

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : HASSAINE Douaa Aya et BENBACHIR Amira

Sujet

**Amélioration des performances dynamiques d'un moteur synchrone
à aimants permanents par une commande avancée**

Soutenu publiquement, le 24 / 06 / 2026, devant le jury composé de :

M. LOUCIF Mourad	MCA	Université de Tlemcen	Président
M. DRIS Younes	MCB	Université de Tlemcen	Examineur
M. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Université de Tlemcen	Encadrant

Année universitaire : 2025 / 2026

DÉDICACES

Au nom d'Allah, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux, je le remercie infiniment de m'avoir accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce parcours académique. Je dédie ce modeste travail :

À la mémoire de mon très cher père, qui demeure à jamais présent dans mon cœur et accompagne chacune de mes réussites. Qu'Allah lui accorde Sa vaste miséricorde, l'illumine de Sa lumière et lui ouvre les portes du Paradis éternel.

À ma chère mère, source infinie d'amour, de courage et de soutien, qui a toujours cru en moi et n'a jamais cessé de m'encourager.

À mon frère Imad et à son épouse, pour leur présence réconfortante, leur aide précieuse et leur bienveillance tout au long de ce chemin.

À mes chères amies Affaf et Imen, pour leur soutien sincère et leur amitié précieuse.

À ma binôme Amira, avec qui j'ai partagé les efforts, les défis et les souvenirs de ce projet.

HASSAINE Douaa Aya
Tlemcen, le 12 Mai 2026

DÉDICACES

À **avant** tout, je remercie Allah le Tout-Puissant de m'avoir accordé la foi, la patience, le courage, la santé et les moyens nécessaires pour mener à bien ces années d'études. Je dédie ce modeste travail :

À **mon très cher père**, en reconnaissance de ses sacrifices, de son soutien indéfectible et de la confiance qu'il m'a toujours témoignée.

À **ma très chère mère**, source inépuisable d'amour, de patience et de dévouement, qui a toujours cru en moi et m'a accompagnée par ses prières et ses encouragements.

À **mes frères et à leurs épouses, ainsi qu'à ma sœur et à son époux**, en témoignage de mon affection et de ma gratitude pour leur soutien constant et leur présence bienveillante.

À **mes neveux et nièces : Alae, Achraf, Razane, Maria, Ishak, Nada, ainsi qu'à nos jumeaux Anes et Ilyes**, qui illuminent notre famille de leur joie.

À **mes chères amies Hadjer, Djaouida et Imen**, pour leur amitié sincère, leur soutien précieux et les moments partagés tout au long de ce parcours.

À **ma binôme Douaa**, avec qui j'ai partagé les efforts, les défis et les réussites de ce travail. Ta collaboration et ta rigueur ont grandement contribué à la réussite de ce travail.

BENBACHIR Amira
Tlemcen, le 12 Mai 2026

REMERCIEMENT

Ce document présente les travaux réalisés dans le cadre de notre projet de fin d'études de Master au sein du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à notre encadrant, Dr. Mohamed Haithem LAZREG, pour son accompagnement, ses précieux conseils, sa disponibilité ainsi que son soutien tout au long de la réalisation de ce mémoire. Son encadrement rigoureux et bienveillant nous a été d'une grande aide pour mener à bien ce travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements Dr. Mourad LOUCIF de l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider le jury de soutenance et nous avoir honorés de sa présence. Nous lui témoignons toute notre considération et notre respect.

Nous remercions sincèrement Dr. Younes DRIS de l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir examiné ce mémoire et pour ses remarques pertinentes et constructives.

Nos remerciements vont également à M. Abdelmadjid BOUMEDIENNE, Chef du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour sa disponibilité et sa bienveillance, ainsi qu'à l'ensemble des enseignants du département pour leur engagement et leur dévouement.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à toutes les personnes qui nous ont aidés, de près ou de loin, et qui ont contribué à la réussite de ce travail.

BENBACHIR Amira HASSAINE Douaa Aya
Tlemcen, le 12/05/2026

TABLE DES MATIÈRES

DEDICATION	i
REMERCIEMENT	iii
LISTE DES FIGURES	vi
LISTE DES TABLEAUX	vii
NOMENCLATURE	viii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I Modélisation du système MSAP-Onduleur	3
I.1 Introduction	4
I.2 Description et principe de fonctionnement de la MSAP	4
I.3 Modèle du MSAP (a,b,c) et (d,q)	4
I.3.1 Hypothèses simplificatrices	4
I.3.2 Modèle triphasé (a,b,c)	5
I.3.2.a Équations électriques (a,b,c)	5
I.3.2.b Équations des flux statoriques (abc)	6
I.3.2.c Équation mécanique	6
I.3.2.d Expression du couple électromagnétique (abc)	6
I.3.3 Transformation de Park	7
I.3.4 Modèle dans le repère de Park (d,q)	7
I.3.4.a Équations électriques :	8
I.3.4.b Équations des flux :	8
I.3.4.c Couple électromagnétique	8
I.3.5 Représentation d'état	8
I.4 Représentation d'onduleur	9
I.4.1 Définition d'onduleur	9
I.4.2 Topologie et principe de fonctionnement	9
I.4.3 Modélisation mathématique et équations d'état	10
I.4.3.a Tensions entre phase et point neutre fictif (O)	10
I.4.3.b Tensions simples (Van, Vbn, Vcn)	10
I.4.4 Techniques de la commande MLI	11
I.4.5 Méthodes de la commande MLI	11
I.4.6 Principe de la technique MLI sinus-triangle	12
I.4.7 Caractéristiques de la MLI	12
I.5 Résultats et interprétation de simulation	13
I.6 Conclusion	16

II	Application de la commande par DTC au MSAP	17
II.1	Introduction	18
II.2	Principe de la commande DTC	18
II.2.1	Structure fonctionnelle	18
II.2.2	Principaux blocs composants de la commande DTC	19
II.2.3	Variables clés de la commande DTC	19
II.2.4	Hypothèses de modélisation de la MSAP	20
II.2.5	Caractéristiques générales d'une commande DTC	20
II.3	Application de la commande DTC à la MSAP	21
II.3.1	Régulation de vitesse	21
II.3.2	Estimateurs de flux statorique et de couple électromagnétique	22
II.3.3	Correcteur de flux statorique et de couple électromagnétique	24
II.3.3.a	Correcteur de flux statorique	24
II.3.3.b	Correcteur de couple	25
II.3.4	Table de commutation	27
II.4	Résultats et interprétations	28
II.4.1	Conclusion	33
III	Commande DTC prédictive du MSAP	34
III.1	Introduction	35
III.2	Principe de la commande prédictive	35
III.3	Types des commandes prédictives	37
III.3.1	Commande prédictive linéaire (LMPC)	37
III.3.2	Commande prédictive non linéaire (NMPC)	37
III.3.3	Commande prédictive à ensemble fini de commandes (FCS-MPC)	37
III.3.4	Commande prédictive à ensemble continu de commandes (CCS-MPC)	38
III.3.5	Justification du choix du MPC	38
III.4	Application de la commande FCS-MPC au moteur synchrone à aimants permanents	38
III.4.1	Théorie de la régulation de vitesse par FCS-MPC	39
III.4.1.a	Modèle de prédiction	39
III.4.1.b	Fonction de coût	40
III.4.1.c	Algorithme de la commande FCS-MPC	40
III.5	Explication de l'algorithme de FCS-MPC utilisé	41
III.6	Résultats de simulation	44
III.7	Conclusion	49
	CONCLUSION GÉNÉRALE	50
	ANNEXES	55

LISTE DES FIGURES

I.1	Représentation de la structure interne de la MSAP	5
I.2	Représentation des enroulements de la MSAP dans le repère dq	7
I.3	Association MSAP-Onduleur en boucle ouverte	9
I.4	Schéma d'un onduleur	11
I.5	Schéma de principe de la commande MLI	12
I.6	Évolution de la vitesse de la (MSAP)	13
I.7	Évolution de couple électromagnétique de la (MSAP)	14
I.8	Évolution de courant statorique de l'axe « d » de la (MSAP)	14
I.9	Évolution de courant statorique de l'axe « q » de la (MSAP)	15
I.10	Évolution de courant statorique de l'axe « a »	15
II.1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP	19
II.2	Schéma bloc de régulation de la vitesse	21
II.3	Estimateur de flux statorique et de couple	23
II.4	Correcteur de flux à hystérésis	24
II.5	Correcteur de couple à trois niveaux	26
II.6	Évolution de la vitesse Ω en fonction du temps	29
II.7	Erreur de la vitesse	29
II.8	Évolution de couple en fonction du temps	30
II.9	Évolution de courant i_q en fonction du temps	31
II.10	Évolution de courant i_d en fonction du temps	31
II.11	Évolution du courant statorique de la phase "a" en fonction du temps	32
II.12	Évolution de flux statorique en fonction du temps	32
II.13	Évolution de flux statorique φ_β en fonction de φ_α	33
III.1	Principe de fonctionnement de la commande prédictive	35
III.2	Structure globale de la commande DTC-MPC appliquée au MSAP . .	39
III.3	Bloc simulink du MPC controller	41
III.4	Réponse en vitesse de la MSAP sous commande DTC Prédictive. . . .	44
III.5	Évolution de l'erreur de vitesse sous commande DTC Prédictive. . . .	45
III.6	Comportement du couple électromagnétique sous commande DTC Prédictive.	45
III.7	Évolution du courant d'axe en quadrature i_q sous commande DTC Prédictive.	46
III.8	Évolution du courant d'axe direct i_d sous commande DTC Prédictive.	47
III.9	Forme d'onde du courant de phase statorique i_{as} sous commande DTC Prédictive.	47
III.10	Évolution du module du flux statorique sous commande DTC Prédictive.	48
III.11	Trajectoire circulaire du vecteur flux statorique (φ_β en fonction de φ_α) sous commande DTC Prédictive.	48

LISTE DES TABLEAUX

II.1	Vecteurs de tension pour la diminution et l'augmentation de flux et de couple	27
II.2	Table de commande du flux	27
II.3	Table de commande du couple	27
II.4	Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls	28
III.1	Matrices d'état du modèle mécanique	42

NOMENCLATURE

Acronymes et abréviations

Acronyme	Signification
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
FOC	Field Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PI	Régulateur à action Proportionnelle et Intégrale
DTC	Direct Torque Control
MPC	Model Predictive Control
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control
LMPC	Linear Model Predictive Control
NMPC	Nonlinear Model Predictive Control
QR	Quadratic Regulator

Tableau des symboles

Nom	Symbole	Unité
Résistance statorique	R_s	Ω
Inductance statorique sur l'axe direct	L_d	H
Inductance statorique sur l'axe en quadrature	L_q	H
Flux statorique	φ_s	Wb
Flux des aimants permanents	φ_f	Wb
Tension statorique	V_s	V
Courant statorique	I_s	A
Tension statorique sur l'axe d	V_d	V
Tension statorique sur l'axe q	V_q	V
Courant statorique sur l'axe d	i_d	A
Courant statorique sur l'axe q	i_q	A
Tensions des phases statoriques	v_a, v_b, v_c	V
Courants des phases statoriques	i_a, i_b, i_c	A
Tension du bus continu	V_{dc}	V
États de commutation de l'onduleur	(S_a, S_b, S_c)	/
Vecteurs de tension de l'onduleur	$V_0 \rightarrow V_7$	V
Couple électromagnétique	C_{em}	N.m
Couple de référence	C_{em}^*	N.m
Flux statorique de référence	φ_s^*	Wb
Vitesse mécanique du rotor	Ω	rad/s
Vitesse angulaire électrique	ω	rad/s
Position rotorique	θ	rad
Moment d'inertie	J	kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_r	N.m.s/rad
Nombre de paires de pôles	p	/
Flux statorique estimé	$\hat{\varphi}_s$	Wb
Couple électromagnétique estimé	$\hat{C}_{em}$	N.m
Sortie du comparateur de flux statorique	C_{flx}	/
Sortie du comparateur de couple	C_{cpl}	/
Vecteur d'état	$x(k)$	/
Signal de commande	$u(k)$	/
Sortie du système	$y(k)$	/

Nom	Symbole	Unité
Horizon de prédiction	N_p	/
Horizon de commande	N_c	/
Fonction de coût	C	/
Période d'échantillonnage	T_s	s
Coefficient de pondération	λ	/

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes d'entraînement électrique modernes intègrent largement les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) en tant que composant essentiel. Dû à leur efficacité élevée et leurs performances dynamiques remarquables, elles sont couramment utilisées dans des applications industrielles nécessitant un contrôle précis de la vitesse, du couple et de la position [1]. Les MSAP se caractérisées par leur structure simple, leur grande fiabilité et leurs faibles besoins en maintenance, car elles ne possèdent pas de collecteurs à balais comme les machines à courant continu. De plus, peuvent également fournir une puissance importante par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui nécessitent plus de sources d'alimentation et ont une densité de puissance plus faible [2].

L'efficacité de ces machines dépend de la stratégie de commande adoptée malgré la performance des méthodes classique mais il montrent une limitation a cause des variations paramétriques et besoin des capteurs couteux ce qui justifie le développement d'autre techniques de contrôle avancées plus réactives. Dans ce contexte, la problématique principale de ce travail consiste à déterminer la stratégie de commande avancée qui peut améliorer les performances dynamiques du MSAP. La commande directe du couple (DTC) et la commande prédictive (MPC) permettent d'avoir une machine rapide et précise, sans trop de complexité.

Ce mémoire vise à modéliser une MSAP, à examiner son alimentation via un onduleur triphasé puis à étudier et à comparer deux techniques de contrôle modernes : le contrôle direct du couple (DTC) et le contrôle prédictif. Ces techniques s'appuie sur une modélisation mathématique précise (transformation de Park) et une vérification par simulation, ce qui permet d'évaluer les performances de chaque méthode en termes de précision, de dynamique.

Cette étude se structure en trois chapitres :

Le premier chapitre décrit la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et de son onduleur triphasé à deux niveaux, en simplifiant les équations grâce à la transformation de Park qui permettant le passage du repère triphasé au repère tournant biphasé (d,q), puis valide le modèle par simulation.

Le second chapitre décrit la commande directe du couple (DTC), en expliquant son principe qui repose sur la sélection de l'état de commutation et recherche l'état de commutation le plus approprié au moment du calcul en fonction de l'orientation de l'évolution et du comportement du flux de couple électromagnétique pour assurer une réponse dynamique rapide et efficace [3]. Ce chapitre présente également ses estimateurs de flux et de couple, le régulateur de vitesse ainsi que son tableau commutation. Ce chapitre conclut par la présentation des résultats de simulation et leur interprétation détaillée.

Pour finir, le troisième chapitre présente la commande prédictive (MPC), une stratégie de contrôle moderne qui exploite un modèle discret du système pour anticiper son évolution future. Cette méthode remplace le régulateur de vitesse PI de la boucle externe, et détermine en temps réel la consigne de couple optimale en minimisant une fonction de coût. Couplée à la structure DTC interne, elle permet de bénéficier d'une dynamique de réponse plus rapide. Enfin, Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink valident les résultats d'amélioration des commandes avancées d'une machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE I

Modélisation du système MSAP-Onduleur

Sommaire

I.1	Introduction	4
I.2	Description et principe de fonctionnement de la MSAP	4
I.3	Modèle du MSAP (a,b,c) et (d,q)	4
I.3.1	Hypothèses simplificatrices	4
I.3.2	Modèle triphasé (a,b,c)	5
I.3.3	Transformation de Park	7
I.3.4	Modèle dans le repère de Park (d,q)	7
I.3.5	Représentation d'état	8
I.4	Représentation d'onduleur	9
I.4.1	Définition d'onduleur	9
I.4.2	Topologie et principe de fonctionnement	9
I.4.3	Modélisation mathématique et équations d'état	10
I.4.4	Techniques de la commande MLI	11
I.4.5	Méthodes de la commande MLI	11
I.4.6	Principe de la technique MLI sinus-triangle	12
I.4.7	Caractéristiques de la MLI	12
I.5	Résultats et interprétation de simulation	13
I.6	Conclusion	16

I.1 Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents jouent un rôle crucial dans les systèmes de formation électrique actuels grâce à leurs excellentes performances, leur rendement élevé et leur fiabilité.

Leur utilisation s'est largement développée dans divers secteurs industriels pour répondre à des critères stricts de précision de contrôle et de performances dynamiques. On les utilise souvent dans les applications qui nécessitant un contrôle exact de la vitesse, du couple et de la position. Leur comportement dynamique contribue à l'amélioration des systèmes d'entraînement.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude de la modélisation et de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents à l'aide de la transformation de PARK. L'étude inclut également la modélisation de l'onduleur qui alimente la machine. Pour finir, nous exposons les résultats de la simulation qui confirment la validité du modèle sélectionné.

I.2 Description et principe de fonctionnement de la MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents se compose de deux éléments :

Partie fixe : appelée stator, contient trois bobinages décalés d'un angle de 120° , alimenté par des courants triphasés équilibrés qui génèrent un champ magnétique tournant.

Partie mobile : le rotor, partie tournante de la machine, porte des aimants permanents qui créent leur propre champ magnétique [4]. Le système étudié est un moteur qui effectue la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. Le stator fonctionne grâce à une alimentation triphasée du courant, génère un champ magnétique en rotation capable de faire tourner le rotor. La vitesse de rotation du rotor correspond à la vitesse de synchronisme, qui est directement liée à la fréquence d'alimentation du stator [5].

I.3 Modèle du MSAP (a,b,c) et (d,q)

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Dans la modélisation qu'on parle, plusieurs hypothèses simplificatrices sont utilisées pour rendre l'analyse mathématique plus accessible en conservant le comportement réel de la machine.

D'abord, le circuit magnétique est supposé non saturé, ce qui permet d'établir une relation linéaire entre les courants statoriques et les flux qu'ils produisent. Ensuite, les pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligées, en conséquence, on considère que le noyau magnétique ne consomme pas d'énergie, ce qui facilite vraiment le

calcul des inductances mutuelles et propres, en évitant les harmoniques parasites. De plus, l'effet des encoches statoriques et rotoriques est ignoré l'entrefer est donc considéré comme uniforme, sans variation géométrique locale. Enfin, les aimants permanents montés sur le rotor sont modélisés par un flux constant noté φ_f , indépendant des courants statoriques contrairement à la machine asynchrone où le flux rotorique dépend directement du courant induit.

I.3.2 Modèle triphasé (a,b,c)

La figure I.1 présente la représentation des enroulements statoriques ainsi que la configuration d'aimant de la MSAP dans le repère (abc) [6].

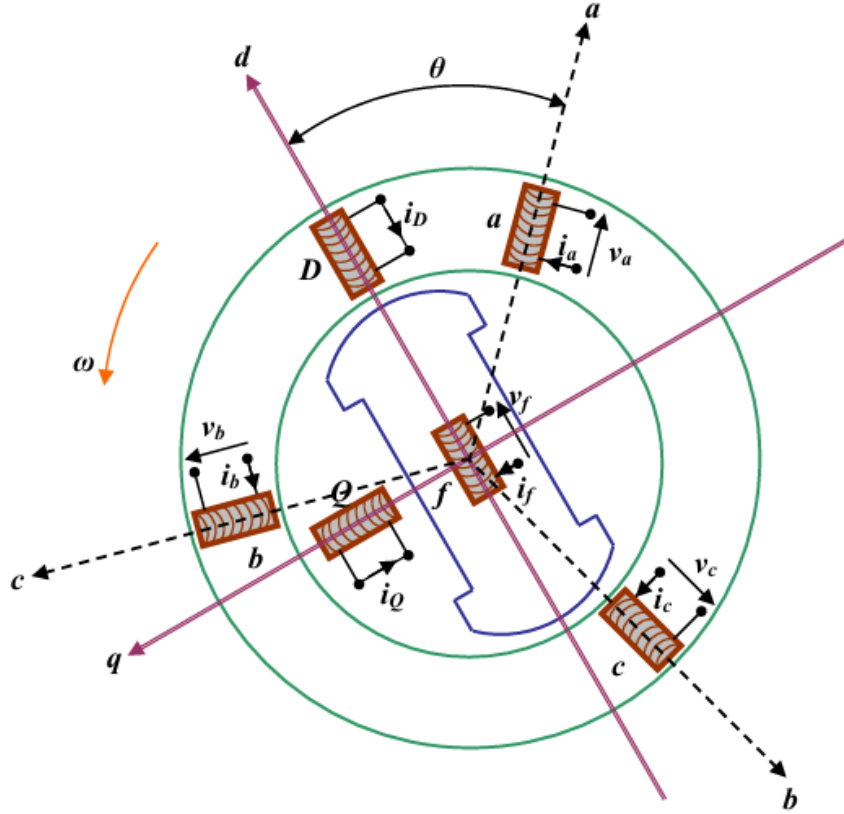


FIGURE I.1 : Représentation de la structure interne de la MSAP

I.3.2.a Équations électriques (a,b,c)

Les équations électriques de la MSAP sont données par le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

I.3.2.b Équations des flux statoriques (abc)

Les équations magnétiques de la MSAP sont exprimés par les matrices suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Où :

- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: flux statoriques par phase (Wb)
- L_s : inductance cyclique propre d'une phase statorique (H)
- M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : courants statoriques triphasés (A)
- φ_f : flux constant des aimants permanents (Wb)
- $\theta = p \cdot \theta_r$: angle électrique (rad)
- p : nombre de paires de pôles

I.3.2.c Équation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{I.3})$$

Où :

- J : moment d'inertie des pièces tournantes ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)
- Ω : vitesse mécanique du rotor (rad/s)
- C_{em} : couple électromagnétique développé par la machine ($\text{N} \cdot \text{m}$)
- C_r : couple résistant appliqué à l'arbre ($\text{N} \cdot \text{m}$)
- f_r : coefficient de frottement visqueux ($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$)

I.3.2.d Expression du couple électromagnétique (abc)

$$C_{em} = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = [\vec{i}_s]^T \left(\frac{1}{2} \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} [\vec{i}_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_f(\theta)]}{d\theta} \right) \quad (\text{I.4})$$

Développement explicite :

$$C_{em} = \frac{p\varphi_f}{2} \left[i_{sa} \sin(\theta) + i_{sb} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I.5})$$

L'analyse mathématique de ces expressions est complexe et dépendante de θ . Afin de simplifier cette étude et obtenir un modèle à coefficients constants, il est nécessaire d'utiliser des transformations mathématiques adaptées. Parmi ces transformations, la transformation de Park l'une des méthodes les plus utilisées [7].

I.3.3 Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer du système triphasé (a,b,c) au système biphasé tournant (d,q).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

La transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad P^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

I.3.4 Modèle dans le repère de Park (d,q)

La transformation de Park sert pour simplifier les équations de la MSAP et facilite leur étude et leur analyse [8] [6].

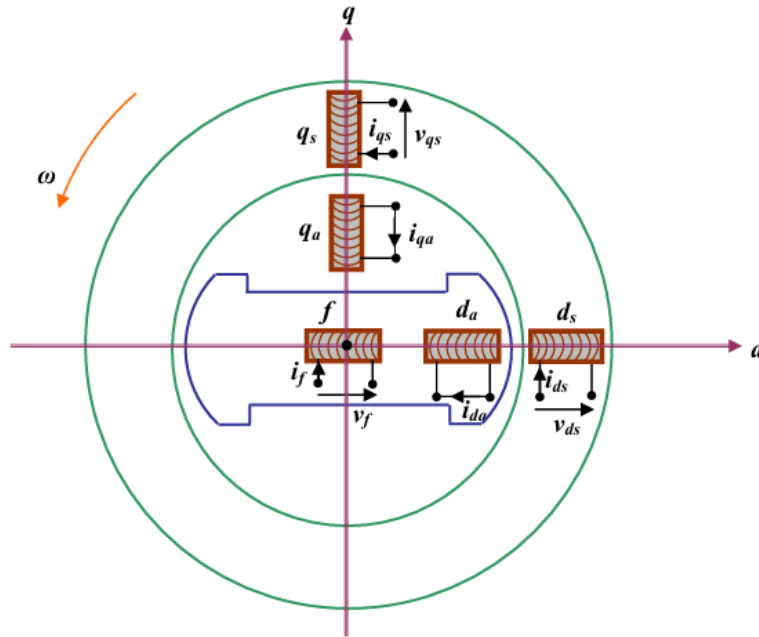


FIGURE I.2 : Représentation des enroulements de la MSAP dans le repère dq

I.3.4.a Équations électriques :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

I.3.4.b Équations des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.3.4.c Couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Pour MSAP à pôles lisses } (L_d = L_q) : C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q$$

I.3.5 Représentation d'état

Le modèle d'état non linéaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) dans le repère de Park ($d - q$), exprimé en fonction du vecteur d'état $X = [i_d \ i_q \ \Omega]^T$, est défini sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = F(X) + G \cdot U \quad (\text{I.11})$$

Lorsque la machine ne présente pas de saillance (pôle lisse comme dans notre cas $L_d = L_q = L_s$), le terme de réluctance s'annule et le vecteur $F(X)$ se simplifie comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_d + p \Omega i_q \\ -\frac{R_s}{L_s} i_q - p \Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_s} p \Omega \\ \frac{3 \cdot p \varphi_f}{2 \cdot J} i_q - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix}}_{F(X)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_G \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La figure I.3 représente la structure en boucle ouverte de l'alimentation du MSAP par un onduleur.

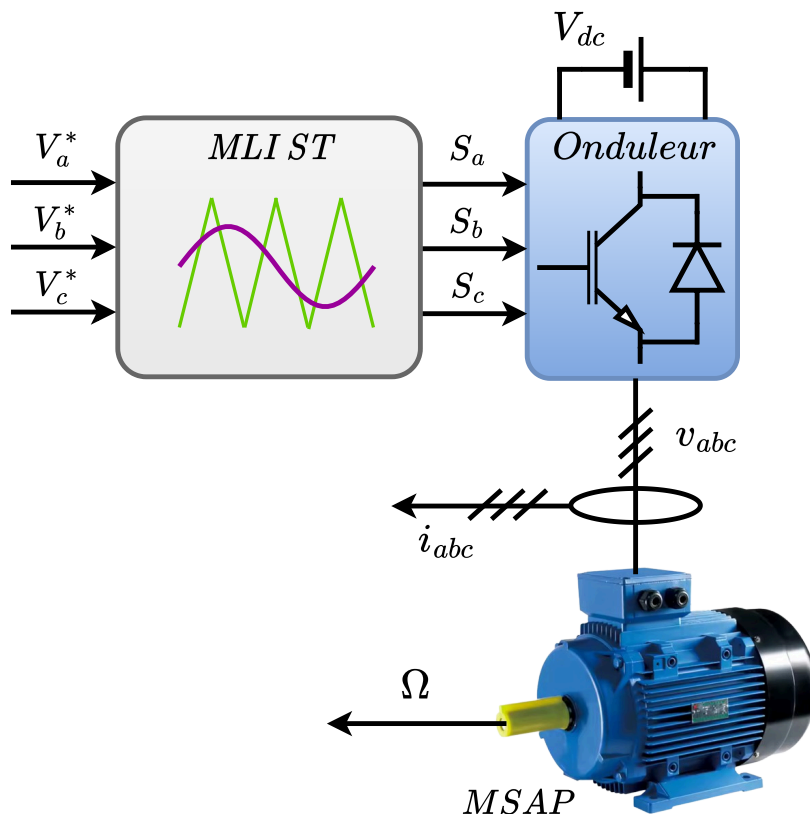


FIGURE I.3 : Association MSAP-Onduleur en boucle ouverte

I.4 Représentation d'onduleur

I.4.1 Définition d'onduleur

Un onduleur est un dispositif électronique de conversion statique qui convertit une tension continue (DC) d'entrée en un système de tensions alternatives (AC) à fréquence et amplitude variables en sortie. Il est un composant crucial dans les systèmes d'entraînement électriques actuels, puisqu'il offre la possibilité de contrôler avec précision la vitesse, le couple et la position des machines électriques. Dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, l'onduleur assure l'alimentation triphasée du stator à partir d'une source continue, généralement issue d'un redresseur ou d'une batterie.

I.4.2 Topologie et principe de fonctionnement

L'onduleur triphasé à deux niveaux convertit la tension continue en tensions alternatives triphasées destinées à alimenter la MSAP. Sa topologie repose sur six interrupteurs de puissance (IGBT) associés à des diodes de récupération en antiparallèle, répartis en trois bras indépendants [9], commandés de manière complémentaire. Les IGBT ont été retenus pour les trois bras de l'onduleur en raison de leur compromis optimal pertes de

conduction/pertes de commutation à la fréquence de découpage. Contrairement aux MOS-FET (meilleurs à haute fréquence) ou aux thyristors (trop lents), les IGBT permettent de limiter l'échauffement des semi-conducteurs.

- Chaque bras possède deux interrupteurs complémentaires : si l'interrupteur haut (S_1, S_3, S_5) est fermé, l'interrupteur bas (S_2, S_4, S_6) est ouvert, et vice versa.
- On définit trois variables logiques de commande :
 - o $S_a = 1$ si S_1 fermé / S_2 ouvert, sinon $S_a = 0$
 - o $S_b = 1$ si S_3 fermé / S_4 ouvert, sinon $S_b = 0$
 - o $S_c = 1$ si S_5 fermé / S_6 ouvert, sinon $S_c = 0$

Le rôle des diodes de récupération (ou diodes free-wheeling) est d'assurer le cheminement des courants inductifs lorsque l'IGBT est bloqué, notamment en régime de freinage ou avec des courants déphasés par rapport aux tensions. En l'absence de ces diodes, l'énergie magnétique stockée dans les inductances de fuite de la MSAP générerait des surtensions destructrices lors de la commutation.

I.4.3 Modélisation mathématique et équations d'état

I.4.3.a Tensions entre phase et point neutre fictif (O)

Les tensions aux bornes de chaque demi-pont s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{aO} = (2S_a - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bO} = (2S_b - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{cO} = (2S_c - 1) \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

I.4.3.b Tensions simples (V_{an}, V_{bn}, V_{cn})

Pour une charge triphasée équilibrée en étoile avec neutre isolé, on a $V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0$.

En résolvant le système, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Cette matrice relie les commandes logiques (S_a, S_b, S_c) aux tensions réelles appliquées à la machine.

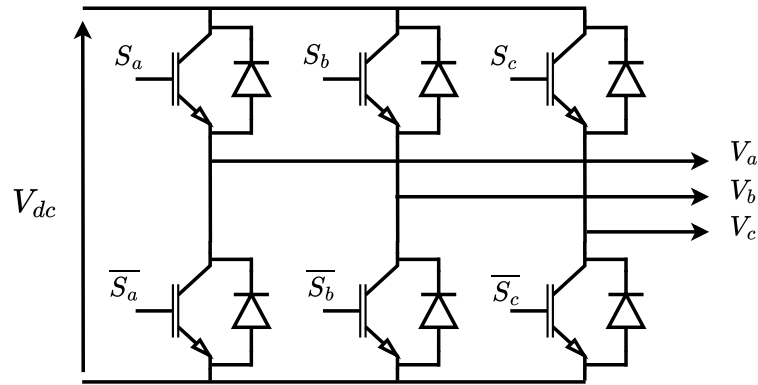


FIGURE I.4 : Schéma d'un onduleur

En substituant l'expression des tensions simples :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{V_{dc}}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.4.4 Techniques de la commande MLI

La fonction première d'un onduleur est de délivrer à sa sortie des tensions qui se rapprochent au maximum d'une forme sinusoïdale, pour garantir le fonctionnement optimal de la machine électrique. Pour réaliser cet objectif, on utilise à des commandes analogiques ou numériques afin de produire les tensions et les courants requis aux bornes de la machine. La technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est utilisée pour contrôler les onduleurs, elle autorise la génération de tensions alternatives à partir d'une source de tension continue et d'amplitude constante, en manipulant les délais d'activation et de désactivation des interrupteurs de puissance.

I.4.5 Méthodes de la commande MLI

Différentes techniques de la modulation en largeur d'impulsion (MLI) ont été développées pour contrôler les onduleurs et améliorer la qualité du signal du sortie :

MLI sinus-triangle (STPWM) : cette méthode est facile et largement utilisée, sert pour comparis un signal sinusoïdal de référence avec une onde porteuse en forme de triangle.

MLI précalculée : cette méthode permet de minimise certaines harmoniques précises du signal sortant à partir de la détermination hors ligne des angles de commutation.

MLI post-calculée : MLI vectoriel ou symétrique, cette méthode calcule les angles de commutation en temps réel. Dans notre étude on utilise la technique MLI sinus-triangle.

I.4.6 Principe de la technique MLI sinus-triangle

Cette méthode consiste à convertir un signal modulant qui correspond à la tension du système de commande, généralement sinusoïdal, en une suite d'impulsions carrées appliquées à l'entrée de l'onduleur. Son principe de fonctionnement repose sur la comparaison de deux signaux primaires : Le signal de référence qui représente la tension sinusoïdale est dirigé vers la sortie de l'onduleur, son amplitude et sa fréquence peuvent être réglées en fonction des exigences du système. Le signal de portuse, détermine la fréquence des interrupteurs statique de l'onduleur, ce signal présente à une fréquence élevée. Le signal de référence, il s'agit un signal à haute fréquence nettement supérieur au signal de référence [10] [11].

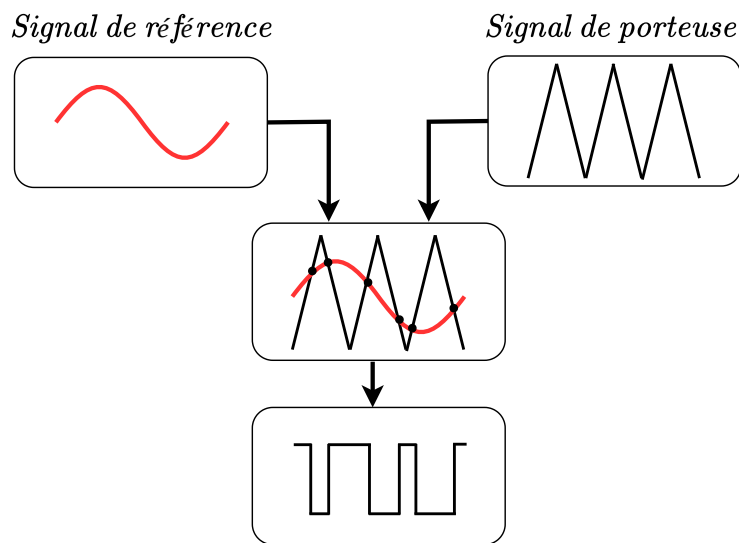


FIGURE I.5 : Schéma de principe de la commande MLI

I.4.7 Caractéristiques de la MLI

La commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) est définie par deux paramètres essentiels :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.16})$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{I.17})$$

où :

m : représente l'indice de modulation, correspond au rapport entre la fréquence de la portuse f_p et celle du signal de référence f_r . Cet indice permet de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

r : représente le taux de modulation (ou coefficient de réglage), exprimant le rapport entre l'amplitude du signal de référence V_r et l'amplitude crête de la porteuse V_p .

I.5 Résultats et interprétation de simulation

Pour valider notre modèle mathématique de la partie de puissance, nous avons effectué une simulation sous MATLAB/Simulink de l'association MSAP-Onduleur en boucle ouverte. La machine démarre à vide, puis nous appliquons une perturbation de couple résistant de $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$.

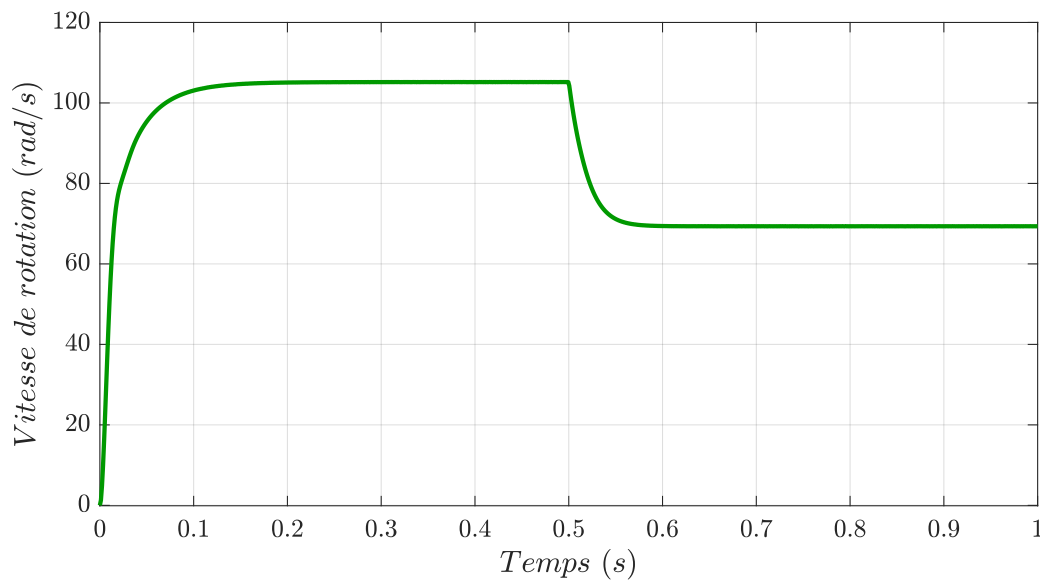


FIGURE I.6 : Évolution de la vitesse de la (MSAP)

La figure I.6 illustre la vitesse de rotation de la MSAP. Au démarrage, elle atteint environ 104 rad/s à vide en un temps de réponse de 0.11 s . À $t = 0.5 \text{ s}$, l'application de la charge provoque une chute significative de la vitesse, qui se stabilise autour de 65 rad/s en raison de l'absence de régulateur capable de compenser le couple résistant.

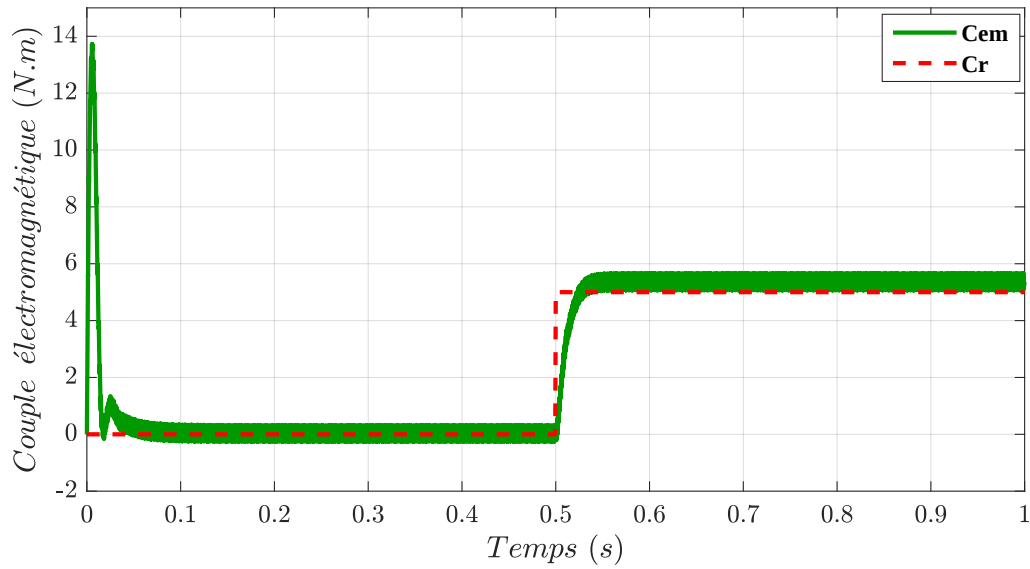


FIGURE I.7 : Évolution de couple électromagnétique de la (MSAP)

La figure I.7 montre l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au couple de charge C_r . Après un pic initial de $13.9 \text{ N} \cdot \text{m}$ au démarrage, C_{em} reste nul à vide. À $t = 0.5 \text{ s}$, l'impact de charge entraîne une augmentation immédiate du couple électromagnétique, qui se stabilise conjointement avec le couple résistant autour de $5 \text{ N} \cdot \text{m}$.

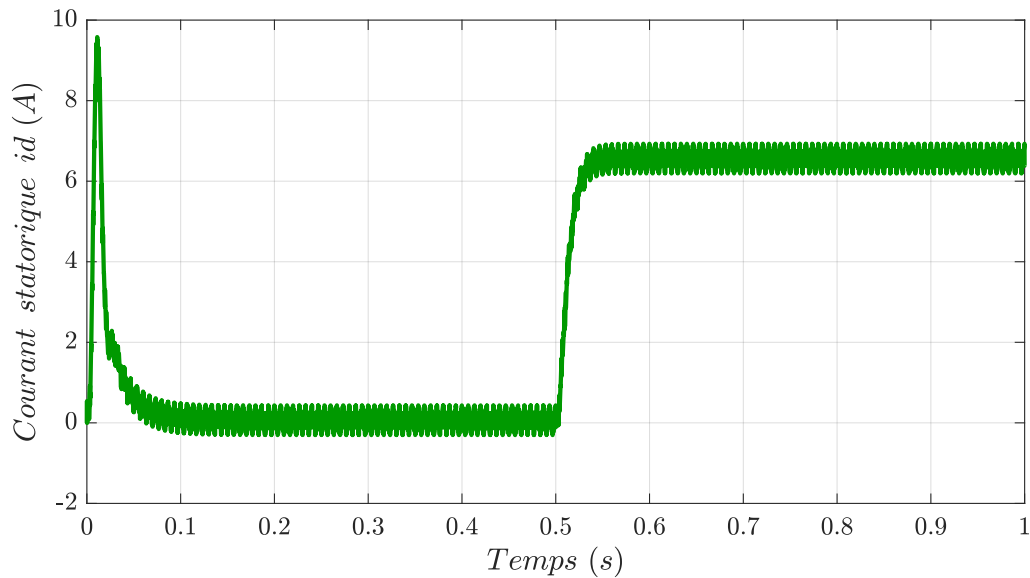


FIGURE I.8 : Évolution de courant statorique de l'axe « d » de la (MSAP)

La figure I.8 illustre le courant d'axe direct i_d . Au démarrage, un appel de courant initial de 9 A est enregistré avant de s'annuler à vide. À $t = 0.5 \text{ s}$, l'application de la charge force i_d à augmenter et se stabiliser autour de 6 A , mettant en évidence le couplage magnétique entre les axes d et q inhérent à la boucle ouverte.

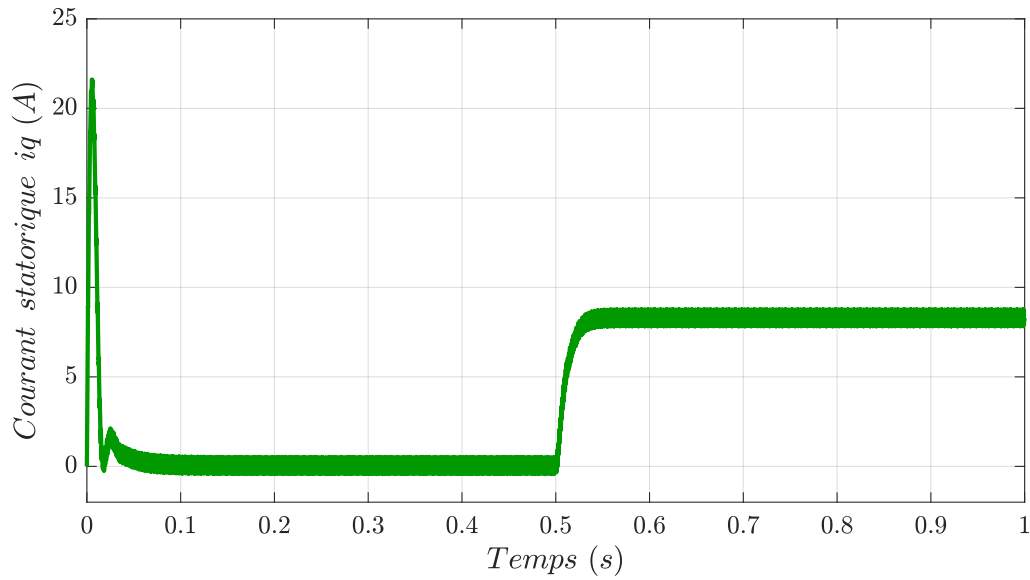


FIGURE I.9 : Évolution de courant statorique de l'axe « q » de la (MSAP)

La figure I.9 présente le courant d'axe en quadrature i_q . Un pic transitoire de 22 A apparaît au démarrage pour produire le couple d'accélération, suivi d'un retour à zéro à vide. À $t = 0.5$ s, l'introduction du couple résistant provoque une élévation permanente du courant i_q qui se stabilise à 7 A.

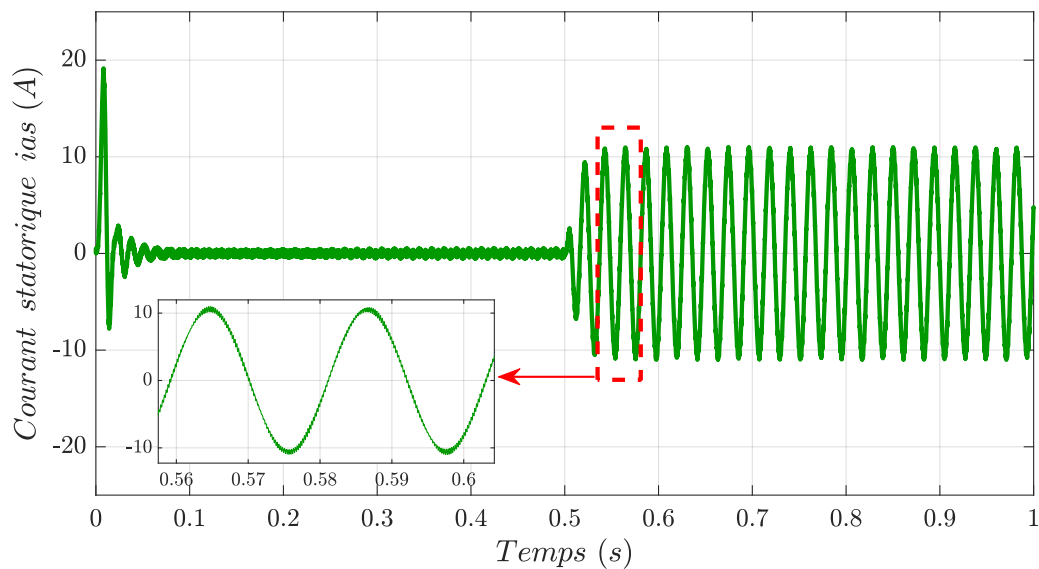


FIGURE I.10 : Évolution de courant statorique de l'axe « a »

La figure I.10 décrit le courant statorique de la phase a , i_{as} . On observe une impulsion transitoire initiale de 20 A au démarrage, suivie d'une amplitude presque nulle à vide. À $t = 0.5$ s, l'application de la charge engendre un régime alternatif sinusoïdal stable d'amplitude ± 10 A (voir zoom).

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP en utilisant la transformation de Park. L'adoption de certaines hypothèses simplificatrices a permis d'obtenir un modèle simplifié pour faciliter l'analyse du contrôle. En plus nous avons étudié le fonctionnement et la commande de l'onduleur triphasé, en expliquant les principes de base de la modulation de largeur d'impulsions (MLI), qui sont cruciales pour le contrôle des machines. Cependant, pour améliorer les performances statiques et dynamiques du système, il est nécessaire d'appliquer une stratégie de commande avancée, telle que la commande directe du couple (DTC). Le chapitre suivant présente cette commande qui assure un contrôle efficace et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique.

CHAPITRE II

Application de la commande par DTC au MSAP

Sommaire

II.1	Introduction	18
II.2	Principe de la commande DTC	18
II.2.1	Structure fonctionnelle	18
II.2.2	Principaux blocs composants de la commande DTC	19
II.2.3	Variables clés de la commande DTC	19
II.2.4	Hypothèses de modélisation de la MSAP	20
II.2.5	Caractéristiques générales d'une commande DTC	20
II.3	Application de la commande DTC à la MSAP	21
II.3.1	Régulation de vitesse	21
II.3.2	Estimateurs de flux statorique et de couple électromagnétique	22
II.3.3	Correcteur de flux statorique et de couple électromagnétique .	24
II.3.4	Table de commutation	27
II.4	Résultats et interprétations	28
II.4.1	Conclusion	33

II.1 Introduction

La commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) occupe une place importante dans les systèmes d'entraînement électrique modernes, en raison de leurs performances élevées, de leur rendement supérieur et de leur grande fiabilité. Ces caractéristiques les rendent très adaptées aux applications industrielles qui demandent de la précision et de la rapidité.

L'objectif principal de cette commande est d'assurer un contrôle rapide et précis du couple électromagnétique et du flux statorique, tout en garantissant une bonne dynamique et une réponse rapide aux variations de charge.

Les commandes classiques des machines synchrones à aimants permanents, comme la commande vectorielle (FOC), donnent de bons résultats mais présentent certaines limites telles que leur structure complexe, dépendent fortement des paramètres de la machine comme les résistances et inductances rendant leurs performances sensibles aux variations thermiques, nécessite des capteurs de position précis et coûteux, utilise une modulation de largeur d'impulsions (MLI), ce qui peut dégrader leurs performances dans certaines situations [12].

Dans ce chapitre, nous présentons une étude de la modélisation et du fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents à l'aide de la commande directe du couple (DTC). L'étude inclut également le principe de la commande, le rôle des estimateurs du flux du couple et de régulateur de vitesse, ainsi que l'utilisation du tableau de commutation pour la sélection des vecteurs. Pour finir, nous exposons les résultats de la simulation et leur interprétation.

II.2 Principe de la commande DTC

II.2.1 Structure fonctionnelle

La commande directe du couple repose sur une architecture en boucle fermée où la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur est déterminée en temps réel. Il existe huit états de commutation différents pour l'onduleur de tension associé : deux vecteurs nuls et six vecteurs actifs répartis en six secteurs dans le plan complexe. Le cœur de la stratégie DTC réside dans la sélection directe de ces états sans modulation intermédiaire, ce qui garantit un contrôle réactif des grandeurs électromécaniques [13].

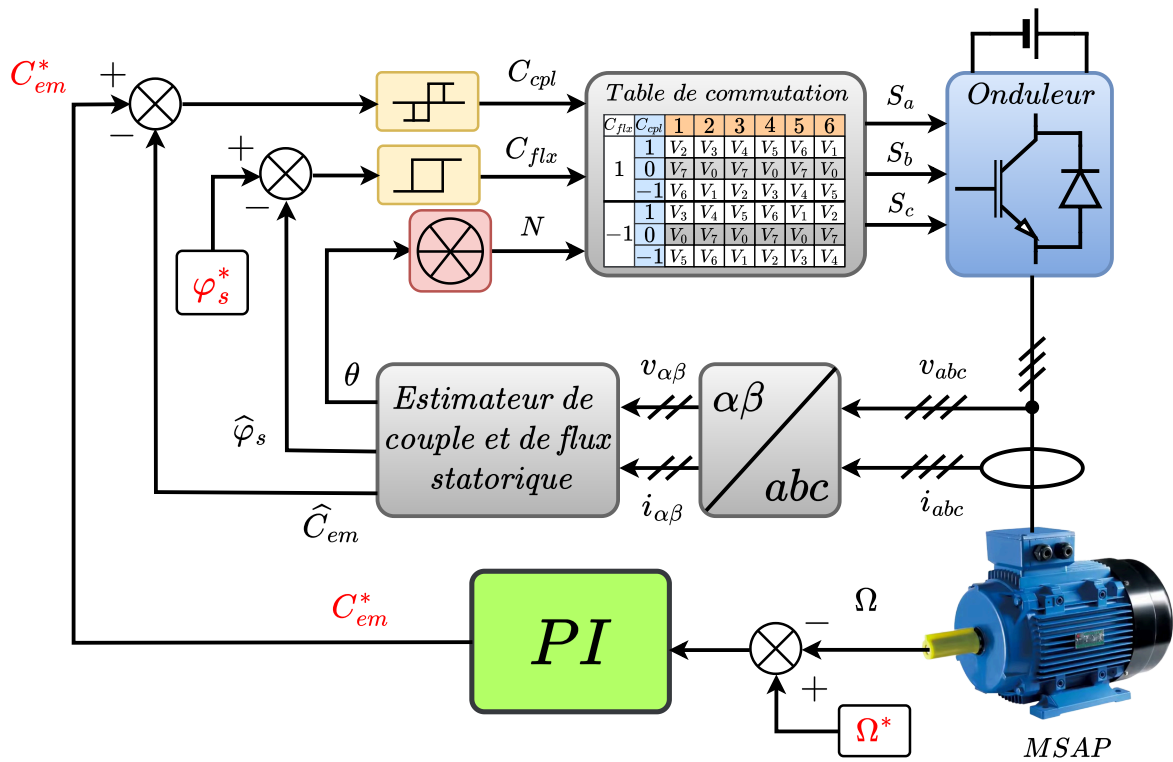


FIGURE II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP [14]

II.2.2 Principaux blocs composants de la commande DTC

Bloc d'estimation : calcule en temps réel le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques et de la tension de l'onduleur, en utilisant le modèle électrique de la machine dans le repère fixe.

Bloc de régulation : remplace les régulateurs PI classiques, il est utilisé pour comparer les valeurs de référence du flux statorique et du couple électromagnétique avec leurs valeurs estimées, cette comparaison permet de générer des signaux d'erreur permettant de maintenir ces grandeurs dans des bandes d'hystérésis, assurant ainsi une régulation rapide et efficace.

Table de commutation : elle sélectionne le vecteur de tension à appliquer à l'onduleur à l'aide des signaux de l'erreur du flux statorique, de l'erreur du couple électromagnétique et du secteur de position du flux.

Onduleur de tension : permet une réponse rapide et efficace à la commande DTC. Il convertit la tension d'entrée continue en tensions triphasées pour alimenter le MSAP.

II.2.3 Variables clés de la commande DTC

Flux statorique : Le flux statorique est une variable cruciale dans la commande DTC car il représente l'état magnétique de la machine. Cette grandeur est généralement

estimée à partir des tensions mesurées et des courants statoriques, son contrôle assure ainsi la rapidité, précision et le bon fonctionnement de la machine.

Couple électromagnétique : Il est contrôlé directement par la commande DTC, ce qui permet d'obtenir une réponse rapide et stable, ainsi une bonne performance dynamique.

Courant statorique : les courants statoriques (i_a , i_b , i_c) sont mesurés directement à l'aide des capteurs dans les trois phases de stator, après on les transforme sur le repère fixe qui sont ensuite utilisées dans les équations du modèle de la machine pour estimer le flux statorique et le couple électromagnétique.

II.2.4 Hypothèses de modélisation de la MSAP

- On suppose que les paramètres de la MSAP (résistance statorique, inductances, flux des aimants) sont constants afin de simplifier la modélisation, les calculs et permet de valider les performances la commande DTC en régime nominale.
- Les pertes mécaniques et ferromagnétiques sont négligées. Cette hypothèse permet de simplifier le modèle mathématique, réduire le temps de calcul de la simulation et de faciliter l'analyse des performances de la commande DTC.
- L'onduleur de tension est supposé idéal, sans défauts ni retards de commutation, cela permet d'éliminer les perturbations causées par les défauts de l'électronique de puissance.
- On suppose que la fréquence d'échantillonnage de la commande est suffisamment élevée (10–50 kHz) pour négliger les retards numériques.

Ces hypothèses permettent de simplifier l'étude et de valider le principe de la commande DTC dans un cadre nominal maîtrisé.

II.2.5 Caractéristiques générales d'une commande DTC

- La commande DTC permet un contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique sans régulation intermédiaire du courant qui assure la rapidité, simplicité et robustesse.
- Grâce à son architecture directe, la commande DTC assure une réponse dynamique rapide caractérisée par un temps de montée réduit et une excellente réactivité aux variations de charge.
- La fréquence de commutation de l'onduleur n'est pas fixe, elle dépend directement de l'amplitude des bandes d'hystérésis [15].
- Pas besoin d'une modulation MLI classique car la sélection du vecteur de tension est générée directement par la table de commutation [16].

- L'absence de capteur mécanique de position ou de vitesse dans la commande DTC ce qui permet de réduire les coûts et la complexité matérielle du système.

II.3 Application de la commande DTC à la MSAP

La commande directe du couple (DTC) est une technique moderne avancée et efficace pour contrôler les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), elle agit directement sur le couple électromagnétique et le flux statorique sans passer par des régulateurs complexes ni de modulation (MLI) contrairement aux méthodes classiques, cette stratégie permet d'améliorer les performances de la MSAP en assurant une réponse rapide, une bonne précision et une grande robustesse.

II.3.1 Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse est une boucle externe autour de la DTC. Il calcule l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée ou estimée ce qui permet de générer la consigne de couple. Cette structure assure un suivi de vitesse précis permet d'améliorer la stabilité globale du système.

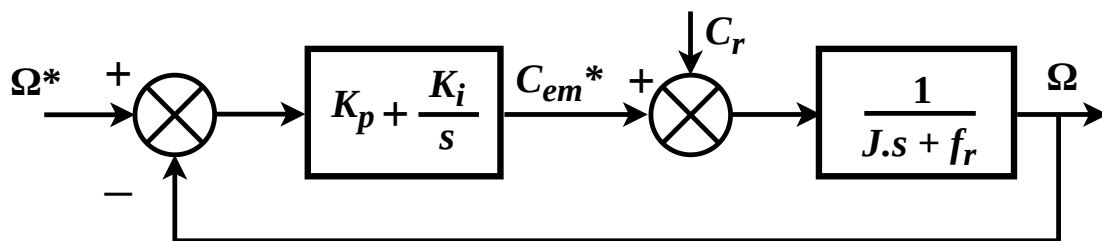


FIGURE II.2 : Schéma bloc de régulation de la vitesse

La fonction de transfert du régulateur PI (Proportionnel-Intégral) pour contrôler la vitesse est donnée par :

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.1})$$

où K_p représente le gain proportionnel et K_i le gain intégral du régulateur. Les paramètres du régulateur PI sont déterminés à partir de l'équation mécanique du moteur. Dans le plan de Laplace, cette relation est exprimée par :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + f} [C_r(s) - C_{em}(s)] \quad (\text{II.2})$$

Quand on applique un régulateur PI standard pour le contrôle de la vitesse (en omettant les frottements), la fonction de transfert en boucle fermée s'exprime comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{K_p s + K_i}{J \cdot s^2 + s(f + K_p) + K_i} \quad (\text{II.3})$$

Cette fonction de transfert montre une dynamique du second ordre. En comparaison avec la forme standard d'un système de second ordre.

$$FTBF_{\text{ref}}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.4})$$

$$FTBF(s) = \frac{(K_p s + K_i)/J}{s^2 + \frac{s(f+K_p)}{J} + \frac{K_i}{J}} \quad (\text{II.5})$$

Les relations suivantes peuvent être établies entre les paramètres du régulateur et les propriétés dynamiques du système :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\varepsilon \cdot \omega_n \cdot J - f \\ K_{i\Omega} = J \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

où :

ω_n fréquence propre d'oscillation

ξ coefficient d'amortissement

τ constante de temps associée au régulateur PI

II.3.2 Estimateurs de flux statorique et de couple électromagnétique

L'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique représentent sont les entrées principales à contrôler du système de la commande DTC, ne sont pas mesurées directement mais estimées à partir des tensions et des courants statoriques. Par conséquent, les performances du système dépendent fortement de la précision de ces estimations [17] [18].

Le flux peut être évalué en se basant sur les mesures des paramètres statiques du courant et de la tension de l'équipement.

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\varphi}_s \quad (\text{II.7})$$

On calcule les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composantes de $\overline{V}_s$ de l'onduleur à partir de la tension d'entrée mesurée U_c , en appliquant la transformation de Concordia.

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.8})$$

Les expressions suivantes sont utilisées pour calculer les flux statoriques :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le module du flux statorique :

$$\angle \hat{\varphi}_s = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.10})$$

La région où se trouve le vecteur $\hat{\varphi}_s$ est définie en fonction des composantes $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{s\beta}$. L'angle θ qui sépare le référentiel statorique du vecteur $\hat{\varphi}_s$ est défini comme suit :

$$\theta = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.11})$$

Après avoir obtenu les deux composants de flux, on peut déterminer le couple électromagnétique à l'aide de la formule suivante rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_{em} = \frac{3}{2}p [\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{II.12})$$

La figure II.3 représente le structure de l'estimateur de flux et de couple.

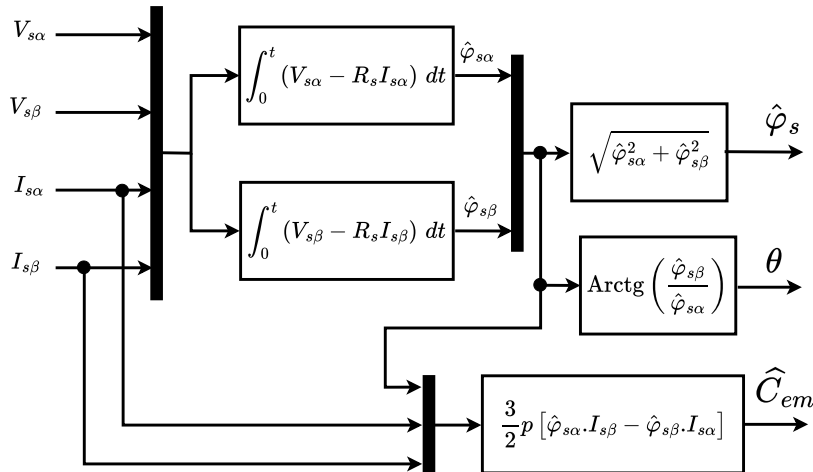


FIGURE II.3 : Estimateur de flux statorique et de couple

II.3.3 Correcteur de flux statorique et de couple électromagnétique

II.3.3.a Correcteur de flux statorique

La fonction du régulateur de flux est de garder l'amplitude du flux statorique à l'intérieur d'une zone d'hystérésis définie. Il vise à maintenir l'extrémité du vecteur flux au sein d'une couronne circulaire de rayons $|\varphi_s^*| \pm \varepsilon_\varphi$, où $|\varphi_s^*|$ symbolise le flux de référence et ε_φ indique l'épaisseur de la zone d'hystérésis. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$ appelée secteur ou zone [14].

Loi de commande

Le correcteur produit son signal de sortie en se basant sur l'erreur de flux $\Delta\varphi_s = |\varphi_s^*| - |\varphi_s|$ et sa dérivée temporelle, en fonction des critères suivants :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon\varphi_s > \Delta\varphi_s & \Rightarrow C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon\varphi_s \leq \Delta\varphi_s \text{ et } \frac{d(\varepsilon\varphi_s)}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{flx} = 0 \\ \text{si } -\Delta\varphi_s \leq \varepsilon\varphi_s \leq 0 \text{ et } \frac{d(\varepsilon\varphi_s)}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{flx} = 1 \\ \text{si } \varepsilon\varphi_s < -\Delta\varphi_s & \Rightarrow C_{flx} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

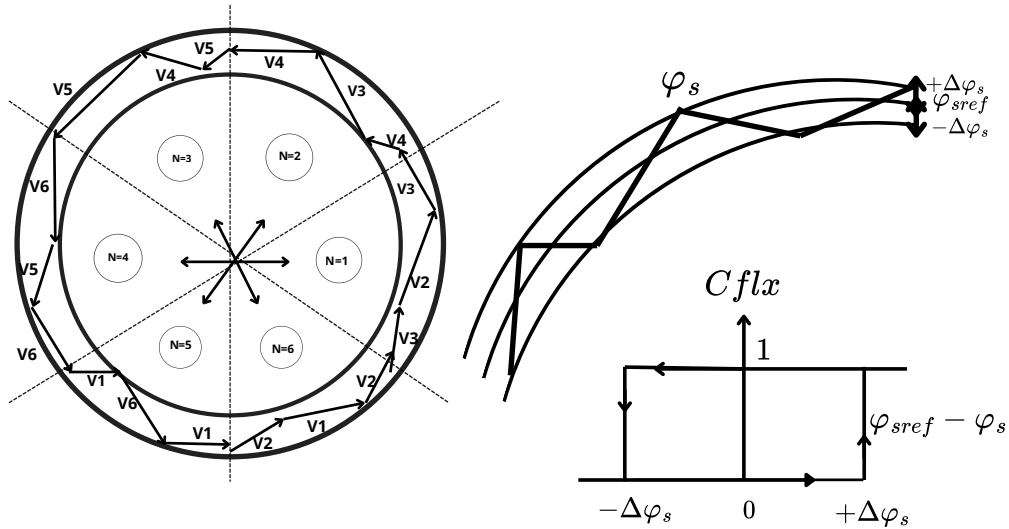


FIGURE II.4 : Correcteur de flux à hystérésis

Avantages

Il existe plusieurs bénéfices à utiliser ce genre de correcteur :

- Facilité de mise en application.
- Des performances dynamiques exceptionnelles grâce à la réactivité rapide du comparateur.
- Gestion directe de l'amplitude du flux sans l'intervention d'un modulateur.
- Résilience face aux variations paramétriques.

L'association de la sortie du correcteur de flux et du correcteur de couple donne la possibilité de choisir le vecteur tension idéal à utiliser pour la machine, grâce à la table décisionnelle.

II.3.3.b Correcteur de couple

Fonction principale

Le régulateur de couple est chargé de conserver le couple électromagnétique dans les bornes d'une zone d'hystérésis spécifiée, en se basant sur la condition suivante : $|C_{em}^* - C_{em}| \leq \varepsilon_{C_{em}}$ où C_{em}^* représente la consigne de couple et $\varepsilon_{C_{em}}$ symbolise l'ampleur de la bande d'hystérésis.

À l'inverse du contrôle de flux, le couple peut être soit positif, soit négatif en fonction du sens de rotation de la machine, ce qui exige des correcteurs spécifiques [19] [20].

Correcteur à deux niveaux

Ce vérificateur, identique à celui utilisé pour l'examen du module de flux, présente les caractéristiques suivantes :

- **Mode d'opération** : Variable binaire permettant la gestion du couple dans une seule direction de rotation.
- **Vecteurs employés** : On ne peut choisir que les vecteurs actifs V_{K+1} et V_{K+2} pour faire progresser le flux.
- **Réduction du couple** : Effectuée seulement par le choix des vecteurs nuls.
- **Changement de direction de rotation** : Demande l'intersection de deux phases de la machine.
- **Bénéfice** : Plus facile à mettre en place.

Correcteur à trois niveaux

Ce correcteur, basé sur un comparateur à hystérésis tri-niveau $\{-1, 0, +1\}$, présente des performances améliorées :

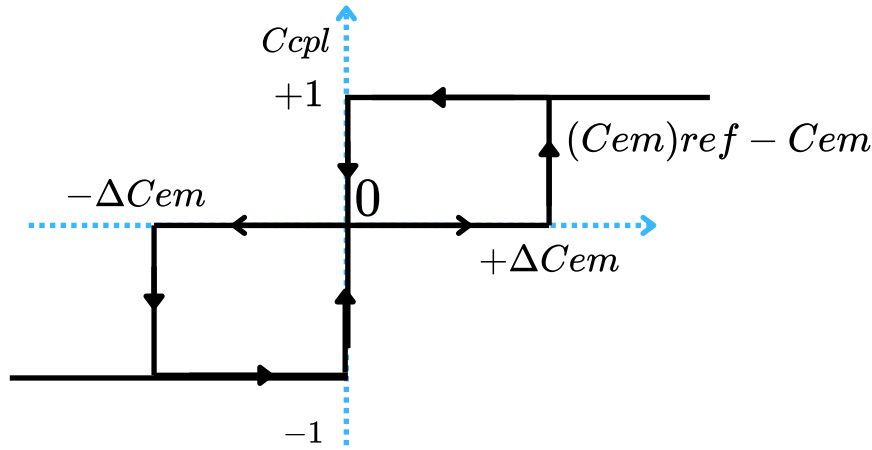


FIGURE II.5 : Correcteur de couple à trois niveaux

Fonctionnement [21]

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \varepsilon C_{em} > \Delta C_{em} & \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d(\varepsilon C_{em})}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d(\varepsilon C_{em})}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \varepsilon C_{em} < -\Delta C_{em} & \Rightarrow C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d(\varepsilon C_{em})}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d(\varepsilon C_{em})}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

Avantages

- Gestion du moteur dans les deux directions de rotation.
- Gestion des couples positifs et négatifs.
- Diminution rapide du couple : Il est possible d'utiliser les vecteurs V_{K-1} ou V_{K-2} pour réduire rapidement le couple.
- Meilleure dynamique : L'optimisation de la fréquence de commutation permet une dynamique du couple généralement plus rapide que celle du flux.
- Pas de délai d'attente : Le courant ne se limite pas à attendre l'application de vecteurs nuls, mais cherche plutôt à rencontrer l'inversion du sens de rotation.

Pour les applications qui requièrent une inversion rapide du sens de rotation et un contrôle du couple dans les deux sens, on privilégie le correcteur à trois niveaux. En revanche, le correcteur à deux niveaux est adapté aux applications plus simples à sens unique.

II.3.4 Table de commutation

Le tableau de commutation est construit à partir de la sortie de comparateur à hystérésis de flux et de couple, ainsi que de la position du vecteur de flux statorique. Ce plan est divisé en six secteurs angulaires ($N=1, \dots, 6$) de 60° . Ce tableau permet de déterminer la séquence de commutation des interrupteurs pour chaque secteur en fonction des états des grandeurs de commande [22].

TABLE II.1 : Vecteurs de tension pour la diminution et l'augmentation de flux et de couple

	AUGMENTATION	DIMINUTION
φ_s	V_{K-1}, V_K et V_{K+1}	V_{K+2}, V_{K+3} et V_{K-2}
C_{em}	V_{K+1} et V_{K+2}	V_{K-1} et V_{K-2}

Les tableaux ci-dessous présentent les vecteurs de tension actives appliqués pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et du couple électromagnétique en fonction du secteur N .

TABLE II.2 : Table de commande du flux

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\varphi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Le tableau représente la sélection des vecteurs de tension pour le contrôle du flux dans la commande DTC. Il indique en fonction de secteur où se localise le flux ($N=1$ à $N=6$) et du signal de commande à hystérésis (+1 pour augmenter, -1 pour diminuer). Selon le résultat, la table détermine le vecteur de tension optimale appliquée assurant un contrôle direct et rapide du flux statorique.

TABLE II.3 : Table de commande du couple

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Le tableau représente la sélection des vecteurs pour le contrôle du couple électromagnétique dans la commande DTC. Il permet d'ajuster la force de rotation en sélectionnant les deux vecteurs de tension les plus efficaces pour augmenter ou diminuer rapidement le couple.

La comparaison entre la table de commande du module de flux statorique et du couple électromagnétique permet d'obtenir une seule table de commutation.

TABLE II.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
$C_{flux} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flux} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

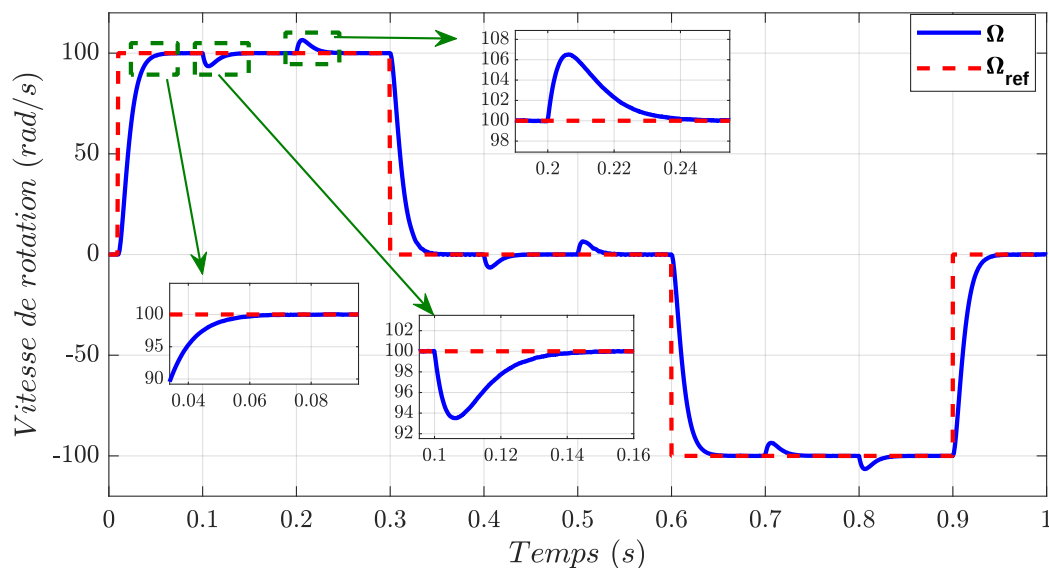
Avec les vecteurs de tension de l'enducleur :

$$\begin{aligned}
 V_0 &= (0, 0, 0) & V_1 &= (1, 0, 0) & V_2 &= (1, 1, 0) & V_3 &= (0, 1, 0) \\
 V_4 &= (0, 1, 1) & V_5 &= (0, 0, 1) & V_6 &= (1, 0, 1) & V_7 &= (1, 1, 1)
 \end{aligned}$$

Les vecteurs V_0 , V_1 , V_2 et V_3 sont situés en haut, tandis que les vecteurs V_4 , V_5 , V_6 et V_7 sont situés en bas. Ces vecteurs sont organisés en paires anti-parallèles : V_0 est anti-parallèle à V_7 , V_1 à V_4 , V_2 à V_5 , et V_3 à V_6 .

II.4 Résultats et interprétations

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple (DTC) classique appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), des simulations ont été effectuées sous MATLAB/Simulink. Le profil de vitesse de référence Ω_{ref} comporte un démarrage en échelon à $+100 \text{ rad/s}$ à $t = 0 \text{ s}$, un retour à zéro à $t = 0.3 \text{ s}$, une inversion à -100 rad/s à $t = 0.6 \text{ s}$ et un arrêt à $t = 0.9 \text{ s}$. Une charge perturbatrice de $C_r = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ est appliquée entre $t = 0.1 \text{ s}$ et $t = 0.2 \text{ s}$, puis entre $t = 0.7 \text{ s}$ et $t = 0.8 \text{ s}$.


 FIGURE II.6 : Évolution de la vitesse Ω en fonction du temps

La vitesse de rotation Ω (Figure II.6) suit sa référence de manière très rapide, atteignant le régime permanent en 0.05 s sans dépassement. Lors de l'application de la charge à $t = 0.1$ s, la chute de vitesse est limitée à 93.5 rad/s et la perturbation est rejetée en moins de 0.03 s. À la suppression de la charge ($t = 0.2$ s), un pic de survitesse de 106.5 rad/s apparaît avant amortissement. Ce comportement dynamique symétrique et performant se confirme lors de l'inversion de marche à $t = 0.6$ s, démontrant la stabilité globale de la boucle.

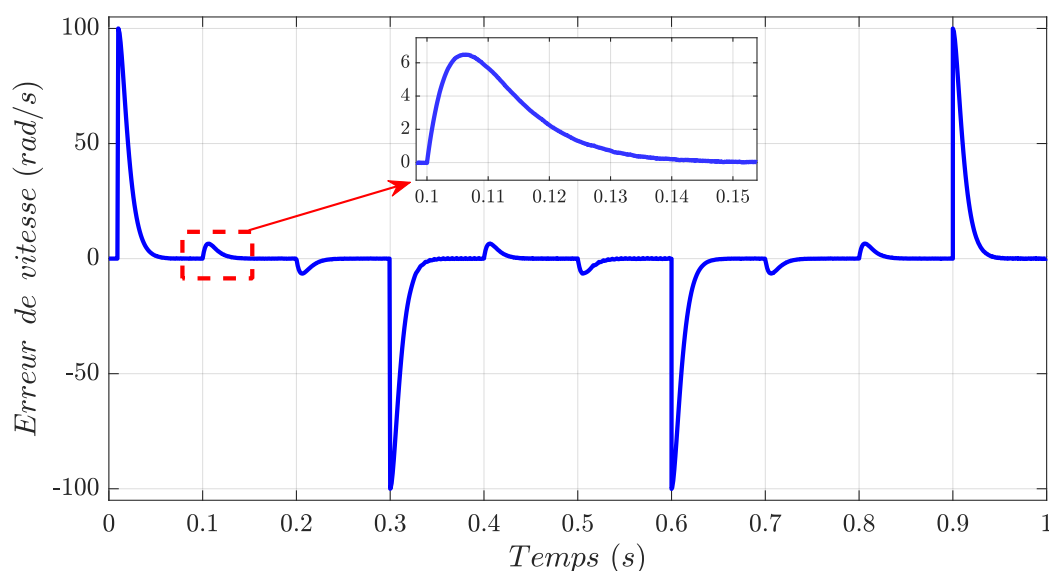


FIGURE II.7 : Erreur de la vitesse

L'erreur de vitesse e_ω (Figure II.7) s'annule rigoureusement en régime permanent, confirmant la précision de la commande. Durant les échelons de consigne, elle atteint

transitoirement ± 100 rad/s avant de converger instantanément. L'application de la charge à $t = 0.1$ s engendre un pic d'erreur positif limité à 6.5 rad/s, dont la décroissance rapide vers zéro met en évidence la robustesse face aux perturbations externe du régulateur de vitesse.

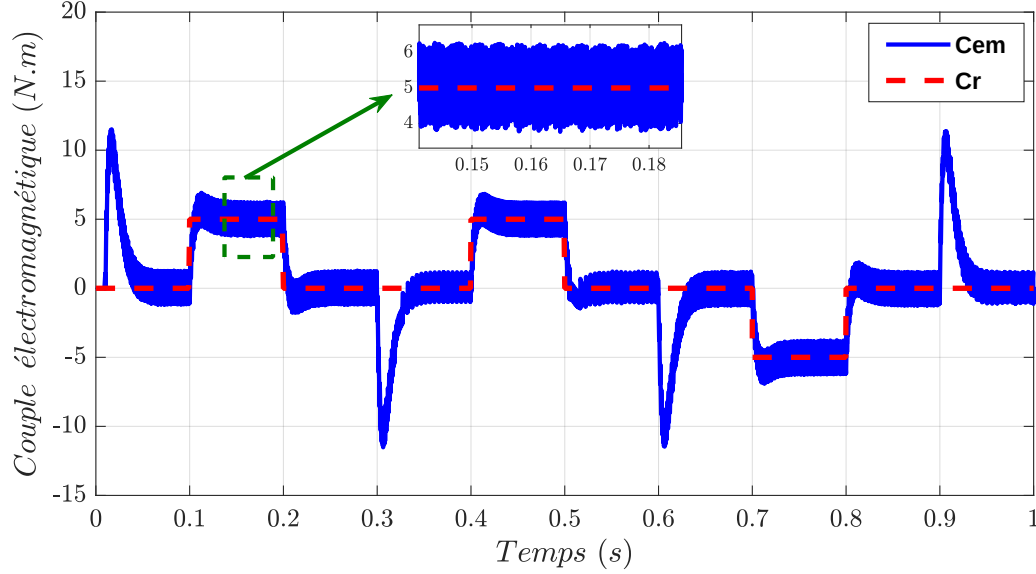


FIGURE II.8 : Évolution de couple en fonction du temps

Le couple électromagnétique C_{em} (Figure II.8) présente au démarrage un pic transitoire maximal de $+11.5$ N·m pour vaincre l'inertie, avant de s'annuler à vide. Lors des impacts de charge, il s'ajuste instantanément à $+5$ N·m ($t = 0.1$ s) et -5 N·m ($t = 0.7$ s). Les phases de décélération provoquent des pointes négatives à -11.5 N·m. Le zoom révèle une bande d'ondulation caractéristique de la DTC classique (3.8 à 6.2 N·m), due aux commutations directes dictées par les comparateurs à hystérésis.

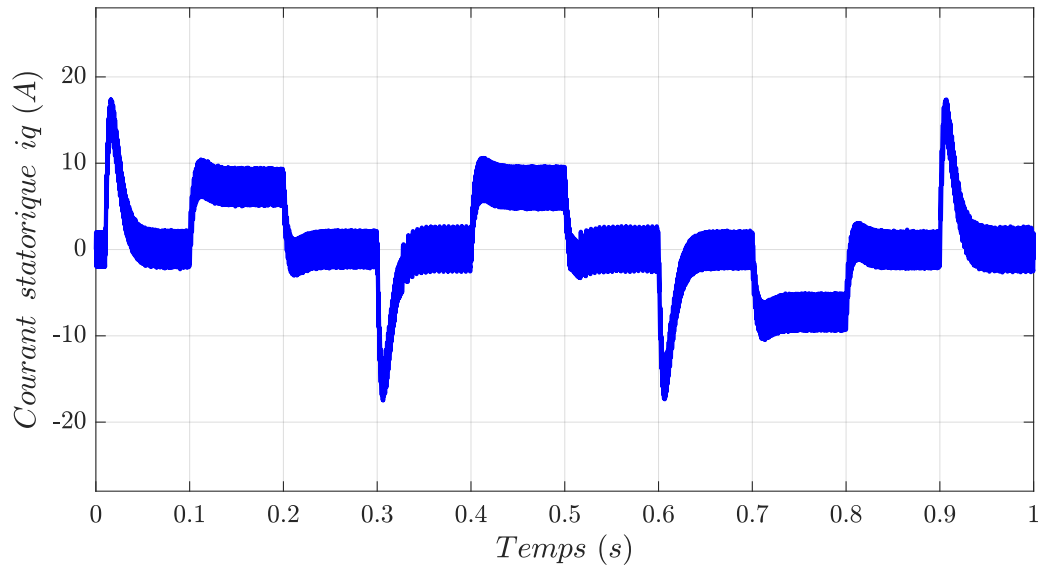


FIGURE II.9 : Évolution de courant i_q en fonction du temps

Le courant d'axe quadratique i_q (Figure II.9) montre une allure parfaitement homothétique à celle du couple, conformément à la relation linéaire directe $C_{em} = f(i_q)$ de la machine. On observe ainsi un appel initial de +18 A au démarrage, un palier stable à +7.4 A sous charge, ainsi que des inversions nettes à -18 A lors des phases de freinage rapide.

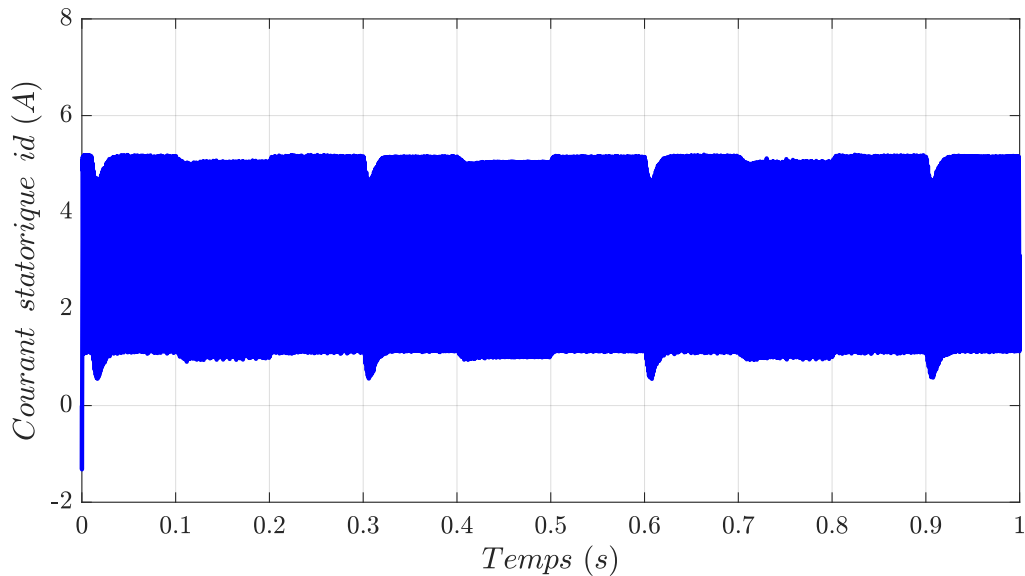


FIGURE II.10 : Évolution de courant i_d en fonction du temps

Le courant d'axe direct i_d (Figure II.10) n'étant pas directement régulé à zéro dans la structure DTC classique, il s'établit de façon autonome et oscille en permanence dans une bande comprise entre 1 A et 5 A. Lors des fortes transitions du couple, des chutes

transitoires à 0.5 A apparaissent, illustrant le couplage croisé résiduel entre le flux et le couple.

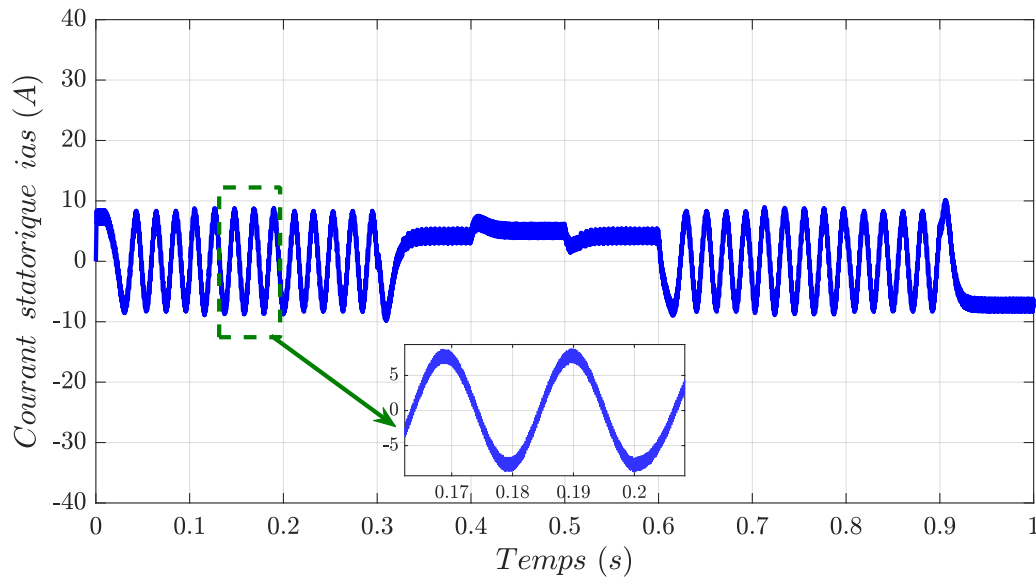


FIGURE II.11 : Évolution du courant statorique de la phase "a" en fonction du temps

Le courant de phase statorique i_{as} (Figure II.11) s'ajuste selon la charge et la vitesse. Au démarrage, il présente une impulsion initiale de ± 8 A avant de réduire son amplitude à vide. Sous charge ($t = 0.1$ s), son enveloppe se stabilise à ± 8 A. À vitesse nulle (0.35 s $< t < 0.4$ s), il devient continu ($\approx +4$ A), tandis qu'à $t = 0.6$ s, l'inversion de la séquence de phase confirme la réversibilité du système.

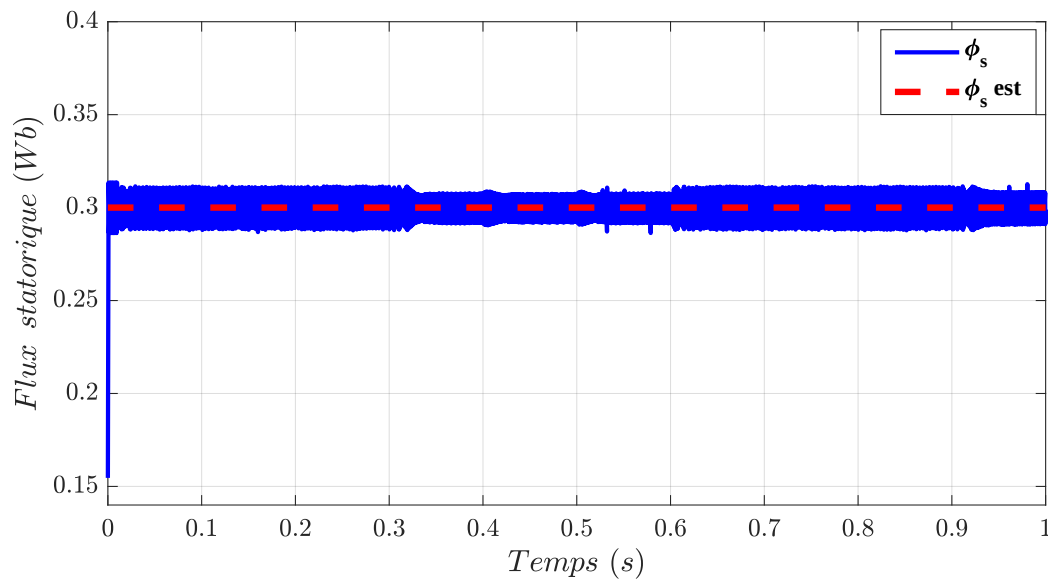


FIGURE II.12 : Évolution de flux statorique en fonction du temps

Le module du flux statorique φ_s (Figure II.12) est maintenu de manière rigoureuse autour de sa référence de 0.3 Wb. En dépit des impacts de charge et des inversions de vitesse, le flux moyen reste stable et confiné dans sa bande d'hystérésis haute fréquence, ce qui valide l'efficacité de la table de commutation.

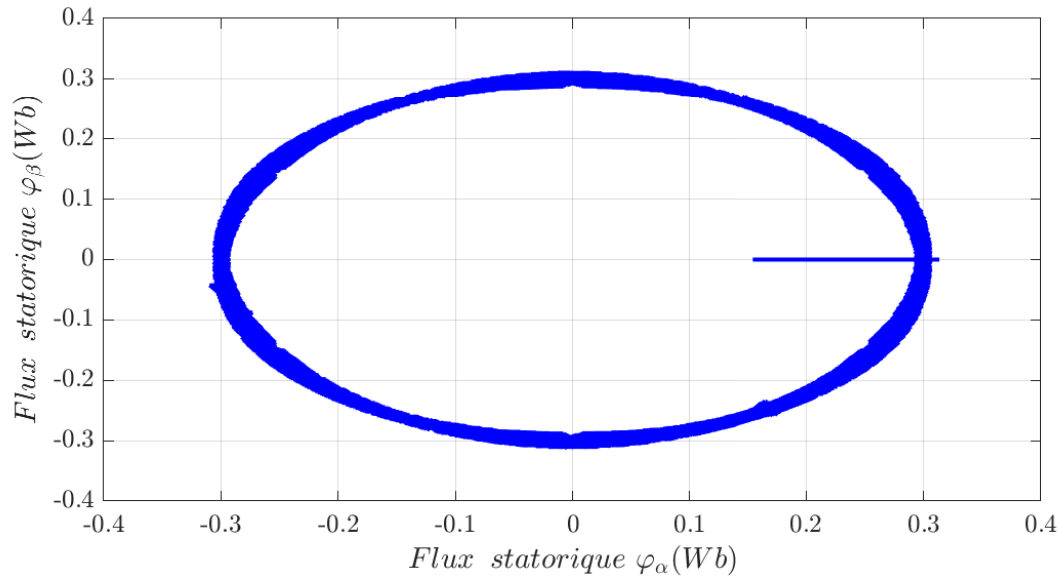


FIGURE II.13 : Évolution de flux statorique φ_β en fonction de φ_α

La trajectoire du vecteur flux $\varphi_\beta(\varphi_\alpha)$ (Figure II.13) décrit un cercle parfait centré à l'origine, avec un rayon constant de 0.3 Wb. La ligne droite initiale matérialise la magnétisation rapide à l'instant zéro, tandis que l'épaisseur fine de la couronne reflète l'ondulation de l'hystérésis. Ce lieu géométrique circulaire régulier confirme la rotation stable et synchrone du flux dans le plan fixe (α, β) .

II.4.1 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude et à l'implémentation de la commande directe du couple (DTC) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension. Cette approche repose fondamentalement sur l'estimation instantanée et le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique via des régulateurs à hystérésis. Les résultats de simulation obtenus ont validé l'efficacité globale de cette stratégie et la rapidité de sa réponse dynamique.

Toutefois, l'analyse des performances a mis en évidence les limites intrinsèques de la structure classique, notamment la présence d'ondulations résiduelles prononcées sur le couple et le flux, ainsi qu'une fréquence de commutation variable non maîtrisée. Ces inconvénients majeurs motivent l'introduction du chapitre suivant, dédié à l'étude d'une commande prédictive, visant à atténuer ces oscillations tout en fixant la fréquence de découpage afin d'optimiser le comportement de l'actionneur.

CHAPITRE III

Commande DTC prédictive du MSAP

Sommaire

III.1	Introduction	35
III.2	Principe de la commande prédictive	35
III.3	Types des commandes prédictives	37
III.3.1	Commande prédictive linéaire (LMPC)	37
III.3.2	Commande prédictive non linéaire (NMPC)	37
III.3.3	Commande prédictive à ensemble fini de commandes (FCS-MPC)	37
III.3.4	Commande prédictive à ensemble continu de commandes (CCS-MPC)	38
III.3.5	Justification du choix du MPC	38
III.4	Application de la commande FCS-MPC au moteur synchrone à aimants permanents	38
III.4.1	Théorie de la régulation de vitesse par FCS-MPC	39
III.5	Explication de l'algorithme de FCS-MPC utilisé	41
III.6	Résultats de simulation	44
III.7	Conclusion	49

III.1 Introduction

La commande prédictive représente une approche moderne et performante pour le contrôle des systèmes dynamiques. Appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, elle exploite un modèle mathématique du système afin de prédire son comportement futur et de déterminer la commande optimale à appliquer. Contrairement aux régulateurs classiques de type PI, qui réagissent après l'apparition d'une erreur, la commande prédictive anticipe l'évolution du système, ce qui lui confère une meilleure réactivité et une plus grande robustesse face aux perturbations [23].

Dans ce chapitre, nous présentons les fondements théoriques de la commande prédictive, son principe, ses types, et son application à la régulation de vitesse du MSAP, en terminant par une analyse comparative des résultats de simulation.

III.2 Principe de la commande prédictive

La commande prédictive constitue une stratégie avancée de contrôle reposant explicitement sur l'exploitation d'un modèle mathématique du système à piloter. Son principe fondamental consiste à anticiper l'évolution future des variables d'état et de sortie sur un horizon temporel fini, afin de déterminer la séquence de commande optimale satisfaisant un critère de performance donné.

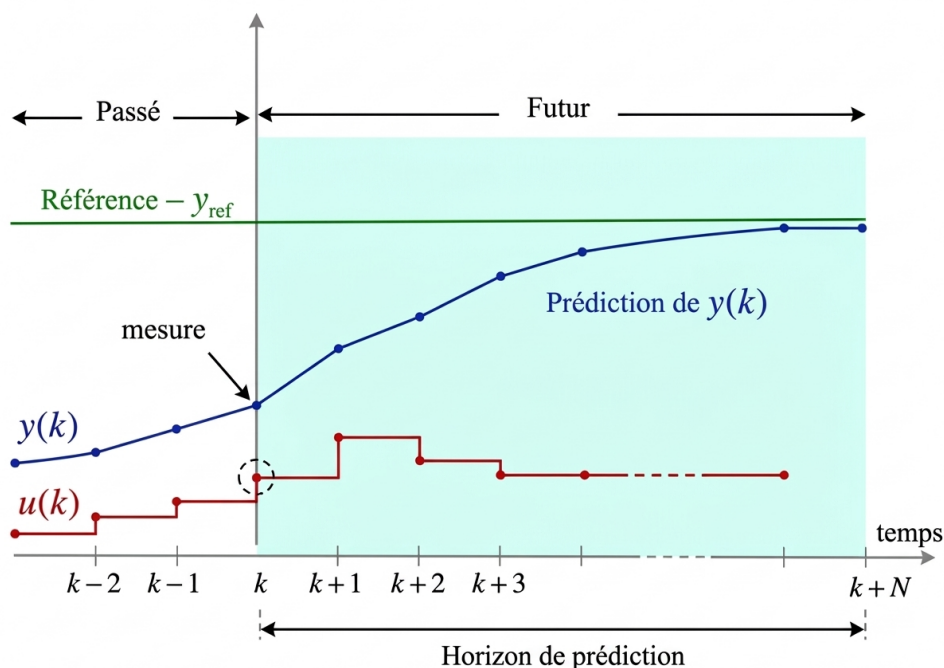


FIGURE III.1 : Principe de fonctionnement de la commande prédictive

Le fonctionnement de la commande prédictive s'articule autour de trois mécanismes essentiels : la prédiction, l'optimisation et le principe d'horizon glissant (receding horizon).

Dans un premier temps, un modèle dynamique du système est utilisé pour prédire son comportement futur. Ce modèle est généralement exprimé sous forme d'équations d'état discrètes :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où $x(k)$ représente le vecteur d'état, $u(k)$ la commande appliquée, et $y(k)$ la sortie du système à l'instant discret (k) .

À partir de l'état courant mesuré ou estimé, l'algorithme MPC calcule les trajectoires futures des sorties sur un horizon de prédiction N_p , en fonction d'une séquence candidate de commandes.

Dans un second temps, une fonction de coût (cost function) est définie afin de quantifier la performance du système. Cette fonction intègre généralement deux objectifs principaux : la minimisation de l'erreur de suivi par rapport à la consigne, et la limitation de l'effort de commande [24]. Une formulation classique de cette fonction est donnée par :

$$C = \sum_{i=1}^{N_p} (y_{ref}(k+i) - y(k+i))^2 + \lambda \sum_{i=0}^{N_c-1} \Delta u(k+i)^2 \quad (\text{III.2})$$

où y_{ref} désigne la trajectoire de référence, λ un coefficient de pondération, et N_c l'horizon de commande.

L'étape suivante consiste à résoudre, à chaque instant d'échantillonnage, un problème d'optimisation visant à déterminer la séquence de commandes minimisant la fonction de coût tout en respectant les contraintes éventuelles du système (contraintes sur les états, les entrées ou les sorties).

Toutefois, seule la première valeur de la séquence optimale est effectivement appliquée au système. À l'instant suivant, le processus est répété en tenant compte des nouvelles mesures. Ce mécanisme est connu sous le nom de principe d'horizon glissant, et confère à la commande prédictive sa capacité d'adaptation en temps réel.

Ainsi, la commande prédictive se distingue des approches classiques par sa capacité à intégrer explicitement les contraintes du système, à anticiper son comportement futur, et à optimiser en ligne la loi de commande. Ces caractéristiques en font une méthode particulièrement adaptée aux systèmes multivariables et aux applications nécessitant des performances dynamiques élevées, telles que la commande des machines électriques.

III.3 Types des commandes prédictives

La commande prédictive regroupe plusieurs approches qui se distinguent par la nature du modèle utilisé, la méthode d'optimisation et le domaine d'application. Les principales variantes développées dans la littérature sont les suivantes :

III.3.1 Commande prédictive linéaire (LMPC)

La commande prédictive linéaire (Linear Model Predictive Control) est la forme la plus classique du MPC. Elle repose sur un modèle linéaire du système, généralement représenté sous forme d'espace d'état. La fonction de coût est quadratique, ce qui permet de résoudre le problème d'optimisation de manière analytique ou par des algorithmes de programmation quadratique (QP). La LMPC est bien adaptée aux systèmes dont le comportement peut être approximé par un modèle linéaire autour d'un point de fonctionnement [25].

III.3.2 Commande prédictive non linéaire (NMPC)

Lorsque le système présente des non-linéarités significatives qui ne peuvent pas être négligées, on recourt à la commande prédictive non linéaire (Nonlinear Model Predictive Control). Le modèle de prédiction est alors non linéaire, ce qui rend le problème d'optimisation plus complexe et nécessite des algorithmes itératifs pour sa résolution. Malgré sa complexité computationnelle, la NMPC offre de meilleures performances pour les systèmes à forte non-linéarité.

III.3.3 Commande prédictive à ensemble fini de commandes (FCS-MPC)

La commande prédictive à ensemble fini de commandes (Finite Control Set MPC) est une variante particulièrement adaptée aux convertisseurs de puissance et aux entraînements électriques. Elle exploite le caractère naturellement discret des onduleurs en évaluant un nombre fini de vecteurs de tension applicables. La commande sélectionnée est celle qui minimise la fonction de coût parmi toutes les combinaisons possibles, sans recourir à un modulateur MLI. Cette approche est simple à implémenter et offre une excellente dynamique [26].

III.3.4 Commande prédictive à ensemble continu de commandes (CCS-MPC)

Contrairement au FCS-MPC, la commande prédictive à ensemble continu de commandes (Continuous Control Set MPC) considère un espace de commande continu. Le problème d'optimisation est résolu de manière continue, et un modulateur MLI est utilisé pour générer les signaux de commande de l'onduleur. Cette approche produit une fréquence de commutation fixe, ce qui facilite la conception des filtres et réduit les harmoniques par rapport au FCS-MPC.

III.3.5 Justification du choix du MPC

Parmi les différentes approches présentées, notre choix se porte sur la commande prédictive à ensemble fini de commandes (FCS-MPC) pour les raisons suivantes :

- Le modèle non linéaire du MSAP est utilisé directement sans linéarisation, ce qui préserve la précision de la prédiction.
- L'onduleur de tension à deux niveaux génère un nombre fini de vecteurs de tension (7 vecteurs), ce qui rend l'optimisation par énumération exhaustive simple et rapide.
- Il n'est pas nécessaire de recourir à un modulateur MLI, ce qui simplifie l'implémentation.
- Cette approche est la plus répandue dans la littérature pour la commande des machines synchrones à aimants permanents.

C'est pourquoi, dans la suite de ce chapitre, nous développons la formulation mathématique du MPC appliqué à la régulation de vitesse du moteur synchrone à aimants permanents.

III.4 Application de la commande FCS-MPC au moteur synchrone à aimants permanents

La commande prédictive à ensemble fini de commandes (FCS-MPC) a connu un essor considérable dans le domaine des entraînements électriques, notamment pour le contrôle des moteurs synchrones à aimants permanents. Son principe d'optimisation en temps réel et sa capacité à exploiter directement le modèle non linéaire de la machine en font une alternative performante aux régulateurs classiques.

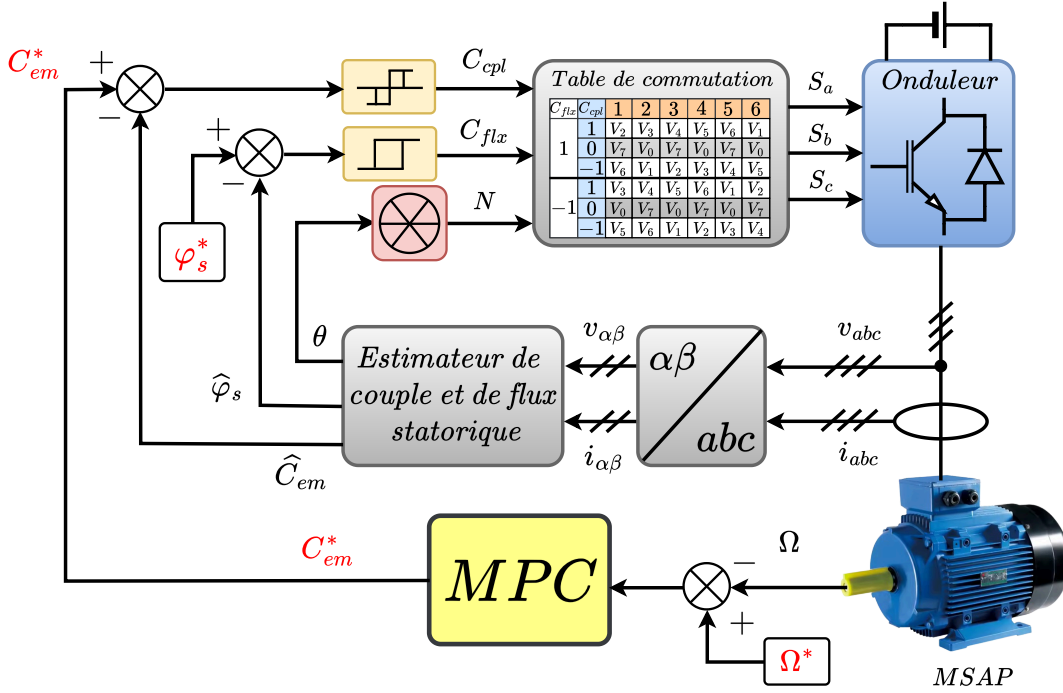


FIGURE III.2 : Structure globale de la commande DTC-MPC appliquée au MSAP

Dans notre application, nous conservons la structure globale de la commande DTC développée au chapitre 2, notamment les boucles internes de contrôle du flux et du couple électromagnétique. La contribution de ce chapitre consiste à remplacer uniquement le régulateur de vitesse de type PI par un contrôleur FCS-MPC, comme illustré par la figure III.2. Cette approche permet d'améliorer les performances dynamiques du système en termes de précision de suivi de référence, de rapidité de réponse et de robustesse face aux variations de charge, tout en préservant la simplicité de la structure DTC existante.

III.4.1 Théorie de la régulation de vitesse par FCS-MPC

La régulation de vitesse par FCS-MPC repose sur l'utilisation du modèle mécanique du moteur synchrone à aimants permanents pour prédire l'évolution future de la vitesse de rotation et déterminer la commande optimale à appliquer.

III.4.1.a Modèle de prédiction

L'équation mécanique du MSAP constitue la base du modèle de prédiction du contrôleur FCS-MPC. Elle est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (III.3)$$

où Ω est la vitesse mécanique de rotation, J le moment d'inertie, C_e le couple électromagnétique, C_r le couple de charge et f le coefficient de frottement visqueux.

En discrétisant cette équation avec une période d'échantillonnage T_s par la méthode d'Euler, on obtient le modèle de prédiction discret :

$$\Omega(k+1) = \Omega(k) + \frac{T_s}{J} [C_{em}(k) - C_r(k) - f_r \Omega(k)] \quad (\text{III.4})$$

Ce modèle permet de prédire la vitesse à l'instant $k+1$ à partir des grandeurs mesurées à l'instant k .

III.4.1.b Fonction de coût

L'objectif du contrôleur FCS-MPC est de minimiser l'écart entre la vitesse prédite $\Omega(k+1)$ et la vitesse de référence Ω^* . La fonction de coût est définie par :

$$C = |\Omega^* - \Omega(k+1)|^2 \quad (\text{III.5})$$

Cette fonction de coût peut être enrichie en ajoutant des termes de pénalisation supplémentaires, tels que la limitation du couple de référence généré :

$$C = |\Omega^* - \Omega(k+1)|^2 + \lambda |C_{em}^*(k)|^2 \quad (\text{III.6})$$

où λ est un facteur de pondération qui permet d'équilibrer entre la précision du suivi de vitesse et la limitation des sollicitations en couple.

III.4.1.c Algorithme de la commande FCS-MPC

À chaque instant d'échantillonnage k , le contrôleur FCS-MPC exécute les étapes suivantes :

1. Mesure de la vitesse actuelle $\Omega(k)$ et du couple de charge $C_r(k)$.
2. Prédiction de la vitesse future $\Omega(k+1)$ pour différentes valeurs du couple de référence C_{em}^* , à l'aide du modèle discret.
3. Évaluation de la fonction de coût C pour chaque valeur prédite.
4. Sélection de la valeur de couple de référence C_{em}^* qui minimise la fonction de coût C .
5. Application de la référence de couple optimale C_{em}^* aux boucles internes de la commande DTC.

III.5 Explication de l'algorithme de FCS-MPC utilisé

Nous présentons la mise en œuvre de ce régulateur à l'aide d'un script MATLAB implanté dans le bloc MPC Controller (Figure III.3).

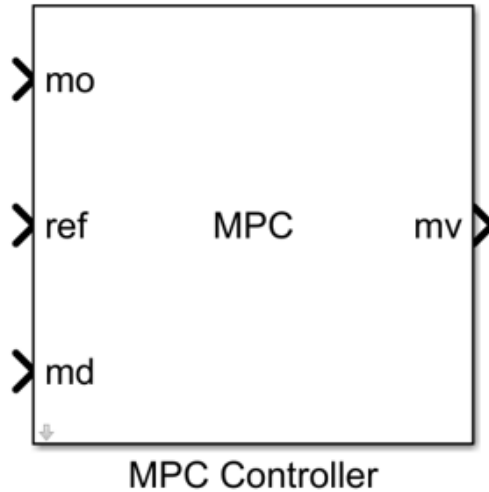


FIGURE III.3 : Bloc simulink du MPC controller

Le contrôleur est initialisé via la fonction suivante :

Code :

```

1 function [mpc_speed, sys_ss] = createMpcSpeedController(Ts, Np,
    Nc)
2     if nargin < 1, Ts = 1e-4; end
3     if nargin < 2, Np = 100; end
4     if nargin < 3, Nc = 20; end

```

Explication : La fonction retourne deux objets : le contrôleur MPC `mpc_speed` et le modèle d'état `sys_ss`.

`nargin` : compte le nombre d'arguments passés à la fonction. Les trois paramètres ont des valeurs par défaut si l'utilisateur ne les fournit pas :

- **Ts** : période d'échantillonnage (défaut : 10^{-4} soit 0.1 ms).
- **Np** : horizon de prédiction, le MPC anticipe 100 pas en avant (soit 10 ms).
- **Nc** : horizon de contrôle, le MPC optimise les 20 premières actions de commande.

Code :

```

1 J = 0.00176;
2 f = 0.00038818;

```

Explication : Ce sont les paramètres mécaniques réels du moteur asynchrone :

J : moment d'inertie du rotor en $\text{kg} \cdot \text{m}^2$.

f : coefficient de frottement visqueux en $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$.

Ces valeurs servent à construire le modèle d'état qui représente la dynamique mécanique.

Code :

```
1 A = -f / J;
2 B = [1/J, -1/J];
3 C = 1;
4 D = [0, 0];
5 sys_ss = ss(A, B, C, D);
```

Explication : L'équation mécanique du moteur est :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \omega \quad (\text{III.7})$$

Ce qui donne sous forme d'espace d'état $\dot{x} = Ax + Bu$ et $y = Cx$:

TABLE III.1 : Matrices d'état du modèle mécanique

Matrice	Valeur	Signification
A	$-f_r/J$	Amortissement naturel de la vitesse
B	$[1/J, -1/J]$	Entrée 1 = couple électromagnétique C_{em} Entrée 2 = couple de charge C_r
C	1	La sortie mesurée est directement la vitesse ω
D	$[0, 0]$	Pas d'action directe (système strictement propre)

Code :

```
1 sys_ss = setmpcsignals(sys_ss, 'MV', 1, 'MD', 2);
```

Explication : C'est la ligne la plus importante de la fonction. Le MPC doit distinguer les deux types d'entrées :

'MV', 1 : l'entrée 1 est une variable manipulée (couple moteur calculé par le MPC lui-même).

'MD', 2 : l'entrée 2 est une perturbation mesurée (couple de charge, utilisé par le MPC pour anticiper).

Sans cette ligne, le MPC traiterait C_r comme une deuxième variable à optimiser, ce qui est physiquement faux.

Code :

```
1 disp('InputGroup du modèle ss :')
2 disp(sys_ss.InputGroup)
```

Explication : Affiche la structure des groupes d'entrée pour vérifier que MV et MD sont correctement assignés.

Code :

```
1 mpc_speed = mpc(sys_ss, Ts, Np, Nc);
```

Explication : La fonction `mpc()` de MATLAB crée le contrôleur prédictif à partir de :
`sys_ss` : le modèle de prédiction interne du MPC.

`Ts` : période d'échantillonnage.

`Np` : horizon de prédiction.

`Nc` : horizon de contrôle.

Code :

```
1 mpc_speed.MV(1).Min      = -20;
2 mpc_speed.MV(1).Max      =  20;
3 mpc_speed.MV(1).RateMin  = -Inf;
4 mpc_speed.MV(1).RateMax  =  Inf;
```

Explication : Le couple moteur est limité entre -20 et $+20$ N·m (caractéristiques de la machine).

`RateMin/Max =  $\pm\infty$` : aucune contrainte sur la vitesse de variation du couple entre deux instants.

Code :

```
1 mpc_speed.OV(1).Min = -150;
2 mpc_speed.OV(1).Max =  150;
```

Explication : La vitesse de sortie est limitée entre -150 et $+150$ rad/s (environ -1430 à 1430 tr/min).

Code :

```

1 mpc_speed.Weights.OutputVariables(1)      = 1000;
2 mpc_speed.Weights.ManipulatedVariables(1) = 0;
3 mpc_speed.Weights.ManipulatedVariablesRate(1) = 0;
    
```

Explication : La fonction de coût que minimise le MPC est :

$$C = \sum_{k=1}^P [1000 \cdot (y_k - y^*)^2 + 0 \cdot u_k^2 + 0 \cdot \Delta u_k^2] \quad (\text{III.8})$$

Le MPC cherche à minimiser C

Code :

```

1 disp(' MPC cree avec MD ')
    
```

Explication : Pour confirmer la création du contrôleur.

III.6 Résultats de simulation

Pour évaluer les contributions de la commande directe du couple prédictive (DTC Prédictive) appliquée à la MSAP, des simulations numériques ont été menées sous MATLAB/Simulink en reprenant le même scénario d'exploitation que le chapitre précédent : un profil de vitesse variable entre ± 100 rad/s associé à des perturbations de charge de $C_r = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ($t \in [0.1, 0.2] \text{ s}$ et $t \in [0.7, 0.8] \text{ s}$).

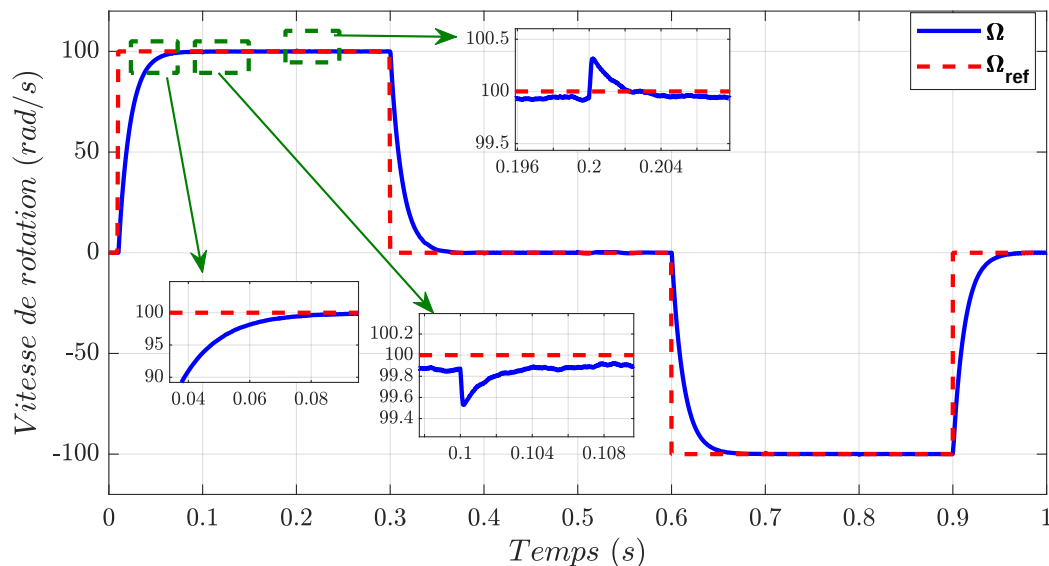


FIGURE III.4 : Réponse en vitesse de la MSAP sous commande DTC Prédictive.

La vitesse de rotation Ω suit sa consigne de façon instantanée avec un temps d'établissement maintenu à 0.06 s et un dépassement nul. Face à l'application de la charge à $t = 0.1 \text{ s}$,

la chute dynamique est considérablement atténuée, ne plongeant qu'à 99.4 rad/s contre 93.5 rad/s pour la DTC classique. Le rejet de la perturbation est immédiat (moins de 10 ms) et le pic de survitesse à la décharge ($t = 0.2$ s) est réduit à seulement 100.2 rad/s, ce qui démontre une robustesse dynamique très supérieure face aux variations de charge.

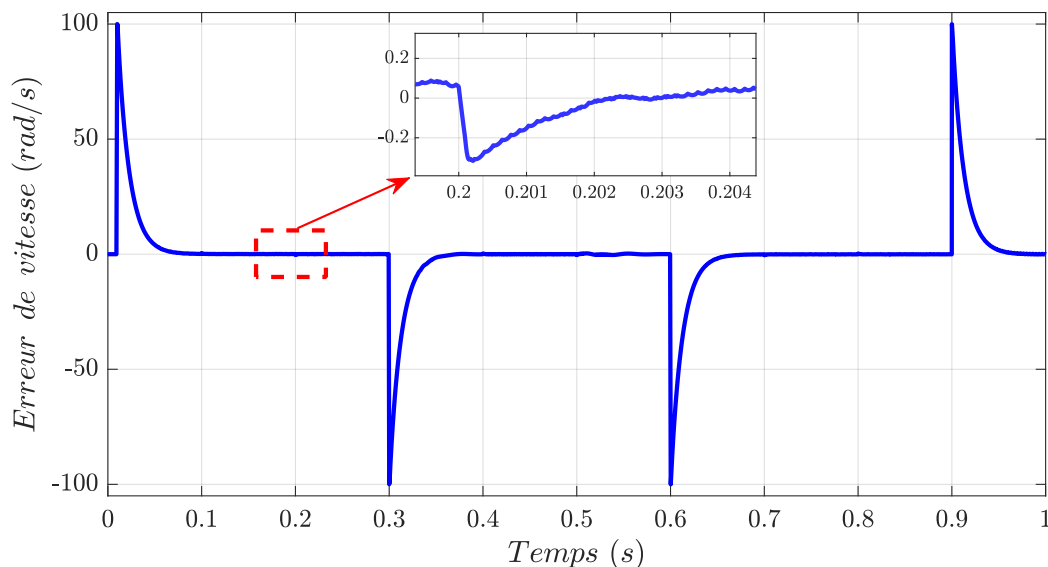


FIGURE III.5 : Évolution de l'erreur de vitesse sous commande DTC Prédictive.

L'erreur de vitesse e_ω s'annule rapidement en régime permanent. Lors des échelons de consigne, ses pics transitoires sont maîtrisés avant de converger vers zéro. Le zoom appliqué lors de l'impact de charge à $t = 0.2$ s indique que l'erreur maximale ne dépasse pas 0.6 rad/s, soit une réduction drastique par rapport aux 6.5 rad/s de la DTC classique, confirmant l'apport algorithmique de l'optimisation prédictive sur la précision.

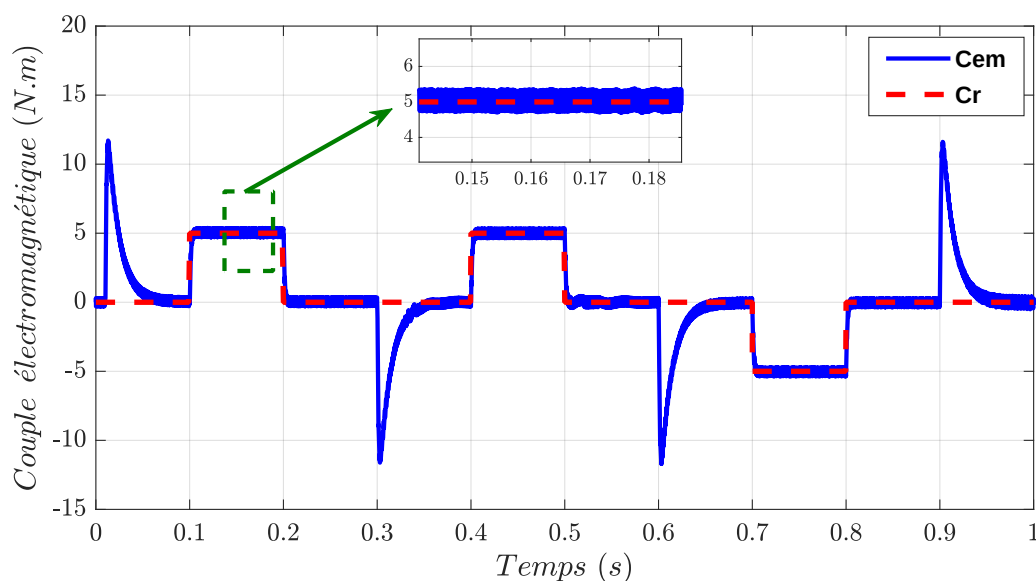


FIGURE III.6 : Comportement du couple électromagnétique sous commande DTC Prédictive.

Le couple électromagnétique C_{em} commute à l'instant initial pour atteindre un pic d'accélération de $+11.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ avant de rejoindre le niveau à vide. Lors des perturbations, il compense instantanément la charge à $\pm 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ avec une dynamique propre au principe direct. La contribution majeure de l'approche prédictive réside dans l'atténuation massive de l'ondulation résiduelle, celle-ci étant désormais confinée dans une bande étroite entre 4.8 et $5.2 \text{ N} \cdot \text{m}$, éliminant ainsi les fortes oscillations de la DTC standard.

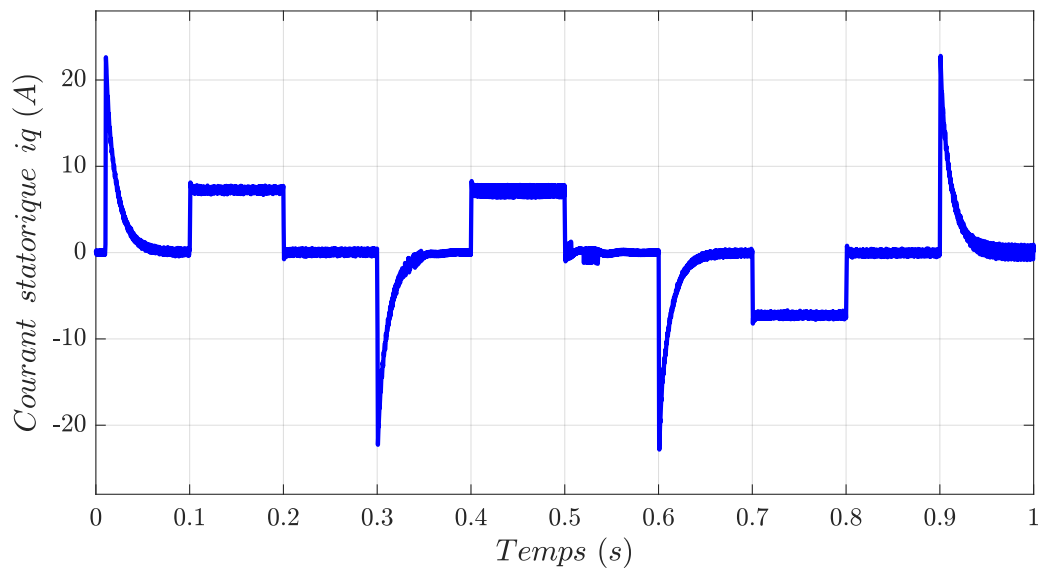


FIGURE III.7 : Évolution du courant d'axe en quadrature i_q sous commande DTC Prédictive.

Le courant d'axe quadratique i_q conserve une allure parfaitement homothétique à celle du couple électromagnétique, validant le maintien du principe de linéarité de l'axe de Park ($C_{em} \propto i_q$). L'appel transitoire culmine à $+22 \text{ A}$ avant de se stabiliser rigoureusement à $+7.3 \text{ A}$ sous charge, tout en bénéficiant d'une réduction géométrique significative de ses ondulations haute fréquence.

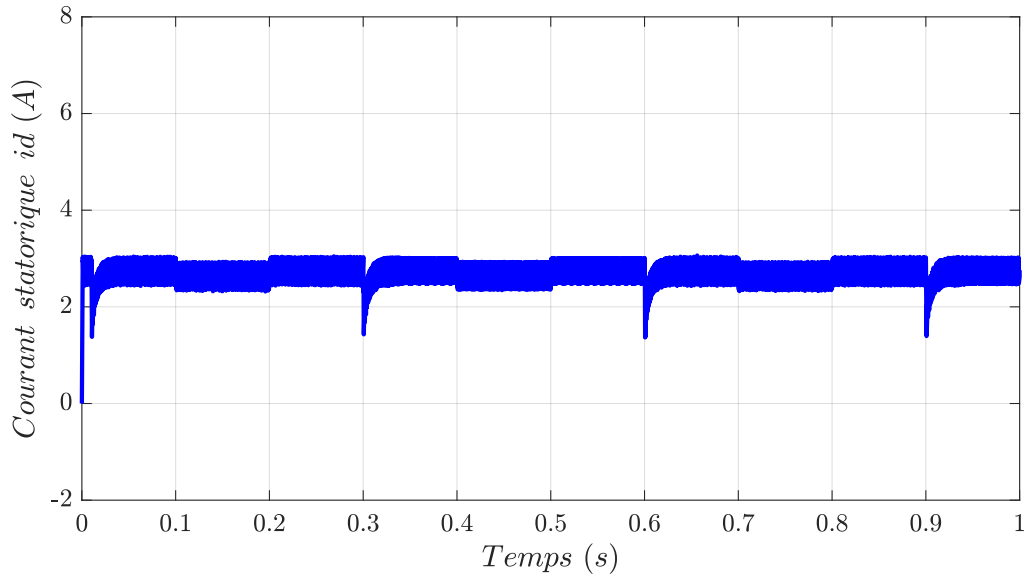


FIGURE III.8 : Évolution du courant d'axe direct i_d sous commande DTC Prédictive.

Le courant d'axe direct i_d se stabilise de manière autonome autour d'une valeur moyenne de 2.7 A avec des ondulations nettement resserrées (bande de 2.4 à 3 A). Les perturbations transitoires lors des variations de couple (creux à 1.5 A) sont plus brèves, témoignant d'un découplage dynamique amélioré entre le flux et le couple grâce à la fonction de coût prédictive.

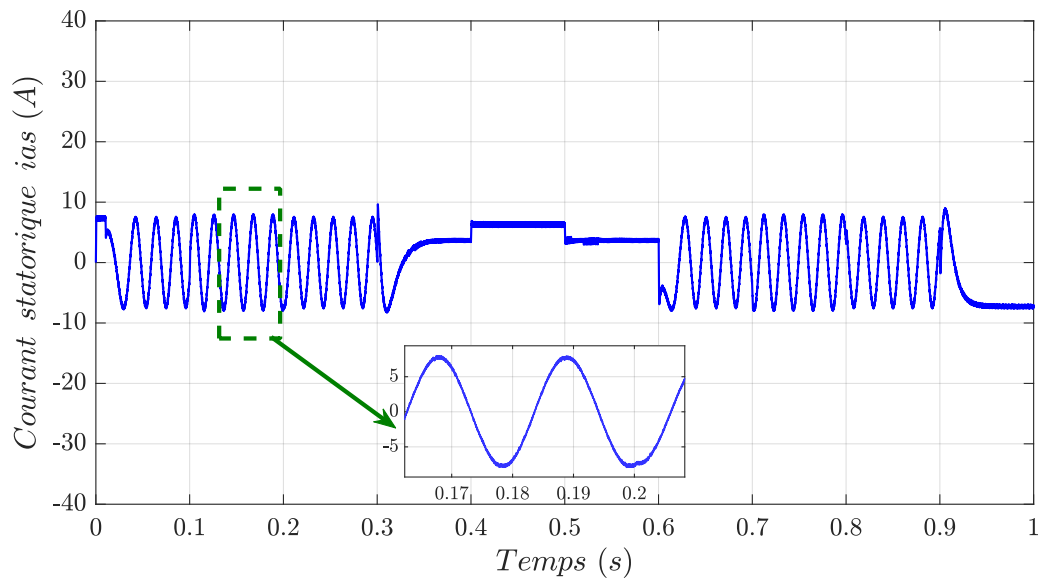


FIGURE III.9 : Forme d'onde du courant de phase statorique i_{as} sous commande DTC Prédictive.

Le courant de phase réel i_{as} s'adapte fidèlement aux exigences de charge et de vitesse. L'enveloppe transitoire au démarrage et sous charge reste fixée à une amplitude maximale stabilisée de ± 8 A. À vitesse nulle, le courant s'établit sur un palier continu lisse. La dis-

torsion harmonique (THD) du signal est nettement inférieure à celle de la DTC classique, en raison de la régularité des commutations imposée par le critère d'optimisation.

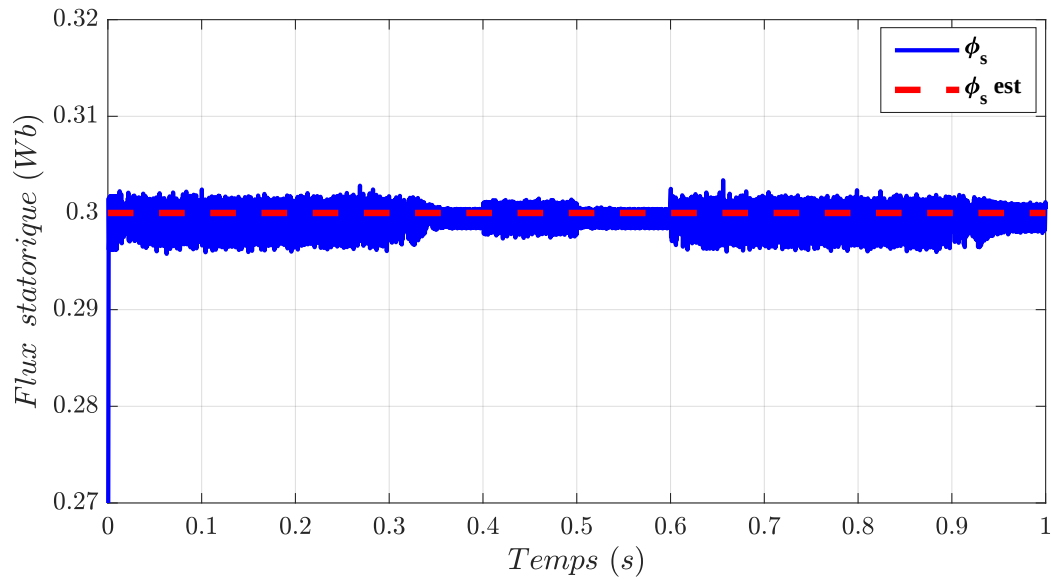


FIGURE III.10 : Évolution du module du flux statorique sous commande DTC Prédictive.

Le module du flux statorique φ_s suit sa référence de 0.3 Wb de manière extrêmement rigide. L'ondulation crête à crête entourant la consigne est réduite à une bande d'épaisseur minimale (comprise entre 0.298 et 0.302 Wb), ce qui confirme la précision supérieure de la sélection vectorielle par rapport à la table de commutation classique.

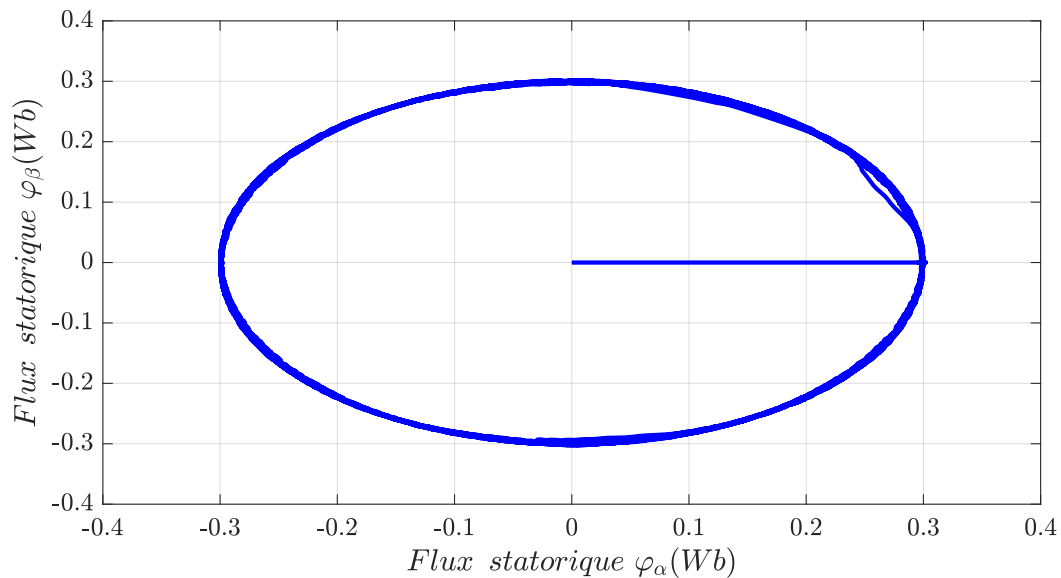


FIGURE III.11 : Trajectoire circulaire du vecteur flux statorique (φ_β en fonction de φ_α) sous commande DTC Prédictive.

La trajectoire du vecteur flux dans le plan de Concordia $\varphi_\beta(\varphi_\alpha)$ engendre un cercle parfait de rayon fixe 0.3 Wb. La netteté de la couronne circulaire, exempte de l'épaisseur diffuse constatée au chapitre précédent, illustre graphiquement la minimisation des ondulations du flux obtenue grâce à l'évaluation systématique de la fonction de coût.

III.7 Conclusion

Ce troisième chapitre a été consacré à l'étude et à l'évaluation de la commande directe du couple prédictive (DTC Prédictive) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette approche de commande avancée repose sur l'exploitation d'un modèle mathématique discret de la machine afin d'anticiper son comportement futur. À chaque période d'échantillonnage, la sélection du vecteur de tension optimal est assurée par la minimisation d'une fonction de coût combinant les objectifs de régulation du flux et du couple.

Les résultats de simulation validés sous l'environnement MATLAB/Simulink confirment la supériorité de cette stratégie. L'approche prédictive a permis de surmonter les limites majeures de la DTC classique en atténuant drastiquement les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique, tout en stabilisant la fréquence de commutation. Par conséquent, la DTC prédictive s'impose comme une alternative hautement performante, robuste et efficace pour l'optimisation des entraînements électriques à base de MSAP.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de fin d'études a été consacré à l'étude et à l'amélioration des performances de commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), un actionneur incontournable dans les applications industrielles modernes en raison de sa fiabilité élevée et de ses excellentes performances énergétiques. Bien que les méthodes classiques, telles que la commande vectorielle basée sur des régulateurs PI, soient largement implantées, elles présentent des limites intrinsèques : une dynamique transitoire lente, une forte sensibilité aux variations paramétriques de la machine et une précision parfois limitée face aux perturbations de charge. C'est pour pallier ces insuffisances que nous nous sommes orientés vers des stratégies de commande avancées.

L'originalité de notre approche repose sur une architecture hybride associant la **Commande Directe du Couple (DTC)** et la **Commande Prédictive (MPC)**. Nous avons conservé la structure DTC pour la boucle interne afin de garantir un contrôle direct, robuste et ultra-rapide du flux statorique et du couple électromagnétique sans recourir à un modulateur MLI. En contrepartie, le régulateur de vitesse PI de la boucle externe – souvent difficile à régler et sensible aux perturbations – a été remplacé par un contrôleur prédictif basé sur un modèle (MPC). Ce dernier exploite le modèle mathématique de la MSAP pour anticiper son comportement futur et calculer, à chaque pas d'échantillonnage, l'action de commande optimale sous contraintes.

Les simulations numériques réalisées sous l'environnement **MATLAB/Simulink** ont validé l'efficacité de cette configuration. Les résultats obtenus se révèlent particulièrement satisfaisants : le système affiche une excellente dynamique de poursuite, la vitesse suit fidèlement sa trajectoire de référence, et les oscillations (le phénomène de *chattering*), typiques de la DTC classique, ont été considérablement atténuées.

En conclusion, l'association **MPC-DTC** constitue une alternative performante, robuste et parfaitement adaptée au pilotage de la MSAP. Elle démontre qu'il est possible d'élever significativement les performances dynamiques de la machine sans basculer dans une complexité algorithmique excessive.

Bien que les objectifs principaux de ce projet aient été atteints, ce travail ouvre la voie à plusieurs pistes de recherche et d'amélioration futures :

- **Validation expérimentale** : Implémenter et tester l'algorithme MPC-DTC proposé sur un banc d'essai réel à base de carte de prototypage rapide (type dSPACE, FPGA ou STM32) afin de vérifier sa faisabilité en temps réel face aux bruits de mesure et aux retards de calcul.
- **Commande DTC entièrement prédictive** : Évoluer de la structure hybride vers une commande prédictive directe complète, où le modèle prédictif remplace également la table de commutation de la DTC interne, éliminant ainsi complètement les comparateurs à hystérésis.
- **Stratégie de commande sans capteur (*Sensorless*)** : Intégrer un observateur d'état (tel qu'un Filtre de Kalman Étendu ou un observateur à mode glissant) pour estimer la vitesse et la position du rotor, permettant ainsi de s'affranchir du capteur mécanique afin de réduire le coût global et d'augmenter la fiabilité du système.
- **Robustesse face aux variations paramétriques** : Intégrer un algorithme d'identification ou d'adaptation en ligne des paramètres de la machine (notamment la résistance statorique R_s qui varie avec la température), afin de rendre le modèle interne du MPC plus robuste à long terme.
- **Gestion de l'efficacité énergétique** : Inclure dans la fonction de coût du MPC un critère d'optimisation énergétique, tel que le contrôle du courant au maximum de couple par ampère (*MTPA - Maximum Torque Per Ampere*), pour minimiser les pertes par effet Joule à bas régime.

Bibliographie

- [1] G. Grellet and G. Clerc, "Actionneurs électriques : Principes, modèles, commande," *Collection Électrotechnique, Eyrolles, Paris*, 1997.
- [2] T. Ziane and H. Rekioua, "Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur," *Actes du 3ème Séminaire National en Génie Electrique, Batna, Algérie*, 2002.
- [3] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera, and J. Rodríguez, "A computationally efficient lookup table based FCS-MPC for PMSM drives fed by matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7645–7654, 2017.
- [4] B. Zegueb, "Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. utilisation d'un observateur non linéaire," *mémoire de magister, université de Batna, Algérie*, 2008.
- [5] K. Benaïssa and B. Haniche, "Etude de la MSAP alimentée par deux configurations d'onduleurs multiniveaux," *mémoire de master, université mouloud mammeri, tizi-ouzou, Algérie*, 2016.
- [6] H. Alkhatib, "Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques : Optimisation de la régulation par une méthode metaheuristique," *Thèse de doctorat, Université Paul Cézanne- Aix-Marseille III*, 2008.
- [7] D. Świerczyński, "Direct torque control with space vector modulation (DTC- SVM) of inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive," *thèse de doctorat, faculté de génie électrique, Warsaw University of Technology, Warsaw ,Poland*, 2005.
- [8] M. F. Ayache and Y. BenMeddah, "Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents," *mémoire de master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib, Ain Temouchent, Algerie*, 2020.
- [9] F. Labrique, G. Séguier, and R. Bausière, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion continu-alternatif," *Editions Lavoisier*, 1990.
- [10] M. I. Hemmami, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et

- d'un observateur de vitesse à mode glissant." *Faculté des Sciences et de la technologie, Université Mohamed Khider – Biskra*, 2011.
- [11] W. Tong, S. Dai, S. Wu, and R. Tang, "Performance comparison between an amorphous metal PMSM and a silicon steel PMSM," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 6, pp. 1–5, 2019.
- [12] M. NHARI and H. BELAID, "Contribution à la modélisation et à la commande du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)," *mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, Algérie*, 2025.
- [13] K. Bemansour, "Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur," *École Nationale Polytechnique (ENP), El-Harrach*, 2006.
- [14] M. H. LAZREG, "Chapitre 3 - partie 3 : Commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone," *Cours Techniques de la commande électriques, M1 Commandes électriques*, 2026.
- [15] R. Toufouti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone," *Thèse de doctorat, Université de Constantine*, 2008.
- [16] H. Hofmann and S. R. Sanders, "Speed-sensorless vector torque control of induction machines using a two-time-scale approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 103–111, Jan. 1998.
- [17] A. Mohan, M. Khalid, and A. C. Binojkumar, "A novel sliding hysteresis band based direct torque control scheme for PMSM motors to achieve improved current THD with reduction in torque and flux ripples eliminating the low-speed problems," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 67 971–67 985, 2024.
- [18] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A direct torque controlled interior magnet synchronous motor drive incorporating field weakening," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1246–1253, 1998.
- [19] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257–264, 1989.
- [20] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, K. W. Lim, and M. A. Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 637–642, 1999.
- [21] W. Boutana and N. Yekhloune, "Etude comparative en simulation entre un régulateur PID et un régulateur flou," *Université Mohammed Seddik Benyahia, Jijel, Algérie*, 2019.
- [22] C. Carlos, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC : commande des moteurs asynchrones," *Hermes Science Europe*, vol. 1, 2000.

- [23] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, 2010.
- [24] G. Siyang, F. Huihua, C. Quanhong, and S. L. Shuxin, Xiao, "Minimization of common-mode voltage for matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor system with model predictive control," *Microelectronics International*, vol. 43, no. 2, pp. 7645–7654, 2025.
- [25] M. Preindl and S. Bolognani, "Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 2 : Field weakening operation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 648–657, 2013.
- [26] L. Zakaria and K. Barra, "Predictive direct torque and flux control of an induction motor drive fed by a direct matrix converter with reactive power minimization," *10th IEEE International conference on networking, sensing and control (ICNSC)*, pp. 34–39, 2013.

ANNEXES

Paramètres de la machine MSAP utilisée en simulation

Désignation du paramètre	Symbole	Valeur Nominale
Puissance nominale	P_n	550 W
Couple nominal	C_{en}	5.26 N · m
Vitesse de rotation nominale	N_n	1000 tr/min
Vitesse angulaire nominale	Ω_n	104.6 rad/s
Flux statorique nominal	φ_{sn}	0.3Wb
Courant de phase efficace nominal	I_n	8 A
Résistance statorique	R_s	1.4 Ω
Inductance sur l'axe d	L_d	0.0066 H
Inductance sur l'axe q	L_q	0.0066 H
Flux des aimants permanents	φ_f	0.1546 Wb
Inertie du rotor	J	0.00176 kg · m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_r	0.00038818 N · m · s/rad
Nombre de paires de pôles	p	3

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DYNAMIQUES D'UN MOTEUR SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS PAR UNE COMMANDE AVANCÉE

Résumé :

Dans ce travail, nous avons étudié l'amélioration des performances dynamiques d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) à travers une commande avancée. Après la modélisation de la machine dans le repère triphasé (abc) et biphasé (dq), nous avons appliqué la commande directe du couple (DTC) qui assure un contrôle direct et rapide du flux statorique et du couple électromagnétique. Ensuite, afin d'améliorer les performances dynamiques du système nous avons développé une commande DTC prédictive (DTC-MPC). Enfin, les résultats de simulation sous MATLAB-Simulink ont permis d'évaluer les performances de chaque stratégie proposée et de comparer leurs dynamiques respectives. Les résultats obtenus démontrent l'efficacité de la commande avancée (DTC-MPC) à la MSAP.

Mots clés :

Moteur synchrone à aimant permanent ; Onduleur ; Commande avancée ; Commande directe du couple (DTC) ; Commande prédictive (MPC).

DYNAMIC PERFORMANCE ENHANCEMENT OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING ADVANCED CONTROL

Abstract:

This work investigates the dynamic performance enhancement of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) through advanced control. Following the machine modeling in both the three-phase (abc) and two-phase (dq) reference frames, Direct Torque Control (DTC) was applied, ensuring direct and fast control of the stator flux and electromagnetic torque. Subsequently, to improve the system's dynamic performance, a predictive DTC strategy (DTC-MPC) was developed. Finally, MATLAB-Simulink simulation results allowed evaluating the performance of each proposed strategy and comparing their respective dynamics. The obtained results demonstrate the effectiveness of the advanced control (DTC-MPC) applied to the PMSM.

Keywords:

Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM); Inverter; Advanced control; Direct Torque Control (DTC); Model Predictive Control (MPC).

تحسين الأداء الديناميكي للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم باستخدام التحكم المتقدم

ملخص:

تم في هذا العمل دراسة تحسين الأداء الديناميكي للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم من خلال التحكم المتقدم. بعد نمذجة الآلة في نظام المحاور ثلاثي الأطوار وثنائي الأطوار، قمنا بتطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران الذي يضمن تحكماً مباشراً وسريعاً في التدفق الساكن وعزم الدوران الكهرومغناطيسي. بعد ذلك، ومن أجل تحسين الأداء الديناميكي للنظام، قمنا بتطوير إستراتيجية التحكم المباشر التنبئي في عزم الدوران (DTC-MPC). وأخيراً، سمحت نتائج المحاكاة في بيئة MATLAB-Simulink بتقييم أداء كل إستراتيجية مقترحة ومقارنة ديناميكياتها الخاصة. تُظهر النتائج التي تم الحصول عليها فعالية التحكم المتقدم (DTC-MPC) المطبق على المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم.

الكلمات المفتاحية:

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