAP, notamment en remplacement partiel ou total des régulateurs PI utilisés dans les structures FOC conventionnelles.

Parmi les approches les plus étudiées figurent la commande prédictive du courant, commande prédictive Dead beat et la commande prédictive modulée. Ces méthodes permettent d'intégrer les contraintes de courant et de tension dans le repère tournant $dq0$ et constituent des alternatives prometteuses aux stratégies classiques de commande des MSAP.

Chapitre 2

Modélisation de la MSAP et sa commande vectorielle à flux orienté

2.1 Introduction

Le rôle des machines à courant alternatif (AC) dans les systèmes de commande consiste à convertir l'énergie électrique en énergie mécanique afin d'entraîner une charge. Plusieurs types de machines à courant alternatif sont actuellement utilisés dans diverses applications. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) comptent parmi les machines à courant alternatif les plus couramment utilisées et les plus appréciées en raison de leur rapport couple/courant élevé, de leur forte densité de puissance, de leurs faibles pertes de puissance et de leur rendement élevé. Cependant, leur coût plus élevé, leur faible robustesse (par rapport aux machines à induction (MI)) et la grande complexité de leur commande constituent les inconvénients des MSAP. Plusieurs stratégies de commande ont été développées pour remédier à ces problèmes et utiliser les MSAP à haut rendement dans diverses applications, notamment les techniques de commande vectorielle, la commande vectorielle à flux orienté (FOC) et la commande directe de couple (DTC). Au cours des dix dernières années, la commande prédictive, ou méthodes de commande à modèle prédictif, a été introduite comme méthode de commande de référence pour les entraînements à MSAP, présentant plusieurs avantages par rapport aux techniques de commande vectorielle. Des efforts intensifs ont récemment été déployés pour appliquer, développer et améliorer les méthodes de commande prédictives pour les entraînements à MSAP, y compris des méthodes améliorées et plus robustes. Comme indiqué au chapitre 1, l'objectif principal est de réguler les courants statoriques du MSAP en basant sur la configuration de l'onduleur a 2-niveaux. En général, le schéma de la commande prédictive de courant pour l'onduleur avec des véhicules électriques (VE) basés sur la MSAP comporte deux modèles prédictifs. L'un correspond au l'onduleur a 2-niveaux et l'autre est lié au MSAP. Le premier modèle prédictif est utilisé pour prédire les tensions de sortie du l'onduleur a 2-niveaux. En utilisant huit combinaisons d'états de commutation et en mesurant la tension de la batterie (ou du bus CC). Les tensions de sortie prédites par cette méthode sont exprimées dans le repère synchrone. Le deuxième modèle prédictif est utilisé pour prédire les courants statoriques sur l'axe dq en utilisant les tensions de sortie de l'onduleur ainsi que les capteurs de courants et la vitesse du rotor. L'objectif principal de

ce chapitre est de modéliser le MSAP et le l'onduleur a 2-niveaux. et de combiner ces modèles. Afin d'améliorer la précision des prédictions tout en réduisant la charge de calcul, une nouvelle méthode de discrétisation basée sur la factorisation matricielle est introduite.

Avant d'aborder la modélisation en détail, il est important de connaître les différents types de repères de référence et leurs transformations. Ceux-ci sont expliqués en détail dans la section ci-dessous-

2.2 Transformations de repères de référence

Afin de simplifier la modélisation, l'analyse et la simulation des circuits triphasés équilibrés, des convertisseurs de puissance et des machines électriques, la théorie des repères de référence applique des transformations mathématiques. Afin de simplifier la conception, les méthodes avancées de commande numérique s'appuient fortement sur ce principe et sur la complexité des algorithmes. Les repères de référence sont fréquemment utilisés dans trois grandes catégories en génie électrique. Ces repères de référence sont classés en fonction de la vitesse des variables et des types de repères de référence [1-12].

- Repère naturel (abc)
- Repère stationnaire ($\alpha\beta$)
- Repère synchrone (dq)

2.2.1 Transformation entre les repères naturels et stationnaires

La transformation du repère naturel vers le repère stationnaire projette les variables triphasées variant dans le temps le long des axes des phases a, b et c sur des variables biphasées variant dans le temps le long d'une paire d'axes orthogonaux (c'est-à-dire α et β). La transformation des variables du repère naturel en variables du repère stationnaire est également appelée transformation abc/ $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Pour un système triphasé équilibré $i_a + i_b + i_c = 0$; ainsi, i_α devient égal à i_a . Le coefficient 2/3 est ajouté arbitrairement à l'équation afin de préserver l'égalité des amplitudes des variables triphasées et biphasées après transformation [52].

La transformation inverse (c'est-à-dire $\alpha\beta/abc$) des variables du repère stationnaire vers les variables du repère naturel s'obtient comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.2.2 Transformation entre les référentiels naturels et synchrones

À l'instar de la transformation $abc/\alpha\beta$, les grandeurs du référentiel naturel triphasé sont transformées dans un référentiel synchrone biphasé selon une paire d'axes orthogonaux d et q.

Par de simples calculs, on obtient la transformation du référentiel abc vers le référentiel dq comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où θ_r est la position électrique du rotor du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

De même, la transformation du repère dq vers le repère abc est déterminée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.3 Transformation entre les référentiels stationnaires et synchrones

Les variables du référentiel stationnaire sont transformées dans le référentiel synchrone (c'est-à-dire transformation $\alpha\beta/dq$) afin de convertir les variables stationnaires biphasées en variables tournantes. Cette matrice de transformation utilise l'angle du vecteur spatial tel que défini ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La transformation inverse (c'est-à-dire la transformation $dq/\alpha\beta$) du repère de référence synchrone vers le repère de référence stationnaire est donnée par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.3 Modélisation des moteurs à synchrone a aimant permanent (MSAP)

Cette section présente une modélisation détaillée des MSAP utilisés dans les véhicules électriques (VE). La configuration de la moteur MSAP utilisant un système de l'onduleur a 2-niveaux pour une application de VE est illustrée à la Figure 3.1 Le système de l'onduleur a 2-niveaux comprend un transistor bipolaire à grille isolée. L'arbre du moteur est reliée mécaniquement aux roues du VE par l'intermédiaire de sa boîte de vitesses [2,12].

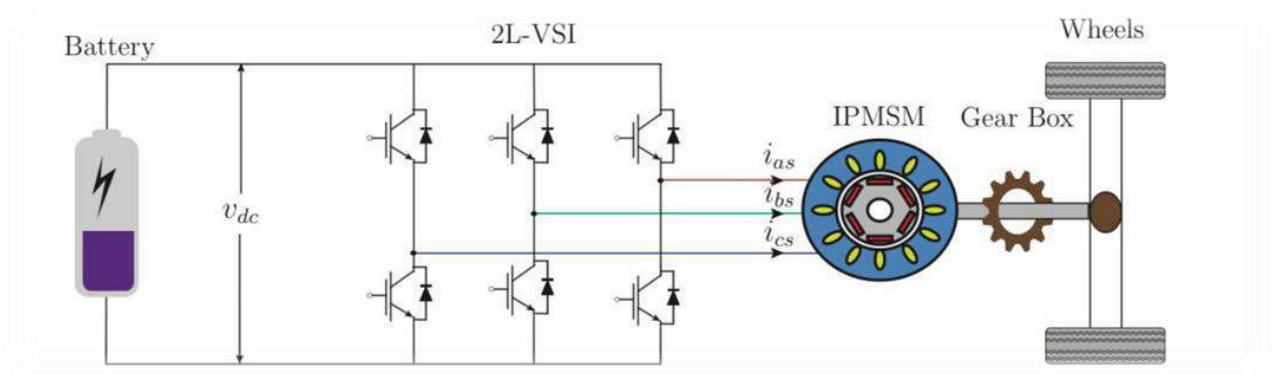


Figure 2.1. Configuration du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) avec l'onduleur a 2-niveaux pour les applications de véhicules électriques [2].

2.3.1 Modèle dans le repère naturel

Dans un système de référence naturel, les tensions statoriques du PMSM sont exprimées ci-dessous en fonction des courants statoriques et des flux magnétiques :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ns} \\ v_{ns} \\ v_{ns} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où,

- $v_{as}, v_{bs},$ et v_{cs} sont les tensions statoriques des phases abc de la machine [V],
- i_{as}, i_{bs} et i_{cs} sont les courants statoriques des phases abc de la machine [A],
- $\psi_{as}, \psi_{bs},$ et ψ_{cs} sont les liaisons de flux statoriques des phases abc de la machine [Wb],
- v_{ns} est la tension au point neutre de la machine [V],
- R_s est la résistance des enroulements statoriques de la machine [Ω].

Les liaisons de flux statoriques du repère abc proviennent des liaisons de flux magnétiques permanentes et du courant circulant à travers les inductances propres et mutuelles de la machine. Ce processus est illustré comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_r \cos \theta_r \\ \psi_r \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_r \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où,

- L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont les auto-inductances des phases abc du rotor,
- M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} sont les inductances mutuelles entre les phases abc du rotor,
- ψ_r est la valeur de crête du flux magnétique généré par les aimants permanents.

Les tensions statoriques du moteur synchrone à aimants permanents triphasé sont exprimées comme suit dans le repère naturel :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ns} \\ v_{ns} \\ v_{ns} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.3.2 Modèle de MSAP dans le repère synchrone

Les inductances du modèle triphasé varient en fonction de la position du rotor, ce qui rend la modélisation complexe. Pour obtenir le modèle final du MSAP en système de référence naturel, il faut effectuer des opérations de dérivation et d'inversion sur une matrice de troisième ordre variant dans le temps, ce qui est très complexe. C'est pourquoi la modélisation du MSAP en système de référence synchrone est présentée dans cette section. Les indices d et q correspondent aux axes orthogonaux du repère synchrone. Toutes les variables du repère (dq) sont de nature continue.

Pour obtenir les équations de tension dans le repère de référence synchrone, les tensions dans le repère naturel (abc) sont converties dans le repère de référence stationnaire ($\alpha\beta$) à l'aide de (2.3) [3-6]. Les équations de tension dans le repère synchrone peuvent alors s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Où v_{ds} et v_{qs} sont les tensions statoriques du moteur à induction à aimants permanents, i_{ds} et i_{qs} sont les courants statoriques du MSAP, ψ_{ds} et ψ_{qs} sont les flux statoriques, et ω_r est la vitesse électrique du rotor.

Les flux statoriques dans le repère de référence synchrone sont représentés comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En combinant les équations (2.10) et (2.11), on peut calculer les tensions finales du stator dans le repère synchrone comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.3.3 Modèle en temps continu

Le modèle en temps continu des courants statoriques d'axe dq d'un moteur IMSAP est défini comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = A_s(t) \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + B_s \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} + w(t) \quad (2.13)$$

Les matrices en temps continu du système s'expriment en fonction de la vitesse électrique du rotor (ω_r) et des paramètres du générateur comme suit :

$$A_s(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{ds}} & \frac{\omega_r L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\frac{\omega_r L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix}, B_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix}, w(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r(t) \psi_r}{L_{qs}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Le modèle d'espace d'états linéaire et variable dans le temps (LTV) en temps continu présenté ci-dessus à l'équation (2.13) se présente sous la forme générique suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.15)$$

Où $x(t)$ est le vecteur d'état, $u(t)$ est le vecteur d'entrée ou de commande, $w(t)$ est un vecteur de perturbation et $y(t)$ est le vecteur de sortie. Les matrices sont les suivantes : A est la matrice d'état ou matrice du système, B est la matrice d'entrée, de commande ou de perturbation, et C est la matrice de sortie.

Par conséquent, l'équation générale peut s'écrire comme suit :

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}}_{\dot{x}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{ds}} & \frac{\omega_r L_{qs}}{L_{ds}} \\ \frac{\omega_r L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r(t)\psi_r}{L_{qs}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}(t)} \quad (2.16)$$

2.3.4 Modèle en temps discret (Euler avant)

En raison du terme $\omega_r(t)$ présent dans la matrice d'état $A_s(t)$ de l'équation (2.14), le modèle est linéairement variable dans le temps. Il est donc difficile d'obtenir des modèles discrets exacts en utilisant la méthode de maintien d'ordre zéro (ZOH).

Pour obtenir l'équivalent discret approximatif des matrices en temps continu de l'équation (2.13), la méthode d'Euler avant illustrée ci-dessous peut être utilisée comme suit.

$$x(k+1) \approx x(k) + T_s \left\{ \frac{dx(t)}{dt} \right\}_{t=k}, x \in \{i_{ds}, i_{qs}\} \quad (2.17)$$

En substituant (2.17) dans (2.13), on obtient les matrices approximatives en temps discret sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^p(k+1) \\ i_{qs}^p(k+1) \end{bmatrix} = \Phi_s(k) \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \end{bmatrix} + \Gamma_b \begin{bmatrix} v_{ds}^p(k) \\ v_{qs}^p(k) \end{bmatrix} + \Gamma_w(k) \quad (2.18)$$

Où p est la variable prédite.

Les matrices en temps discret sont calculées comme suit :

$$\Phi_s(k) \approx [I + A_s(k)T_s] \approx \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_{ds}} & \frac{\omega_r(k) L_{qs} T_s}{L_{ds}} \\ -\frac{\omega_r(k) L_{ds} T_s}{L_{qs}} & 1 - \frac{R_s T_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\Gamma_b \approx B_s T_s \approx \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\Gamma_w(k) \approx w(k)T_s \approx \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r(k)\psi_r T_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

L'équivalent en temps discret du modèle d'espace d'états LTV en temps continu présenté à la formule (2.15) est défini comme suit :

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi_s x(k) + \Gamma_b u(k) + \Gamma_w(k) \\ y(k) = x(k+1) \end{cases} \quad (2.22)$$

Où $\Phi_s(k)$, Γ_b et $\Gamma_w(k)$ sont les matrices en temps discret correspondant respectivement aux matrices en temps continu A_s , B_s , et w .

2.3.5 Modèle discret par décomposition matricielle

La méthode d'approximation d'Euler directe est simple et intuitive ; cependant, la précision de la discrétisation s'en trouve réduite. La méthode de décomposition matricielle pour un MSAP est abordée dans ce chapitre afin d'obtenir des modèles en temps discret avec une plus grande précision de discrétisation.

Dans un premier temps, la matrice $A_s(t)$ est divisée en A_{cs} et $A_{\omega s}(t)$. La matrice A_{cs} contient des variables invariantes dans le temps et la matrice $A_{\omega s}(t)$ est constituée d'une variable variable dans le temps, $\omega_r(t)$. Avec cette décomposition matricielle, la discrétisation de $\Phi_s(k)$ s'écrit comme suit :

$$\Phi_s(k) = e^{A_{cs}T_s} \cdot e^{A_{\omega s}(k)T_s} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_s T_s}{L_{ds}}} & 0 \\ 0 & e^{-\frac{R_s T_s}{L_{qs}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_r T_s) & \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \sin(\omega_r T_s) \\ -\frac{L_{ds}}{L_{qs}} \sin(\omega_r T_s) & \cos(\omega_r T_s) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les matrices en temps discret quasi-exactes Γ_s et $\Gamma_w(k)$ sont calculées comme suit :

$$\Gamma_s \approx A_{cs}^{-1}(e^{A_{cs}T_s} - I)B_s, \Gamma_w(k) \approx A_{cs}^{-1}(e^{A_{cs}T_s} - I)w(k) \quad (2.24)$$

2.3.6 Équations mécaniques

La dynamique de la vitesse mécanique du rotor s'écrit comme suit :

$$J_m \frac{d}{dt} \omega_m + B_m \omega_m = T_e - T_m \quad (2.25)$$

Où,

- ω_m est la vitesse mécanique du rotor (rad/s),
- T_e et T_m sont respectivement le couple électromagnétique et le couple mécanique de l'arbre (N·m),
- J_m et B_m sont respectivement le moment d'inertie de l'arbre (kg·m²) et le frottement visqueux (N·m·s).

Dans les applications d'entraînement par moteur, T_e et T_m sont des valeurs positives. En régime permanent, le terme dérivé dans (2.25) devient nul. La valeur de T_e doit être légèrement supérieure à T_m pour compenser la perte due au frottement visqueux ($T_e - T_m = B_m \omega_m$). En substituant les valeurs de T_m et T_e dans (2.25), la différence globale en régime permanent devient la même que dans le cas de l'entraînement par moteur, c'est-à-dire $T_e - T_m = B_m \omega_m$. La vitesse mécanique du rotor ω_m est liée à la vitesse électrique du rotor ω_r comme démontré ci-dessous [53] :

$$\omega_m = \frac{1}{P} \omega_r \quad (2.26)$$

Où P représente le nombre de paires de pôles de MSAP.

En combinant les équations (2.25) et (2.26), on obtient la dynamique de la vitesse électrique du rotor suivante :

$$\frac{J_m}{P} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{B_m}{P} \omega_r = T_e - T_m \quad (2.27)$$

À partir de quoi,

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P_p}{J_m} (T_e - T_m) - \frac{B_m}{J_m} \omega_r \quad (2.28)$$

Les angles de position mécanique et électrique du rotor sont donnés par

$$\theta_m = \int \omega_m dt, \theta_r = \int \omega_r dt, \theta_m = \frac{1}{P_p} \theta_r \quad (2.29)$$

2.3.7 Calcul des puissances active et réactive

Les puissances active et réactive du stator sont calculées comme suit :

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.30)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (2.31)$$

Après avoir substitué les valeurs de v_{ds} et v_{qs} de l'équation (2.10) dans l'équation (2.30), la puissance active du stator s'exprime comme suit :

$$P_s = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2} \left(i_{ds} \frac{d\psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\psi_{qs}}{dt} \right) + \frac{3}{2} \omega_r (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.32)$$

Où le premier terme représente les pertes ohmiques dans la résistance de l'enroulement statorique, le deuxième terme correspond à l'énergie stockée dans le champ magnétique, et le troisième terme exprime la puissance de l'entrefer, qui est responsable de la production de T_e .

De même, la puissance réactive du stator se calcule comme suit :

$$Q_s = \frac{3}{2} \left(i_{ds} \frac{d\psi_{qs}}{dt} - i_{qs} \frac{d\psi_{ds}}{dt} \right) + \frac{3}{2} \omega_r (\psi_{ds} i_{ds} + \psi_{qs} i_{qs}) \quad (2.33)$$

De même, le couple électromagnétique d'un MSAP peut être calculé à l'aide de la formule suivante :

$$T_e = \frac{3P_p}{2} [\psi_r i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}] \quad (2.34)$$

2.4 Modélisation de l'onduleur

Cette section traite de la modélisation de la dynamique du courant statorique en fonction des tensions aux bornes de l'onduleur triphasé a 2-niveaux et des états de commutation.

2.4.1 Circuit de puissance

Pour analyser les applications triphasées ou multi phasées, on peut d'abord ne considérer qu'une seule phase de l'onduleur triphasé a 2-niveaux, puis étendre les modèles au nombre de phases requis. Le schéma du circuit de puissance pour une phase de l'onduleur triphasé a 2-niveaux est présenté à la Figure 2.2.

2.4.2 Modes de fonctionnement

Si l'on considère un 2L-VSI comportant deux commutateurs par phase, deux modes de fonctionnement sont possibles. Les modes de fonctionnement du 2L-VSI sont présentés à la figure 2.3. Les actions de commutation

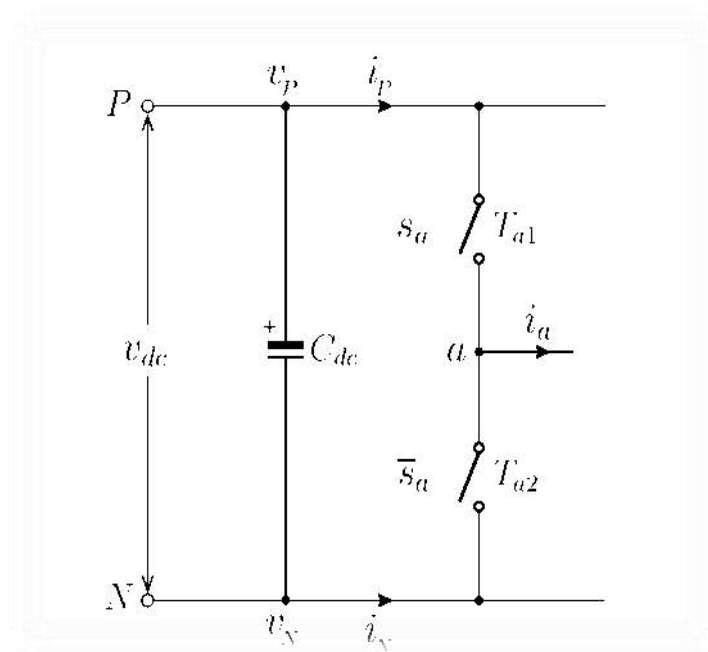


Figure 2.2. Circuit de puissance 2L-VSI par phase utilisant des commutateurs génériques.

Les tensions de sortie correspondantes du convertisseur dans les deux modes de fonctionnement pour la phase ont été présentées comme suit :

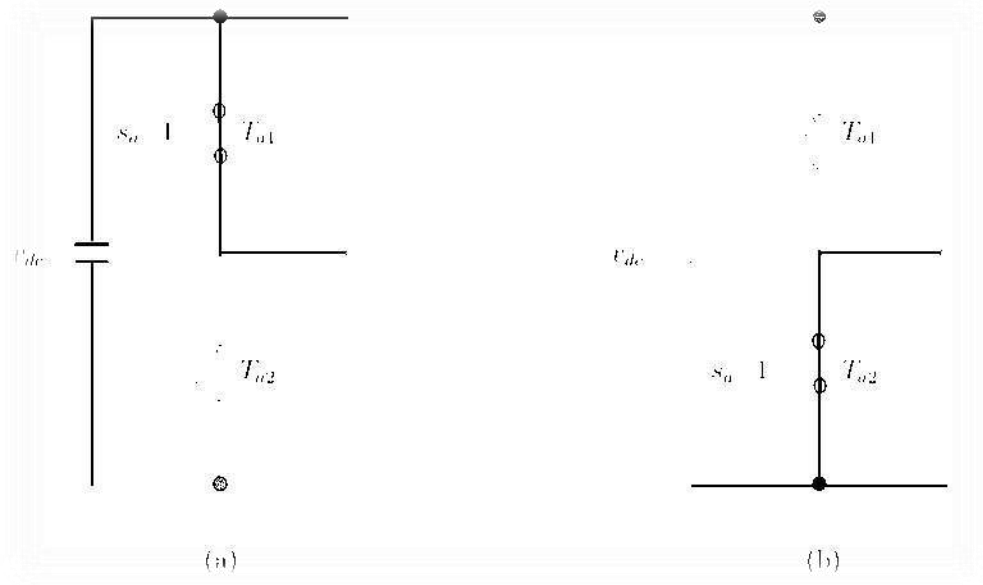


Figure 2.3. Modes de fonctionnement du 2L-VSI par phase (a) Mode I : $s_a = 1$ (a) Mode II : $\bar{s}_a = 1$.

Mode I : Comme le montre la **Figure 2.3** (a), le commutateur supérieur T_{a1} est fermé par l'activation du signal de commutation s_a et le commutateur inférieur T_{a2} est ouvert par la désactivation du signal de commutation s_a . Par conséquent, la tension de sortie de la phase a de l'onduleur triphasé a 2-niveaux par rapport au bus CC négatif N devient égale à celle de la tension d'entrée v_{dc} .

Mode II : En mode 2, le commutateur supérieur T_{a1} est ouvert par la désactivation du signal de commutation s_a et le commutateur inférieur T_{a2} est fermé par l'activation du signal de commutation $\bar{s}_a$ [46]. Par conséquent, la tension de sortie de la phase a de l'onduleur triphasé a 2-niveaux par rapport au bus CC négatif N devient nulle. Les tensions de sortie de l'onduleur pour un 2L-VSI triphasé peuvent s'écrire comme suit pour tout $x \in \{a, b, c\}$.

$$v_a = \begin{cases} v_{dc}, & T_{a1} = \text{on}, T_{a2} = \text{off} \\ 0, & T_{a1} = \text{off}, T_{a2} = \text{on} \end{cases} \quad (2.35)$$

2.4.3 États de commutation

Afin de simplifier l'analyse et de permettre la comparaison entre les différentes variables de l'onduleur triphasé a 2-niveaux, un vecteur de commutation est défini comme suit.

$$s_a = \begin{cases} [1], & \text{if } T_{a1} \text{ is on } (s_a = 1), \\ [0], & \text{if } T_{a1} \text{ is off } (s_a = 0). \end{cases} \quad \forall a \in \{x, y, z\} \quad (2.36)$$

Le Tableau 2.1. Présente la relation entre le vecteur de commutation S_x et les signaux de commutation, les tensions de sortie du convertisseur et les courants de la branche continue correspondants.

Tableau 2.1. États de commutation et tensions de sortie pour un l'onduleur triphasé a 2-niveaux

$$\forall a \in \{x, y, z\}.$$

Vecteur de commutation	Signaux de commutation		Tension de sortie	Courants d'entrée	
	S_a	$\bar{S}_a$		i_p	i_n
[1]	1	0	v_{c1}	i_x	0
[0]	0	1	0	0	i_x

Le nombre possible de combinaisons pour un l'onduleur triphasé a 2-niveaux s'élève à huit, avec deux vecteurs de commutation [1] et [0] dans chaque phase. Un diagramme vectoriel dans l'espace représentant ces huit combinaisons est présenté à la Figure 2.4 [7].

Comme le montre le Figure 2.4, les combinaisons de vecteurs de commutation sont utilisées pour représenter le

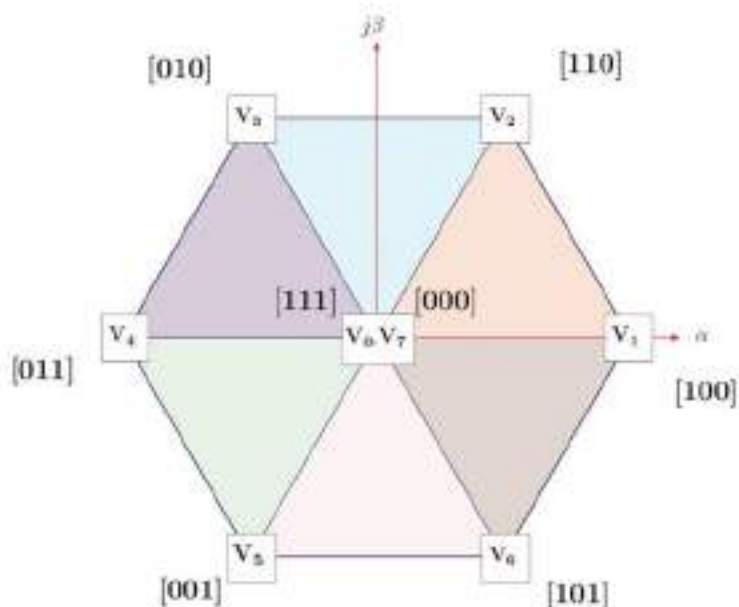


Figure 2.4. Diagramme vectoriel dans l'espace pour un l'onduleur triphasé à 2-niveaux.

Les tensions triphasées de l'onduleur a 2-niveaux par rapport à la tension d'entrée et aux signaux de commutation peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les notations des variables utilisées dans le 2L-VSI sont présentées dans le Tableau 2.1.

Pour les de l'onduleur a 2-niveaux connectés à un moteur, il est généralement nécessaire d'estimer les tensions de sortie du variateur par rapport au neutre n du moteur. Les tensions de sortie du variateur par rapport à n se calculent facilement à l'aide des signaux de commutation phase-neutre. Ce qui suit est un calcul hors ligne des signaux de commutation phase-neutre à partir des signaux de commutation en repère naturel.

$$\begin{bmatrix} s_{an} \\ s_{bn} \\ s_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Tableau 2.2. Résumé des notations des variables pour un l'onduleur triphasé a 2-niveaux.

Combinaison de commutation	Vecteur de tension	Vecteur de commutation	Signaux de commutation (bras supérieur)			Signaux phase-neutre			Référentiel stationnaire	
S	V	S_{abc}	s_a	s_l	s_c	s_{an}	s_{bn}	s_{cn}	s_α	s_β
S_0	V_0	[000]	0	0	0	0	0	0	0	0
S_1	V_1	[100]	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0
S_2	V_2	[110]	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1/3	$\sqrt{3}/3$
S_3	V_3	[010]	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	$\sqrt{3}/3$
S_4	V_4	[011]	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0
S_5	V_5	[001]	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	$-\sqrt{3}/3$
S_6	V_6	[101]	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-\sqrt{3}/3$
S_7	V_0	[111]	1	1	1	0	0	0	0	0

Dans l'analyse des convertisseurs de puissance, il est généralement pratique d'exprimer un ensemble de signaux de commutation sous forme de variable. Les nombreuses combinaisons envisageables pour les états de commutation sont identifiées par la combinaison d'états de commutation. Dans un l'onduleur triphasé a 2-niveaux, par exemple, les combinaisons d'états de commutation sont représentées par les valeurs s_0 à s_7

Les tensions de sortie du l'onduleur triphasé a 2-niveaux dans le repère dq sont prédites de manière similaire à l'équation (2.37), c'est-à-dire

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Où s_α et s_β sont les signaux de commutation l'onduleur triphasé a 2-niveaux dans le repère $\alpha\beta$ [2].

2.5 Commande vectorielle a flux orientés de MSAP

Cette section présente la mise en œuvre de la commande vectorielle a flux orientés pour un MSAP. La forme d'onde de tension sinusoïdale fournie au variateur est créée à l'aide de la technique de modulation vectorielle dans l'espace ; le nombre d'oscillations de couple est minimal lors du pilotage du moteur à force contre-électromotrice sinusoïdale avec des courants sinusoïdaux [3]. Un MSAP possède un stator bobiné, une structure de rotor à aimants permanents avec des dispositifs externes ou internes pour détecter la position angulaire du rotor. Les capteurs fournissent un retour de position permettant de surveiller la fréquence et l'amplitude de la tension de référence du stator afin de maintenir la rotation de l'ensemble d'aimants. La combinaison d'un rotor a aimant permanent interne et d'enroulements externes offre les avantages d'une dissipation thermique efficace, d'une inertie réduite du rotor et d'une diminution de la taille du moteur.

Dans le travail présent, un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) fait l'objet d'une étude. Le couple produit par ce type de machine est entièrement dû à la contribution des aimants permanents : chaque courant statorique génère une composante de couple en association avec le champ magnétique du rotor le long de l'entrefer, conformément à la loi de Lorentz. Les aimants permanents ont une perméabilité magnétique presque identique à celle de l'air, de sorte que l'inductance calculée dans n'importe quelle direction est constante. Le flux des aimants permanents tend à aligner le rotor avec la force motrice magnétique générée par le stator, produisant ainsi le couple (Figure 2.5). Celui-ci est proportionnel au produit externe entre le flux des aimants permanents

et là, par conséquent, pour une amplitude de courant donnée, le couple est maximisé si les deux vecteurs sont orthogonaux [3].

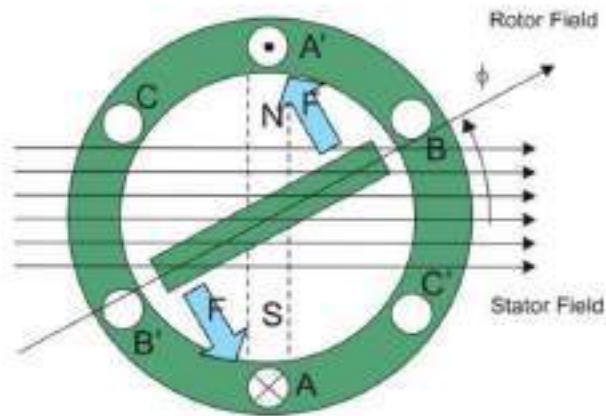


Figure 2.5. Interaction entre le flux statorique tournant et le flux rotorique [3].

2.5.1 Schéma global de la commande vectorielle a flux orientés de MSAP

La Figure 2.6 présente le schéma de base du contrôle de courant avec la commande vectorielle à flux orientés [15]. On y voit la séparation entre les différents domaines physiques. Le script de contrôle, constitué de la conversion électromécanique et électrique de puissance, avec l'électronique de puissance et le moteur, ainsi que les mesures.

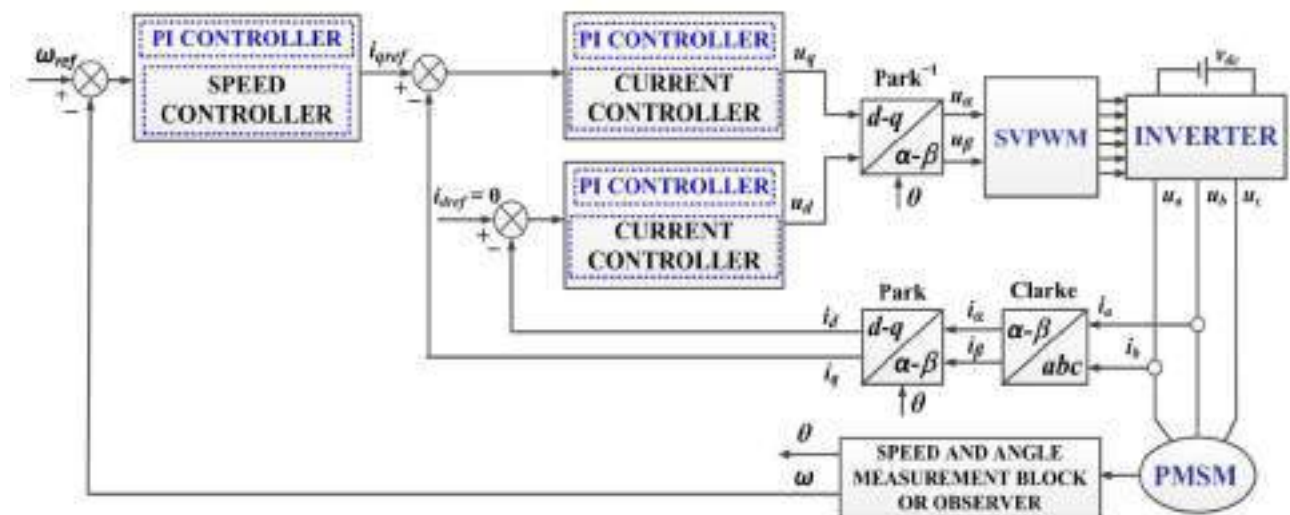


Figure 2.6. Schéma de base du contrôle FOC pour un moteur à courant alternatif [4].

Il permet de contrôler le vecteur de courant statorique dans les coordonnées synchrones dq (système de référence du rotor). Il s'agit d'une méthode permettant d'obtenir le couple souhaité à partir de l'entraînement du moteur à courant alternatif.

La boucle de couple convertit le couple de référence en tensions de référence triphasées adéquates ; ensuite, le convertisseur triphasé génère les tensions de phase correspondantes qui sont physiquement appliquées au moteur. À la base, il existe des projections qui transforment de manière appropriée un système triphasé dépendant du temps et de la vitesse en un système invariant dans le temps à deux coordonnées, à savoir d et q. Elles projettent la machine dans une structure similaire à celle d'une commande de moteur à courant continu, qui traite des grandeurs électriques instantanées. Pour cette raison, la commande est précise dans toutes les conditions de fonctionnement, en régime permanent ou transitoire, indépendamment du modèle mathématique à bande passante limitée. Ainsi, la commande vectorielle à flux orientés de MSAP englobe deux caractéristiques importantes :

- La simplicité pour atteindre des références constantes.
- La facilité d'application d'une commande directe du couple, puisque dans le système de coordonnées (d, q), le couple est exprimé comme

$$T_e = \psi_R i_{sq} \quad (2.39)$$

Où ψ_R est l'amplitude du flux rotorique et i_{sq} la composante de couple du vecteur de courant statorique ; ainsi, en maintenant une valeur fixe du flux rotorique, il existe une relation linéaire entre le couple et la composante de couple i_{sq} [3-4].

L'algorithme est alimenté par deux références d'entrée constantes : la composante de couple, dans la coordonnée q, et la composante de flux, dans la coordonnée d. Ensuite, deux courants de phase du moteur sont mesurés ; ceux-ci constituent les entrées du bloc de transformation de Clarke, qui fournit en sortie le courant statorique dans le plan alpha-bêta. Ces deux autres projections sont transmises au module de transformation de Park qui fournit le courant dans le repère de référence tournant d, q. Ces derniers représentent les courants de rétroaction, qui sont comparés aux références de couple et de flux, respectivement i_{sqref} et i_{sdref} . Dans la commande vectorielle à flux orienté standard, i_{sqref} est déterminé par la référence de couple, tandis que i_{sdref} est fixé à zéro ; en effet, dans les moteurs synchrones à aimants permanents, le flux rotorique est fixe et déterminé par les aimants, il n'est donc pas nécessaire d'en générer un [3-4]. Les régulateurs de courant PI produisent les deux tensions de référence, sur les axes d et q. Ce type de contrôleur est le plus utilisé dans les beaucoup dans les domaines industriels, car il s'agit généralement d'installations présentant une constante de temps dominante. Les tensions de référence sont transformées par un module de transformation inverse de Park, fournissant les composantes de la tension vectorielle du stator dans le repère orthogonal fixe (α , β). Ce sont les entrées du PWM vectoriel PWM, qui génère les signaux pour piloter le convertisseur.

Cet algorithme de commande a besoin de la position du flux rotorique afin d'utiliser les transformations de Park et de Park inverse. La connaissance de cette variable est fondamentale pour le bon fonctionnement global du système. Une erreur dans son calcul peut entraîner un désalignement entre le flux rotorique et l'axe d, produisant des composantes de flux et de couple incorrectes du courant statorique. La Figure 2.8. Illustre les systèmes de coordonnées (a, b, c), (α , β) et (d, q), avec la position correcte du flux du rotor, le courant statorique et le vecteur spatial de tension qui tourne avec le repère de référence du rotor à la vitesse synchrone, pour un moteur à aimants permanents générique [3-4].

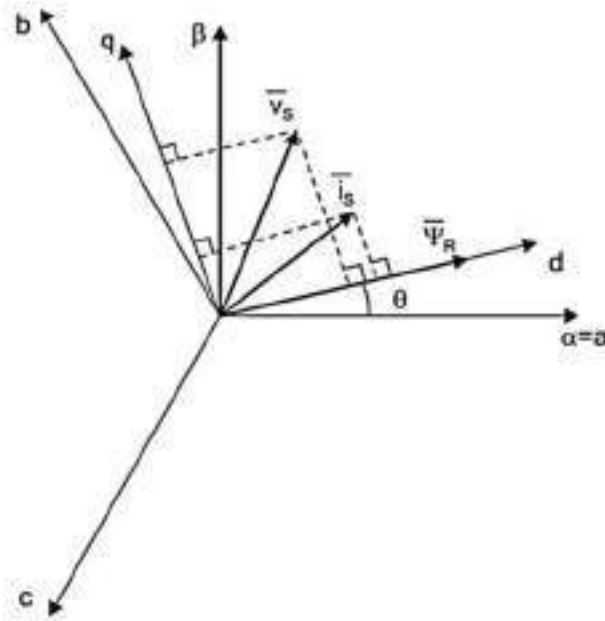


Figure 2.8. Vecteurs spatiaux de courant, de tension et de flux du rotor dans les repères (a, b, c), (α , β) et (d, q) [3].

2.5.2 Principe de commande du couple de la MSAP

Le variateur fonctionne comme une source de tension régulée en courant : les tensions de référence sont gérées de manière à imposer un vecteur de courant statorique de référence qui produit le couple de référence souhaité [5-6]. Ainsi, le premier module qui alimente le contrôleur est un générateur de référence de couple. Il convertit la référence de couple en courants de référence appropriés i_{ds}, i_{qs} . Ce bloc nécessite le modèle du moteur électrique. L'équation du couple électromagnétique, valable pour tous les entraînements triphasés, est la suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_s \cdot i_s \quad (2.2)$$

Où p est le nombre de paires de pôles, ψ_s est le flux magnétique par phase du stator et i est le courant par phase du stator. Dans le repère de référence dq, l'équation est la suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (2.3)$$

Pour le moteur SPM étudié ici, l'équation de tension et le modèle magnétique sont les suivants :

$$v_{sdq} = R_s i_{sdq} + \frac{d}{dt} \psi_{sdq} + j\omega_r \psi_{sdq} \quad (2.4)$$

$$\psi_{sdq} = L_s i_{sdq} + \begin{bmatrix} \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Où v_s est la tension de phase du stator, R_s la résistance de phase du stator, ω_r la vitesse angulaire électrique, L_s l'inductance synchrone et ψ_r le flux magnétique des aimants permanents [16]. L'équation du couple s'écrit alors comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_r \cdot i_{qs} \quad (2.6)$$

Enfin, la commande de couple est convertie en une entrée de courant de référence :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = 0 \\ i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_r} \end{cases} \quad (2.7)$$

La commande de courant susmentionnée définit la trajectoire dans le plan dq correspondant au couple maximal pour une amplitude donnée du vecteur de courant. L'objectif est également de minimiser les pertes de la machine afin d'optimiser son rendement ; en effet, la référence i_{ds}^* est fixée à zéro, car elle ne contribue pas à la production de couple mais entraînerait des pertes par effet Joule.

2.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation et la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Les équations électriques et mécaniques du moteur ont été développées dans différents repères de référence afin de simplifier l'analyse et d'améliorer les performances de commande. La transformation vers le repère synchrone dq ainsi que les modèles en temps continu et discret ont permis d'obtenir une représentation adaptée aux techniques de commande numérique.

Nous avons également présenté la modélisation de l'onduleur triphasé à 2-niveaux ainsi que les différents états de commutation utilisés pour l'alimentation du moteur. Enfin, les principes de la commande vectorielle à flux orientée et de la commande du courant ont été analysés afin d'assurer une régulation efficace du couple, de la vitesse et des courants statoriques. Les notions développées dans ce chapitre constituent une base essentielle pour l'étude et la mise en œuvre des techniques de commande prédictive avancées présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande prédictif avancé du courant des moteurs synchrones à aimant permanent

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la commande prédictive avancée du courant appliquée aux moteurs synchrones à aimants permanents MSAP. Avec le développement des systèmes industriels modernes, les techniques de commande classiques montrent certaines limites face aux exigences élevées de rapidité, de précision et de robustesse. Ainsi, la commande prédictive apparaît comme une solution performante permettant d'anticiper le comportement futur du système à partir d'un modèle mathématique afin de sélectionner l'action de commande optimale. Cette approche offre une meilleure qualité de suivi des courants et améliore les performances dynamiques du moteur, notamment dans des conditions de fonctionnement variables.

Ce chapitre présente d'abord le principe général de la commande prédictive classique du courant (MPCC) de la MSAP, ainsi que le fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux utilisé dans le système d'entraînement. Ensuite, une nouvelle approche de commande prédictive à modèle modifié est proposée afin de réduire l'influence des variations des paramètres du moteur et de diminuer la complexité de calcul. Cette méthode repose sur l'algorithme d'optimisation Grey Wolf Optimizer (GWO), inspiré du comportement de chasse des loups gris. Enfin, des résultats de simulation sous Matlab/Simulink sont présentés afin d'évaluer et de comparer les performances des différentes stratégies de commande en termes de précision, robustesse et qualité des courants électriques.

3.2 Commande prédictive du courant des MSAP

3.2.1 Généralités sur la commande prédictive du courant :

La commande prédictive classique, qui est une branche de la commande prédictive, peut être décrite comme une nouvelle stratégie de commande basée sur le modèle du système, qui comprend convertisseur et la machine, pour prédire son comportement futur dans un horizon de prédiction basé sur un critère optimal défini par l'utilisateur, générant ainsi, en fin de compte, le comportement optimal du système. Plus précisément, le Model de commande prédictive classique prédit le comportement des variables à contrôler, c'est-à-dire le courant de machine, pour chaque état de commutation fini possible généré par le convertisseur ; ainsi, pour le choix de l'état de commutation approprié à appliquer, des critères de sélection doivent être définis.

Ce critère consiste en une fonction de coût qui sera évaluée pour les valeurs prédites du courant, mesurant ainsi l'erreur entre le courant de référence et le courant prédit. Le courant est calculé, c'est-à-dire prédit pour chaque état de commutation possible de convertisseur, puis l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné, garantissant ainsi que l'erreur entre le courant statorique mesuré et sa valeur de référence est faible. Par conséquent, le principe général de l'algorithme de contrôle comporte principalement trois éléments clés :

- Le modèle mathématique dynamique du système d'entraînement (convertisseur et la machine).
- Un critère défini par l'utilisateur, c'est-à-dire une fonction de coût, qui détermine en fin de compte le comportement du système à travers une série de séquences d'actions de commande sur un horizon de prédiction N .
- L'optimisation de la fonction de coût, où seul l'élément optimal des séquences d'actions de commande générées est appliqué, les autres étant ignorés. L'algorithme de commande est ensuite répété lors de la période d'échantillonnage suivante.

Le principe de fonctionnement général de la commande prédictive est illustré plus en détail à la Figure 3.1, où, au moment de l'échantillonnage T_s (dans le cas idéal), les mesures et les actions de commande prévues du système sont effectuées. Les actions de commande sont obtenues en minimisant une fonction de coût qui évalue la meilleure action de commande à prendre à l'avenir. L'action de commande optimale est alors mise en œuvre, la mesure des variables du système et les calculs étant répétés lors de la période d'échantillonnage suivante sur la base de l'état du système à ce moment-là, générant ainsi de nouvelles actions de contrôle avec un horizon de prédiction décalé vers

l'avant. Néanmoins, pour les applications discrètes en temps réel, il est nécessaire d'introduire un horizon de pas plus long en raison de l'impossibilité d'effectuer simultanément les mesures du système et le calcul des actions de contrôle à entreprendre par le système. Ainsi, un horizon de prédiction à deux pas est souvent utilisé [7-8].

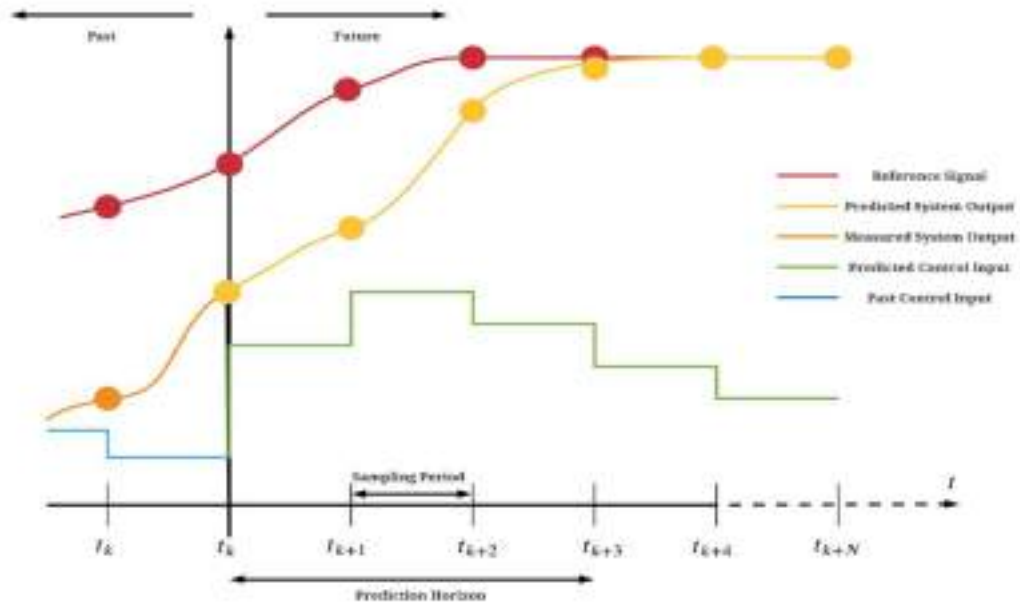


Figure 3.1. Schéma de la commande prédictive du courant [7].

En résumé, la commande prédictive du courant traite efficacement les systèmes dynamiques complexes soumis à des variations et permet l'intégration de multiples contraintes et non-linéarités dans le système de commande, ce qui en fait une technique de commande polyvalente. Ces caractéristiques sont intrinsèques aux procédés industriels et aux systèmes réels, posant ainsi un défi aux techniques de commande classiques, qui sont mieux adaptées à des systèmes moins complexes.

De plus, une différence essentielle avec la commande optimale traditionnelle réside dans l'utilisation d'une fonction de coût pour évaluer globalement les performances du système sur un horizon de prédiction, permettant ainsi l'optimisation des variables de commande, c'est-à-dire le courant. En outre, la sortie de courant prédite est basée sur les informations précédentes du système ainsi que sur les valeurs possibles du courant prédit dans l'horizon glissant, mettant en évidence le rôle du modèle du système.

En particulier, dans la commande prédictive du courant, les valeurs optimales prédites du courant ne sont pas obtenues par l'évaluation de l'erreur entre la référence et les signaux de retour du système,

comme dans un régulateur PID classique ; elles sont plutôt obtenues par la minimisation de la fonction de coût servant de fonction de performance, c'est-à-dire la pénalisation des actions de commande futures, où seule la solution optimale est sélectionnée et appliquée sur l'horizon de prédiction. De plus, la commande prédictive du courant est implémentée sous forme de commande numérique.

Néanmoins, en raison de la grande flexibilité du problème d'optimisation, où diverses contraintes et objectifs peuvent être ajoutés à la fonction de coût, ainsi que du nombre d'horizons de prédiction N choisi afin d'améliorer les performances de commande, le compromis réside généralement dans un coût de calcul élevé de la commande prédictive du courant. Plusieurs solutions pour remédier à ce problème et à ses inconvénients ont été présentées au Chapitre 1. Dans la section suivante, une autre solution est proposée.

3.2.2 Onduleur triphasé à 2-niveaux

Dans ce travail, la configuration considérée du système d'entraînement consiste en un Onduleur triphasé à 2-niveaux relié au MSAP. L'onduleur se caractérise par six IGBT allant du T_1 au T_6 et leurs diodes antiparallèles respectives, où le système de contrôle émet le Vecteur de tension optimal via une combinaison des indices de commutation s_a, s_b et s_c .

De plus, un schéma en boucle fermée avec des capteurs de mesure, dans lequel l'emplacement du rotor, les courants statoriques et la tension de liaison DC V_{dc} sont mesurés, est envisagé pour une efficacité d'entraînement élevée. La configuration du système d'entraînement MSAP est illustrée à la Figure 3.2

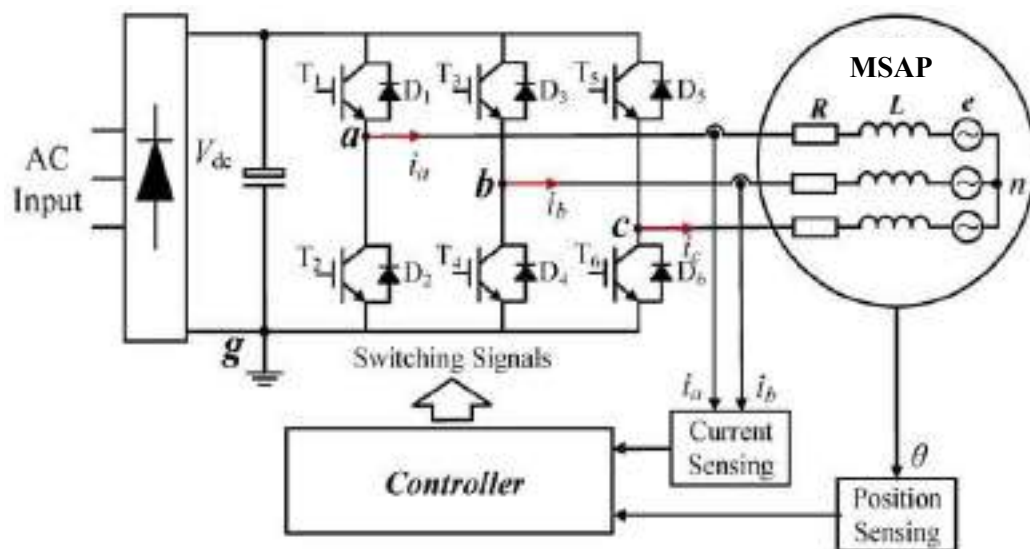


Figure 3.2. Configuration du système d'entraînement MSAP avec l'onduleur triphasé à 2- niveaux [8].

Une analyse plus détaillée du l'onduleur permet de déduire le mode de fonctionnement suivant pour une phase donnée à titre d'exemple :

- Si Switch T_1 **ON**; alors Switch T_2 : **OFF**; donc, $S_a = 1$, $S'_a = 0$
- Si Switch T_1 : **OFF**; alors Switch T_2 : **ON**; donc , $S_a = 0$, $S'_a = 1$

Ceci étant valable pour les phases et. Par conséquent, la relation entre la tension de sortie de phase (ligne-neutre) et les états de commutation du l'**onduleur** est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Étant donné que pour chacune des trois phases, il existe deux actions de contrôle définies par l'activité ON-OFF de l'interrupteur, la représentation du vecteur de tension des tensions de phase correspondant aux huit différents états/combinaisons de commutation qui peuvent être générés par l'onduleur peut être calculée en utilisant la définition du vecteur spatial où il y a $2^3 = 8$ états de commutation, le vecteur spatial de la tension étant défini comme suit :

$$v_s = \frac{2}{3} V_{dc} (v_a + a v_b + a^2 v_c) \quad (3.2)$$

Où le facteur de rotation de l'espace est donné par $a = e^{j2\pi/3}$. La tension de sortie de l'onduleur dans un équivalent dans un repère de référence stationnaire $\alpha\beta$ peut être obtenue en utilisant la transformée suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Par conséquent, en utilisant (3.1) dans (3.3), les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur dans le repère sont donnés par :

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3} V_{dc} \left(S_a - \frac{S_b + S_c}{2} \right) \\ v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.4)$$

L'évaluation de (3.4) pour les différents états de commutation donne le vecteur spatial à huit tensions générées par le l'onduleur, comme indiqué dans le Tableau 3.1, qui détaille la relation entre les tensions de sortie et les huit modes conducteurs, c'est-à-dire que les états de commutation du

l'onduleur triphasé à 2- niveaux sont donnés dans le Table 3.1 où $V_j (j = 0, \dots, 7)$. De plus, on observe que les vecteurs générés sont catégorisés en six vecteurs de tension active (V_1 à V_6) et deux vecteurs de tension nuls (inactives) (V_0 et V_7). De plus, le vecteur de tension hexagonal peut être vu à la Figure 3.3, où les six vecteurs de tension actifs définissent les axes de l'hexagone du vecteur de tension et des vecteurs de tension nuls à l'origine, avec un angle entre deux vecteurs actifs adjacents de 60 degrés. La relation entre les tensions de sortie et les huit modes de conduction, c'est-à-dire les états de commutation de l'onduleur triphasé, est donnée dans la Table 3.1 où $S_j (j = 0, \dots, 7)$

Il convient de noter qu'en raison de l'existence des deux vecteurs de tension nuls comme le montre la Table 3.1, plusieurs combinaisons de commutation, plusieurs combinaisons de commutation peuvent être générées. Néanmoins, dans les applications réelles, il est couramment de choisir l'un ou l'autre afin de réduire la complexité de la mise en œuvre de la commande prédictive [10-11]. Ainsi, dans ce travail, V_0 est choisi comme vecteur nul.

3.2.3 Commande prédictive du courant appliquée aux MSAP

Pour l'implémentation numérique de la commande prédictive du courant, une méthode de discrétisation permettant d'approcher son cas continu est nécessaire. Étant donné le faible temps (T_s) d'échantillonnage utilisé dans ce travail, la méthode de discrétisation d'Euler explicite est considérée comme la plus appropriée en raison de sa simplicité, et s'exprime comme suit :

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{i[k+1] - i[k]}{T_s} \quad (3.5)$$

Tableau 3.1 : Vecteurs de tension à la sortie d'un onduleur triphasé à 2- niveaux.

$(V_j (S_a, S_b, S_c))$	(v_a)	(v_b)	(v_c)
$(V_0 (0,0,0))$	0	0	0
$(V_1 (1,0,0))$	$(2/3 v_{dc})$	$(-1/3 v_{dc})$	$(-1/3 v_{dc})$
$(V_2 (1,1,0))$	$(1/3 v_{dc})$	$(1/3 v_{dc})$	$(-2/3 v_{dc})$
$(V_3 (0,1,0))$	$(-1/3 v_{dc})$	$(2/3 v_{dc})$	$(-1/3 v_{dc})$
$(V_4 (0,1,1))$	$(-2/3 v_{dc})$	$(1/3 v_{dc})$	$(1/3 v_{dc})$
$(V_5 (0,0,1))$	$(-1/3 v_{dc})$	$(-1/3 v_{dc})$	$(2/3 v_{dc})$
$(V_6 (1,0,1))$	$(1/3 v_{dc})$	$(-2/3 v_{dc})$	$(1/3 v_{dc})$
$(V_7 (1,1,1))$	0	0	0

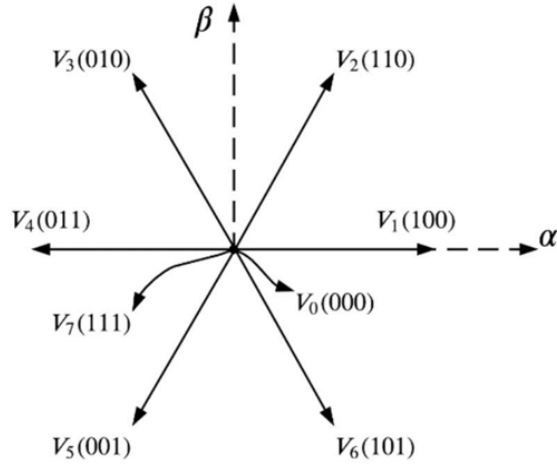


Figure 3.3. Représentation hexagonale des vecteurs de tension d'un onduleur triphasé à 2- niveaux.

Initialement, la tension statorique équivalente est reconstruite en utilisant le vecteur de tension optimal comme vu dans (3.1) dans le repère de référence (dq) en utilisant (2.1). Par conséquent, en considérant la méthode de discrétisation d'Euler directe (utilisée tout au long de ce travail), les équations de version à temps discret correspondant à (2.10) peuvent être énoncées comme :

$$\begin{cases} v_{ds}^k = R_s i_{ds}^k - \omega_r L_{qs} i_{qs}^k + \frac{L_{ds}}{T_s} (i_d^{k+1} - i_d^k) \\ v_{qs}^k = R_s i_{qs}^k - \omega_r L_{ds} i_{ds}^k + \frac{L_{ds}}{T_s} (i_q^{k+1} - i_q^k) + \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (3.6)$$

Où T_s est l'intervalle d'échantillonnage, i_{ds}^k et i_{qs}^k sont les courants mesurés aux extrémités des axes direct et en quadrature (k) th à l'instant, et v_{ds}^k et v_{qs}^k sont les tensions d'axe direct et en quadrature obtenues à partir du vecteur de tension optimal appliqué au L'onduleur à l'instant (k) th. Ainsi, jusqu'à (3.6), les courants de stator prédits dans la $(k+1)$ la période d'échantillonnage sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{ds}^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{ds}}\right) i_{ds}^k + \omega_r T_s \frac{L_{qs}}{L_{ds}} i_q^k + \frac{T_s}{L_{ds}} v_{ds}^k \\ i_{qs}^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{qs}}\right) i_{qs}^k - \omega_r T_s \frac{L_{ds}}{L_{qs}} i_{ds}^k + \frac{T_s}{L_{qs}} v_{qs}^k \end{cases} \quad (3.7)$$

En utilisant la commande prédictive de courant avec une compensation de retard à partir de [54] et selon (3.7), les courants prédits dans la période d'échantillonnage $(k+2)$ th peuvent être écrits comme :

$$\begin{cases} i_{ds}^{k+2} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{ds}}\right) i_{ds}^{k+1} + \omega_e T_s \frac{L_{qs}}{L_{ds}} i_{qs}^{k+1} + \frac{T_s}{L_{ds}} v_{ds}^{k+1} \\ i_{qs}^{k+2} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{qs}}\right) i_{qs}^{k+1} - \omega_e T_s \frac{L_{ds}}{L_{qs}} i_{ds}^{k+1} + \frac{T_s}{L_{qs}} v_{qs}^{k+1} \end{cases} \quad (3.8)$$

Où v_{ds}^{k+1} et v_{qs}^{k+1} sont reconstruits à partir des 8 vecteur de la tension hexagonale que le convertisseur peut synthétiser. Ensuite, la fonction de coût est définie en mettant l'accent sur le comportement souhaité du MSAP. Par conséquent, étant donné que l'algorithme mis en œuvre se concentre sur les courants prédictifs, la fonction de coût est ensuite définie pour évaluer l'erreur entre les courants prédits et leurs références respectives. Ainsi, la fonction de coût est donnée par :

$$g(k) |_{x_i} = [i_{ds}^* - i_{ds}^{k+2}]^2 + [i_{qs}^* - i_{qs}^{k+2}]^2; i = 0, \dots, 7 \quad (3.9)$$

Dans le contrôle MSAP, une boucle de contrôle de vitesse avec un contrôleur proportionnel-intégral (PI) génère le « signal de commande » à partir de l'erreur (différence) entre la vitesse de référence mécanique souhaitée et la vitesse mécanique réelle mesurée émise par la machine dans le but de suivre correctement la vitesse de référence, comme illustré à la Figure 3.3. Étant donné que le contrôleur de vitesse PI employé utilise un retour de contrôle en boucle fermée, un capteur de vitesse est également utilisé pour suivre la vitesse réelle de la machine et obtenir l'emplacement du rotor. De plus, les performances du régulateur de vitesse PI dépendent fortement de son paramétrage (gains du contrôleur), avec la composante proportionnelle (K_p) étant responsable de l'ajustement proportionnel du signal de commande par rapport à une erreur existante, Les valeurs attribuées aux gains du régulateur de vitesse PI figurent à l'annexe A. D'où le "signal de commande", c'est-à-dire le courant de référence i_{qs}^* à la puissance opérateur astérisque généré par le régulateur de vitesse PI, alors que i_{ds}^* à la puissance opérateur astérisque est dérivé de l'examen de la stratégie couple maximal par ampère en [7,16], donné par :

$$i_{ds}^* = -0.0589 i_{qs}^2 + 1.0515 i_{qs} - 0.2374 \quad (3.10)$$

Par conséquent, en optimisant (3.9), le vecteur de tension optimal peut être déterminé comme suit :

$$V_{VSI}(k) = \arg \min_{(x_0 \dots x_7)} g(k) |_{x_i}, i = 0, \dots, 7 \quad (3.11)$$

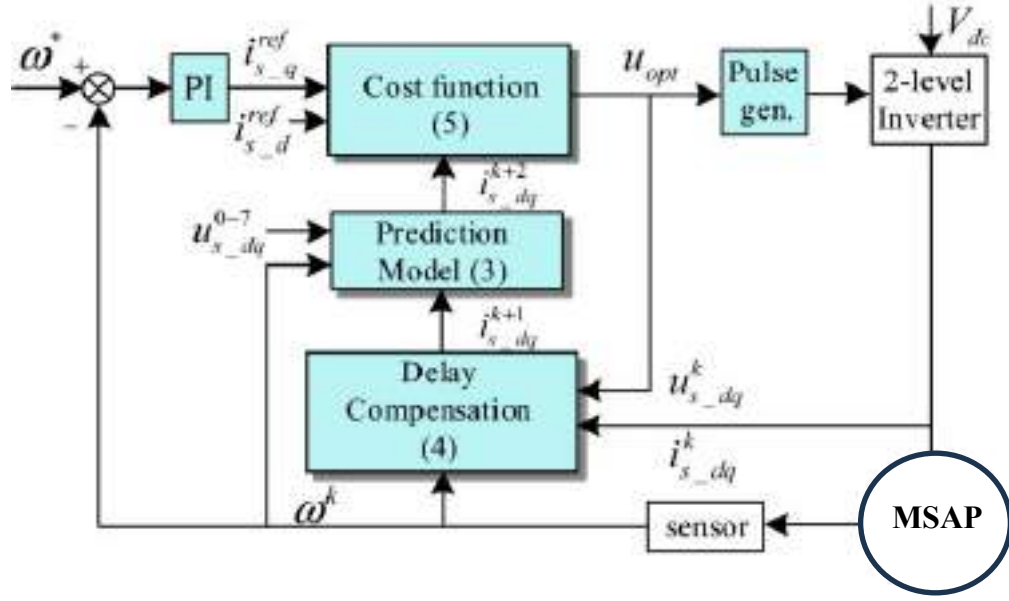


Figure 3.4. Commande prédictive classique de la MSAP [10].

3.3 Commande prédictive avancé du courant des MSAP

La commande prédictive classique du courant est basée sur le modèle des MSAP, la prédiction actuelle dépend principalement de la précision du paramètre. En fait, l'obtention de valeurs précises des paramètres MSAP est impossible [13,14]. Par conséquent, afin d'éviter les effets d'incohérences de paramètres, un nouveau commande prédictive avancé du courant est proposée, qui s'appuie sur un Grey Wolf Optimizer (GWO) pour suivre la fonction de coût minimum, bénéficiant ainsi des avantages suivants : haute précision de la solution, convergence rapide, faible réglage et efforts de calcul, et la capacité de gérer l'optimum local [16].

3.3.1 Commande prédictive avancé du courant des MSAP proposé

Dans le cas de la commande prédictive classique, l'expression (3.8) peut être simplifiée en omettant les termes $R_s T_s / L_{sdq}$, en supposant que le temps d'échantillonnage est très court [16]. D'autre part, lorsqu'un facteur d'entrée optimal $X_{opt} = 1/L_{sdq}$ est imposé, comme dans (3.12), le second terme dans (3.8) n'a aucun effet sur le choix du vecteur de tension optimum parmi les huit vecteurs possibles et peut donc être ignoré. Dans (3.12), un modèle discret exempt de paramètres machine est représenté à l'aide de l'expression simplifiée de (3), dans le but de développer un modèle sans rapport avec tout modèle et paramètre machine, défini comme :

$$\begin{cases} i_{ds}^{k+1} = X_{opt} T_s v_{ds}^k + i_{ds}^k \\ i_{qs}^{k+1} = X_{opt} T_s v_{qs}^k + i_{qs}^k \end{cases} \quad (3.12)$$

Où X_{opt} désigne le facteur d'entrée optimal. La recherche de la valeur optimale pour X_{opt} est basée sur le GWO, ce qui peut garantir une prédiction actuelle appropriée. De manière similaire à (4), les courants dq-axes doivent être prédits à la parenthèse $(k+2)th$ la période d'échantillonnage, en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{cases} i_{ds}^{k+2} = X_{opt} T_s v_{ds}^{k+1} + i_{ds}^{k+1} \\ i_{qs}^{k+2} = X_{opt} T_s v_{qs}^{k+1} + i_{qs}^{k+1} \end{cases} \quad (3.13)$$

Contrairement à la commande prédictive classique utilisant (3.6) -(3.8), la commande prédictive avancé proposé dans (3.12) et (3.12) n'utilise aucun modèle ou paramètre de machine. Ensuite, le vecteur de tension optimal de la commande prédictive avancé proposé est sélectionné en évaluant et en minimisant la fonction de coût comme dans (3.9) et (3.11), respectivement, et en considérant la stratégie couple maximal par ampère définie dans (3.10), d'une manière similaire au commande prédictive classique.

3.3.2 présentations de l'algorithme GWO

Dans le but de trouver le facteur optimal pour l'indice X_{opt} majeur, le GWO est mis en œuvre. Le GWO est un nouvel algorithme d'intelligence en essaim qui imite le comportement social et de chasse des loups gris. La société des loups a un système hiérarchique strict, divisé en quatre groupes, comme illustré à la Figure 3.4, où les leaders appellent les loups début équation α , qui représentent la solution optimale ; début équation β et début équation δ , les loups aidant les leaders dans la prise de décision. Procédé de fabrication, désignant les deuxième et troisième solution les plus appropriées ; et début équation ω loups se comportant comme des suiveurs de l'ordre [16].

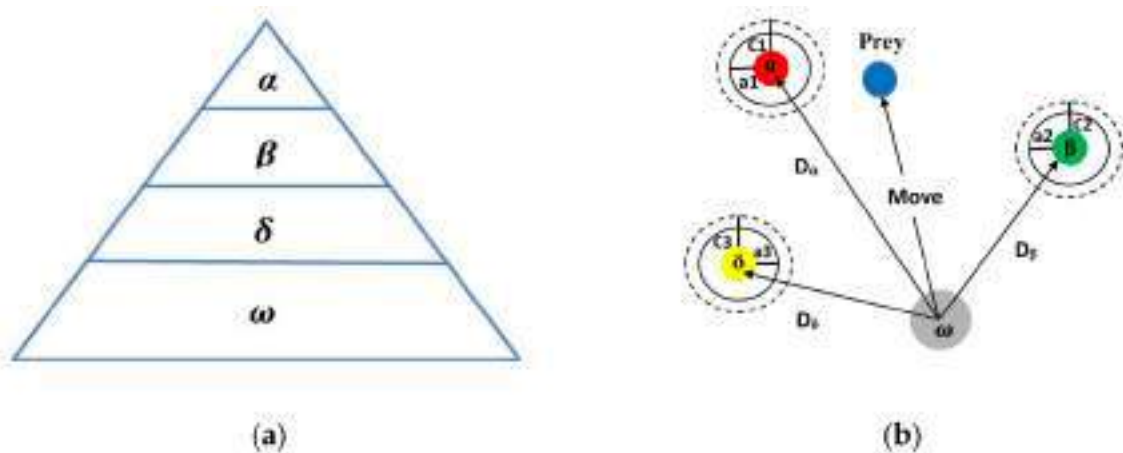


Figure 3.4. (a) Hiérarchie du GWO (la dominance diminue de haut en bas). (b) Mise à jour de la position du GWO [16].

La procédure de chasse de la proie, en d'autres termes, la recherche du facteur optimal X_{opt} est la suivante :

Tout d'abord, une étape d'initialisation est requise, qui consiste à déterminer le nombre de loups N_g et le nombre maximal d'itérations M_i . Pour la recherche sur une période d'échantillonnage, ainsi que les limites inférieure et supérieure définies comme L_b et U_b . Respectivement, qui caractérisent l'espace de recherche du facteur d'entrée début équation X , lequel contient l'indice X_{opt} qui surmontera le besoin en paramètres dans la commande prédictive de courant classique pour MSAP. Ensuite, en choisissant la fonction objectif candidate, qui est dans ce cas la fonction de coût minimum, définie comme :

$$\begin{cases} fitness = \min g^{k+2} \text{ if } \min g^{k+2} < \min g^k \\ fitness = \min g^k \text{ otherwise} \end{cases} \quad (3.14)$$

En (3.14), la condition physique choisit la valeur la plus basse de $\min g$ entre la période d'échantillonnage actuelle et la période précédente afin de renforcer les loups pour trouver le facteur optimal X_{opt} .

Dans la deuxième étape, en encerclant la proie, chaque groupe de loups (α, β, δ) est autorisé à localiser la cible possible de la proie afin de la rechercher. Les localisations potentielles des loups sont considérées comme les meilleures solutions probables initiales par rapport au facteur optimal X_{opt} . Pendant la chasse, les loups gris encerclent la proie, ce qui peut être exprimé mathématiquement comme suit :

$$\begin{cases} \vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(n) - \vec{X}(n)| \\ \vec{X}(n+1) = \vec{X}_p(n) - \vec{A} \cdot \vec{D} \end{cases} \quad (3.15)$$

Où début de l'équation n est le numéro d'itération réel, $\vec{X}_p$ est la proie et $\vec{X}$ est le vecteur de position de l'agent de recherche des loups, en d'autres termes, la valeur réelle du facteur d'entrée $\vec{D}$ représente la distance entre le loup gris et la proie, tandis que $\vec{C}$ et $\vec{A}$ indiquent les coefficients de contrôle qui peuvent être calculés comme suit :

$$\begin{cases} \vec{a} = 2 - 2 \cdot \frac{n}{M_i} \\ \vec{A} = 2 \cdot \vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \\ \vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \end{cases} \quad (3.16)$$

Les $\vec{r}_1$ et $\vec{r}_2$ sont des vecteurs aléatoires dans $[0, 1]$, et $\vec{a}$ est réduit linéairement de 2 à 0 tandis que les itérations augmentent.

La troisième étape est la mise à jour de l'emplacement, qui est illustrée à la Figure 3.4 (b). Le processus de chasse est guidé par des groupes α, β, δ de loups qui sont proches de la proie et guident le groupe de loups du début de l'équation ω pour qu'il se déplace. Les équations suivantes décrivent le mécanisme de chasse et le processus de mise à jour :

$$\begin{cases} \vec{D}_\alpha = |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha(n) - \vec{X}(n)|, \vec{D}_\beta = |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta(n) - \vec{X}(n)| \\ \vec{D}_\delta = |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta(n) - \vec{X}(n)| \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} \vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha(n) - \vec{A}_1 \cdot \vec{D}_\alpha(n), \\ \vec{X}_2 = \vec{X}_\beta(n) - \vec{A}_2 \cdot \vec{D}_\beta(n), \\ \vec{X}_3 = \vec{X}_\delta(n) - \vec{A}_3 \cdot \vec{D}_\delta(n) \end{cases} \quad (3.18)$$

Où $\vec{D}_\alpha, \vec{D}_\beta, \vec{D}_\delta$ sont leurs vecteurs de distance avec début d'équation ω wolves, respectivement ; et $\vec{X}_1, \vec{X}_2, \vec{X}_3$ sont les instructions de mouvement données par α, β, δ , respectivement. Lorsque la valeur de $A_{1,2,3}$ est supérieure à 1 ou inférieure à -1, les loups s'éloigneront de la proie connue afin de trouver une cible plus appropriée (mécanisme d'exploration), ce qui permettra à l'algorithme GWO de rechercher globalement. De plus, les valeurs de $\vec{C}_{1,2,3}$ sont réparties aléatoirement entre 0 et 2, ce qui favorisera l'exploration tout au long du processus. Grâce aux équations ci-dessus, les loups mettent à jour leurs positions dans la prochaine itération $n + 1$ en utilisant l'équation suivante :

$$\vec{X}(n+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (3.19)$$

L'étape finale est l'étape d'attaque, qui se produit lorsque les loups convergent vers la proie, ce qui se produit jusqu'à ce que le nombre maximal d'itérations M_i Soit atteint. La meilleure position du loup pour la proie est l'indice X_α , utilisé ensuite comme indice X_{opt} dans (3.12) et (3.13), afin d'obtenir une prédiction actuelle appropriée qui correspond à la fonction de coût minimum. L'organigramme de l'algorithme GWO proposé est illustré à la Figure 3.5.

Il convient de noter que le mécanisme d'exploration du GWO empêchera l'indice X_{opt} de rester bloqué à une valeur optimale. Par conséquent, contrairement aux autres méthodes de commande prédictive avancé de [7,13,14,15], la méthode proposée dans ce travail a un faible effort d'ajustement, une structure simple, un processus d'optimisation intuitif et rapide. Le schéma de contrôle du système d'entraînement MSAP basé sur la méthode proposée est illustré à la Figure 3.6.

3.4. Résultats de simulation

La modélisation et la simulation du système d'entraînement MSAP, ainsi que les schémas de commande proposés, ont été réalisées dans l'environnement Matlab/Simulink. Le Tableau A.1 (Voir l'annexe 1) présente les paramètres du MSAP.

3.4.1. Réglage et efforts de calcul

Les algorithmes de commande prédictive de courant avancé et classique sont implémentés dans l'environnement Matlab/Simulink, avec une période d'échantillonnage de $T_s = 45 \mu s$. Le Tableau 3.2 présente une comparaison détaillée de la complexité entre les deux algorithmes de contrôle.

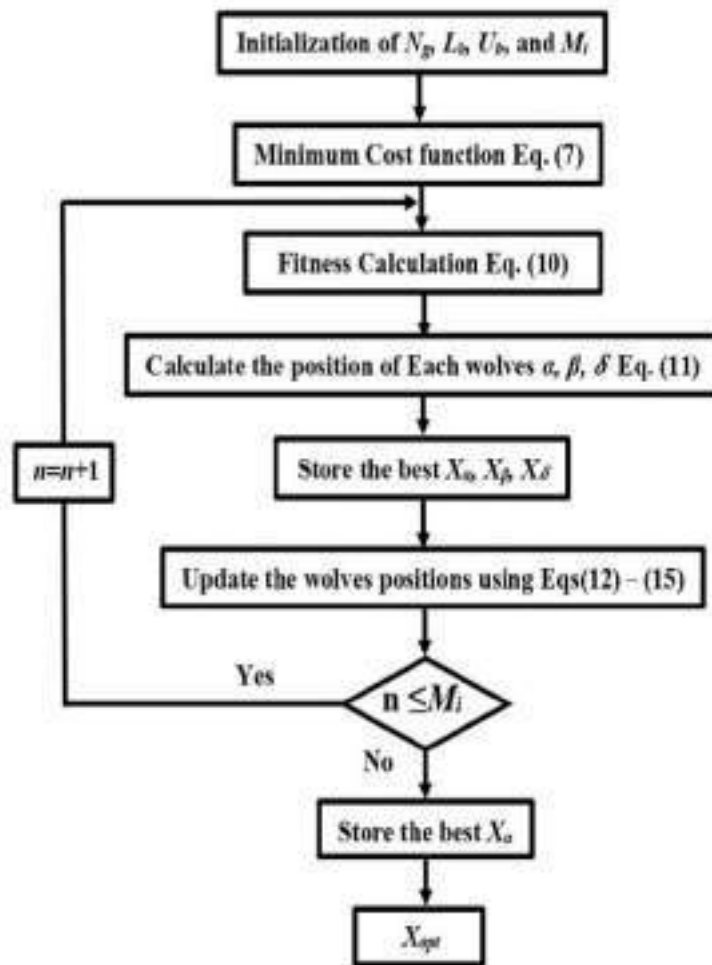


Figure 3.5. Organigramme de l'algorithme GWO proposé [16].

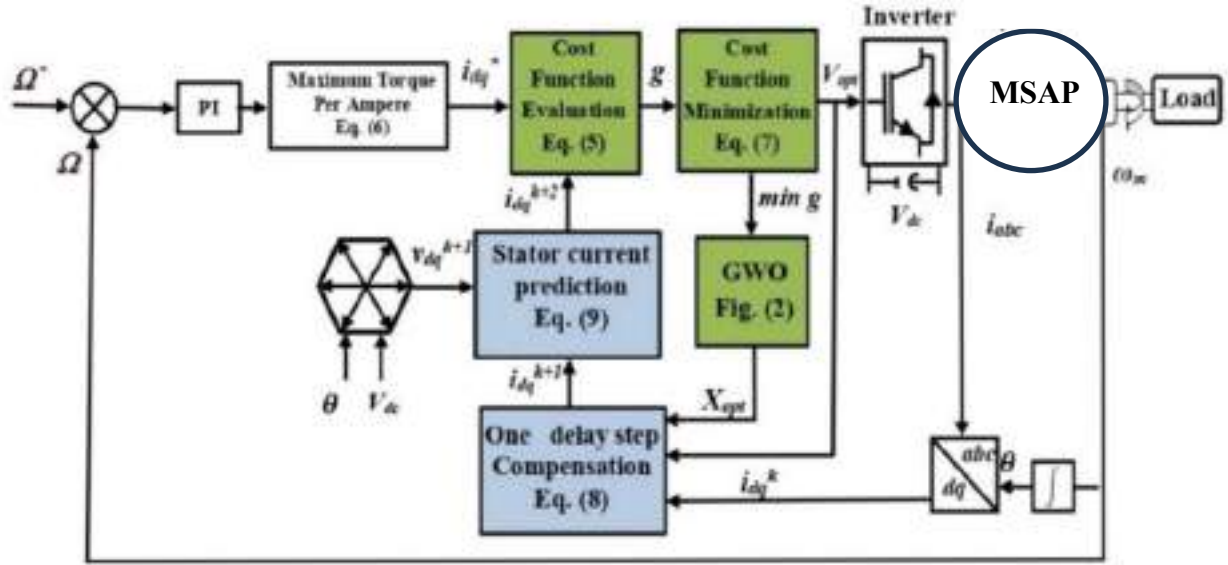


Figure 3.6. Schéma de commande prédictive avancée et du système d'entraînement MSAP.

Contrairement à la commande prédictive du courant classique, qui nécessite des paramètres de la MSAP précis susceptibles de varier pour diverses raisons, la commande prédictive du courant avancé ne requiert que peu de paramètres constants. Les paramètres requis figurent dans le Tableau A.1 de l'annexe A. Il convient de noter que ces valeurs de paramètres ont été choisies comme valeurs optimales permettant d'obtenir les meilleures performances possibles.

Tableau 3.2 : Comparaison de la complexité de mise en œuvre entre Les deux algorithmes de commande prédictive de courant.

	Commande prédictive Classique	Commande prédictive Avancé
Paramètre de MSAP lié	R_s, L_{sdq} . et ainsi de suite	Nul
Paramètre de L'algorithme GWO lié	Nul	M_i, L_b, U_b, N_g
Temps d'exécution (μs)	25.9	28.5

En ce qui concerne le temps de calcul, l'algorithme de commande prédictive de courant avancé proposer nécessite 28,5 μs pour exécuter le code à chaque itération T_s , ce qui est légèrement supérieur à l'algorithme de commande prédictive de courant classique, qui nécessite 25,9 μs . La différence de temps d'exécution dans la méthode proposée est principalement due au nombre d'itérations M_i dans chaque T_s , ainsi qu'au nombre d'agents de recherche de loup N_g . En effet, cette légère augmentation du temps de calcul est tout à fait acceptable compte tenu de la contribution significative apportée par la commande prédictive de courant avancé. Il est important de souligner que la commande prédictive

de courant avancé ne nécessite ni un travail de réglage approfondi comme dans [7,13], ni un effort de calcul important comme dans [14].

3.4.2. Evaluation performances de commande

Pour évaluer les performances de régulation, on utilise la distorsion harmonique totale (THD) et l'oscillation totale de la forme d'onde (TWO), définies comme suit :

$$THD = \sqrt{\frac{THD_A^2 + THD_B^2 + THD_C^2}{3}} \times 100\% \quad (3.20)$$

$$TWO = \sqrt{\frac{x_{RMS}^2 - x_{DC}^2}{|x_{DC}|}} \times 100\% \quad (3.21)$$

Où X_{RMS} et X_{dc} représentent, respectivement, les valeurs efficaces et moyennes. La commande prédictive de courant avancé est comparée à la commande prédictive de courant classique, avec et sans paramètres MSAP précis. Afin de garantir une comparaison équitable, les deux schémas de commande ont été réglés afin d'offrir les meilleures performances possibles et testés dans les mêmes conditions.

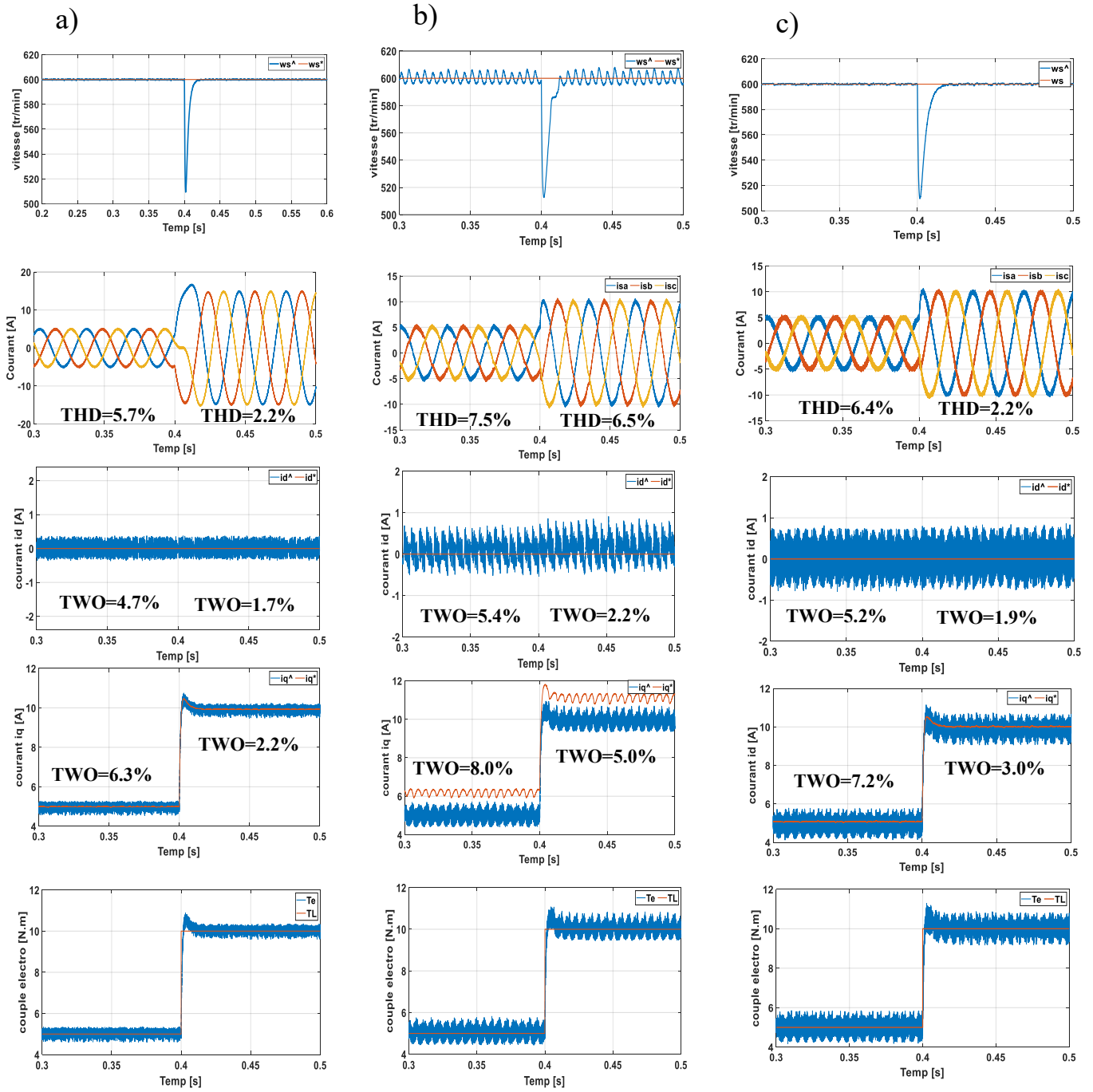


Figure 3.7. Résultats de simulation pour 600 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres (0.5xRs, 0.5xLds,qs), (c) commande prédictive de courant avancé.

Afin de mieux évaluer les performances dynamiques des stratégies de commande étudiées, des essais comparatifs ont été réalisés et sont présentés à la Figure 3.7, où un couple de charge est appliqué instantanément à l'instant $t = 0,4$ s, passant de 5 Nm à 10 Nm, avec une référence de vitesse constante de 600 tr/min. On constate que toutes les stratégies de commande permettent d'obtenir une réponse dynamique rapide et que la vitesse du rotor suit sa référence avec une bonne stabilité et une bonne précision après une légère baisse due à l'échelon de charge.

En ce qui concerne les performances des courants, les figures agrandies des états stationnaires montrent que la commande prédictive de courant avancé présente des formes d'onde de courant sinusoïdales, similaires à celles de la commande prédictive de courant classique avec des paramètres nominaux, avec une légère différence au niveau des valeurs de THD (voir Figure 3.7 (a), (c)). Il est évident que la commande prédictive de courant avancé offre de meilleures performances que la commande prédictive de courant classique en termes de courant sur l'axe d en régime permanent, assurant un suivi fluide et précis de la référence.

En revanche, la commande prédictive de courant avancé présente des performances légèrement inférieures sur l'axe q par rapport au commande prédictive de courant classique, avec une différence minime au niveau du TWO, mais il offre des capacités de suivi de référence parfaites. Au contraire, comme la commande prédictive de courant classique dépend fortement de la précision des paramètres, il est impossible d'obtenir des formes d'onde de courant sinusoïdales lorsque l'on suppose des inductances mal appariées, comme le montre la Figure 3.7 (b), ce qui se traduit par de mauvaises performances en termes de THD.

Les courants des axes dq présentent les pires ondulations en régime permanent, ce qui se traduit par des valeurs de TWO élevées, et un décalage significatif du courant de l'axe q a été observé, lequel augmente à mesure que le couple de charge augmente. D'après les stratégies de commande envisagées, on peut conclure que la performance de commande prédictive de courant classique avec des paramètres incorrects se dégrade de plus en plus à mesure que le couple de charge augmente. Alors que la commande prédictive de courant avancé proposé présente une immunité élevée contre les variations des paramètres du MSAP et une grande robustesse face aux variations de couple de charge fortes et rapides.

Main, la commande prédictive de courant avancé présente des performances d'axe q légèrement inférieures à celles de la commande prédictive de courant classique, avec une légère différence en TWO, mais il offre des capacités parfaites de suivi de référence. Au contraire, puisque le de la commande prédictive de courant classique, dépend fortement de paramètres précis, les formes d'onde sinusoïdales de courant ne peuvent pas être atteintes lorsque des inductances dépareillées sont supposées, comme illustré à la Figure 3.7 (b), ce qui permet une mauvaise performance THD. Les courants dq-axes ont les pires ondulations en état stable, ce qui entraîne des valeurs TWO élevées, et un décalage significatif dans le courant d'axe q- a été observé, lequel augmente à mesure que la charge. Au vu des stratégies de commande étudiées, on peut conclure que les performances de la commande prédictive de courant classique, avec des paramètres incorrects, se dégradent de plus en plus à mesure que le couple de charge augmente, tandis que la commande prédictive de courant avancé proposé fait preuve d'une grande immunité face aux variations des paramètres du MSAP et d'une grande robustesse face aux variations de couple de charge fortes et rapides.

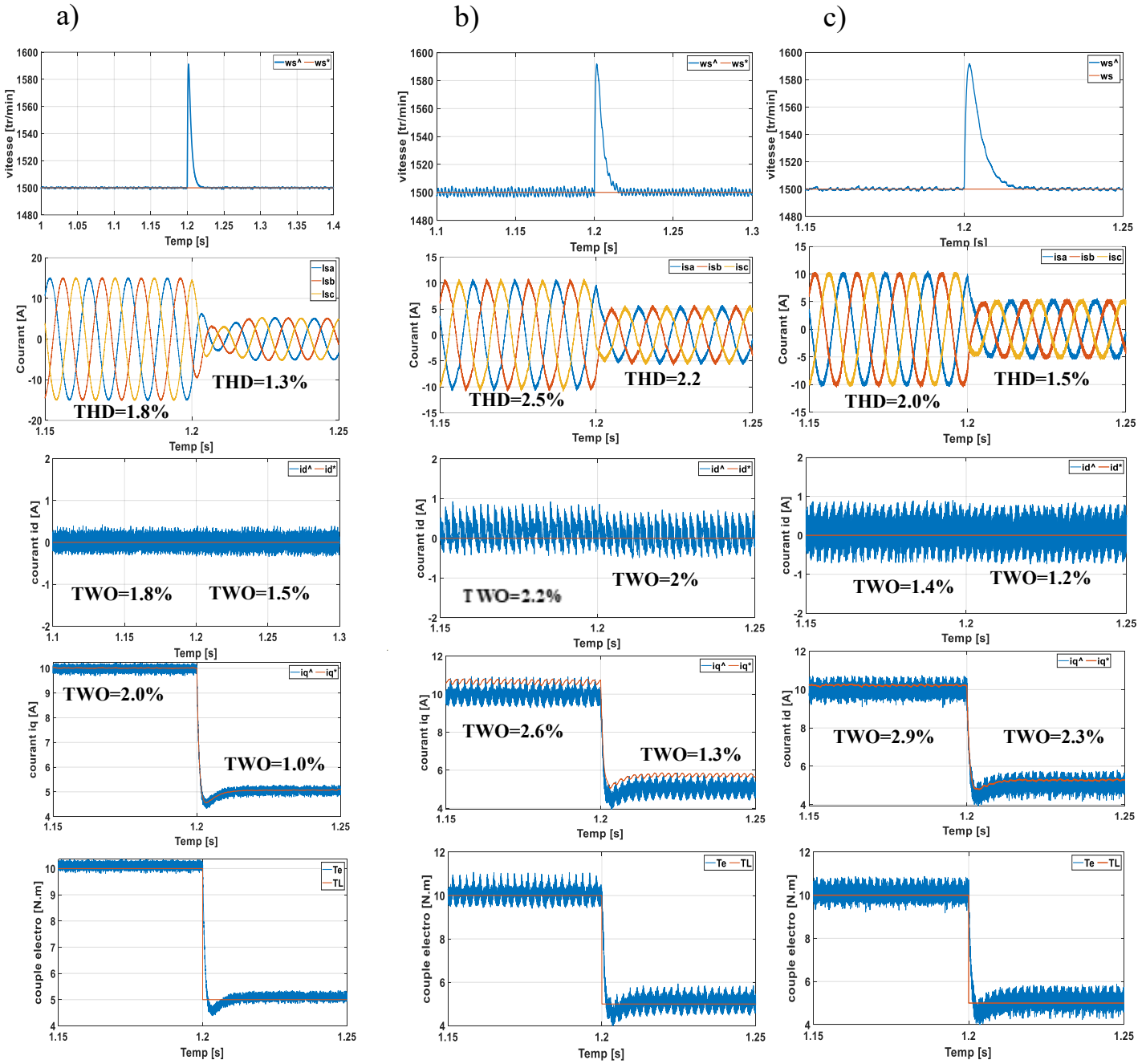


Figure 3.8. Résultats de simulation pour 1500 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres (0.5xRs, 0.5xLds,qs), (c) commande prédictive de courant avancé.

Figure 3.8 montre les courants triphasés, le courant d'axe d, le courant d'axe q et la vitesse du rotor à 1500 tr/min, sous un couple de charge de 10 Nm et 5 Nm. Les résultats de commande prédictive de courant classique avec des paramètres optimaux sont présentés à la Figure 3.8 (a). Comme la commande prédictive de courant classique dépend fortement des paramètres du MSAP, qui peuvent varier en raison de l'effet de saturation magnétique et des conditions de fonctionnement, les paramètres optimaux peuvent être inexacts. La performance de la commande prédictive de courant classique sous des paramètres inexacts est illustrée à la Figure 3.8 (b). Puisque l'incertitude de l'inductance a un impact plus important sur la performance du contrôle que l'incertitude de la résistance, les inductances dq-axes sont fixées à des valeurs inférieures à leurs valeurs optimales dans l'algorithme de commande prédictive de courant classique. Les résultats de simulation de la commande prédictive de courant avancé sont présentés à la Figure 3.8 (c), où le modèle et les paramètres du système sont totalement éliminés. En termes de performance de la vitesse du rotor, toutes les stratégies de commande sont relativement similaires. En ce qui concerne les performances en régime permanent des courants triphasés, la commande prédictive de courant avancé affiche des performances très similaires à celles de la commande prédictive de courant classique avec des paramètres optimaux, malgré une légère différence au niveau des valeurs de THD. La commande prédictive de courant avancé surpasse la commande prédictive de courant classique en ce qui concerne le courant de l'axe d et offre des performances légèrement inférieures à celles de la commande prédictive de courant classique en termes de courant de l'axe q avec des paramètres optimaux, présentant une légère différence au niveau de la valeur TWO, ainsi que des capacités de suivi de référence parfaites. Cependant, la commande prédictive de courant classique étant très sensible aux variations de paramètres, on observe un décalage évident entre le courant de l'axe q réel et le courant de référence de l'axe q lorsque des inductances non appariées sont prises en compte, ce qui se traduit par de mauvaises performances en termes de capacité de suivi. On constate également que le courant de l'axe d présente un taux d'ondulation plus élevé que celui correspondant aux autres techniques de contrôle. Par conséquent, les résultats des simulations confirment l'efficacité de la commande prédictive de courant avancé pour supprimer l'influence des variations de paramètres dans le MSAP.

Toutes les techniques de commande prédictive de courant fonctionnent de manière similaire en termes de vitesse du rotor. En termes de performance à l'état stable du courant triphasé, la commande prédictive de courant classique avec des paramètres nominaux (voir Figure 3.8 (a)) fonctionne de la même manière que la commande prédictive de courant avancé (voir Figure 3.8 (c)), avec une différence mineure dans les valeurs THD, comme celle de la figure précédente. En termes de courants d,q, la commande prédictive de courant avancé surpasse la commande prédictive de courant classique dans les aspects des courants de l'axe -d tout en offrant une performance de courant d'axe significativement inférieure au commande prédictive de courant classique avec des paramètres optimaux, présentant une faible différence de valeur TWO ainsi que d'excellentes capacités de suivi de référence. Néanmoins, en raison de la sensibilité de la commande prédictive de courant classique aux variations des paramètres, un décalage évident entre le courant d'axe q réel et de référence peut être remarqué lorsque des inductances dépareillées sont prises en compte (voir Figure 3.8 (b)), ce qui entraîne une mauvaise performance de la capacité de suivi. On peut également remarquer que le courant de l'axe d a un contenu d'ondulation plus important que les courants associés aux autres méthodes de commande. De plus, sous la condition du couple nominal de 10 Nm, la technique

suggérée utilise moins de courant que la prédictive de courant classique avec des paramètres non adaptés.

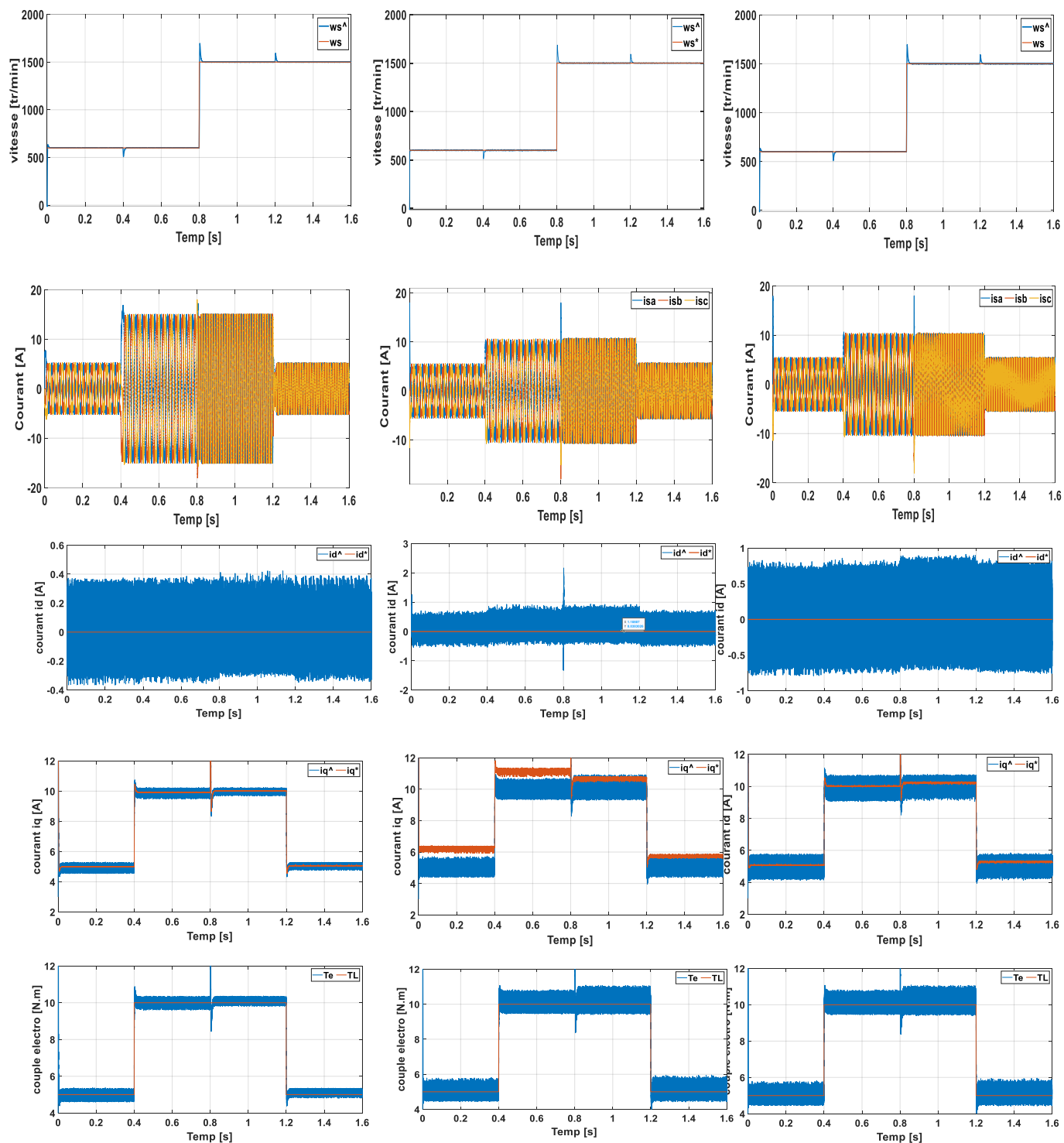


Figure 3.9. Résultats de la simulation avec des variations de vitesse et de charge de simulation pour 1500 tr/min et variation du couple de charge : (a) commande prédictive de courant classique avec les paramètres nominaux, (b) commande prédictive de courant classique sous l'influence des variations de paramètres ($0.5 \times R_s$, $0.5 \times L_{ds}$, q_s), (c) commande prédictive de courant avancé.

La Figure 3.9 présente les résultats de la simulation de la commande prédictive de courant classique et de commande prédictive de courant avancé, dans les mêmes conditions de fonctionnement. Tout d'abord, la vitesse de référence est fixée à 600 tr/min sous un couple de charge de 5 N·m. Ensuite, à l'instant $t = 0,8s$, la vitesse de référence passe à 1500 tr/min, tandis qu'à l'instant $t = 0,4 s$, le couple de charge passe à 10 N·m. Les performances de la commande prédictive de courant classique avec ses paramètres nominaux sont illustrées à la Figure 3.9 (a), où les première et deuxième figure montrent respectivement les courants MSAP réels, la troisième figure illustre les courants des axes dq et leurs références, et la dernière figure présente la vitesse du rotor ainsi que sa valeur de référence. En analysant les résultats, on observe clairement que même avec les paramètres nominaux de commande prédictive de courant classique, un écart évident apparaît dans le courant de l'axe q par rapport à sa référence, lequel augmente à mesure que la vitesse et le couple de charge augmentent. La commande prédictive de courant classique est sensible aux variations de paramètres ; par conséquent, l'erreur de suivi du courant de l'axe q augmente encore davantage en cas de variations d'inductance, lorsque les valeurs d'inductance des axes dq sont réglées à des niveaux inférieurs à leurs valeurs nominales (voir Figure 3.9 (b)). Il en résulte des ondulations de courant élevées et des distorsions harmoniques, en particulier en cas de variations d'inductance. Il est important de souligner que la variation des inductances est réalisée en modifiant leurs valeurs dans l'algorithme prédictive de courant classique. Au contraire, étant donné que la commande prédictive de courant avancé ne nécessite pas la connaissance des paramètres du moteur, l'erreur de poursuite du courant de l'axe q est éliminée, ce qui démontre une immunité intrinsèque face aux variations du paramètre MSAP. Ainsi, bien que les deux schémas de commande permettent d'obtenir une réponse dynamique rapide et offrent des performances similaires en termes de vitesse du rotor, la commande prédictive de courant avancé étudié présente de meilleures performances en matière de distorsion harmonique.

3.5. Conclusions

Ce chapitre présenter une commande prédictive du courant avancé, basé sur les courants en temps réel et utilisant l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO). Le schéma de commande proposé comporte deux processus principaux :

1. Le modèle discret proposé ne fait appel à aucun paramètre de la machine et ne nécessite pas la connaissance des paramètres du moteur ; il ne requiert que le facteur optimal pour générer les prédictions des courants des axes (dq), évitant ainsi l'influence des variations de paramètres ;
2. La fonction de coût évalue l'erreur entre les courants de référence et les courants prévus, et le GWO suit ensuite la fonction de coût minimale pour donner la valeur optimale du facteur imposé au

prochain temps d'échantillonnage. La commande prédictive du courant avancé proposé est comparée avec la commande prédictive du courant classique. Les résultats de la simulation ont montré que les deux schémas de commande présentaient d'excellentes performances dynamiques. Cependant, contrairement au la commande prédictive du courant classique, qui est susceptible de souffrir des variations de paramètres, la commande prédictive du courant avancé n'était pas affectée par les paramètres du moteur et pouvait atteindre de meilleures performances en régime permanent. De plus, la capacité de suivi de la méthode proposée confirme sa robustesse, tandis que la faible différence de temps d'exécution entre la méthode prédictive avancé et à l'autre prédictive classique (25,5 pour la méthode de commande prédictive classique et 28,5 pour la méthode de commande prédictive avancé) témoigne de l'efficacité de la méthode par rapport aux autres méthodes de commande prédictive avancé. Les résultats confirment l'efficacité de la méthode proposée en affichant les meilleures performances globales en termes d'ondulations de courant et d'erreurs de poursuite dans diverses conditions de fonctionnement. D'après les résultats présentés, on peut conclure que la technique proposée peut constituer une bonne alternative aux schémas prédictifs basés sur des modèles lorsque le fabricant du moteur ne fournit pas de données suffisantes sur celui-ci et que les processus d'auto-mise en service sont difficiles à mettre en œuvre

Conclusion générale

En conclusion, ce mémoire a porté sur l'étude approfondie de la modélisation et de la commande prédictive d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur de triphasé à deux niveaux, dans le contexte des applications de traction électrique. L'analyse a mis en évidence les performances élevées des MSAP, notamment en termes de rendement, de compacité et de qualité de couple, ce qui justifie leur adoption croissante dans les véhicules électriques modernes.

La modélisation du système, basée sur les transformations de repères (abc , $\alpha\beta$, dq), a permis de simplifier l'analyse du comportement dynamique du moteur et de faciliter la mise en œuvre des stratégies de commande avancées. L'intégration du modèle du convertisseur alimenté par un onduleur de triphasé à deux niveaux a également permis de représenter de manière réaliste l'ensemble du système d'entraînement.

Une attention particulière a été accordée à la commande prédictive du courant basée sur modèle de Euler, qui constitue une alternative performante aux méthodes classiques. Cette stratégie repose sur la prédiction du comportement futur du système et sur l'optimisation d'une fonction de coût afin de sélectionner l'état de commutation optimal. Les résultats théoriques montrent que cette approche permet d'améliorer significativement la réponse dynamique et la précision du suivi des courants, tout en offrant une grande flexibilité pour l'intégration de contraintes.

Cependant, l'étude a également souligné que la mise en œuvre de la commande prédictive du courant implique une complexité de calcul importante et nécessite une modélisation précise ainsi que des ressources matérielles adaptées. Ainsi, un compromis doit être trouvé entre performance et coût de calcul selon les exigences de l'application.

En perspective, ce travail ouvre la voie à des améliorations possibles, notamment l'optimisation des fonctions de coût, la réduction des ondulations de courant, ainsi que l'implémentation temps réel sur des plateformes embarquées plus performantes.

Annexe A

Appendix A

Tableau A1. Paramètres de la MSAP :

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	0.7	Ω
L_{sd}	<i>Inductance directe</i>	0.007	H
L_{sq}	<i>Inductance quadratique</i>	0.007	H
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.0700	KG.M ²
B_m	<i>Coefficient de frottement</i>	0.000629	N.m/rad/sec
p	<i>Nombre de paires de pôles</i>	3	
P_n	<i>Puissance nominale</i>	7.4	kW
N_n	<i>Vitesse nominale</i>	3000	tr/min
T_r	<i>Couple de charge nominale</i>	23.4 Nm	N.m
I_n	<i>Courant nominale</i>	14.7	A
V	<i>Tension</i>	220/380	A
ψ_r	<i>Flux rotor</i>	0.225	w.b

Tableau A2. Les gains de PI de vitesse et T_s la commande prédictive du courant avancé et classique.

K_p	0.01
K_i	3
T_s	1e-5 [s]

Tableau A3. Valeurs optimales de l'algorithme GWO pour la commande prédictive avancé du courant.

Paramètre	Valeur
M_i	4
L_b	0
U_b	10
N_g	4

Bibliographie

- [1] P. D. C. Perera, "Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives," PhD. Dissertation, Institut for Energiteknik, Aalborg Universitet, Aalborg, Denmark, 2002, pp. 3–6.
- [2] A. Bheemolla, "Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles," Master's thesis, Dept. Sélect. Eng., Northern Arizona University, Flagstaff, AZ, USA, 2023, pp. 15–40, 50–62.
- [3] B. Lavè, "Field-oriented current control for a permanent-magnet brushless motor used in regenerative shock absorbers," Master's thesis, Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccatronica, Politecnico di Torino, Turin, Italy, 2021, pp. 26–33.
- [4] M. S. Azzouz, K. Grira, and R. Zid, *Commande en vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par mode de glissement*, Master's thesis, Université Martyr Hama Lakhdar d'El Oued, Faculté de Technologie, Département de Génie Électromécanique, El Oued, Algeria, 2021.
- [5] Laid. Chabani, A. Kada, and I. Masoudi, *Commande par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents*, Master's thesis, Université Martyr Hama Lakhdar d'El Oued, Département de Génie Mécanique, El Oued, Algeria, 2021.
- [6] R. Benzekri, *Étude Comparative de la Commande Vectorielle et la Commande Par Mode Glissant d'une Machine Synchrone Triphasée à Aimants Permanents*, Mémoire de Master, Département des Sciences et Technologies, Faculté des Sciences et Technologie, Université de Ghardaïa, Ghardaïa, Algérie, 2016.
- [7] W. R. G. Benjamim, "An Advanced Model Predictive Current Control of Synchronous Reluctance Motors," Master's thesis, Dept. Electromechanical Eng., Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2021, pp. 11–15.
- [8] MESLOUB Hayette, *Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, Biskra, Algérie, soutenue le 17 mai 2016.
-
-

- [9] A. Haqa and M. A. F. Ben Moussa, Commande prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur matriciel, Mémoire de Master, Département de Génie Électrique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, El Oued, Algérie, 2020.
- [10] S. Bettahar and R. Obubziz, Commande prédictive d'une machine synchrone à aimant permanent, Mémoire de Master, Département de Génie Électrique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, El Oued, Algérie, 2024.
- [11] Y. Chouirfat, M. Ghaboussa, Z. Chaabani, and K. Ghmima, Commande prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master, Département de Génie Électrique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, El Oued, Algérie, 2022.
- [12] N. Brak and L. Chabour, Predictive Control with MTPA for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for EV Application, Master's Thesis, Université M'Hamed Bougara de Boumerdès, Boumerdès, Algeria, 2024.
- [13] N. S. Y. Farah, Robust Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives, Ph.D. Dissertation, University of Technology Sydney, Sydney, Australia, 2023.
- [14] C. Ma, Adaptive Solutions with Predictive Control for Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives, Ph.D. Dissertation, Ghent University, Ghent, Belgium, 2021.
- [15] L. Hou, Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Considering the Core Loss, Ph.D. Dissertation, University of Technology Sydney, Sydney, Australia, 2025.
- [16] A. Mahmoudi, I. Jlassi, A. J. M. Cardoso, and K. Yahia, "Model Free Predictive Current Control Based on a Grey Wolf Optimizer for Synchronous Reluctance Motors," *Electronics*, vol. 11, no. 24, art. no. 4166, Dec. 2022, pp. 4–7.