

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR - ANNABA
BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار – عنابة

Faculté : de TECHNOLOGIE

Département : Electronique

Domaine : Sciences et Techniques

Filière :Electronique.....

Spécialité : Automatique et Systèmes.

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master

Thème:

**Minimisation de la dégradation des Moteurs PMSM par
Contrôleurs PI et MPC**

Présenté par : *BOUMAZA Yazid*

KOBSI Karim

Encadrant : *BOULEBTATECHE Brahim* Grade *M.C.B* Université *Annaba*

Jury de Soutenance :

LAFIFI Mourad	M.C.A.	Université Annaba	Président
BOULEBTATECHE Brahim	M.C.B.	Université Annaba	Encadrant
SAADI Mohamed Nacer	M.C.B.	Université Annaba	Examineur

Année Universitaire : 2021/2022

Dédicace

Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU

De m'avoir donné la force et le courage de mener

à bien ce modeste travail.

Je tiens à dédier cet humble travail à :

A ma mère et mon très cher père

A tous mes amis.

BOUMAZA Yazid

Dédicace

Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU

De m'avoir donné la force et le courage de mener

à bien ce modeste travail.

Je tiens à dédier cet humble travail à :

A ma mère et mon très cher père

A tous mes amis.

KOBSI Karim

Table des matières

Résumé	ii
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Modélisation de la MSAP.....	4
1.1 Introduction	4
1.2. Avantages Des Machines Synchrones A Aimants Permanents	4
1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
1.3.1 Description :	5
1.3.2 Hypothèses simplificatrices :.....	6
1.3.3 Mise en équations de la machine :.....	6
1.5. Transformation de PARK :	8
1.6. Mise en forme d'équation d'état	10
1.7. Modèles de dégradation	11
1.8. Métrique de dégradation	12
1.9. Simulation et résultats MSAP	14
1.10. Conclusion.....	19
Chapitre 2 : Commande prédictive	21
2.1. Introduction	21
2.2. Méthodes de contrôle prédictif.....	21
2.3. Principes de base du contrôle prédictif basé sur le modèle.....	23
2.4. Avantages de Contrôle prédictif MPC	25
2.4.1. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance	25
2.4.2. Conception du contrôle prédictif.....	27
2.5. Fonction coût multi-objectives	29
2.6. Conclusion.....	30
Chapitre 3 : Commande prédictive de l'association onduleur-machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	31

3.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	31
3.2. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs	34
3.3. Structure de l'Algorithme de commande prédictive de l'onduleur	36
3.4. Résultats de simulations et discussions	38
3.5. Conclusion	46
Conclusion générale	47
Références	49

Résumé

Cette étude présente une commande prédictive (MPC) d'une machine synchrone à aimant permanent MSAP basée sur un modèle d'états fini. De telles machines sont importantes car elles sont largement utilisées comme premier moteur dans les véhicules électriques commerciaux. Le problème de commande optimale résultant est implémenté en ligne en utilisant une stratégie de commande prédictive non linéaire (NMPC). L'algorithme de commande choisit l'état de commutation du convertisseur qui minimise l'erreur quadratique entre les courants statoriques en repère dq prédits et leurs valeurs calculées pour tous les différents vecteurs de tension. Le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction coût est alors appliqué à la borne de la machine. Cette commande emploie seulement une seule période d'échantillonnage et elle est associée en première partie avec les onduleurs à deux niveaux de tension. La stratégie est très intuitive car elle est très simple et fournit les meilleures performances comparées à d'autres lois de commande.

Introduction générale

Conventionnellement, la machine électrique fonctionnant comme le moteur principal des véhicules électriques et hybrides a été considéré comme l'un des plus fiables et des plus robustes composants dans l'ensemble de l'entraînement électrique. Elle devrait fonctionner plus de *20 000 h* ou *15 ans*, selon ce qui vient en premier, sans se dégrader en termes de capacité de puissance délivrée et efficacité. Cela se produit en raison de l'utilisation de matières premières de haute qualité (par exemple, matériaux de terres rares dans l'aimant permanent, cuivre de haute pureté dans les enroulements, etc). À cause des mêmes raisons, cependant, c'est l'un des plus chers composants d'un groupe motopropulseur de véhicule électrique, ce qui affecte négativement leur popularité. Par conséquent, dans la conception des machines électriques pour véhicule électrique, il existe un compromis entre leur vitesse de dégradation et leurs coûts.

La dégradation associée aux isolations des enroulements [1], [2], aux aimants [3]–[5] et aux roulements [6], [7] a été traitée séparément. Cependant, dans les applications de véhicules électriques, la machine est un sous-système principal du groupe motopropulseur et, par conséquent, de telles considérations individuelles ne sont pas suffisantes. De plus, contrairement aux moteurs industriels, qui sont généralement soumis à des sollicitations statiques connues, ces machines doivent répondre à des sollicitations dynamiques en couple et en vitesse. Il est donc très important de disposer d'une technique de commande sensible à la dégradation et

avec des performances de poursuite satisfaisantes similaires ou meilleures que les contrôleurs conventionnels. Une approche pour compenser ces compromis de conception consiste à introduire des méthodes optimales pour le contrôle de la machine. Les techniques, telles que le contrôle de l'horizon variable, deviennent de plus en plus populaires en raison des améliorations de la puissance de calcul et des performances des algorithmes [8], et nous pouvons maintenant supposer qu'avec une conception adaptée, de telles techniques peuvent être mises en œuvre en temps réel [9]–[11]. Par exemple, le contrôle prédictif avec modèle direct (MPC) [12] ou MPC à ensemble de contrôle fini [13]–[15] combine des blocs de contrôle et de modulation à l'intérieur d'un seul contrôleur MPC, ce qui permet une dynamique très rapide et un meilleur contrôle en régime permanent dans les applications d'électronique de puissance.

La dégradation est l'intégrale temporelle cumulée des pertes de la machine sur sa durée de vie opérationnelle. Des algorithmes de commande simples tenant compte de la dégradation, basés sur la minimisation des pertes existents et ceux-ci ont été mis en œuvre dans les cadres de contrôleur de courant dq conventionnels [16], [17]. Que ces techniques soient mises en œuvre en résolvant analytiquement les équations de minimisation des pertes [18], en utilisant des polynômes pour les approximer [19] ou en utilisant la logique floue [20]. Dans toutes ces approches, le contrôleur de courant interne dans la commande par orientation du flux conventionnel (FOC) [21] reçoit les références de courant d'axe d et d'axe q (i_d^{ref} ,

Minimisation de la dégradation des Moteurs PMSM par Contrôleurs PI et MPC

i_q^{ref}) de l'algorithme de minimisation des pertes, dont la référence de couple (τ_{ref}), ou la référence de vitesse (ω_{ref}), sera l'entrée. Cependant, aucune amélioration significative de la minimisation de la dégradation n'a été rapportée dans ce dernier par rapport aux techniques de contrôle conventionnelles, telles que $i_d = 0$ ou le contrôle du couple maximal par ampère (MTPA) [22].

Chapitre 1 : Modélisation de la MSAP

1.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents, le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park).

1.2. Avantages Des Machines Synchrones A Aimants Permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce

domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs . On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

1.3.1 Description :

Une machine synchrone comporte trois bobines statoriques (A, B, C) décalées entre elles par un angle de $(2\pi /3)$ alimentées par un convertisseur statique.

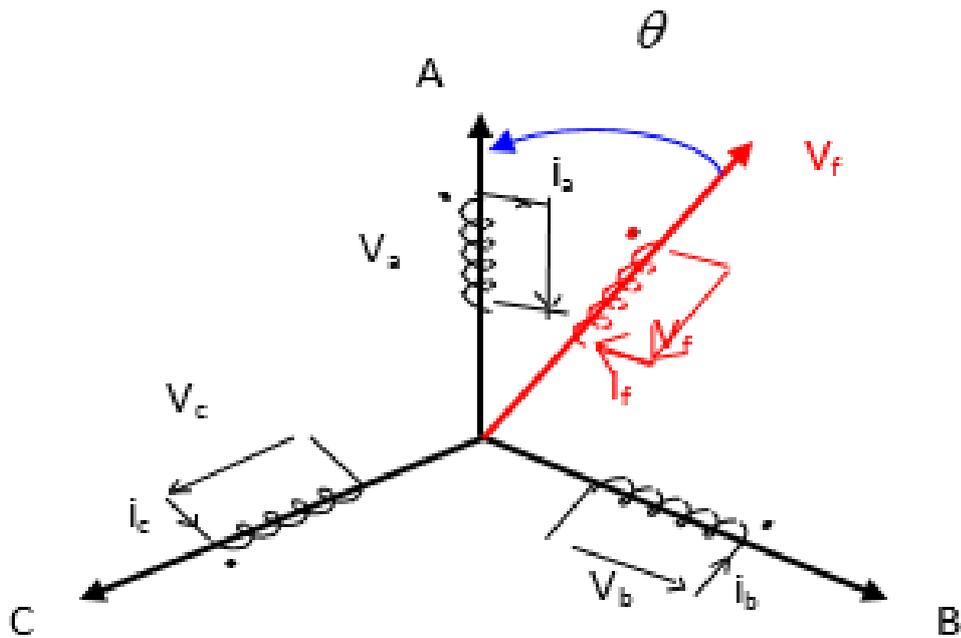


Figure 1.1 : Représentation de la machine MSAP

1.3.2 Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier le modèle, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1) - Machine à pôle lisses.
- 2) - Machine non saturée.
- 3) - Nous supposons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales.
- 4) - Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- 5) - L'influence de l'effet de peau et l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prise en comptes.

1.3.3 Mise en équations de la machine :

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine à savoir :

- a) - Les équations électriques.
- b) - Les équations magnétiques.
- c) - Les équations mécaniques.

a) Équation électrique :

$$V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \quad 1.1$$

$$V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \quad 1.2$$

$$V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \quad 1.3$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad 1.4$$

Avec : R_s : Résistance d'une phase statorique.

V_a, V_b, V_c : Tensions d'alimentation

b) Équation magnétique :

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + M_{af} I_f \\ \varphi_b = L_b I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + M_{bf} I_f \\ \varphi_c = L_c I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + M_{cf} I_f \end{cases} \quad 1.5$$

Pour un réseau symétrique $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta). \quad 1.6$$

$$M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad 1.7$$

$$M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad 1.8$$

Donc.

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad 1.9$$

Tel que M : Mutuelle inductance entre phases du stator

L : Inductance propre d'une phase statorique

$M_f I_f$: Flux constant du aux aimants permanent (φ_f)

c) **Équation mécanique :**

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad 1.10$$

Avec $\Omega_r = \omega/P$: Vitesse de rotation de la machine.

P : Nombre de pair de pole.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

1.5. Transformation de PARK :

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

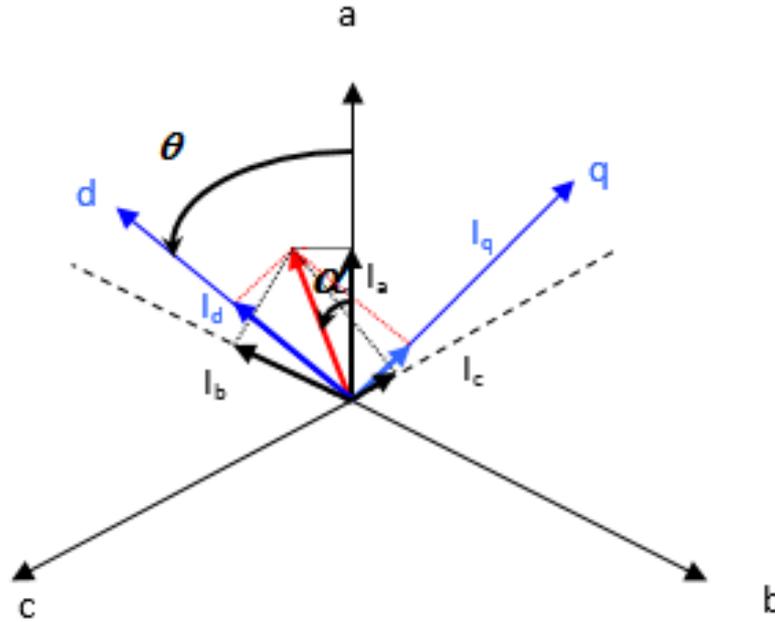


Figure 1.2 : Passage du système triphasé au système biphasé.

Avec I_1 : Vecteur de courant.

I_a, I_b, I_c : Les projections du courant I_1 sur les axes triphasés.

I_d, I_q : Les projections du courant I_1 sur les axes biphasés.

$\theta = \int \omega_{\text{coor}} dt$: L'angle entre les axes triphasés et les axes biphasés.

ω_{coor} : La vitesse angulaire de rotation du système d'axe par rapport au système d'axe triphasé.

α : L'angle entre le vecteur du courant I_1 et l'axes de la phase « a » a partir des projections sur les axes triphasés.

$$\begin{cases} I_a = I_1 \cos(\alpha) \\ I_b = I_1 \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c = I_1 \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad 1.11$$

Et pour les projections sur les axes biphasés :

$$\begin{cases} i_d = I_1 \cos(\theta - \alpha) \\ i_q = I_1 \sin(\theta - \alpha) \end{cases} \quad 1.12$$

A partir de 1.11 et 1.12 on obtient

$$I_d = \frac{2}{3} \left[I_a \cos(\theta) + I_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad 1.13$$

$$I_q = \frac{2}{3} \left[I_a \sin(\theta) + I_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad 1.14$$

Il faut ajouter l'expression du courant

$$i_0 = \frac{1}{3} [I_a + I_b + I_c] \quad 1.15$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad 1.16$$

D'où la matrice de passage :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad 1.17$$

$[P(\theta)]$: Matrice de PARK.

Le passage des grandeurs $(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$ aux grandeurs $(\mathbf{d}, \mathbf{q}, \mathbf{0})$ s'écrit.

$$[F_{d,q,0}] = [P(\theta)][F_{a,b,c}] \quad 1.18$$

Avec \mathbf{F} : représente la matrice colonne relative

1.6. Mise en forme d'équation d'état

Considérons les tensions $(\mathbf{u}_d, \mathbf{u}_q)$ comme grandeur de commande, les courants

statoriques $(\mathbf{i}_d, \mathbf{i}_q)$ comme variable d'état et le couple \mathbf{C}_r comme une

perturbation, à partir des équations

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}] \quad 1.19$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \quad \mathbf{1.20}$$

$[A]$: La matrice fondamentale qui caractérise le système ;

$[B]$: La matrice d'entrée ;

$[C]$: La matrice de sortie (matrice d'observation) ;

$[D]$: Matrice de transmission directe ;

$[U]$: Le vecteur de commande ;

$[X]$: Le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (3.31) comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s/L_d & -\omega L_d/L_q \\ \omega L_d/L_q & R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \\ L_q \end{bmatrix} \quad \mathbf{1.21}$$

$$[C] = [1 \quad 1], [D] = 0,$$

1.7. Modèles de dégradation

L'hypothèse utilisée dans ce que suit est que la dégradation est entièrement liée aux pertes. Cette hypothèse est valable en ce sens que, si l'énergie n'est pas utilisée pour effectuer un travail utile, elle contribuera aux pertes, dégradant les composants de la machine. Le moteur MSAP a plusieurs sources de pertes de puissance. Ce sont principalement :

- 1) les pertes de cuivre du stator ;
- 2) pertes dans le noyau de fer du stator ;
- 3) les pertes aérodynamique ;

4) les pertes mécaniques.

Les pertes d'aimant existent également, mais, comme leur ampleur est relativement faible, elles peuvent être négligées en toute sécurité. La relation entre les pertes aérodynamiques et les pertes mécaniques est généralement identifiée expérimentalement. De telles études révèlent que l'ampleur de ces pertes ne représente qu'environ 1 à 2 % des pertes totales. Ils n'ont donc pas non plus été pris en compte dans ce travail.

Les pertes de cuivre ont lieu dans les trois enroulements et le total est leur somme algébrique, qui peut être modélisée à l'aide des courants de valeur de crête dans le repère de référence dq comme :

$$P_{CU} = \frac{3R}{2} (i_d^2 + i_q^2) \quad 1.22$$

Les pertes fer se produisent dans les tôles de fer du stator et elles sont modélisées à l'aide de la résistance aux pertes du noyau par phase R_c . En conséquence, les pertes fer du stator peuvent être exprimées par

$$P_{Fe} = \frac{3R_c}{2} (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \quad 1.23$$

1.8. Métrique de dégradation

Les machines électriques sont conçues pour une certaine vitesse nominale, couple et puissance (P_{rated}). De plus, en fonction de la conception, procédé de fabrication, qualité des matières premières utilisées, et la technologie de fabrication, le fabricant recommande une durée de vie utile (t_{life}). Pour une

machine électrique avec un rendement nominal η , les pertes d'énergie totales pendant toute sa durée de vie, s'ils fonctionnent en continu, sont :

$$W_{losses} = \int_0^{tlife} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) P_{rated} dt \quad 1.24$$

En réalité, il fonctionnera par intermittence. Soit $0 \leq i \leq N$ l'indice des cycles d'opération, où N est la dernière opération complété. Les pertes d'énergie lors du $i^{ème}$ fonctionnement continu, qui a lieu du temps $t_{initial\ i}$ au temps $t_{final\ i}$, sont donnés comme suit :

$$W_{pertes_i} = \int_{t_{initial\ i}}^{t_{final\ i}} P_{input_i} - P_{output_i} dt \quad 1.25$$

La puissance de sortie instantanée est donnée en termes de couple de l'arbre $\tau_{output_i}(t)$ et la vitesse de l'arbre $\omega_{output_i}(t)$ est :

$$P_{output_i} = \tau_{output_i} \omega_{output_i} \quad 1.26$$

De même, la puissance d'entrée instantanée correspondante est donnée en fonction de la tension instantanée de l'onduleur $V_{inverter_i}$ et l'actuel $I_{inverter_i}$ est :

$$P_{input_i} = V_{inverter_i} I_{inverter_i} \quad 1.27$$

Selon la manière dont la machine est utilisée, entretenue et également en fonction des conditions environnementales et de l'âge, les pertes varieront. Par conséquent, les pertes cumulées de la machine devra être pris en compte pour déduire la dégradation métrique. Le rapport des pertes cumulées (CLR), les pertes d'énergie cumulées à la complétion de N cycles sont comparés aux W_{pertes} . Par conséquent, le CLR est défini comme suit :

$$CLR = \frac{\sum_{i=1}^N W_{pertes_i}}{W_{pertes}} \quad 1.28$$

Il est intéressant de noter ici que le CLR représente la fraction des pertes d'énergie que la machine a été conçue pour tolérer, ce qui signifie que si cette valeur est dépassée, il y aura une pénalité de performance.

Donc :

$$RUL = 1 - CLR \quad 1.29$$

Par conséquent, plus le CLR est faible, plus le RUL est élevé. Comme on le voit dans 1.28, le CLR peut être abaissé en maintenant son numérateur au minimum. Ceci suggère que la dégradation peut être minimisée en minimisant les pertes dans la machine.

Afin d'évaluer la dégradation, la fonction coût de dégradation J_{DEG} est définie comme suit:

$$J_{DEG} = \int_{t_i}^{t_f} (P_{Cu} + P_{Fe}) dt \quad 1.30$$

1.9. Simulation et résultats MSAP

Dans cette section, la machine MSAP est simulée sous Simulink/Matlab. Après réglage de la consigne à 1500 tr/mn et mise sous tension de la machine synchrone à aimant permanent avec sa chaîne de régulation en boucle fermée d'un régulateur PI, la vitesse commence à s'incrémenter sur la figure 1.4 jusqu'elle arrive à sa consigne après 0,25 seconde et on voit un appel de courant considérablement fort

Minimisation de la dégradation des Moteurs PMSM par Contrôleurs PI et MPC

sur la figure 1.3 de l'ordre de 15 A et il se stabilise a 5 A après le démarrage jusqu'à l'application d'un couple résistant de 1 N.m a 1 seconde ou le courant augmente de nouveau et il se stabilise de nouveau quand le régulateur récupère le régime et ramène la vitesse a sa consigne après une petite decrementation dûe a la charge.

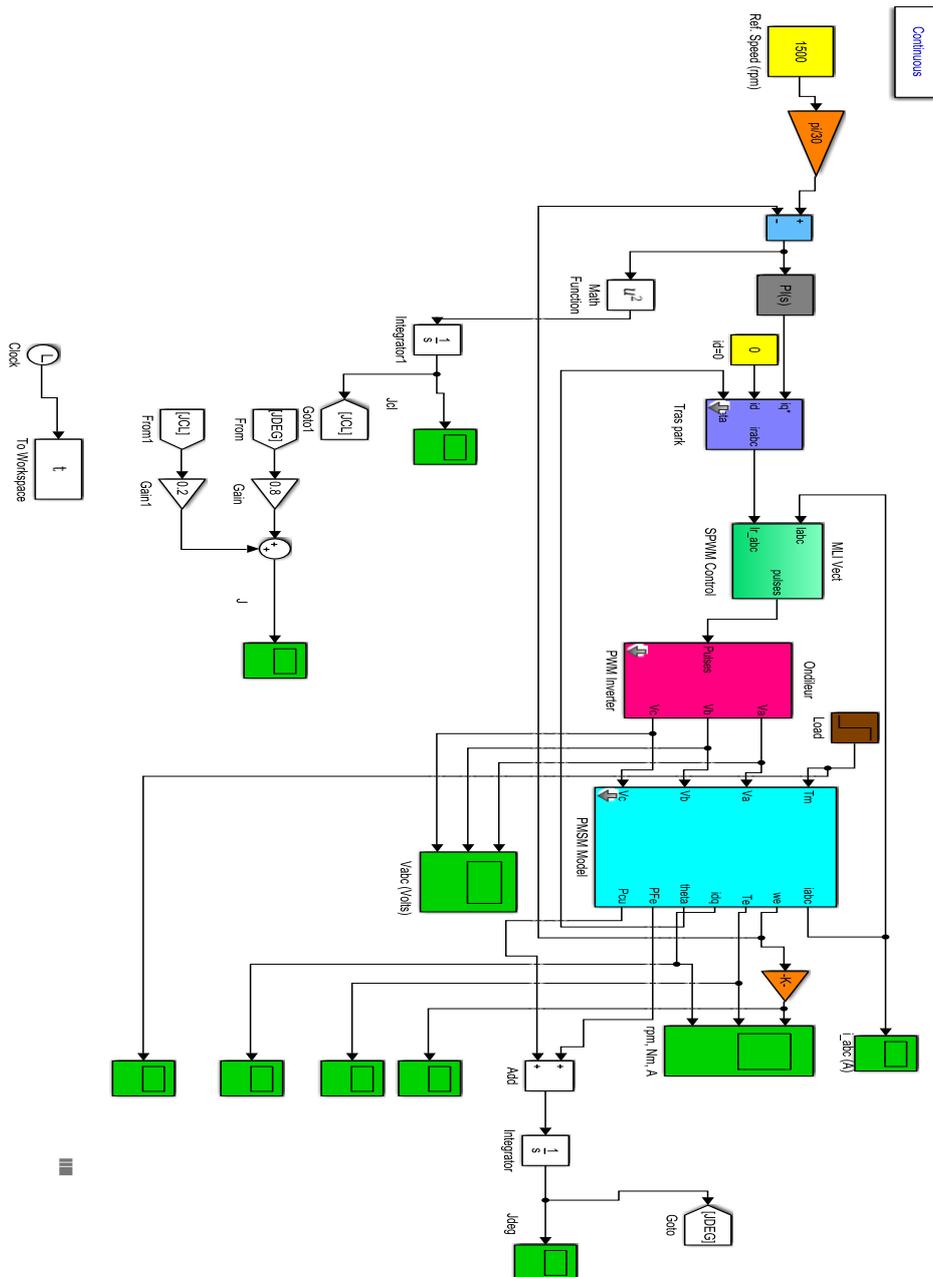


Figure 1.3. Modèle de simulation de la MSAP sous Simulink/Matlab.

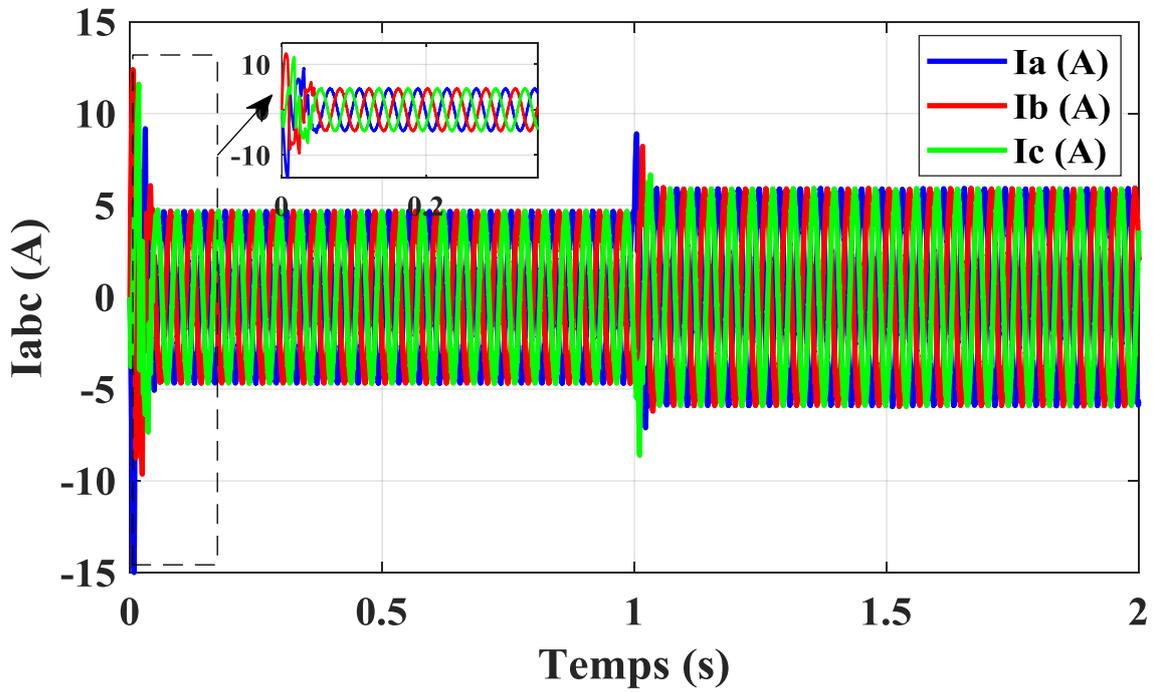


Figure 1.4. Courants statoriques I_a , I_b , I_c .

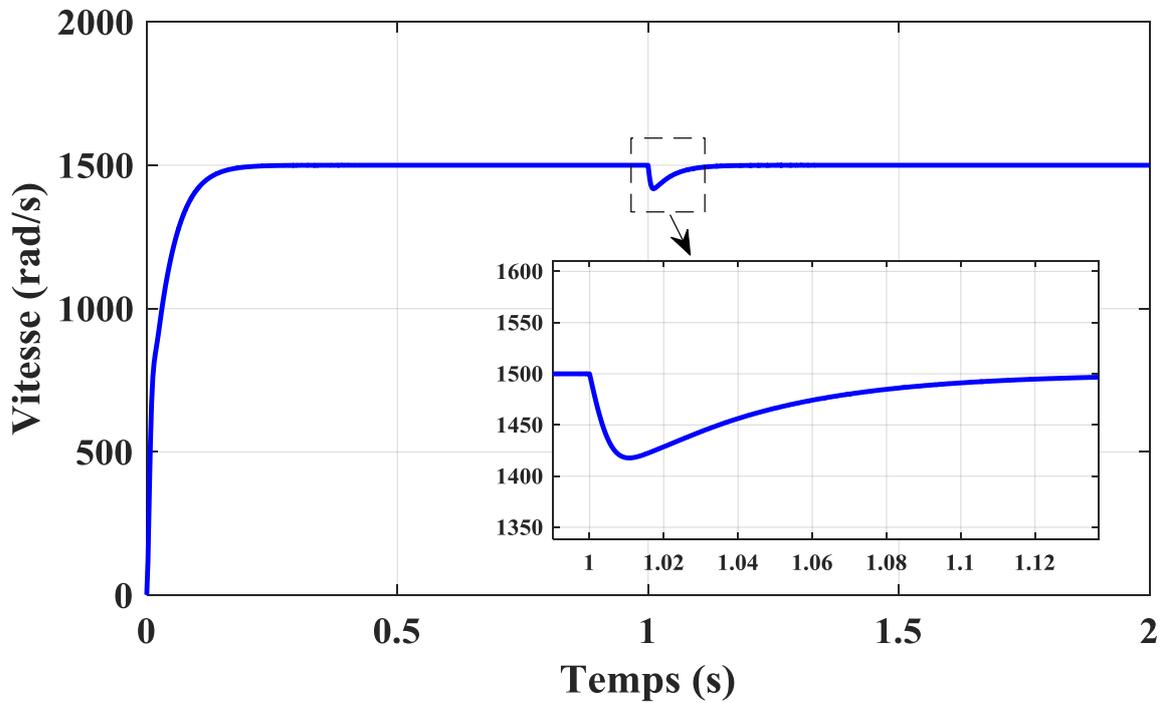


Figure 1.5. Vitesse mécanique.

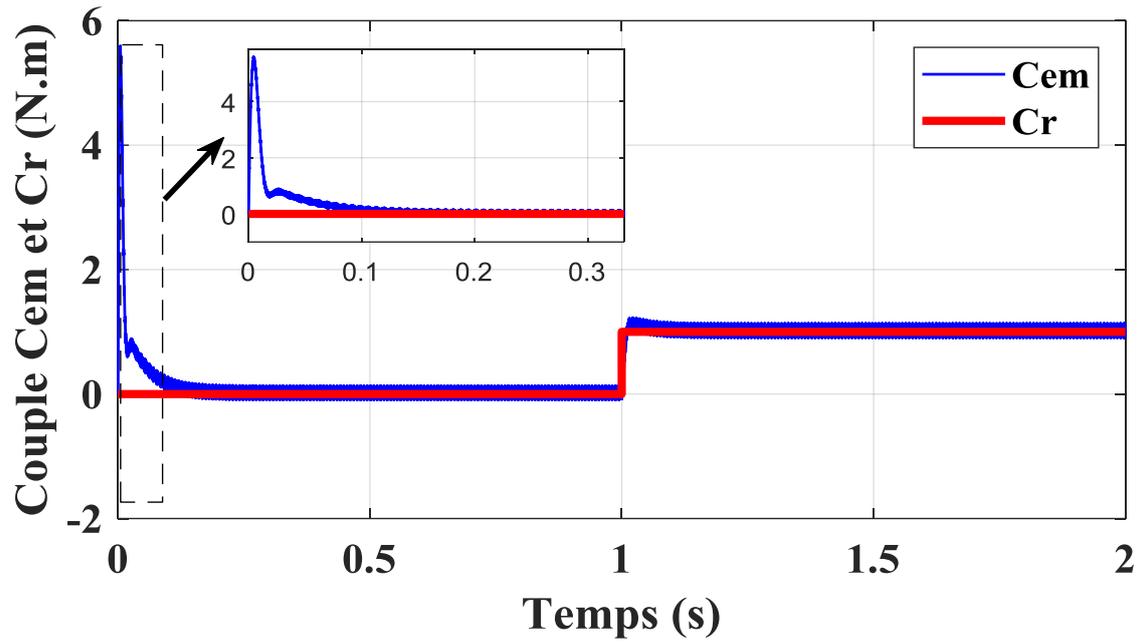


Figure 1.6. Couple C_{em} et couple résistant C_r .

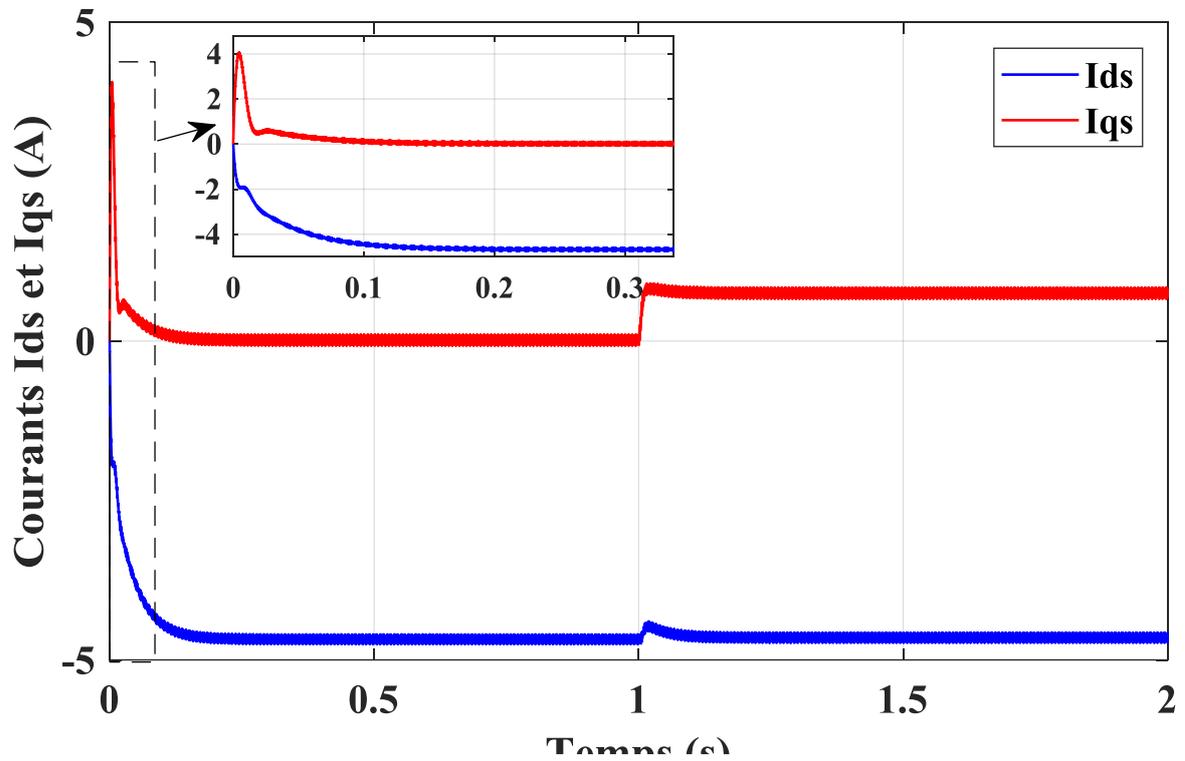


Figure 1.7. Courants I_{ds} et I_{qs} .

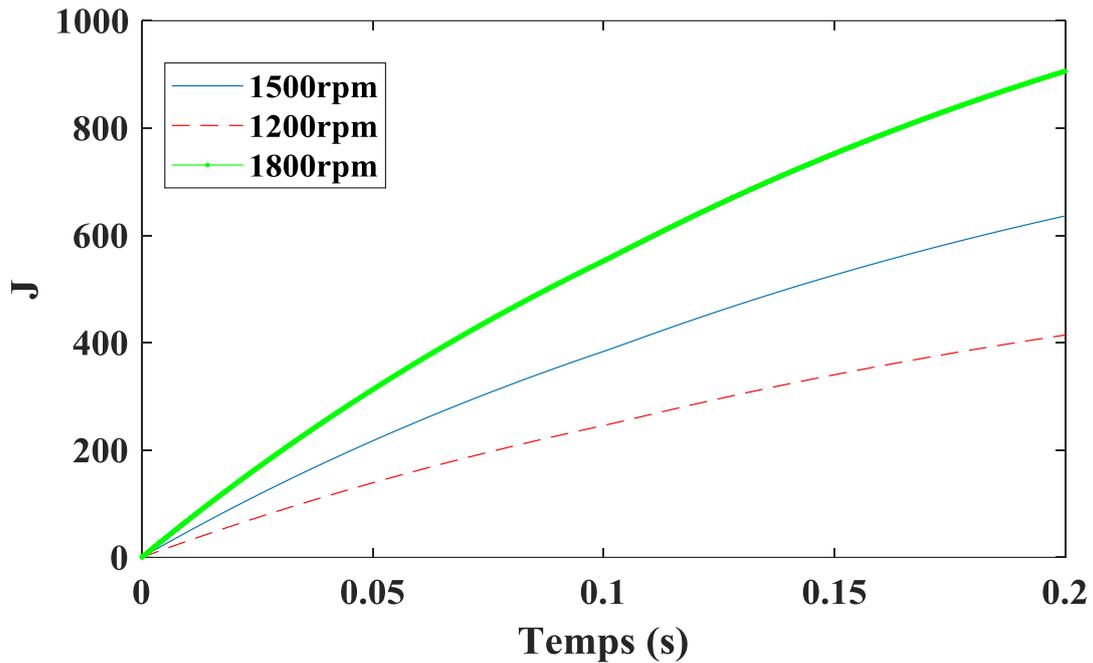


Figure 1.8. Mesure de dégradation.

La mesure de dégradation dans la figure 1.8 montre la relation proportionnelle entre la vitesse de rotation et l'état de dégradation de la machine MSAP.

La principale idée qui justifie la nécessité d'une commande optimale pour les machines électriques est le fait que le taux de dégradation peut être amélioré sans affecter les performances de poursuite de référence en boucle fermée. Le couple électromagnétique τ_e du MSAP est une fonction à la fois de i_d et i_q , où les contours de couple sans contrainte dans le plan i_d - i_q existent généralement, comme illustré à la figure 1.9.

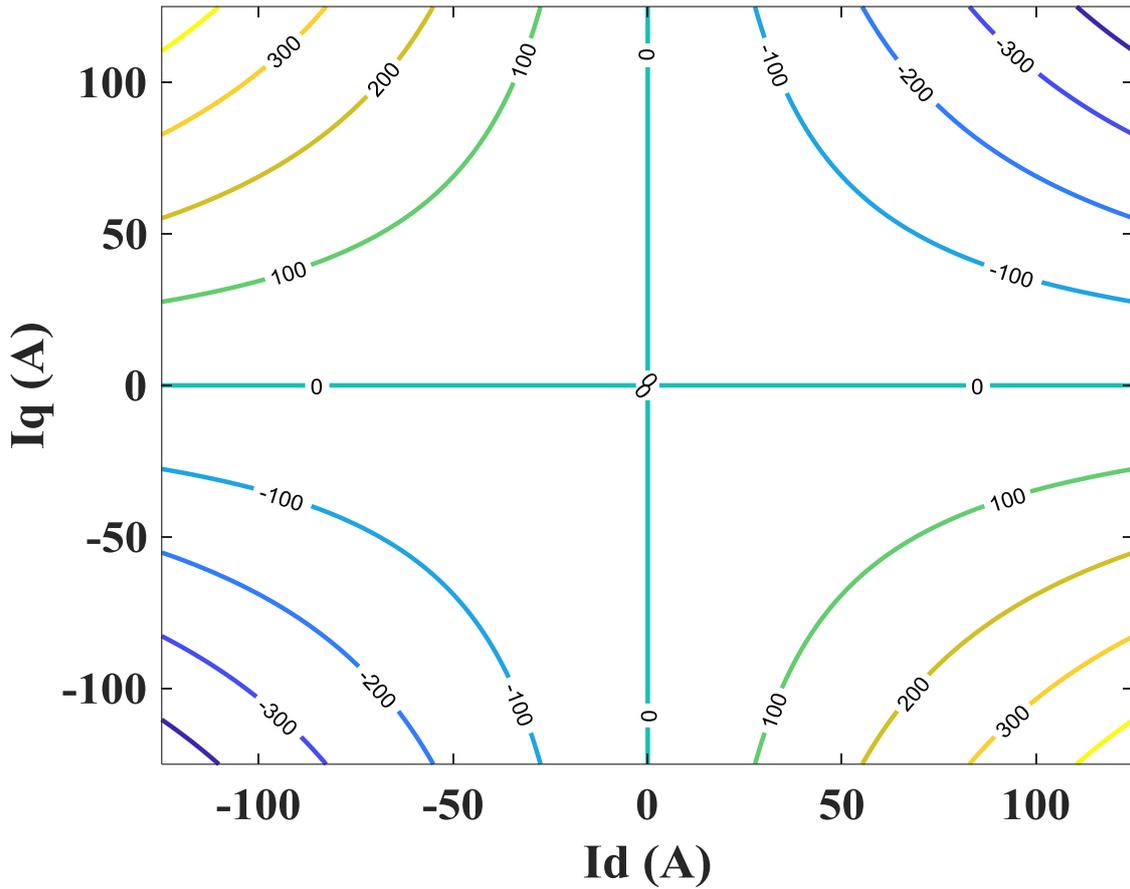


Figure 1.9. Courbes typiques de couple (en N.m) du MSAP sans contraintes de tension et courant.

1.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à

courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles. D'autre part, l'étude de dégradation en utilisant le modèle développé permet d'estimer l'état dans laquelle se trouve la machine tournante.

Chapitre 2 : Commande prédictive

2.1. Introduction

La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire. Dans de nombreuses activités humaines telles que la marche, la conduite d'une automobile. On cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et les manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et naturel que se base la commande prédictive.

Ce chapitre est dédié à la commande prédictive pour le contrôle des systèmes de puissance afin de l'appliquer sur le moteur synchrone pour des applications d'entraînement à vitesse variable.

2.2. Méthodes de contrôle prédictif

Le contrôle prédictif couvre un très large éventail de contrôleurs qu'on retrouve dans les récentes applications des convertisseurs de puissance. Les méthodes de contrôle prédictif sont en général classées comme suit :

- Contrôle apériodique.
- Contrôle basé sur la bande d'hystérésis.
- Contrôle basé sur la trajectoire.
- Contrôle basé sur le modèle.

La caractéristique principale du contrôle prédictif est l'utilisation d'un modèle du système pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées. Cette

information est utilisée par le contrôleur pour obtenir la commande optimale souhaitée, bien sûr en prenant compte le critère d'optimisation prédéfini auparavant.

Dans la commande basée sur l'hystérésis, le critère d'optimisation consiste en une conservation des variables contrôlées dans une bande d'hystérésis, tandis que dans la commande basée sur la trajectoire, les variables contrôlées sont forcées de suivre une trajectoire prédéfinie. En commande apériodique, la commande optimale tend l'erreur vers zéro dans chaque intervalle de commutation.

Une approche plus souple est utilisée dans le contrôle prédictif basé sur le modèle. Elle est exprimée sous forme d'une fonction de coût à minimiser.

Un des avantages du contrôle prédictif est que les concepts sont très simples et intuitifs, dépendamment du type de contrôle prédictif et particulièrement pour un convertisseur à deux niveaux avec un horizon de prédiction égale à 1. D'autre part, la non-linéarité du système peut être incluse dans le contrôle prédictif basé sur le modèle (MPC), cela nous évite la linéarisation du modèle pour un régime de fonctionnement donné et l'amélioration du fonctionnement du système pour tous les régimes de fonctionnement. Dans ce sens, il est possible d'inclure des restrictions sur certaines variables lors de la conception des contrôleurs prédictifs. Tous ces avantages peuvent être facilement obtenus avec certains schémas du contrôle prédictif comme le MPC, mais difficilement avec d'autres comme le

contrôle prédictif basé sur la bande d'hystérésis. Dans ce qui suit, nous allons nous focaliser sur la méthode de contrôle prédictif basé sur le modèle (MPC).

2.3. Principes de base du contrôle prédictif basé sur le modèle

Les idées du MPC ont été développées dans les années 1960, comme des applications de contrôle optimal dans le domaine des théories de contrôle, l'intérêt industriel de ces idées a commencé vers la fin des années 1970. Dès lors, le MPC a été appliqué avec succès dans l'industrie de procédés chimiques par exemple, où les constantes de temps sont assez longues pour effectuer tous les calculs nécessaires. Les premières applications de l'MPC ont été dans le domaine de l'électronique de puissance et d'entraînements des systèmes électriques avec des fréquences de commutation relativement basses. Dans ces situations, il n'était pas possible d'appliquer de hautes fréquences de commutation à cause du temps de calcul nécessaire pour l'algorithme de commande. Cependant, avec l'essor incroyable de la technologie des semi-conducteurs et des microprocesseurs, l'intérêt pour les applications du contrôle MPC a considérablement explosé aux cours des dernières décennies.

Le MPC comporte une grande famille de régulateurs, et l'élément commun entre tous ces contrôleurs c'est qu'ils utilisent le modèle du système à réguler, pour la prédiction du comportement futur des grandeurs réglées sur un horizon de prédiction prédéfini et la sélection du contrôle optimal en minimisant la fonction coût.

Le modèle discret utilisé pour la prédiction, peut être exprimé comme un modèle d'espace d'état :

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \end{cases} \quad 2.1$$

Et la fonction coût qui représente le comportement souhaité du système contrôlé sera définie en considérant les variables de références, les futurs états des variables régulées et leurs futures valeurs optimales. De manière générale, la fonction coût, pour N horizons de prédiction, se présente sous la forme suivante :

$$F = f(\mathbf{X}(k), \mathbf{u}(k) \dots \dots \dots, \mathbf{u}(k+N)) \quad 2.2$$

La minimisation de cette fonction nous permet de sélectionner le contrôle optimal qu'il faut appliquer par le contrôleur prédictif. Donc, le contrôleur n'applique que l'élément optimal de contrôle où la fonction coût est minimisée sur une période d'échantillonnage.

Le principe de fonctionnement du contrôle MPC est résumé dans la figure 2.1. Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps $k+N$, en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesures) jusqu'à l'instant k . La séquence de résolution optimale est obtenue en minimisant la fonction de coût et le premier élément optimal de cette séquence est appliqué. Ce processus est répété pour chaque pas d'échantillonnage en tenant compte les nouvelles données mesurées.

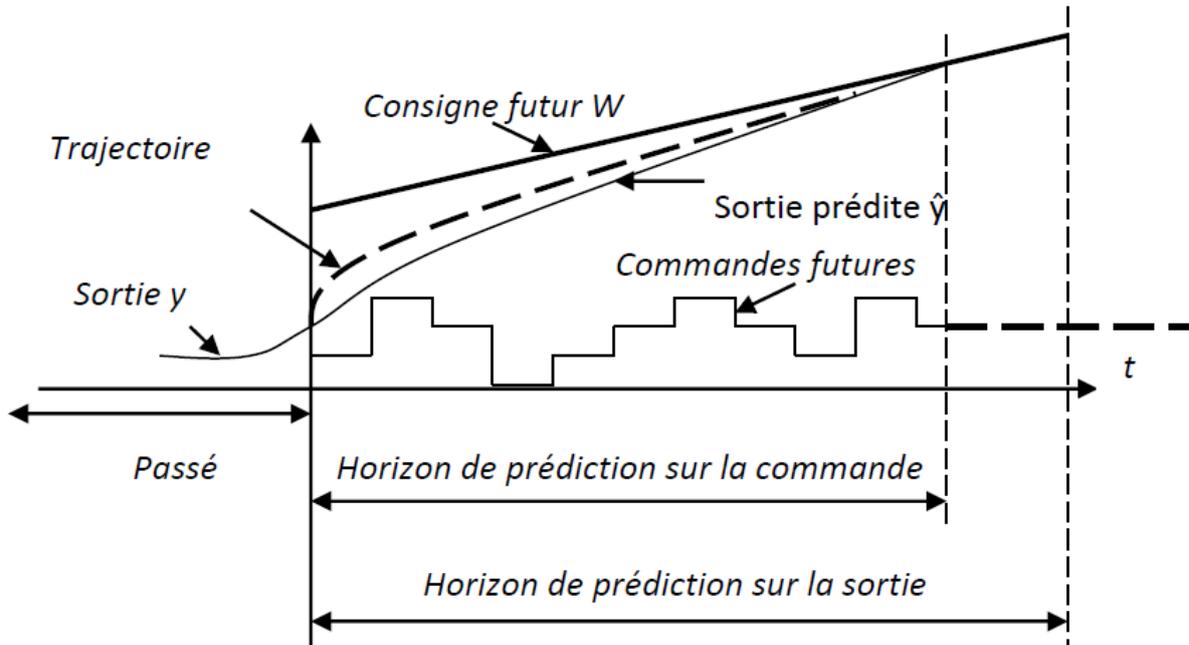


Figure 2.1: Principe de fonctionnement d'un MPC.

2.4. Avantages de Contrôle prédictif MPC

Le contrôle prédictif basé sur le modèle a plusieurs avantages :

- le concept est très intuitif, facile à comprendre et à mettre en œuvre.
- il peut être appliqué à une large variété de systèmes.
- les systèmes multi-variables peuvent être considérés ainsi que les contraintes extérieures.
- intégration facile de la non-linéarité dans le modèle.
- cette méthode est appropriée pour l'incorporation des modifications et des extensions en fonction des applications particulières.

2.4.1. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance

La théorie de contrôle prédictif a été développée dans les années 1970, son utilisation dans les applications des systèmes de puissance est plus récente en raison des constantes de temps rapides qui sont nécessaires dans ces systèmes. Mais les microprocesseurs plus performants sur le marché cette dernière décennie ont favorisé des créneaux de recherche vers de nouveaux systèmes de contrôle, comme l'MPC, autant pour les systèmes de puissance et l'entraînement électrique. Au début, la difficulté de la mise en œuvre du MPC dans un système réel, en tenant compte du petit temps disponible pour les calculs à cause de l'échantillonnage rapide, a donné naissance d'une stratégie appelée MPC. Le problème d'optimisation du MPC est résolu hors ligne en tenant compte du modèle du système, les contraintes et les objectifs à atteindre. Les résultats d'optimisation sont sauvegardés dans une table de consultation contenant la solution optimale en fonction de l'état du système. Le MPC hors ligne a été appliqué pour le contrôle de convertisseurs de puissance continu-continu, les onduleurs triphasés et pour la commande de moteurs électriques.

Cette technique d'optimisation hors ligne permet l'approximation de convertisseur de puissance et le système à contrôler comme un système linéaire. En effet cette approximation simplifie l'optimisation et permet le calcul d'une loi expresse, évitant la nécessité d'une optimisation en ligne. Toutefois, cette simplification ne tient pas compte de la nature discrète des convertisseurs de puissance. En incluant la nature discrète des convertisseurs de puissance, il est possible de simplifier le problème d'optimisation, ce qui permet sa mise en œuvre en ligne compte tenu du

nombre fini d'états de commutation et des microprocesseurs disponibles aujourd'hui. Depuis peu de temps, le calcul d'une solution optimisée en ligne pour chaque état de commutation est une possibilité réalisable. Cette considération permet plus de flexibilité et de simplicité dans les systèmes de contrôle prédictif, comme cela sera expliqué dans la suite de ce chapitre.

2.4.2. Conception du contrôle prédictif

Dans la phase de conception du MPC pour le contrôle des convertisseurs de puissance, les étapes suivantes sont indispensables :

- la modélisation du convertisseur de puissance et l'identification de tous les états de commutation possibles et leur relation avec les tensions ou les courants d'entrée ou de sortie.
- la définition d'une fonction coût qui représente le comportement souhaité du système.
- le développement du modèle discret qui permet de prédire le comportement futur des variables à contrôler.

Pour obtenir un modèle à temps discret, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de discrétisation. Afin d'approximer les dérivées, on utilise la méthode d'Euler, dont la dérivée d'une variable x peut être exprimée par :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{(x(k+1) - x(k))}{T_s} \quad 2.3$$

où T_s est la période d'échantillonnage.

Un schéma général de MPC dédié au contrôle des systèmes de puissance et entraînements électriques est présenté à la figure 2.2.

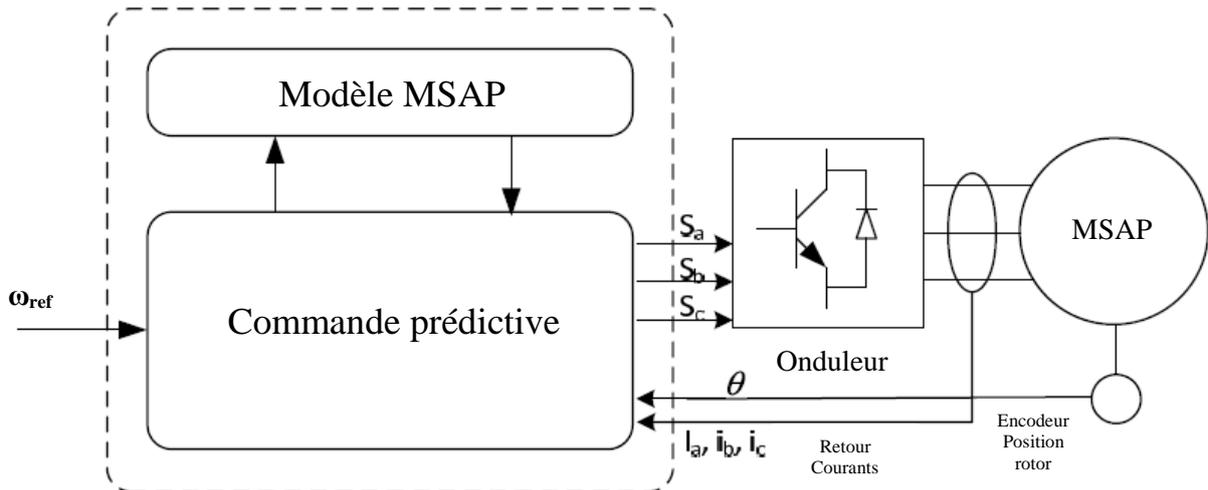


Figure 2.2: Schéma de principe de contrôle prédictif.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure 2.2 peut être une machine électrique, un réseau ou de toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+l)$ des variables commandées pour chacune des itérations possibles ; c'est-à-dire l'état de commutation, les tensions et les courants. Ces prédictions sont évaluées en utilisant une fonction coût qui tient compte des valeurs de référence $x_{ref}(k)$ et aussi les restrictions imposées par le type du contrôle appliqué. Ainsi, l'état optimal de commutation S est sélectionné et appliquée au convertisseur de puissance.

2.5. Fonction coût multi-objectives

Il s'agit essentiellement d'une fonction de sommation qui contient différentes sous-fonctions représentant les exigences du système et ses performances désirées. Les fonctions coût contiennent au moins une partie réservée au suivi de consigne de la variable contrôlée qui peut être le courant, la tension, le couple ou la vitesse. Les termes supplémentaires, les non-linéarités et les contraintes du système peuvent également être ajoutés à la fonction coût.

Si les principales variables contrôlées du système sont de l'ordre de deux et plus, on distingue deux options différentes pour la formulation de la fonction coût :

- Si toutes les variables contrôlées ont la même nature ou unité, la fonction coût résultante sera la somme de leurs erreurs entre leurs valeurs prédites et leurs valeurs de référence :

$$F = |x_a^*(k+1) - x_a(k+1)| + |x_b^*(k+1) - x_b(k+1)| \quad 2.5$$

Ou bien sous la forme :

$$F = (x_a^*(k+1) - x_a(k+1))^2 + (x_b^*(k+1) - x_b(k+1))^2 \quad 2.6$$

Ou bien sous la forme :

$$F = (x_a^*(k+1) - x_a(k+1))^2 + (x_b^*(k+1) - x_b(k+1))^2 + (x_c^*(k+1) - x_c(k+1))^2 \quad 2.7$$

Par exemple, le couple et le flux peuvent être définis comme les variables contrôlées dans une machine MSAP :

$$F = \left(i_{ds}^* - i_{ds}^m(k+1) \right)^2 + \left(i_{qs}^* - i_{qs}^m(k+1) \right)^2 \quad 2.8$$

Si les variables contrôlées ont des natures différentes, un facteur de pondération α est utilisé pour ajuster leurs unités pour le contrôleur. En fait, le facteur de pondération est un coefficient constant positif qui fixe l'importance des variables contrôlées pour le contrôleur.

2.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de découvrir la philosophie et la richesse de la commande prédictive MPC. Une commande nécessitant un modèle numérique pour l'implémentation, s'appliquant aux systèmes non linéaires de nature discrète et finis comme les convertisseurs statiques. Nous avons également exposé le principe de base du contrôle prédictif basé sur le modèle du système contrôlé et son application.

Un schéma général a été introduit et il sera développé pour le contrôle des systèmes de puissance et l'entraînement électrique avec plus de détails dans le prochain chapitre.

Chapitre 3 : Commande prédictive de l'association onduleur-machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

3.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux (VSI-2L) est représenté par la figure suivante :

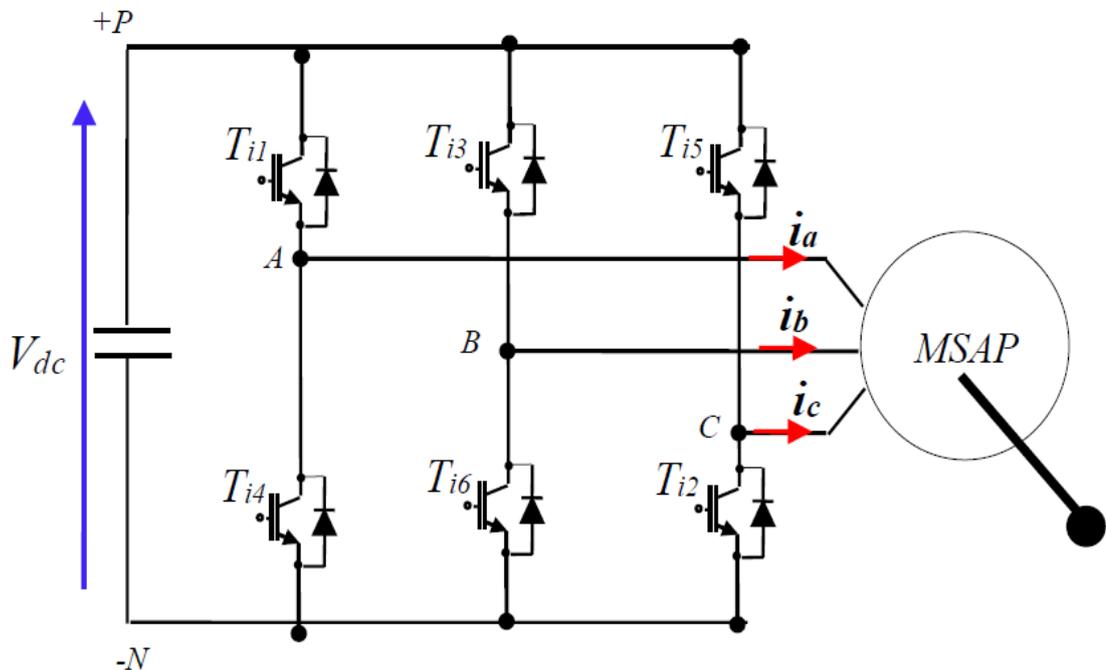


Figure 3.1: Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une machine synchrone.

Il est constitué de trois bras utilisant chacun deux interrupteurs commandables, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée soit avec des transistors MOS, des IGBTs

ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant. La tension fournie par un convertisseur DC-AC varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu V_{dc} et vice-versa, ce qui confère au convertisseur statique sa nature non linéaire.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique. L'état des interrupteurs peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i avec : $i \in \{a, b, c\}$

- Si le transistor supérieur est en conduction, la variable $S_i=1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i=0$

Pour un système triphasé équilibré, les vecteurs tensions et courants (représentés par les trois composantes x_1, x_2, x_3) des trois phases peuvent être représentés vectoriellement par :

$$\bar{X} = \frac{2}{3} (x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \frac{3}{2} (x_1 + a x_2 + a^2 x_3) \quad 3.1$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Étant le vecteur unitaire

La tension des trois phases de la machine s'écrit donc :

$$V = \frac{2}{3} (V_{an} + a V_{bn} + a^2 V_{cn}) \quad 3.2$$

Où (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) les tensions des phases par rapport au neutre (n) définies par :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a V_{dc} \\ V_{bn} = S_b V_{dc} \\ V_{cn} = S_c V_{dc} \end{cases} \quad 3.3$$

L'état de commutation du convertisseur peut être exprimé sous forme vectorielle aussi par :

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3} (\mathbf{S}_a + a\mathbf{S}_b + a^2\mathbf{S}_c) \quad 3.4$$

Il existe pour cette topologie du convertisseur $2^3 = 8$ états de commutations possibles. En se servant des équations (3.2), (3.3) respectivement, on pourra obtenir 8 vecteurs de tensions possibles générés par l'onduleur aux 3 phases de la machine résumé dans le tableau suivant.

Six sur ces huit états produisent la tension nulle ($V0$ et $V7$), les six autres états produisent 6 vecteurs tensions non nuls ($V1$ - $V6$). En totalité on a 7 vecteurs tensions différents y compris le vecteur nul [Dan08]. Les bouts de ces vecteurs forment dans le plan complexe $\alpha - \beta$ un hexagone régulier. Les deux vecteurs nuls ($V0$ et $V7$) sont représentés comme des vecteurs ayant une amplitude nulle.

Finalement, les tensions statoriques de la machine exprimées dans le plans α - β sont obtenues en utilisant la transformation de Concordia suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad 3.5$$

En appliquant les équations (3.4) et (3.5), on peut exprimer les tensions statoriques du plan α - β en fonction de l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Tableaux 3.1: États des interrupteurs et les vecteurs de la tension de sortie.

V_i	S_a	S_b	S_c	Tension Simples V_{abc-n}			Tension de sortie
				V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	V_{dc}	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$
V_2	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_3	0	1	0	0	V_{dc}	0	$\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_4	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
V_5	0	0	1	0	0	V_{dc}	$-\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_6	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$\left(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_7	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0

3.2. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs

Lors de la modélisation du convertisseur, l'élément de base est l'interrupteur d'alimentation. Il peut être un transistor IGBT, un thyristor, un GTO ...etc. La modélisation la plus simple considère le convertisseur comme un commutateur avec seulement deux états de commutation : *fermé* et *ouvert*.

Le nombre total d'états de commutation possibles dépend de la configuration du convertisseur. Certains états de commutation ne sont pas autorisés du tout, comme ceux conduisant à des courts-circuits des sources de tension et le circuit ouvert

des sources de courant. En règle générale, le nombre d'états de commutation possible N d'un convertisseur est :

$$N = x^y \quad .3.6$$

x étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur, y étant le nombre de phase (ou de bras). Il vient alors qu'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux possède $2^3=8$ états.

Un autre aspect du modèle du convertisseur est la relation entre les états de commutation et les niveaux de tension, En effet, chaque état de commutation produit à la sortie du convertisseur soit un vecteur tension pour les convertisseurs à sources de tension soit un vecteur courant pour les convertisseurs à sources de courant. La figure 3.2 illustre les différents vecteurs tensions générés par un onduleur de tension à 2 niveaux (VSI-2L).

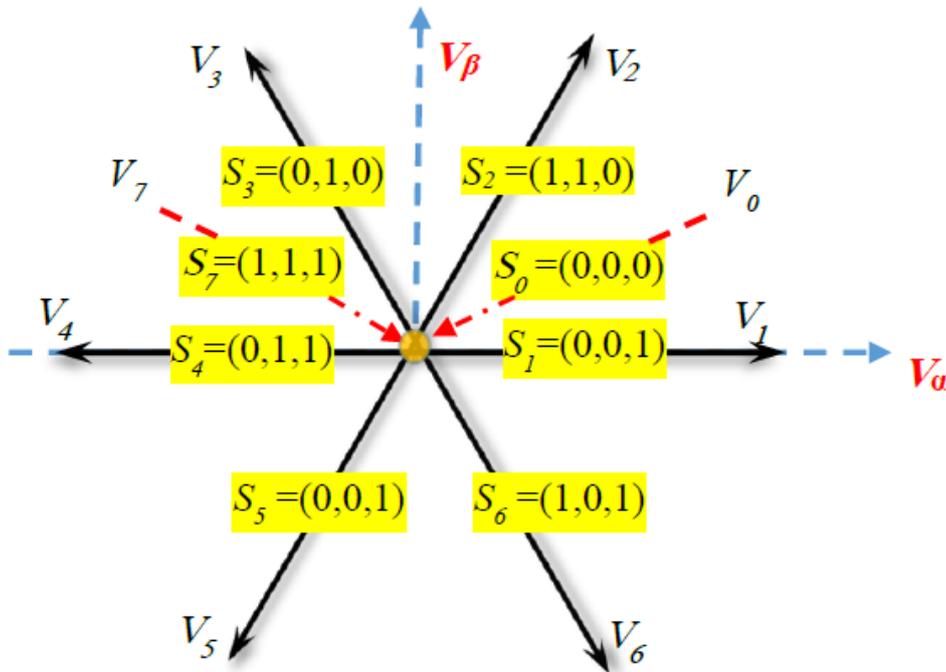


Figure 3.2 : Relation liant les états de commutation et les vecteurs tensions de sortie pour un 2 Level Voltage Source Inverter (2L-VSI).

Le volume de calcul est directement lié au nombre d'états de commutation possibles. Dans le cas de trois phases et un onduleur à deux niveaux dans ce chapitre, le calcul des prédictions correspondant aux huit états de commutation possibles ne cause pas de problème.

3.3. Structure de l'Algorithme de commande prédictive de l'onduleur

Le principe de la commande prédictive peut être résumé par les étapes suivantes:

- ✚ Mesurer les variables à l'instant k
- ✚ Les mesures précédentes seront utilisées pour calculer leur prédiction à l'instant $(k+1)$
- ✚ Formulation d'une fonction cout à minimiser en fonction des grandeurs de commande souhaitées
- ✚ Pour chaque période d'échantillonnage, la fonction cout est évaluée pour les différents vecteurs tensions de l'onduleur.
- ✚ L'état de commutation optimale S_{opt} minimisant la fonction cout sera choisie pour que le vecteur tension qui lui correspond V_{opt} puisse être appliqué aux trois phases du moteur durant la période d'échantillonnage suivante.

Toutes les étapes citées ci-dessus sont répétées à chaque période d'échantillonnage pour les nouvelles références et mesures.

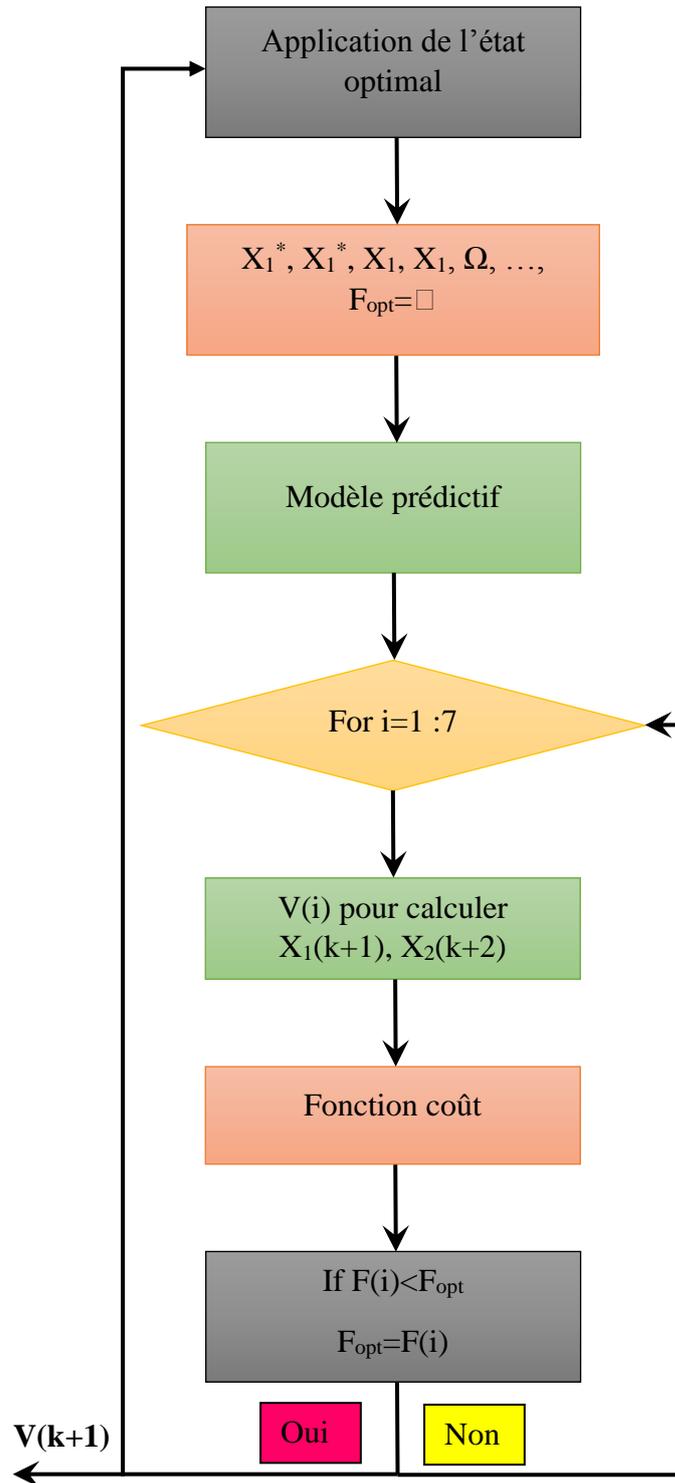


Figure 3.3 : Organigramme de la commande MPC.

3.4. Résultats de simulations et discussions

La figure 3.4 représente l'évaluation de la fonction cout pour différents niveaux de tension de l'onduleur (différentes séquences de commutations). La fonction optimale correspond à la valeur minimale des différentes valeurs d'évaluations comme montré dans la Figure 3.5.

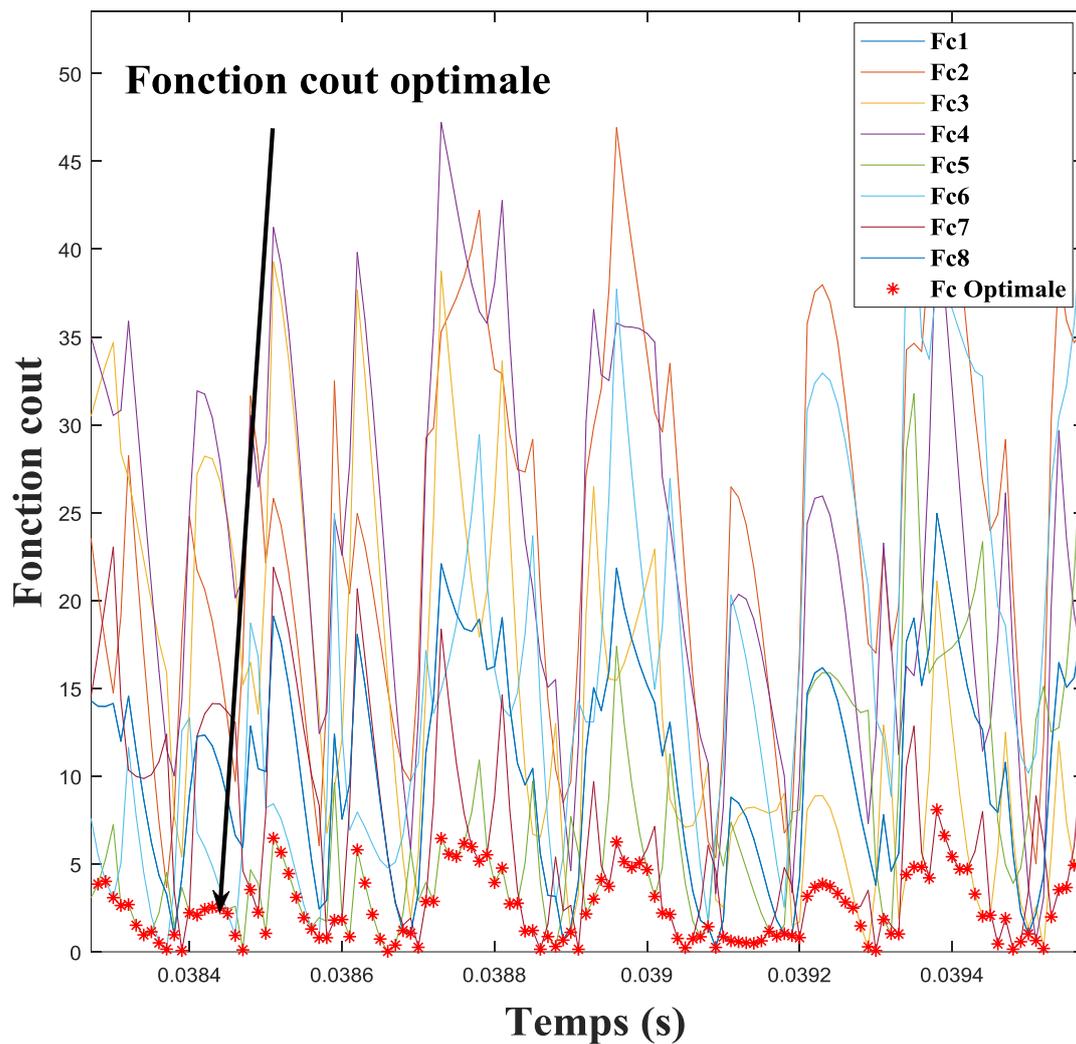


Figure 3.4 : Evaluation de la fonction cout pour différentes séquence de commutations.

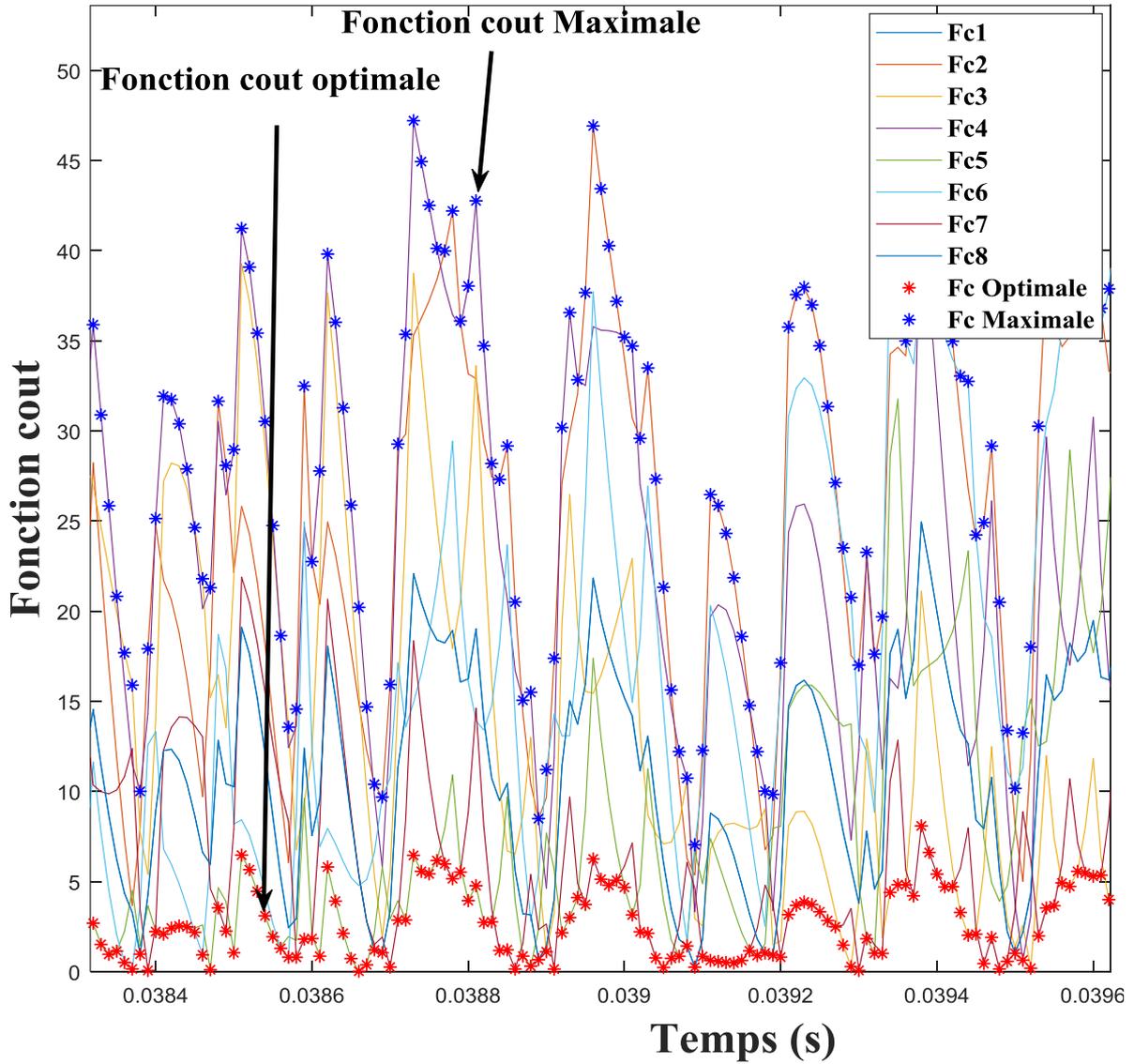


Figure 3.5 : Optimisation de la fonction coût.

La fonction cout incluant les niveaux maximums et minimum ainsi que les 08 évaluations de la fonction multi-objective sont représentés dans la Figure 3.5.

L'organigramme de l'implémentation de la commande MPC pour application aux onduleurs de tension est donné dans la Figure 3.7.

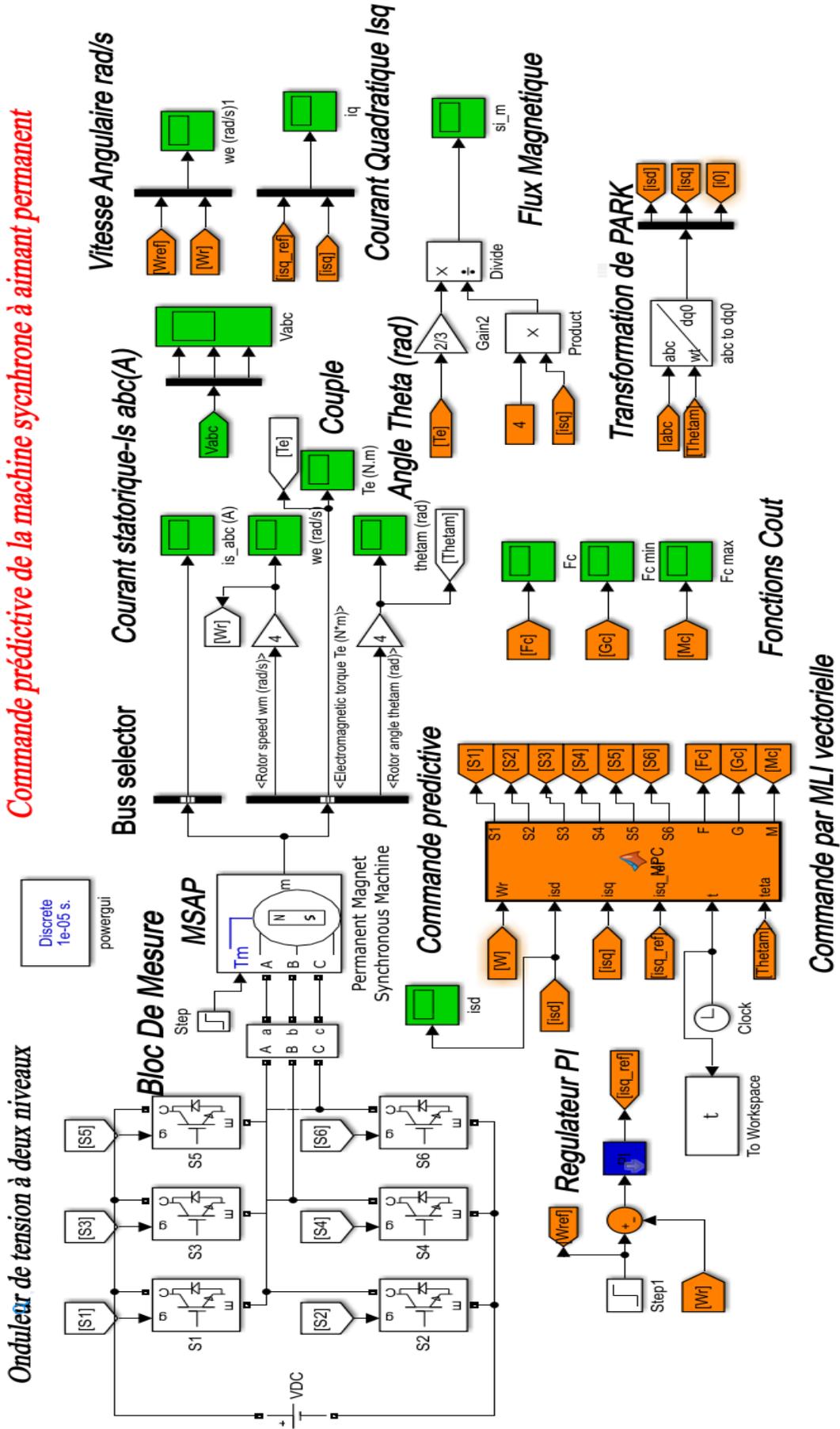


Figure 3.6 Modèle sous Simulink de la commande prédictive du MSAP.

Les tensions de sortie de l'onduleur à 2 niveaux commandés par la technique de commande prédictive donne des formes sinusoïdales déphasé par 120° . La figure 3.7 montre les signaux résultants dans un intervalle de temps réduit, avec les deux niveaux de tension visible pour chaque commande des interrupteurs de l'onduleur.

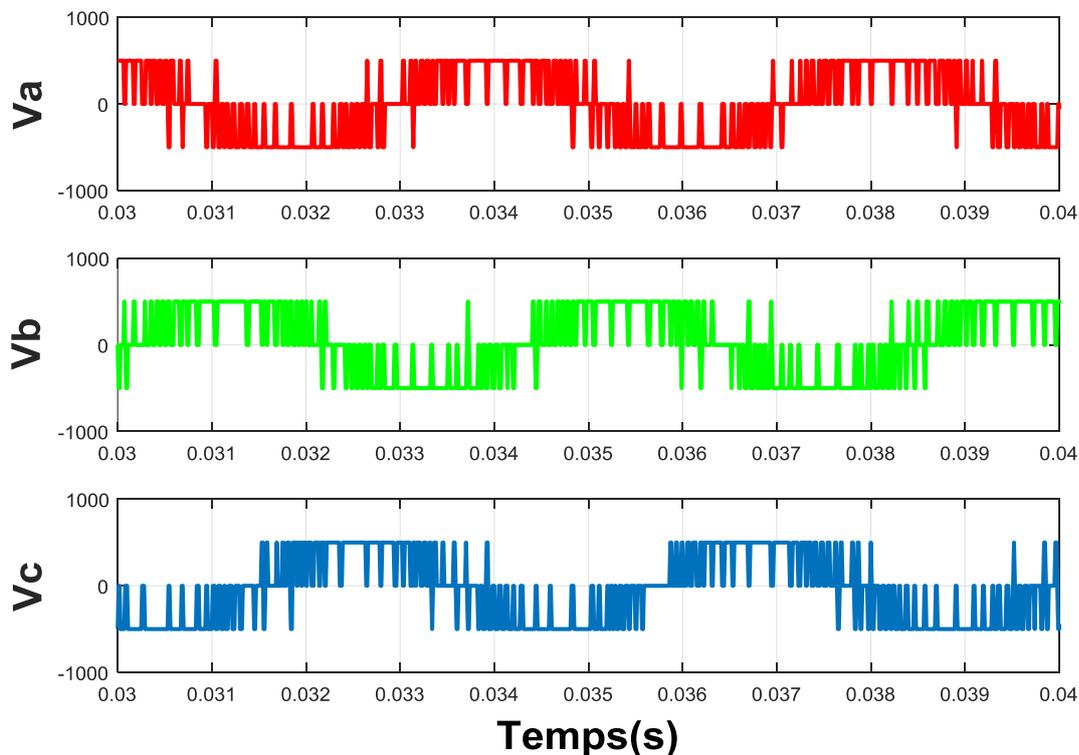


Figure 3.7 : Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveau.

La figure 3.8 donne l'allure du couple électromagnétique du moteur MSAP commandé par la commande prédictive où le démarrage est caractérisé par une amplitude de 34 N.m et par la suite converge à l'instant 0.01 s à zéro puisque le moteur n'est pas couplé à une charge.

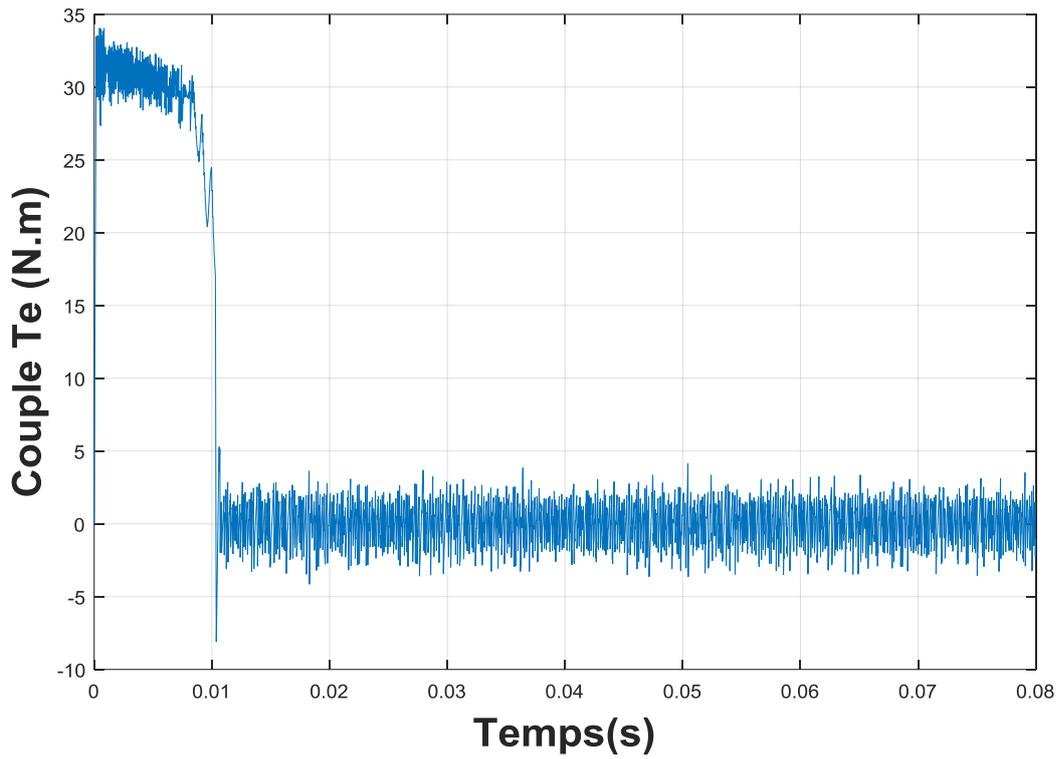


Figure 3.8 : Couple électromagnétique du MSAP commandé par MPC.

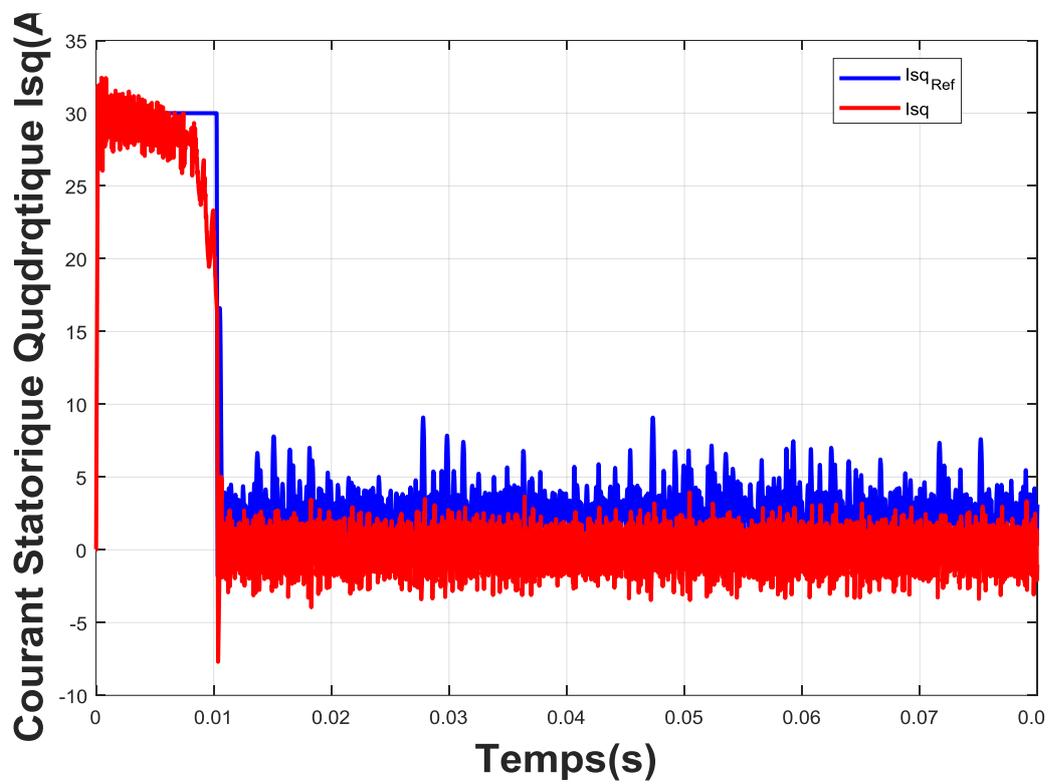


Figure 3.9 : Courant statoriques quadratiques résultants.

La figure 3.9 présente la réponse des courants statoriques quadratiques (dans le repère dq) à la commande prédictive. Le démarrage est caractérisé par un courant de démarrage de 30 A et décroît par la suite à une valeur moyenne nulle due à l'absence de charge.

Le flux magnétique généré par le stator a une valeur constante de 0.175 Webber .

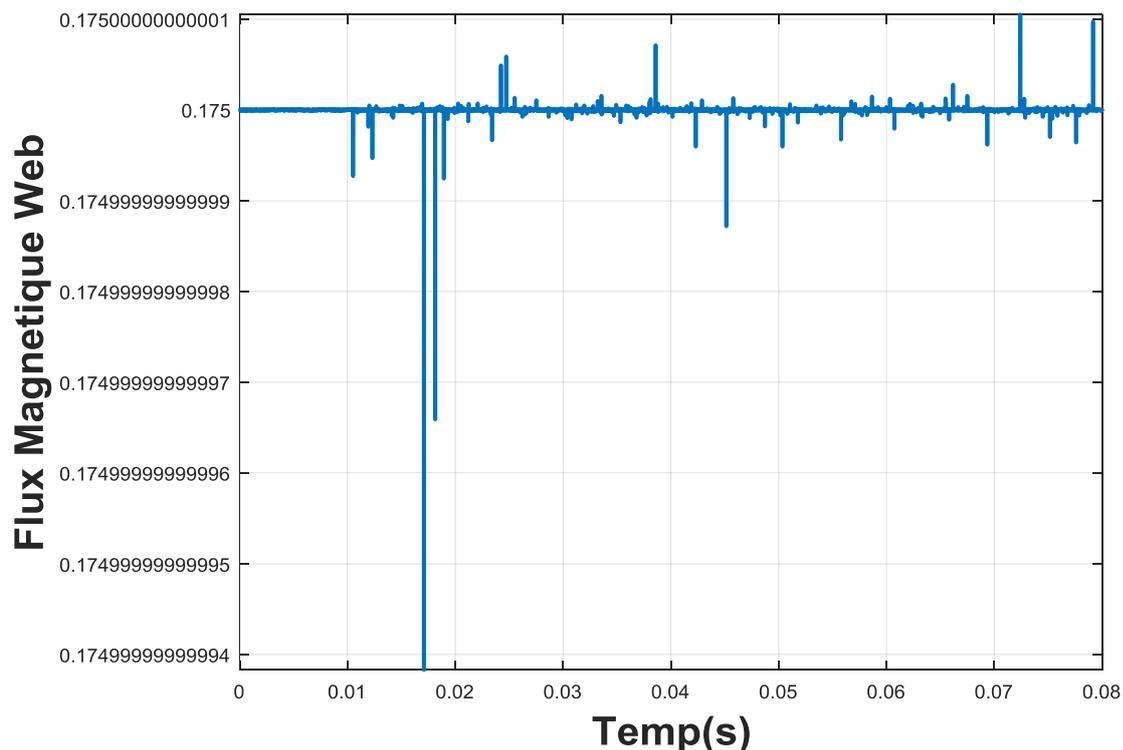


Figure 3.10 : Flux magnétique.

La figure 3.11 donne l'allure des courants statoriques du MSAP dans le repère abc, qui sont caractérisés par un appel de courant fort au démarrage qui se stabilise à l'instant 0.1 s aux alentours de zéro vu l'absence de charge.

La position angulaire dans la figure 3.12 est caractérisée par un accroissement linéaire continu jusqu'à l'arrêt du moteur.

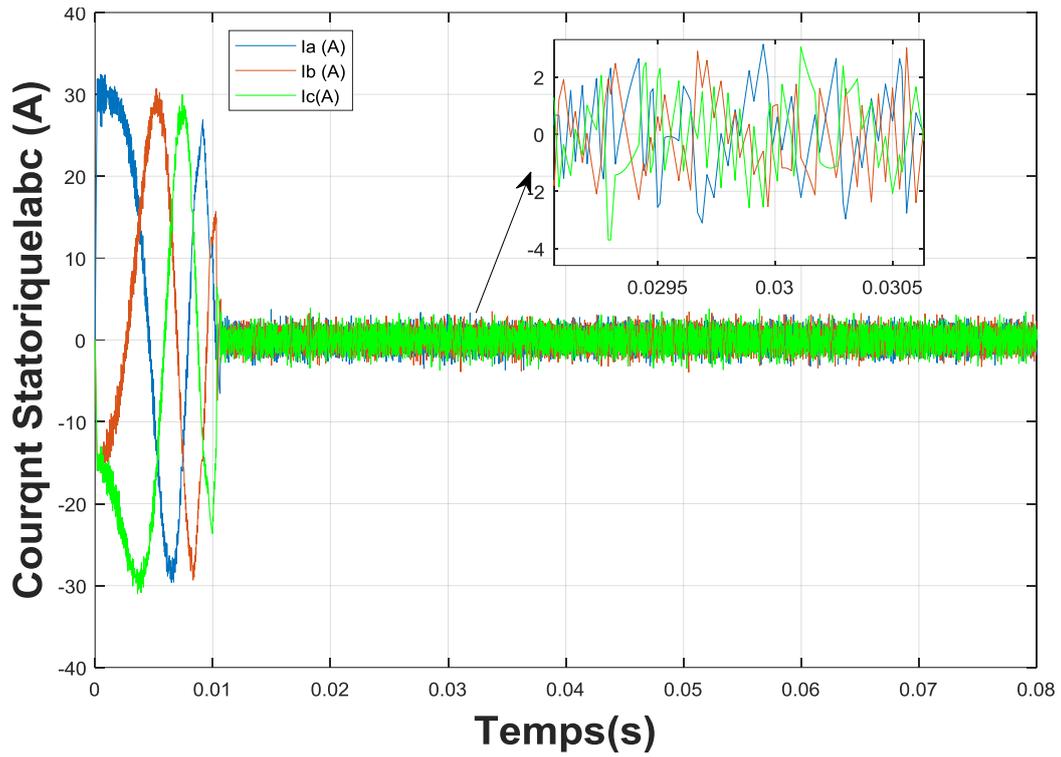


Figure 3.11 : Courants statoriques dans le repère abc.

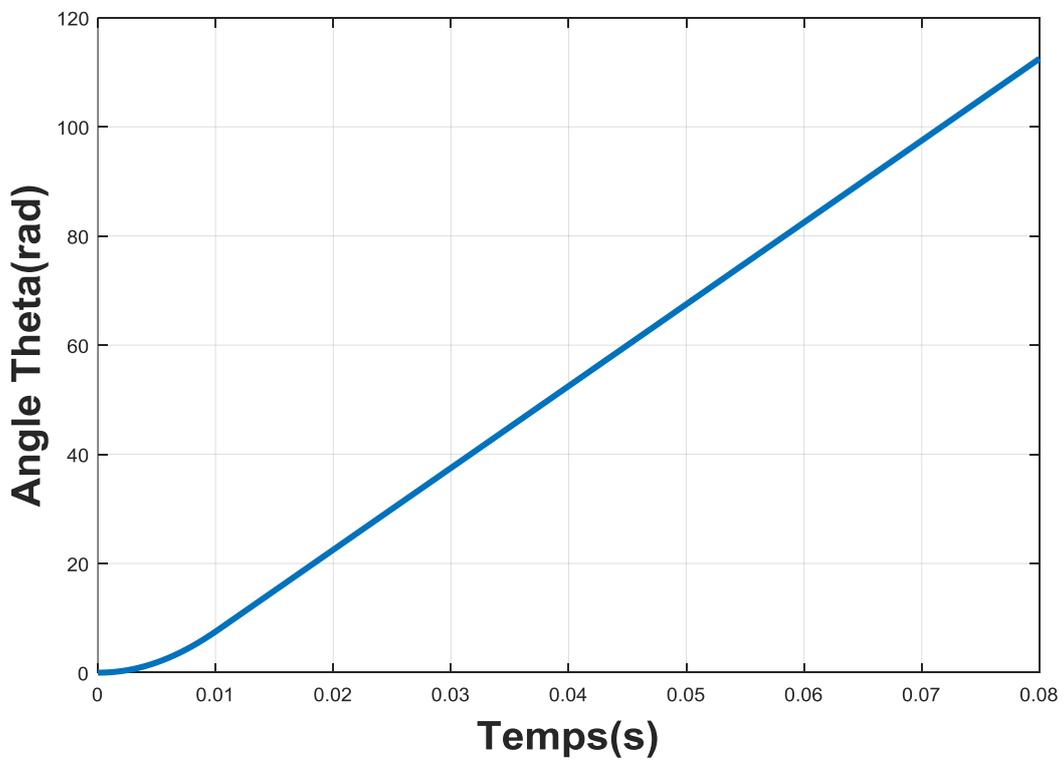


Figure 3.12 : Position angulaire du MSAP commandé par l'MPC.

La vitesse angulaire du moteur MSAP commandée par MPC est donnée dans la Figure 3.13. Le temps de réponse du moteur est de 0.01 s, où le moteur converge vers la valeur de référence de *1500 tr/min*.

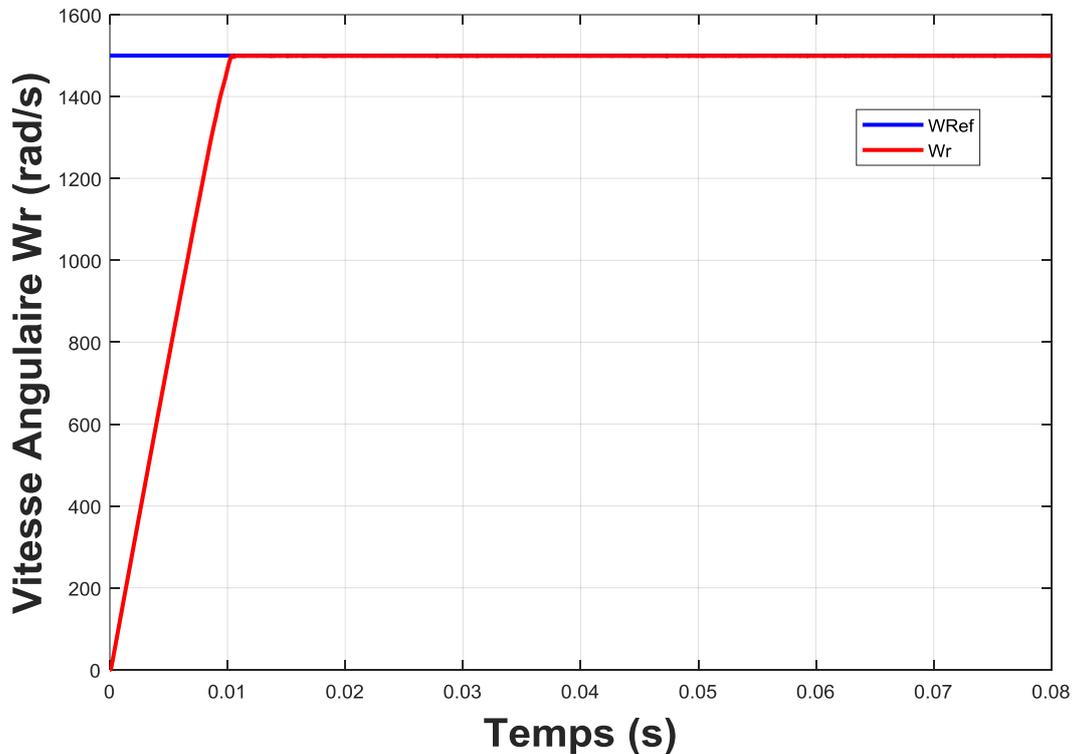


Figure 3.13 : Evolution de la vitesse angulaire mécanique.

Une comparaison entre la réponse de la vitesse angulaire du moteur MSAP contrôlée par la commande prédictive ainsi que le régulateur PI classique est donnée dans la figure 3.14. La réponse du système contrôlé par la commande prédictive donne un temps de réponse très rapide de l'ordre de 0.01 s par rapport au régulateur PI classique qui converge à la valeur de référence à l'instant 0.15s. Ceci prouve les performances excellentes obtenues par l'utilisation d'une technique de commande avancées basée sur la commande prédictive.

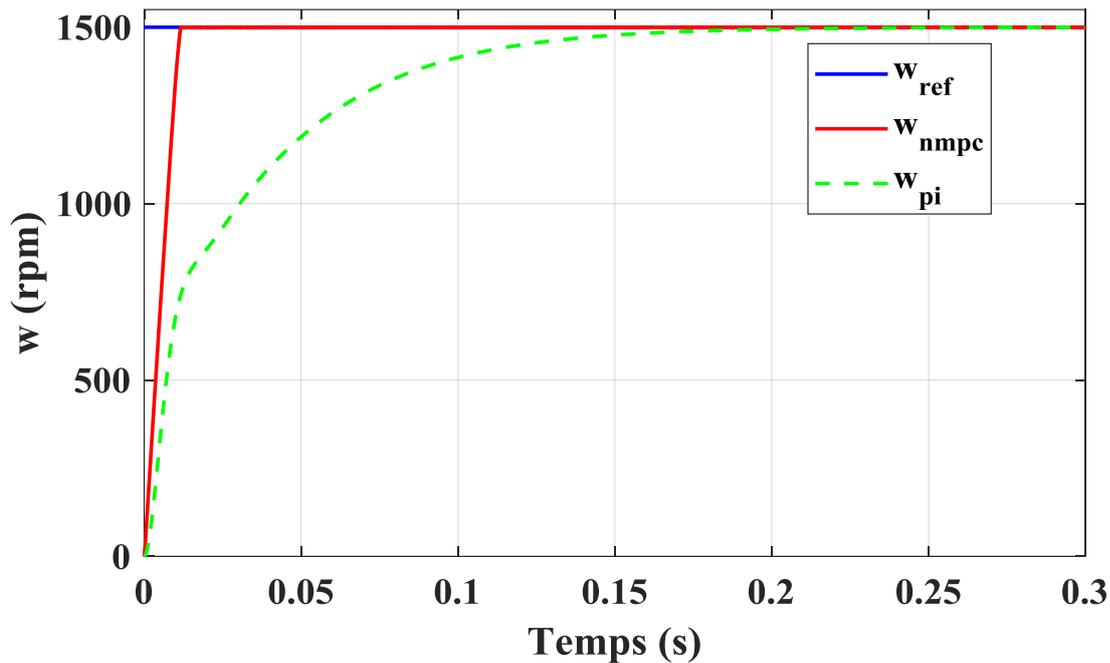


Figure 3.14 : Comparaison entre la réponse de la vitesse angulaire entre la commande prédictive et le régulateur PI classique.

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la commande prédictive à l'association onduleur 2 niveaux-moteur synchrone à aimants permanents. La référence de vitesse angulaire est comparée à la mesure de vitesse angulaire réelle et un régulateur PI classique est utilisé pour générer un courant statorique de référence qui sera utilisé par l'algorithme de commande prédictive pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur à 2 niveaux ce qui permet à son tour de faire varier la vitesse du moteur. D'autre part, une comparaison entre la commande prédictive et le régulateur PI classique montre la supériorité de la commande prédictive.

Conclusion générale

La commande prédictive appliquée à la machine synchrone à aimant permanent est présentée dans cette étude. Une fonction cout a été calculée pour minimiser l'erreur entre les grandeurs de références et ceux mesurés des courants statoriques de la machine MSAP. Ensuite, d'autres termes sont ajoutés à la fonction cout formulée initialement pour la prise en compte d'autres contraintes et objectifs que nous voyons indispensable pour le bon fonctionnement du moteur MSAP, comme la dégradation.

La commande prédictive MPC est caractérisée par les avantages suivants :

- ✓ Technique de commande discrète par nature.
- ✓ Simple à implémenter, facilement adaptée et embarquée par les calculateurs numériques.
- ✓ La méthode n'a pas besoin des boucles de régulation internes
- ✓ C'est une technique de modulation sans porteuse (pas comme la MLI)
- ✓ Donne de très bonnes performances statique et dynamique par rapport aux régulateurs classiques
- ✓ C'est une commande dynamique, très flexible et multi objective.

Au premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MSAP avec une étude détaillée sur la mesure de dégradation de la machine. Au second chapitre, la philosophie de la commande prédictive est donnée en détails. Ensuite, son application sur la MSAP est détaillée au chapitre 3 pour le control des courants de la MSAP avec des résultats de simulation qui montrent de meilleurs performances en termes de la dynamique rapide, avec de meilleurs résultats en termes de la réduction des oscillations ce qui donne un avantage par rapport aux techniques classiques.

Parmi les perspectives à donner à ce travail et qui nous paraissent très utiles, nous pensons à :

- ✓ Prise en compte des contraintes de dégradation dans la fonction cout de la commande prédictive

- ✓ Etendre l'étude aux topologies des onduleurs multi-niveaux.

Références

- [1] P. Werynski, D. Roger, R. Corton and J. F. Brudny, "Proposition of a new method for in-service monitoring of the aging of stator winding insulation in AC motors," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 3, pp. 673-681, Sept. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.875465.
- [2] N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec and P. Maussion, "Electrical Aging of the Insulation of Low-Voltage Machines: Model Definition and Test With the Design of Experiments," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 4147-4155, Sept. 2013, doi: 10.1109/TIE.2013.2245615.
- [3] L. Samaranayake and S. Longo, "Degradation Control for Electric Vehicle Machines Using Nonlinear Model Predictive Control," in IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 26, no. 1, pp. 89-101, Jan. 2018, doi: 10.1109/TCST.2016.2646322.
- [4] J. D. McFarland and T. M. Jahns, "Influence of d- and q-axis currents on demagnetization in PM synchronous machines," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, pp. 4380-4387, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647286.
- [5] X. Sun and M. Cheng, "Thermal Analysis and Cooling System Design of Dual Mechanical Port Machine for Wind Power Application," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 5, pp. 1724-1733, May 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2190958.

- [6] J. Lee, K. Nam, S. Choi and S. Kwon, "Loss Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations," 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008, pp. 1-9, doi: 10.1109/08IAS.2008.226.
- [7] F. Rufus, S. Lee, A. Thakker, and S. A. Field, "Advanced diagnostics of aircraft electrical generators," SAE Int. J. Aerosp., vol. 1, no. 1, pp. 1064–1070, 2009.
- [8] R. Findeisen, F. Allgöwer, and L. T. Biegler, Assessment and Future Directions of Nonlinear Model Predictive Control. Springer, 2007.
- [9] M. Böck and A. Kugi, "Real-time nonlinear model predictive path following control of a laboratory tower crane," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 22, no. 4, pp. 1461–1473, Jul. 2014.
- [10] E. Kayacan, E. Kayacan, H. Ramon, and W. Saeys, "Learning in centralized nonlinear model predictive control: Application to an autonomous tractor-trailer system," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 23, no. 1, pp. 197–205, Jan. 2015.
- [11] J. Lemmens, P. Vanassche, and J. Driesen, "PMSM drive current and voltage limiting as a constraint optimal control problem," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 3, no. 2, pp. 326–338, Jun. 2014.

- [12] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.
- [13] J. Rodriguez et al., "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [14] M. Preindl and S. Bolognani, "Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 1007–1015, Feb. 2013.
- [15] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "On stability and performance of finite control set MPC for power converters," in *Proc. Workshop Predictive Control Elect. Drives Power Electron. (PRECEDE)*, Munich, Germany, Oct. 2011, pp. 55–62.
- [16] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.
- [17] B. K. Bose, Ed., *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1996.
- [18] C. Cavallaro, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," in *IEEE Transactions on*

Industrial Electronics, vol. 52, no. 4, pp. 1153-1160, Aug. 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.851595.

[19] Chung, Euihoon, Lee, Yongjae, and Ha, Jeong-Ik, "Loss Minimizing Vector Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor," The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 330–336, Aug. 2015.

[20] M. N. Uddin and R. S. Rebeiro, "Online Efficiency Optimization of a Fuzzy-Logic-Controller-Based IPMSM Drive," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 1043-1050, March-April 2011, doi: 10.1109/TIA.2010.2103293.

[21] J. Chiasson, Modeling and High Performance Control of Electric Machines. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005.

[22] C.-T. Pan and S.-M. Sue, "A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 2, pp. 359–366, Jun. 2005.