

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies Filière : Génie électrique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Présenté par :

BEN DAHMANE Allal

BEN SADIA Abdellah

Thème :

Commande optimale d'une machine synchrone polyphasée

Soutenue publiquement le 13 juin 2023 devant le jury composé de :

Mr BOUROK Yacine	MCA	President	UKM Ouargla
Mr IDER Zahir	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mr TAIBI Djmale	MAA	Co-encadreur	UKM Ouargla
Mr SAHRAOUI Lazhar	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2022/2023

Remerciements

*On taint à remercier le bon dieu le tout puissant de nous avoir donné la force,
le courage et la patience pour venir à bout de ce travail.*

Je tiens à remercier :

Mon encadreur Mr : IDER ZAHIR

pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.

Mes remerciements vont également à Mr : TAIBI DJAMEL pour ces conseils précieux.

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de master

*Nous remercions également tous les enseignants de la faculté de technologie,
en particulier, ceux du département Génie électrique.*

Un merci spécial à :

toutes les personnes qui étaient et qui sont à cœur avec nous.

Dédicaces

Dédicaces

A nos très chers parents avec toutes nos gratitudees pour toutesces années de Sacrifices et d'encouragement.

A nos frères et sœurs et toutes nos

familles.A tous les amis

Pour les professeurs qui nous ont enseigné

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce mémoire

Optimal control of a multi-phase synchronous machine

Abstract

This dissertation represents the optimal control study of a five-stage simultaneous permanent magnet machine.

This work begins with the modeling of the five-stage simultaneous permanent magnet machine at Park benchmark. Subsequently, we are interested in modeling the voltage inverter with five arms and its control techniques. Next, the directed power of the five-stage simultaneous permanent magnet machine is controlled with two variables depending on whether the multi-stage inverter is current or voltage controlled. In order to improve the performance of a multi-stage motor, the use of optimal control seems necessary with its durability tested.

Keywords: Five-phase permanent magnet synchronous machine, Five-arm voltage inverter, optimal control, Park transfer. MATLAB/Simulink .

Commande optimale d'une machine synchrone polyphasée

Résumé

Cette mémoire représente l'étude de commande optimale d'une machine simultanée à aimants permanents à cinq étages.

Ce travail commence par la modélisation de la machine à aimants permanents simultanés à cinq étages à Park point de repère par la suite, nous sommes intéressés à modéliser l'onduleur de tension avec cinq bras et ses techniques de contrôle. Ensuite, la puissance dirigée de la machine à cinq étages à aimant permanent simultané est contrôlée avec deux variables selon que l'onduleur à plusieurs étages est contrôlé en courant ou en tension. Afin d'améliorer les performances d'un moteur à plusieurs étages, l'utilisation de la commande optimale semble nécessaire avec sa durabilité testée

Mots Clés : Machine synchrone à aimants permanents à cinq phases, Onduleur de tension à cinq bras, Commande optimale , transfert de Park. MATLAB/Simulink..

التحكم الأمثل لآلة متزامنة متعددة المراحل

ملخص

تمثل هذه الأطروحة دراسة التحكم المثلى لآلة مغناطيسية دائمة متزامنة من خمس مراحل.

يبدأ هذا العمل بنمذجة آلة المغناطيس الدائم المتزامنة ذات الخمس مراحل في بارك لاندمارك بعد ذلك ، نحن مهتمون بنمذجة عاكس الجهد بخمسة أذرع وتقنيات التحكم الخاصة به. ثم يتم التحكم في الطاقة الموجهة للآلة ذات المغناطيس الدائم المتزامن ذات الخمس مراحل بمتغيرين اعتمادًا على ما إذا كان العاكس متعدد المراحل يتم التحكم فيه بالتيار أو الجهد. من أجل تحسين أداء محرك متعدد المراحل ، يبدو استخدام التحكم الأمثل ضروريًا مع متانته المختبرة.

الكلمات الرئيسية: آلة متزامنة المغناطيس الدائم ذات خمس مراحل ، عاكس جهد بخمسة أذرع ، تحكم مثالي ، نقل بارك. ماتلاب / سيمولينك.

Liste des abréviations

FTBF: Fonction de Transfert en Boucle Fermée

FTBO: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

MATLAB: Matrix Laboratoire

MPC : Model prédictive control

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsions

PMSM : Machine Synchrone à Aimant Permanent

PI: régulateur Proportionnel Intégrative .

Liste des symboles

$a; b; c; d; e$: Indices des phases statoriques et rotoriques

$\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}, \varphi_d, \varphi_e$: Flux des phases de la machine

$[\varphi_f]$: Flux des aimants.

$V_{sa}; V_{sb}; V_{sc}; V_{sd}; V_{se}$: Tensions des phases statoriques en

$i_d; i_q$: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.

$V_d; V_q$: Tension statoriques d'axe direct et en quadrature

g : Glissement par le rapport.

R_s : Résistance d'une phase du stator

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottements.

d, q : Axe de référentiel de Park

e_d, e_q : Termes compensatoires

P : Puissance instantanée transitant dans la machine

$[L]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statoriques).

$[(\theta)]$: Matrice de transformation de PARK

$[T(\theta)]^{-1}$: La matrice inverse est donnée par

p : Nombre de paire de pôles S : Opérateur de Laplace.

ω_r : Pulsation des tensions statoriques

Ω : Vitesse angulaire du rotor

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

ξ : Coefficient d'amortissement.

$r_d; r_q$: Constant de temps en boucle fermée de régulateur d, q

Liste des symboles

f_p : Fréquence de porteuse

K_i : Gain intégral

K_p : Gain proportionnel

M_s : Mutuelle inductance entres phases du stator

Sommaire

Introduction générale.....1

Chapitre I Généralités et Modélisation d'une machine synchrone polyphasée (5Phase)

Introduction3

I.1. Généralités sur les machines polyphasées et la commande vectorielle.....3

I.1.1. Généralités sur les machines polyphasées 3

I.1.1.1. Définition et structure de la machine polyphasée.....3

I.1.1.2. Description des machines polyphasées4

I.1.1.3. Types de machines polyphasées.....5

A) Machines polyphasées de type1.....5

B) Machines polyphasées de type1.....5

I.1.1.4. Principe de fonctionnement de la machine polyphasée5

I.1.1 .5. Avantages des machines polyphasées 6

I .1.2. La commande vectorielle et l'onduleur MLI 7

I.2. Modélisation de PMSM5PH et étude du commande vectorielle et l'onduleur MLI.....10

I.2.1. Modélisation de PMSM5PH 10

I.2.2. Etude la commande vectorielle et Modélisation de l'onduleur à cinq bras 16

Conclusion21

Chapitre II Commande optimale

Introduction22

II .1 . Généralité sur la commande optimale22

II.1.1. Historique de la commande optimale..... 22

II.1.2. Présentation du Commande du optimale..... 23

II .2. Commande prédictive à base de modèle (MPC).....25

II .2 .1. Historique de la MPC..... 25

II .2.2. Principe général de la MPC	25
II 2.3. Méthodes de MPC.....	27
II.2.4. Avantages et inconvénients du MPC	27
II.3.Application de MPC à la PMSM5PH.....	28
Conclusion	31
Chapitre III Application de la commande à la PMSM5Ph	
Introduction	32
III.1.. Simulation de la PMSM5Ph alimentée par onduleur	32
III. 1. 1. Schéma de simulation	32
III.1.2. Résultats de la simulation	32
II.1.3. Interprétation des résultants.....	34
III.2. Simulation de la commande vectorielle de la PMSM5PH alimentée en tension.....	34
III. 2. 1. Schéma de simulation	34
III.2.2. Résultats de la simulation	34
III.2.3. Interprétation des résultants	35
III.3. Simulation de la commande MPC de la PMSM5PH alimentée en tension	36
III. 3.1. Schéma de simulation	36
III.3.2. Résultats de la simulation	36
III.3.3. Interprétation des résultants	37
III.4. Comparaison entre le commande MPC et le commande vectorielle	38
Conclusion	41
Conclusion générale	42

Liste des figures

Chapitre I Généralités et Modélisation d'une machine synchrone polyphasée (5Phase)

<i>Fig. I.1: Représentation schématique d'un enroulement polyphasé.....</i>	<i>4</i>
<i>Fig. I.2 : Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimant permanent.....</i>	<i>4</i>
<i>Fig. I.3: Principe de la commande vectorielle de la PMSM5PH alimentée en Tension.....</i>	<i>8</i>
<i>Fig. I.4: Réalisation du signal MLI.....</i>	<i>8</i>
<i>Fig. I.5 : Schéma équivalent d'une(MSAP) dans le repère (d-q).....</i>	<i>15</i>
<i>Fig. I.6 : Description de couplage.....</i>	<i>16</i>
<i>Fig. I.7 : Structure générale (machine-découplage par compensation).....</i>	<i>17</i>
<i>Fig.I.8: Régulateur PI.....</i>	<i>18</i>
<i>Fig. I.9 : Boucle de régulation du courant Id</i>	<i>18</i>
<i>Fig. I.10: Boucle de régulation de la vitesse.....</i>	<i>19</i>
<i>Fig. I.11: Schéma d'un onduleur de source de tension cinq phase.....</i>	<i>20</i>

Chapitre II Commande optimale

<i>Fig.II.1. Commande optimal à travers l'historique.....</i>	<i>23</i>
<i>Fig.II.2 : Principe de la commande prédictive.....</i>	<i>26</i>
<i>Fig.II.3: Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC.....</i>	<i>27</i>
<i>Fig.II.4 : Disposition de l'espace de tension vecteurs.....</i>	<i>29</i>
<i>Fig.II.5: schéma global de commande Prédictive.....</i>	<i>30</i>
<i>Fig.II.: Algorithme de MPC.....</i>	<i>31</i>

Chapitre III Application de la commande à la PMSM5Ph

<i>Fig. III.1: Schéma de simulation de la PMSM5PH.....</i>	<i>32</i>
<i>Fig.III.2: Résultats de simulation de la MSAP à vide.....</i>	<i>33</i>
<i>Fig. III .3 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle d'une PMSM5PH.....</i>	<i>34</i>

Fig. III.4: Résultats de Simulation de la commande vectorielle de la PMSM5PH en charge.....35

Fig. III .5 : Schéma bloc de simulation de la commande MPC d’une PMSM5PH...36

Fig. III.6 : Résultats de Simulation de la commande MPC de la PMSM5PH en charge.....38

Fig. III.7: Résultats de Simulation afin de comparer MPC avec FOC.....39

Liste des Tableau

Tableau II.1 : Vecteurs de tension d'un onduleur à cinq phases.....29

Tableau II.1 : Groupes de vecteurs spatiaux et états de commutation correspondants.....30

Introduction générale

Introduction générale

Le moteur électrique est devenu un outil essentiel dans le monde moderne, avec ses nombreuses applications allant des appareils ménagers quotidiens aux transports et dans de nombreux domaines d'applications allant des appareils ménagers quotidiens aux transports et à bien d'autres industries.

Dans de nombreuses autres industries. En raison de la demande croissante, des recherches ont été menées au fil des ans sur les systèmes d'entraînement des moteurs afin d'améliorer l'efficacité, la fiabilité et le rendement des moteurs. de moteurs afin d'améliorer l'efficacité, la fiabilité et d'autres aspects liés aux performances requises dans les applications. D'autres aspects liés aux performances requises dans les applications [1].

Dans les applications d'entraînement électrique, les entraînements triphasés sont largement utilisés dans l'industrie. De nombreuses caractéristiques en ont fait les plus étudiés et les plus utilisés depuis longtemps. Récemment, les entraînements polyphasés ont fait l'objet d'une attention croissante. l'objet d'une attention croissante. En effet, les entraînements polyphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux entraînements triphasés dans les applications de haute puissance [2].

Pour les machines à cinq phases, il y a trois connexions pour les enroulements, ce qui est une bonne chose. trois connexions pour les enroulements, ce qui permet d'élargir la plage de la plage de vitesse. Les machines polyphasées comprennent les machines à induction ou les machines synchrones polyphasées. les machines synchrones polyphasées. Le moteur synchrone à aimant permanent le moteur synchrone à aimant permanent à cinq phases est de plus en plus étudié dans la littérature spécialisée. de plus en plus étudié dans la littérature spécialisée. Les PMSM à cinq phases sont invariablement alimentés par des onduleurs polyphasés [2]. Il existe de nombreuses techniques pour contrôler les machines synchrones à cinq phases, telles que la commande vectorielle et commande optimale.

Le commande optimale des entraînements modernes nécessite la prise en compte des limites électriques dans la stratégie du régulateur, y compris les limites de tension et de courant imposées par le transducteur et la machine électrique ou la saturation magnétique due au noyau de fer. Cela a été le cas et a été analysé de manière approfondie dans les entraînements triphasés conventionnels, mais a rarement été étudié dans les entraînements polyphasés [3].

Les commandes optimales qui tiennent compte des limites électriques ne sont pas

prises en considération malgré l'intérêt actuel pour la technologie polyphasée dans les applications à haute densité de puissance, à large plage de vitesse ou tolérantes aux pannes

Il existe de nombreuses stratégies de commandes flexibles et directes qui gèrent les plus gros problèmes. Le nombre de degrés de liberté requis pour cette question. En ce sens, la méthode MPC apparaît comme un candidat à cette fin, ainsi qu'une stratégie de commande qui offre une grande flexibilité face à de multiples systèmes d'entrée-sortie soumis à des contraintes [3].

L'objectif de ce présent travail est l'étude par simulation du comportement dynamique de la MSAP5PH pilotée par une commande vectorielle et Commande optimale (MPC). Dans un objectif de booster la qualité de réglage. Afin de bien présenter le présent travail, le mémoire s'article sur les chapitres suivants :

Le premier chapitre Nous donnerons d'abord un aperçu des machines polyphasées et en particulier de la machine synchrone à aimant permanent à cinq phases. Ensuite, nous présenterons les équations mathématiques MSAP5PH de la norme Park et nous introduirons également la Commande vectorielle basé sur les régulateurs PI de la machine à cinq phases. Nous devons distinguer deux structures de commande selon que l'appareil est alimenté en tension ou non. Nous modéliserons un onduleur de tension à cinq phases avec une technologie de commande.

Le deuxième chapitre Nous allons tout d'abord donner un aperçu de l'optimisation et de l'optimisation, et en particulier de la commande prédictive (MPC).

Le troisième chapitre sera consacré Les résultats des différentes simulations pour la commande de la machine sous MATLAB et sous SIMULINK Où nous sommes arrivés à connaître les résultats de la commande.

Chapitre I

Généralités et

Modélisation d'une

machine synchrone

polyphasée (5Phase)

Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées machines polyphasées ou « machines polyphasées ». Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de forte puissance. Les machines polyphasées (polyphasées) ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur- machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque)
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde)
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes)
- Elargir les possibilités de commandes par commutation de la vitesse, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Ce chapitre permettra de présenter les caractéristiques de ces machines, leurs avantages et inconvénients [4].

I.1. Généralités sur les machines polyphasées et la commande vectorielle

I.1.1. Généralités sur les machines polyphasées

I.1.1.1. Définition et structure de la machine polyphasée

Une machine polyphasée est composée de n bobines déphasées spatialement de $2\pi/n$ et alimentée par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [5]. Elles possèdent un enroulement statorique constitué de n phases identiques et régulièrement réparties comme le représente la figure I.1.

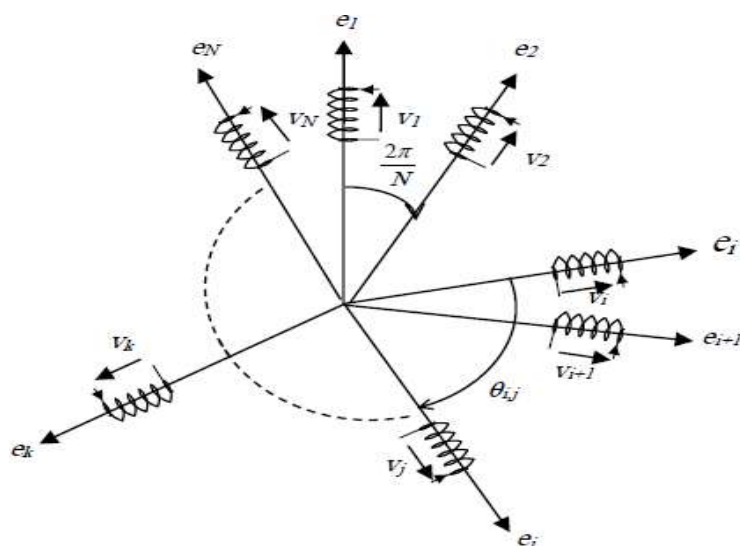


Fig. I.1: Représentation schématique d'un enroulement polyphasé

I.1.1.2. Description des machines polyphasées

Une machine polyphasée est composée de n bobinages déphasés spatialement de $2\pi/n$ alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$, avec n est le nombre de phase Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [6].

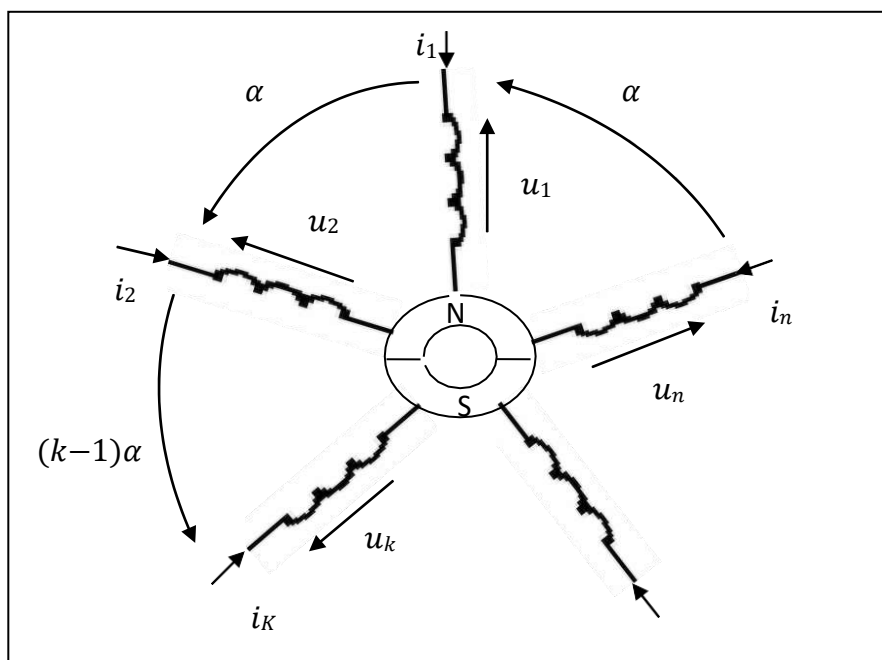


Fig. I.2 : Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aiment permanent

1.1.1.3. Types de machines polyphasées

Existe habituellement deux types de machines polyphasées, les machines polyphasées de (type 1), et les machines polyphasées de (type 2), suivant que le nombre de phases statorique se soit ou non un multiple de trois [6].

A) Machines polyphasées de type 1

Les machines multi phase de (type 1), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de 3, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles $q = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, 4 \dots$) On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit: $q_\alpha = \pi / \alpha$ [6].

B) Machines polyphasées de type 2

Les machines polyphasées de (type 2), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair différent de 3. Alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi / q = 2\alpha$, et on a toujours $q = q_\alpha = \pi / \alpha$, avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [6].

1.1.1.4. Principe de fonctionnement de la machine polyphasée

Un champ magnétique tournant dans le stator est créé à partir des courants statoriques, la fréquence des courants statoriques impose la fréquence de rotation de ce champ, cela veut dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle est définie comme suite [7]. :

$$\Omega_S = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (\text{I.1})$$

Les enroulements statoriques produisent un champ tournant qui va induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme, ainsi les effets de l'induction

statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative [7]:

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.2})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

1.1.1.5. Avantages des machines polyphasées

Les machines polyphasées sont plus d'avantages que celles conventionnelles (triphases). Elles offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées au convertisseur comme aux bobinages de la machine.

En effet, la multiplication du nombre de phases permet une segmentation de puissance qui est l'avantage majeur des machines polyphasées que l'on met le plus en avant. L'augmentation du nombre de phases statoriques est aussi l'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentation.

La puissance totale demandée par la machine est donc réduite dans chaque phase, et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné lors de l'alimentation de la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation élevées.

De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple électromagnétique, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer facilement provoquant ainsi une amélioration des caractéristiques bruits-vibrations.

Enfin, un grand nombre de phases offre une grande fiabilité en permettant de fonctionner en mode dégradé (la perte d'une ou de plusieurs phases) [5].

1.1.16. Inconvénients des machines polyphasées

L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleurs de tension, le choix de la commande du convertisseur statique peut constituer la première solution pour ce type de problème [7].

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine. La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de Type II) [7].

I.1.2. La commande vectorielle et l'onduleur MLI

I.1.2.1. Commande vectorielle

A) Principe de la commande vectorielle.

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) . Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine [8].

La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par linéarisation de la relation entre le couple et le courant. Si le courant i_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents et $\varphi_d = \varphi_f$ [8].

B) Commande vectorielle de la PMSM5PH alimentée en tension

Les sources de tension forcent indirectement les courants nécessaires pour produire le couple. Deux commandeurs supplémentaires sont nécessaires pour commander les courants d et q.

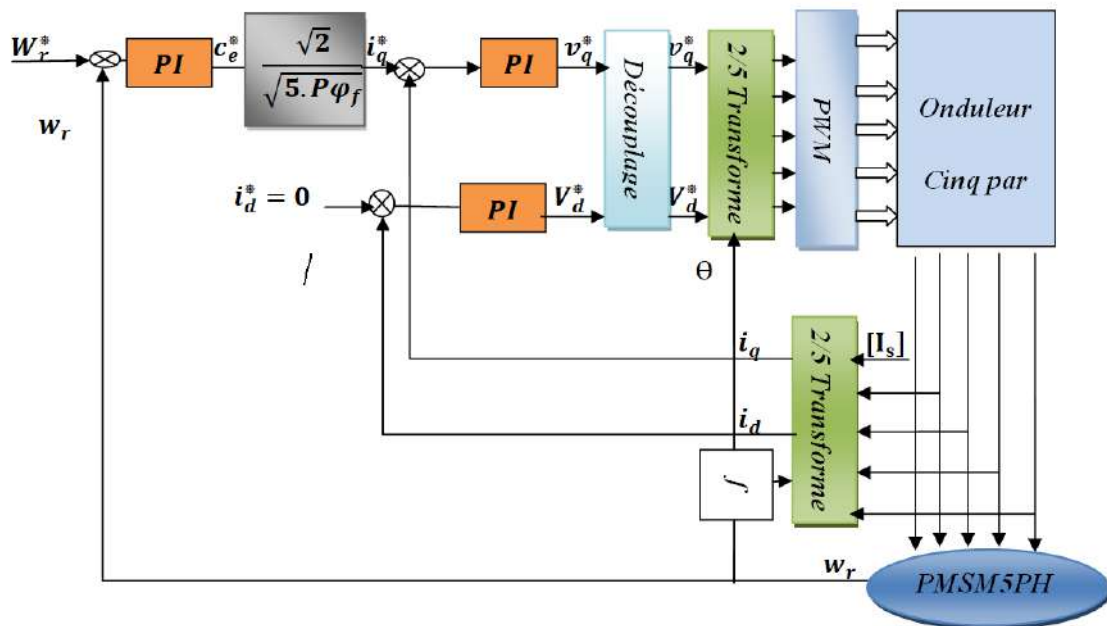


Fig. I.3 : Principe de la commande vectorielle de la PMSM5PH alimentée en Tension.

I.1.2.2 Onduleur MLI

A) Principe de base de MLI :

La technique en MLI consiste à générer un signal de sortie formé par plusieurs créneaux de largeur variables et amplitude égale à la tension d'alimentation. Les ordres d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs sont donnés par l'intersection d'un signal triangulaire (porteuse) à un signal de référence selon la stratégie choisie [9].

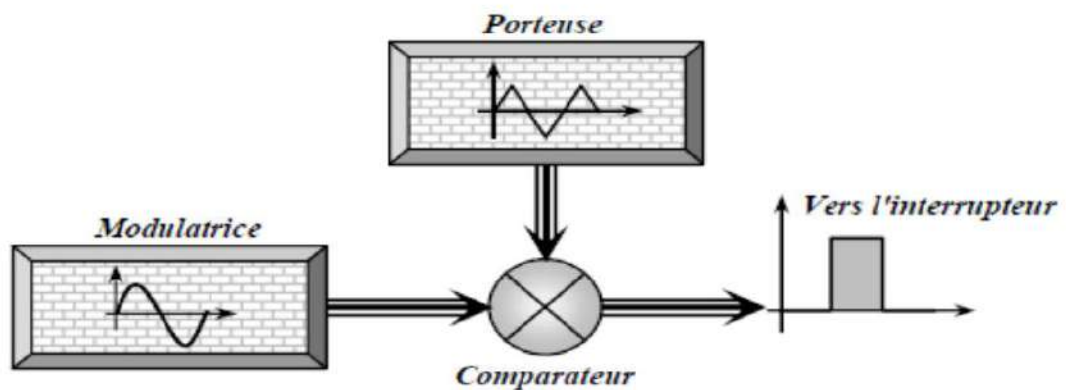


Fig. I.4: Réalisation du signal MLI

B) Les caractéristiques de MLI

Les paramètres importants dans la commande MLI sont :

- La fréquence de modulation f_p .
- L'indice de modulation m : qui est défini comme le rapport de la fréquence de la porteuse par la fréquence de la modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Il faut noter quand le coefficient de modulation est grand cela signifie que la neutralisation des harmoniques est efficace.
- Le coefficient de réglage A : est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la modulante par l'amplitude de la porteuse non modulée.

$$A = \frac{A_p}{A_r}$$

Le coefficient de réglage ne doit jamais être égal à « 1 », il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras [9] .

C) Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

Nous nous proposons donc de simuler les techniques suivantes :

- La modulation sinusoïdale
- triangulaire.
- L'injection de l'harmonique 3 dans la référence.

- La modulation vectorielle.
- La modulation calculée.

et les comparer du point de vue de leurs spectres d'harmoniques [10].

I.2. Modélisation de PMSM5PH et étude du commande vectorielle et l'onduleur MLI

I.2.1. Modélisation de PMSM5PH

I.2.1.1. hypothèse simplificatrice

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur certain nombre des hypothèses: [11]

- Entrefer constant.
- Une absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.
- La machine est symétrique.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre que le bobinage statorique. Ces hypothèses impliquent que :
- Les flux sont additifs ;
 - ❖ Les inductances propre sont constantes ;
 - ❖ La mutule inductance varie d'une façon sinusoïdale.

En général, les équations qui décrivent le comportement électrique de la machine sous forme matricielle sont exprimées comme suit :

A) Equations en tension

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_{sa} \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb} \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{sc} \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_{sd} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_{se} \cdot i_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{array} \right. \quad \text{(I.4)}$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} \quad (\text{I.5})$$

Avec R_s résistance d'une phase du stator

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \\ i_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

B) Equations de flux

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$[\varphi_s] = [L][i] + [\varphi_f] \quad (\text{I.8})$$

Avec

$$[L] = [L_{s0}] + [L_{s1}] \quad \text{Et} \quad [\varphi_f] = [\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}, \varphi_d, \varphi_e]^T \quad (\text{I.9})$$

$[L]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statoriques).

$[\varphi_f]$: Vecteur du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques.

Dans la machine à pôle saillants la matrice des inductances propres statoriques $[L]$ est en fonction de la position du rotor, elle contient deux termes : L_{s0} qui est constant, et $L_{s1}(\theta)$ qui est en fonction de l'angle $\theta = p \cdot \theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator [12].

Le rotor étant supposé saillant, les inductances ne dépendent pas de sa position car elles sont en fonction de l'entrefer qui est constant durant le mouvement de la machine et comme il n'y a pas une liaison de neutre ce qui implique que la somme des courants des phases statoriques est nulle [12].

Donc :

$$[L_{s1}] = 0 \quad (\text{I.10})$$

Alors

$$[L] = [L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{ad} & M_{ae} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bd} & M_{be} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cd} & M_{ce} \\ M_{da} & M_{db} & M_{dc} & L_{dd} & M_{de} \\ M_{ea} & M_{eb} & M_{ec} & M_{ed} & L_{ee} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Comme les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position de rotor on peut écrire

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{dd} = L_{ee} = L_S \quad (\text{I.12})$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ad} = M_{ae} = M_{ba} = M_{bc} = M_{bd} = M_{be} = M_{ca} = M_{cb} = M_{cc} = M_{cd} = M_{ce} = M_{da} = M_{db} = M_{dc} = M_{ea} = M_{eb} = M_{ec} = M_{ed} = M_S \quad (\text{I.13})$$

Donc Le système (I.6) devient

$$[L] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S & M_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S & M_S & M_S \\ M_S & M_S & M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

C) Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{I.15})$$

$$C_f = F \cdot \Omega \quad (\text{I.16})$$

Avec

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.17})$$

1.2.1.2. Transformation de base de PARK

La transformation de Park est conçue pour faciliter l'étude des régimes transitoires de la machine électrique polyphasée. Le principe est basé sur la transformation d'un système penta phase d'axes (a, b, c, d, e) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice [12]. Ce passage mathématique, transforme les trois bobines

statoriques fixes déphasées de $2\pi/5$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d. [12]

Pour passer du système penta phase (a, b, c, d, e), au système biphasé (d, q), (réciproquement) il faut utiliser les relations suivantes :

$$[X_{dqo}] [(\theta)] \cdot [X_{abcde}] \quad (\text{I.18})$$

$$[X_{abcde}] = [T(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{I.19})$$

Tel que : La Matrice de Park $[(\theta)]$ qui conserve les amplitudes est la suivante :

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Cette matrice permet de passer du référentiel (a, b, c, d, e) fixe lié au stator au référentiel (d-q) mobile avec une vitesse ω . Les sens des axes, a, b, c sont obtenus à partir des axes d, q à travers la transformation inverse de Park $[T(\theta)]^{-1}$. La matrice inverse est donnée par :

$$[T(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) - \sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor, alors que dans ce référentiel, les axes (d, q) sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse ω). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park [12].

1.2.1.3. Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d, q)

A) Equations des tensions

Avec l'application Park Transformée, nous aurons :

$$[V_{dq0}] = [(\theta)][V_{abcde}] = [(\theta)][R_s][i_{abcde}] + [T(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abcde}] \quad (\text{I.22})$$

Ensuite, en se basant sur le système (I.18) tout en appliquant sur $[P(\theta)]^{-1}$ on obtient alors

$$[V_{dq0}] = [T(\theta)][R_s][T(\theta)]^{-1} [i_{dq0}] + [T(\theta)][T(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \quad (\text{I.23})$$

Du moment que $[R_s]$ est diagonale alors

$$[T(\theta)][R_s][T(\theta)]^{-1} = [R_s] \quad (\text{I.24})$$

En utilisant

$$[T(\theta)] \cdot (d[T(\theta)]^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

À l'aide de (I.23) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega_{\varphi q} \quad (\text{I.26})$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_{\varphi d} \quad (\text{I.27})$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.28})$$

B) Equations des flux

D'après les équations (I.8) et (I.18) et Park, nous avons :

$$[\varphi_{dq0}] = [(\theta)] \cdot [X_{abcde}] = [T(\theta)] \cdot ([L][i_{abcde}] + \varphi_f) \quad (\text{I.29})$$

$$[\varphi_{dq0}] = [(\theta)][L][T(\theta)]^{-1} [i_{dq0}] + [T(\theta)] \cdot \varphi_f \quad (\text{I.30})$$

$$\text{avec: } [(\theta)][L][T(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

$$\text{et : } [(\theta)] \cdot \varphi_f = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \varphi_f \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_q = L_d \cdot i_d + \varphi_f \\ \varphi_d = L_q \cdot i_q \end{array} \right\} \quad (\text{I.33})$$

D'après les équations (I.27)et (I.28)Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega (L_q i_q + \varphi_f) \end{array} \right\} \quad (I.34)$$

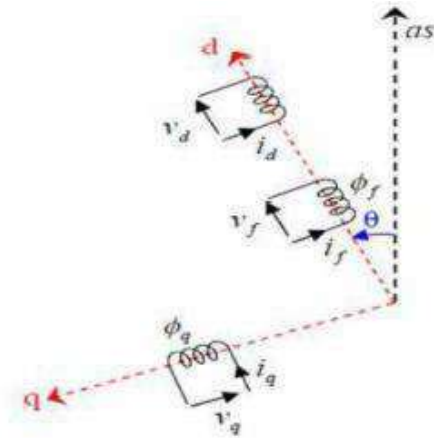


Fig. I.5 : Schéma équivalent d'une(MSAP) dans le repère(d-q).

C) Equation Couple électromagnétique

Expression de la puissance et du couple électromagnétique : La connaissance du couple électromagnétique C_{em} de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande. La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P(t) = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c + V_d \cdot i_d + V_e \cdot i_e \quad (I.35)$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{5}{2} V_d \cdot i_d + V_e \cdot i_e \quad (I.36)$$

Pour un système équilibré. $i_o = 0$, $v_o = 0$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q), la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P(t) = C_{em} \cdot \Omega = p \cdot \Omega \quad (I.37)$$

$$\text{Donc : } C_{em} = p \cdot \sqrt{\frac{5}{2}} [(L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} + \varphi_f \cdot i_{qs}] \quad (I.38)$$

I.2.2. Etude la commande vectorielle et Modélisation de l'onduleur à cinq bras

I.2.2.1. Etude de la commande vectorielle

A) Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q [13].

Les tensions suivant les axes (d,q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot i_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot i_q \frac{di_q}{dt} - \omega \left(L_q \cdot i_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \phi_f \right) \end{array} \right\} \quad (\text{I.39})$$

$$\omega = P * \Omega \quad (\text{I.40})$$

Avec la transformation de Laplace :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + L_{ds})i_{ds} - \omega L_q \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + L_{ds})i_{qs} - \omega (L_q \cdot i_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \phi_f) \end{array} \right\} \quad (\text{I.41})$$

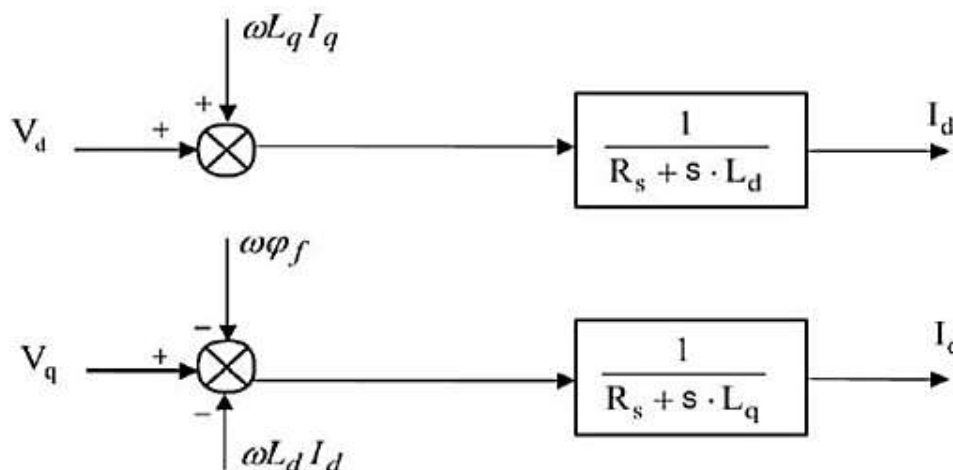


Fig. I.6 : Description de couplage

Les tensions V_d et v_q dépendent à la fois des courants sur les axes d et q, on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} e_d = \omega L_q \cdot i_{qs} \\ e_q = \omega (L_q \cdot i_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \varphi_f) \end{array} \right\} \quad (\text{I.42})$$

A partir de l'équation (I.43) et (I.44) on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* - e_q \end{array} \right\} \quad (\text{I.43})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^* = (R_s + L_{ds})i_{ds} \\ V_q^* = (R_s + L_{qs})i_{qs} \end{array} \right\} \quad (\text{I.44})$$

On a donc les courants « i_{ds} » et « i_{qs} » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d^* , et i_{qs} ne dépend que V_q^* , à partir de l'équation (I.46) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = \frac{V_d'}{R_s + L_{qs}s} \\ i_{qs} = \frac{V_q'}{R_s + L_{qs}s} \end{array} \right\} \quad (\text{I.45})$$

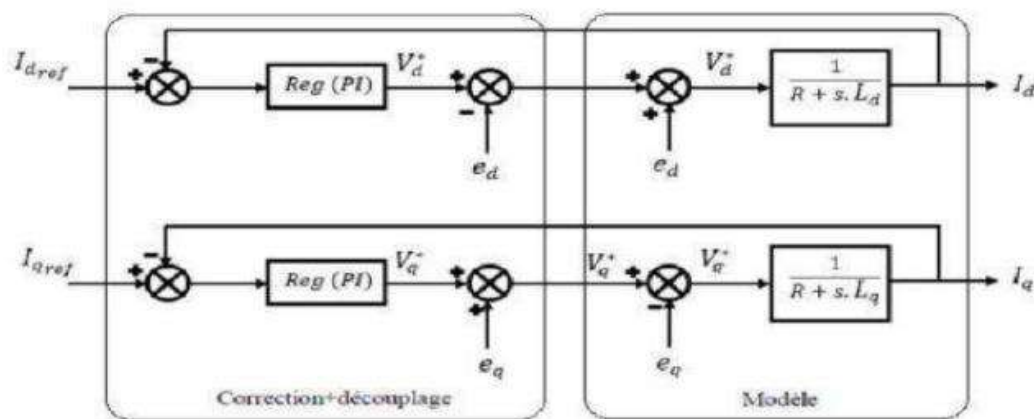


Fig. I.7 : Structure générale (machine-découplage par compensation)

B) Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégrale K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [8].

$$U_r(t) = K_p \cdot \xi(t) + k_i \cdot \int_0^1 \xi(t) dt \quad (\text{I.46})$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(t)}{\xi(t)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{I.47})$$

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

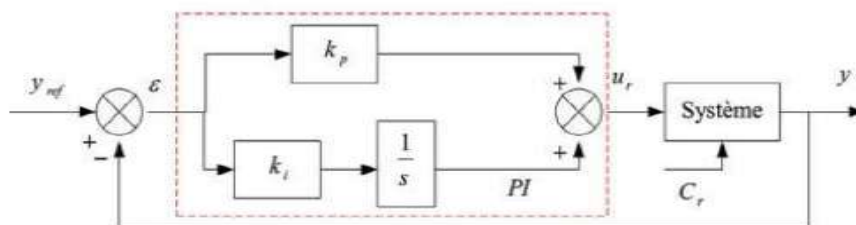


Fig.1.8: Régulateur PI

C) Synthèses des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI (proportionnelle, intégrale), dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée; donc de réduire le dépassement. Le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [13]

D) Régulateur des courantes

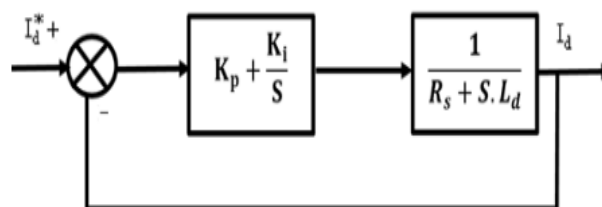


Fig. I.9 : Boucle de régulation du courant I_d

Par la technique de compensation pole/zéro, la fonction de transfert en boucle fermée, nous donne un système de type 1er ordre avec une constante de temps : $\tau = \frac{R_s}{K_i}$

$$FT(s) = \frac{1}{\tau.s+1} \quad (\text{I.48})$$

Le temps de réponse t_{rep} est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut 95 % de la valeur finale donnée lorsque le temps t devient infini, soit :

$$t_{rep} = 3. \tau \quad (\text{I.49})$$

Soit en résumé :

$$\triangleright K_p = \frac{3.L_d}{t_{rep}} \quad (\text{I.50})$$

$$\triangleright K_i = \frac{3.R_s}{t_{rep}} \quad (\text{I.51})$$

E) Régulateur de la vitesse

De même, le schéma de régulation de vitesse est issu du même principe, avec un temps de réponse de la boucle de vitesse au moins trois fois plus lent que celui des courants :

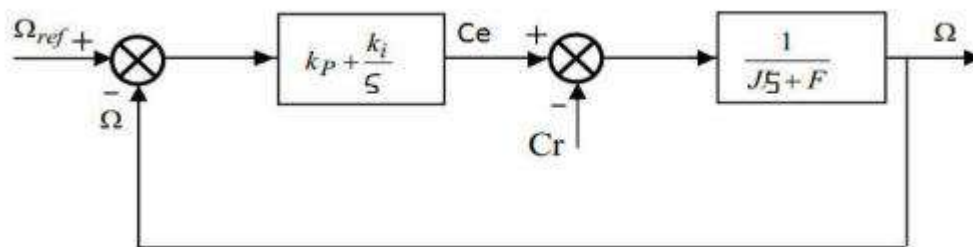


Fig. I.10: Boucle de régulation du vitesse

I.2.2.2 Modélisation de l'onduleur à cinq bras

Le circuit d'alimentation d'un VSI à cinq phases est illustré à la Fig. 1. La charge est considérée comme connectée en étoile et la phase de sortie de l'onduleur. Les tensions sont indiquées à la Fig. 1. Chaque interrupteur du circuit se compose de deux dispositifs semi-conducteurs de puissance, connectés en antiparallèle. L'un d'eux est un semi-conducteur, tel qu'un transistor bipolaire ou IGBT, tandis que le second est une diode [14].

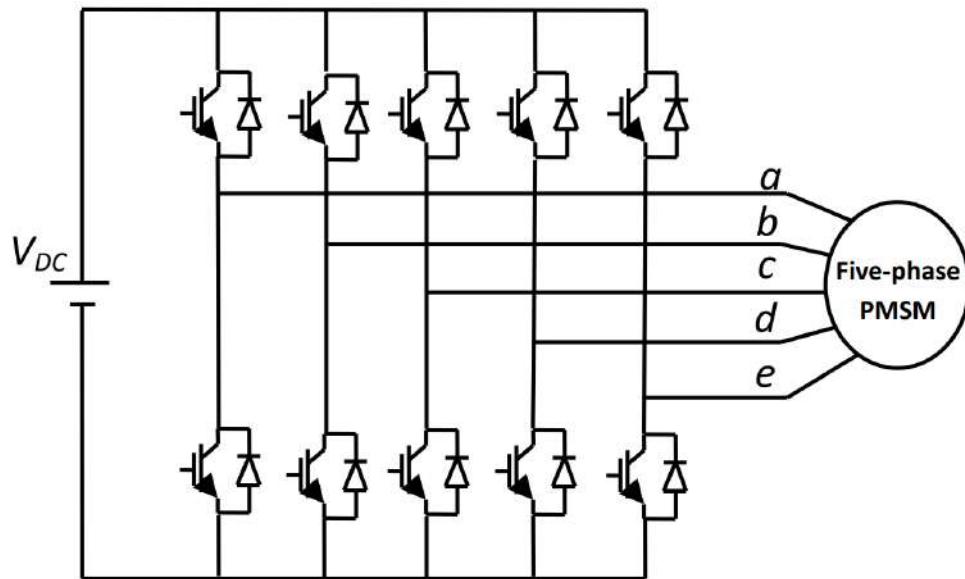


Fig. I.11: Schéma d'un onduleur de source de tension cinq phase.

A) Tensions des bras

Les tensions fournées par les bras par rapport au point de référence n sont :

$$\begin{cases} v_{an} = S_a V_{dc} \\ v_{bn} = S_b V_{dc} \\ v_{cn} = S_c V_{dc} \\ v_{dn} = S_d V_{dc} \\ v_{en} = S_e V_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

B) Tensions composées

Les tensions composées sont calculées par :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ v_{cd} = v_{cn} - v_{dn} = V_{dc}(S_c - S_d) \\ v_{de} = v_{dn} - v_{en} = V_{dc}(S_d - S_e) \\ v_{ea} = v_{en} - v_{an} = V_{dc}(S_e - S_a) \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

C) Tensions simples

Le récepteur étant équilibré on peut donc passer des tensions composées aux tensions simples à l'aide de la propriété suivante :

$$\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_d + \mathbf{v}_e = 0 \quad (\text{I.54})$$

On peut donc écrire :

$$\mathbf{v}_a = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_a - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_b + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_d + \mathbf{v}_e) \quad (\text{I.55})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_a = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_a - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_b + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_d + \mathbf{v}_e) \\ \mathbf{v}_b = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_b - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_d + \mathbf{v}_e) \\ \mathbf{v}_c = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_c - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b + \mathbf{v}_d + \mathbf{v}_e) \\ \mathbf{v}_d = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_d - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_e) \\ \mathbf{v}_e = \left(\frac{4}{5}\right)\mathbf{v}_e - \left(\frac{1}{5}\right)(\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b + \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_d) \end{array} \right. \quad (\text{I.56})$$

On obtient finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_a = \left(\frac{1}{5}\right)\mathbf{V}_{\text{Dc}}(4\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c - \mathbf{S}_d - \mathbf{S}_e) \\ \mathbf{v}_b = \left(\frac{1}{5}\right)\mathbf{V}_{\text{Dc}}(-\mathbf{S}_a + 4\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c - \mathbf{S}_d - \mathbf{S}_e) \\ \mathbf{v}_c = \left(\frac{1}{5}\right)\mathbf{V}_{\text{Dc}}(-\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b + 4\mathbf{S}_c - \mathbf{S}_d - \mathbf{S}_e) \\ \mathbf{v}_d = \left(\frac{1}{5}\right)\mathbf{V}_{\text{Dc}}(-\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c + 4\mathbf{S}_d - \mathbf{S}_e) \\ \mathbf{v}_e = \left(\frac{1}{5}\right)\mathbf{V}_{\text{Dc}}(-\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c - \mathbf{S}_d + 4\mathbf{S}_e) \end{array} \right. \quad (\text{I.57})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases à partir d'équations générales. Le modèle en cinq étapes est réduit à un modèle simplifié utilisant la transformation de Park. Nous avons également étudié le Commande vectorielle d'un PMSM5PH.

Chapitre II

Commande optimale

Introduction

La théorie des systèmes a connu des progrès importants à travers les années. La plupart des techniques d'analyse et de synthèse sont basées sur des modèles linéaires des procédés commandés, la nature non linéaire des systèmes physiques et en raison des performances de plus en plus croissantes exigées dans les applications industrielles, alors l'usage des techniques de commande avancée (commande adaptative, commande optimale, commande prédictive,...) devient indispensable.

De nos jours, les techniques de commande avancée deviennent l'un des domaines de recherche les plus actifs. En parallèle, on dispose de calculateurs puissants et une variété d'outils logiciels. Ce qui facilite la synthèse de lois de commande avancées et leur exécution, sans difficultés en temps réel [15].

II .1 . Généralité sur la commande optimale

II.1.1. Historique de la commande optimale

L'excellent aperçu historique fourni par SUSSMANN et al. Dans décrit les débuts de la théorie du contrôle optimal par le biais d'un défi mathématique lancé par JOHANN BERNOULLI en 1696 sous la forme du problème de Brachistochrone. Les auteurs de présentent également leur solution à ce problème en utilisant l'approche du contrôle optimal et montrent qu'elle est supérieure à la solution du calcul des variations. Quelques autres travaux notables l'histoire du contrôle optimal sont.

Le développement de l'équation d'Euler-Lagrange a été une découverte clé dans l'avancement du calcul infinitésimal de Variation. Cependant, c'était les efforts de deux mathématiciens de l'époque de la guerre froide, Lev PONTRYAGINEN Union soviétique et RICHARD BELLMAN aux États-Unis qui a établi la théorie du contrôle optimal comme un nouveau domaine en mathématiques appliquées et le distingue du calcul des variations [16].

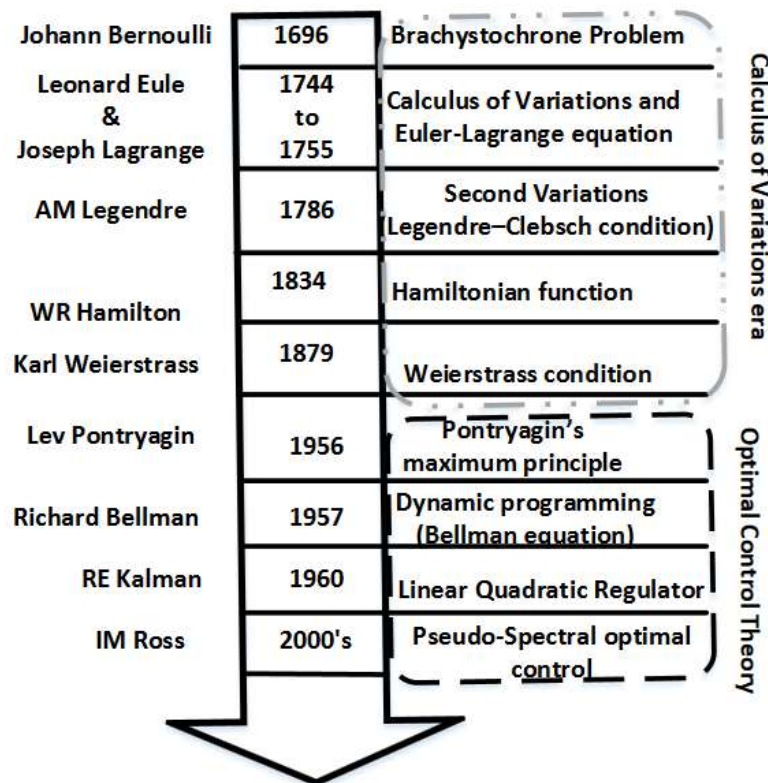


Fig.II.1. Commande optimale à travers l'histoire.

II.1.2. Présentation du Commande du optimale

La commande optimale (ou contrôle optimal) est un domaine de la théorie du commande qui étudie comment déterminer la meilleure façon de contrôler un système dynamique, c'est-à-dire comment choisir une séquence de commandes qui minimise un critère de performance donné. Le critère de performance peut être de nature différente selon le contexte, par exemple maximiser la stabilité d'un système, minimiser le temps nécessaire pour atteindre une certaine position, minimiser la consommation d'énergie, etc. Les techniques de commande optimale utilisent généralement des outils mathématiques avancés tels que la théorie de l'optimisation et les équations différentielles pour résoudre ces problèmes de commande de manière efficace [16].

Pour la commande optimale, il y a trois fonctions importantes à considérer :

- le critère à minimiser (ou à maximiser); il est considéré basiquement l'objectif général de la commande.
- les degrés de liberté pour l'optimisation.

- les restrictions du système et de la commande

Il convient de noter que l'optimisation dynamique ne nous indique que la trajectoire de l'état optimale. Il ne nous dit pas comment faire en sorte que la variable d'état suive cette trajectoire optimale. Pour mieux comprendre cette question, il faut tenir compte du fait que le changement des variables d'état d'un système dynamique ne doit pas nécessairement dépendre uniquement de l'état actuel du système. Le système peut être influencé de deux manières :

- a) Les paramètres du système changent,
- b) Des perturbations peuvent pénétrer dans le système depuis l'extérieur.

Les perturbations affectant le système peuvent être contrôlables ou incontrôlables. Les perturbations commandes sont appelées variables de commande ou entrées de commande et sont représentées par (t) . L'équation d'état (II.1) peut alors être réécrite sous la forme (II.3). Comme indiqué précédemment, un coût est également attribué à la trajectoire de commande par une fonction de coût. Il est également souhaitable que les variables d'état du système atteignent certaines valeurs terminales à la fin de la période transitoire. Ceci peut être incorporé dans la fonction de coût en utilisant une fonction de coût terminal $\phi((t_f))$. Par conséquent, la fonction de coût (II.2) peut être réécrite comme [16] (II.4).

$$\dot{x} = \dot{g}(x, t) \quad (\text{II.1})$$

$$J = \int_{t_0}^{t_f} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{II.2})$$

$$\dot{x} = g(x(t), u(t), t) \quad (\text{II.3})$$

$$J = \phi(x(t_f)) + \int_{t_0}^{t_f} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{II.4})$$

Si le système est entièrement contrôlable, la variable de contrôle peut manipuler toutes les variables d'état. D'état. Par conséquent, le problème de trouver la variable d'état optimale $x^*(t)$ peut être converti en un problème de recherche de la variable de contrôle optimale $u^*(t)$. En d'autres termes Autrement dit, nous trouvons une trajectoire pour la variable de contrôle $u^*(t)$ qui fait que la variable d'état $x(t)$ de suivre la trajectoire d'état optimale et de minimiser la fonction de coût. Ce problème est connu

sous le nom du problème de commande optimale [16].

Il existe de nombreuses façons de commande optimale, et ces méthodes sont classées en fonction des caractéristiques du système, des objectifs de performances et des contraintes spécifiques qui doivent être prises en compte. L'une de ces méthodes est la méthode de Commande prédictive (MPC).

II .2. Commande prédictive à base de modèle (MPC)

II .2 .1. Historique de la MPC

La commande prédictive (MPC : model prédictif control) est née à la fin des 1970 et s'est considérablement développée depuis, à la fois dans la communauté de la recherche en automatique et dans l'industrie. La raison de ce succès peut être attribuée au fait que la commande prédictive est peut-être la façon la plus générale de poser le problème de la commande de procédés dans le domaine temporel. En effet, sa formulation intègre des concepts tirés de la commande optimale, la commande stochastique, la commande multi variable et prend en compte les références futures lorsqu'elles sont disponibles.

Un avantage de la commande prédictive est que, grâce à l'horizon de commande fini et au modèle du système, les contraintes, et même des processus non linéaires et /ou variant dans le temps, peuvent être considérés en pratique [16].

II .2.2. Principe général de la MPC

L'algorithme de la commande prédictive est formulé par un problème d'optimisation sujet à un modèle mathématique de prédiction et des contraintes. La Fig.II.2 illustre le concept de la commande prédictive, à chaque période d'échantillonnage t du contrôleur, la prédiction du comportement du système est calculée grâce à un modèle interne, les mesures acquises à partir des capteurs et la future loi de commande.

La prédiction sur les variables commandées est effectuée sur une fenêtre temporelle de N échantillons (horizon de prédiction). La loi de commande optimale à appliquer est calculée jusqu'à un horizon temporel N_u (horizon de commande), en minimisant un critère de performances.

A la période d'échantillonnage suivante $t+1$, seul le premier élément de la loi de commande calculée est appliqué sur le système. Cette procédure est ensuite répétée : c'est le

principe de l'horizon fuyant. Ainsi à chaque période d'échantillonnage, un problème d'optimisation doit être résolu en temps réel. Dans le cas linéaire ce problème est exprimé sous forme d'un programme quadratique qui admet donc un seul minimum global tandis que dans le cas non linéaire, c'est un programme non linéaire avec contraintes non convexe admettant plusieurs minima locaux.[17]

Les éléments de base de la commande prédictive (voir Fig.II.3) sont :

- Un modèle du système pour réaliser les prédictions avec parfois des contraintes sur les variables de commandes et/ou les sorties à commander.
- . Une fonction coût à minimiser.
- Un algorithme d'optimisation (pour calculer la commande future).

Différentes options peuvent être considérées pour chaque élément, ce qui donne une variété d'algorithmes de commande prédictive,

Remarque

- Pour différencier on utilise la lettre t pour désigner l'évolution en temps discret et la lettre k

pour les prédictions.

- Dans la figure 2.1 la notation k/t est adoptée qui signifie la prédiction k sachant la mesure à

l'instant t .

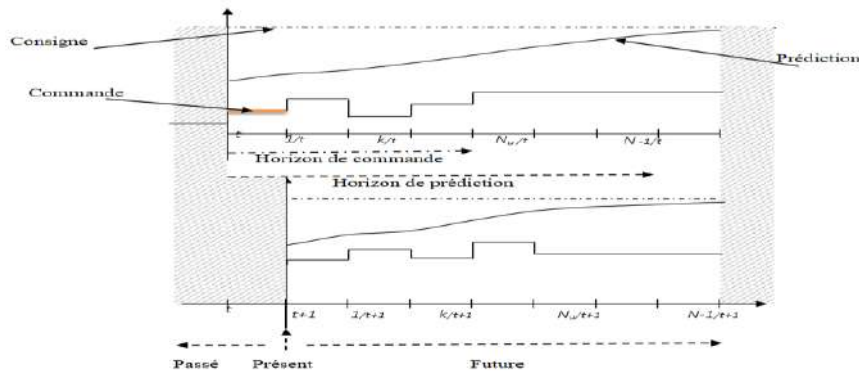


Fig.II.2 : Principe de la commande prédictive

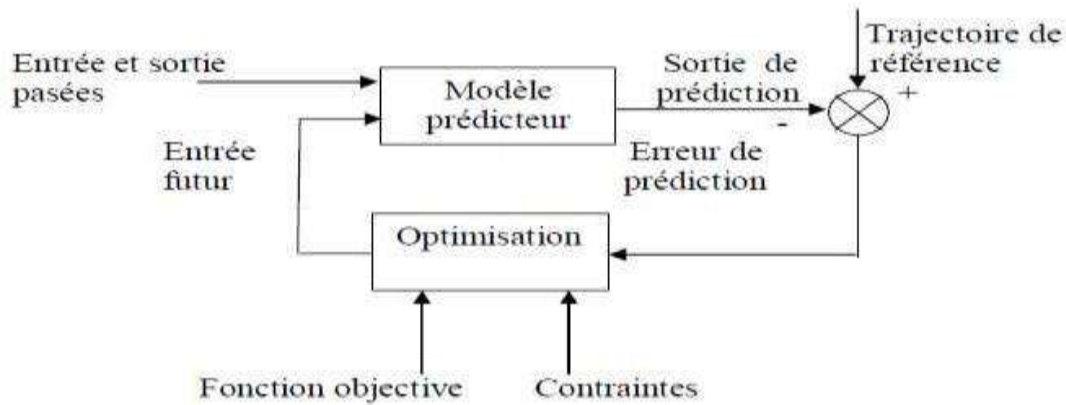


Fig.II.3: Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC

II 2.3. Méthodes de MPC

La Commande prédictive couvre une très large gamme de modules de commande que l'on trouve dans les applications de transducteurs modernes. Les méthodes de Commande prédictive sont généralement classées comme suit :

- Commande acyclique.
- Contrôle d'hystérésis basé sur la bande.
- Contrôle basé sur la piste.
- Contrôle basé sur un formulaire.

II.2.4. Avantages et inconvénients du MPC

La commande prédictive peut être utilisée pour commander des systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PID est insuffisant. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale... Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants [17]:

- On peut développer la stratégie de commande en utilisant une connaissance limitée sur le processus à commander et sans qu'un type bien précis de modèle soit imposé.
- La prise en compte des retards fait partie de l'approche et permet de respecter les contraintes sur les variables contrôlées et manipulées.

- Evite des variations excessives sur les variables manipulées, la commande est plus douce. Cela permet une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur temps de vie est ainsi augmenté.
- Lorsque les signaux et les actionneurs défailants, commander une aussi grande partie du procédé que possible.
- En cas de perturbations mesurables, le système s'adapte automatiquement.
- Les cas multi-variables peuvent être traités assez facilement.
- Cette approche est très utile lorsque les signaux de référence sont connus et permet en général un réel gain financier.
- La mise ouvre de la loi de commande est simple et le temps de calcul n'est pas prohibitif. [18]

II.3.Application de MPC à la PMSM5PH

Pour les applications d'entraînement de PMSM5PH, le MPC considère l'ensemble de vecteurs de tension relatif à l'onduleur comme l'ensemble fini.

L'ensemble de vecteurs de tension pour l'onduleur à cinq phases utilisé dans cette recherche. Dans un onduleur à deux niveaux et à cinq phases, il existe 32 états de commutation différents. Chacun de ces états correspond à un vecteur de tension et donc à 31 vecteurs de tension différents, y compris le vecteur de tension de l'état zéro (00000, 11111). L'ensemble de vecteurs de tension pour tous les états de commutation de l'onduleur à cinq phases peut être calculé à l'aide de l'équation (2.2.3). S_a, S_b, S_c, S_d, S_e sont les états de commutation de chaque branche de l'onduleur [1].

$$V_k = \frac{2}{5} V_{DC} (S_a + S_b e^{\frac{j2\pi}{5}} + S_c e^{\frac{j4\pi}{5}} + S_d e^{\frac{j6\pi}{5}} + S_e e^{\frac{j8\pi}{5}}) \quad (\text{II.5})$$

Tous les états de commutation possibles et les vecteurs de tension correspondants utilisés dans cette recherche sont indiqués dans le tableau.II.1. Les vecteurs de tension se présentent sous la forme de trois ensembles d'amplitudes différentes et de 10 directions vectorielles différentes, séparées de 360 degrés les unes des autres. La sortie de l'onduleur devient un ensemble fini puisqu'aucune technique de modulation n'est utilisée. Le système à temps discret prédit le comportement futur de chaque vecteur de commutation possible de l'onduleur afin de choisir l'option la moins coûteuse [1].

S_k	S_e	S_d	S_c	S_b	S_a	V_k
S_1	0/1	0/1	0/1	0/1	0/1	V_1 0
S_2	0	0	0	0	1	V_2 $0.4V_{DC}e^{0^\circ}$
S_3	0	0	0	1	0	V_3 $0.4V_{DC}e^{72^\circ}$
S_4	0	0	0	1	1	V_4 $0.647V_{DC}e^{36^\circ}$
S_5	0	0	1	0	0	V_5 $0.4V_{DC}e^{144^\circ}$
S_6	0	0	1	0	1	V_6 $0.247V_{DC}e^{72^\circ}$
S_7	0	0	1	1	0	V_7 $0.647V_{DC}e^{108^\circ}$
S_8	0	0	1	1	1	V_8 $0.647V_{DC}e^{72^\circ}$
S_9	0	1	0	0	0	V_9 $0.4V_{DC}e^{-144^\circ}$
S_{10}	0	1	0	0	1	V_{10} $0.247V_{DC}e^{-72^\circ}$
S_{11}	0	1	0	1	0	V_{11} $0.247V_{DC}e^{144^\circ}$
S_{12}	0	1	0	1	1	V_{12} $0.247V_{DC}e^{36^\circ}$
S_{13}	0	1	1	0	0	V_{13} $0.647V_{DC}e^{180^\circ}$
S_{14}	0	1	1	0	1	V_{14} $0.247V_{DC}e^{180^\circ}$
S_{15}	0	1	1	1	0	V_{15} $0.647V_{DC}e^{144^\circ}$
S_{16}	0	1	1	1	1	V_{16} $0.4V_{DC}e^{108^\circ}$
S_{17}	1	0	0	0	0	V_{17} $0.4V_{DC}e^{-72^\circ}$
S_{18}	1	0	0	0	1	V_{18} $0.647V_{DC}e^{-36^\circ}$
S_{19}	1	0	0	1	0	V_{19} $0.247V_{DC}e^{0^\circ}$
S_{20}	1	0	0	1	1	V_{20} $0.647V_{DC}e^{0^\circ}$
S_{21}	1	0	1	0	0	V_{21} $0.247V_{DC}e^{-144^\circ}$
S_{22}	1	0	1	0	1	V_{22} $0.247V_{DC}e^{-36^\circ}$
S_{23}	1	0	1	1	0	V_{23} $0.247V_{DC}e^{108^\circ}$
S_{24}	1	0	1	1	1	V_{24} $0.4V_{DC}e^{36^\circ}$
S_{25}	1	1	0	0	0	V_{25} $0.647V_{DC}e^{-108^\circ}$
S_{26}	1	1	0	0	1	V_{26} $0.647V_{DC}e^{-72^\circ}$
S_{27}	1	1	0	1	0	V_{27} $0.247V_{DC}e^{-108^\circ}$
S_{28}	1	1	0	1	1	V_{28} $0.4V_{DC}e^{-36^\circ}$
S_{29}	1	1	1	0	0	V_{29} $0.647V_{DC}e^{-144^\circ}$
S_{30}	1	1	1	0	1	V_{30} $0.4V_{DC}e^{-108^\circ}$
S_{31}	1	1	1	1	0	V_{31} $0.4V_{DC}e^{180^\circ}$

Tableau II.1 : Vecteurs de tension d'un onduleur à cinq phases

Les vecteurs de tension des 32 états de commutation sont décomposés dans les plans primaire et secondaire à l'aide de la matrice de décomposition de l'espace vectoriel C de (4a) en complexe. matrice de décomposition de l'espace vectoriel C de (4a) sous forme complexe. Leurs projections dans les deux plans sont illustrées à la fig.4. Les états de commutation sont classés en fonction de la magnitude des vecteurs de tension du plan primaire [19].

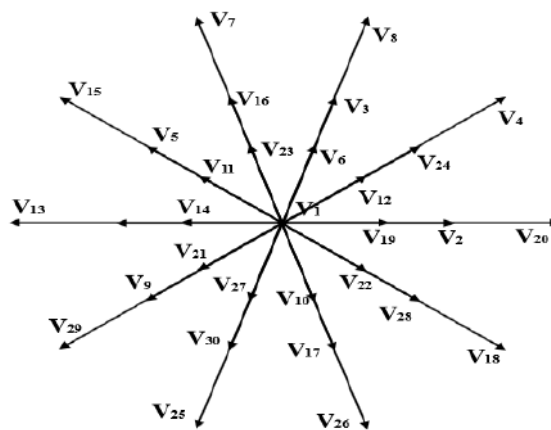


Fig.II.4 : Disposition de l'espace de tension vecteurs.

Les états de commutation sont classés en fonction de l'amplitude des vecteurs de tension du plan primaire en groupes S (small), M (medium), L (large) et zéro, comme le

résume le tableau I. Trois schémas MPC utilisant différentes combinaisons de ces états de commutation sont étudiés plus loin. de ces états de commutation sont étudiés plus loin. Le MPC qui utilise tous les états de commutation (S+M+L+Zéro) est appelé MPC-31. Ensuite, il a été démontré dans un travail précédent avec deux états de commutation triphasés double qu'un ensemble d'états de commutation équivalent (L+zéro) est réalisable, est possible. Par conséquent, un schéma similaire est étudié ici pour un entraînement à cinq phases (MPC-11).

Enfin, il a été démontré que le MPC n'utilise occasionnellement que deux ensembles adjacents d'états de commutation actifs [19].

Group	Switching state
<i>S</i>	$S_{18}, S_{11}, S_5, S_{22}, S_{10}, S_{13}, S_{20}, S_{26}, S_9, S_{21}$
<i>M</i>	$S_1, S_{23}, S_2, S_{15}, S_4, S_{30}, S_8, S_{29}, S_{16}, S_{27}$
<i>L</i>	$S_{19}, S_3, S_7, S_6, S_{14}, S_{12}, S_{28}, S_{24}, S_{25}, S_{17}$
<i>Zero</i>	S_0, S_{31}

Tableau II.1 : Groupes de vecteurs spatiaux et états de commutation correspondants

Nous utiliserons les informations que nous avons fournies ci-dessus pour dessiner une schéma de simulation, que nous présenterons sous la forme du formulaire suivant :

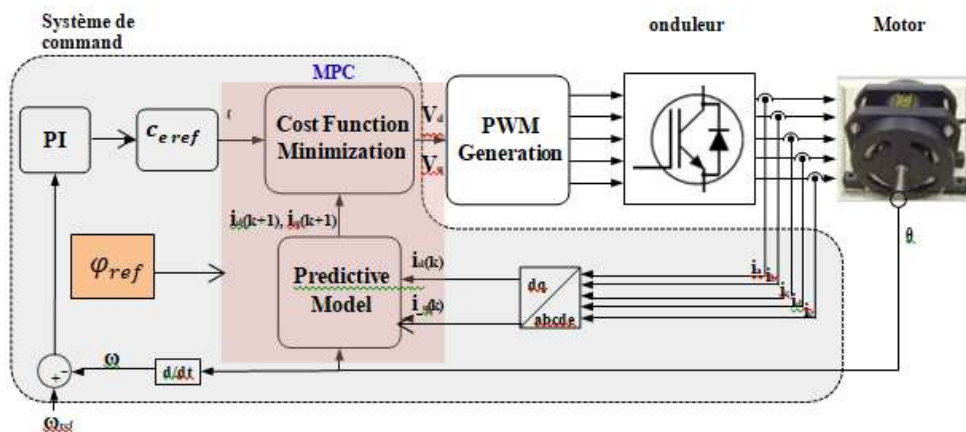


Fig.II.5: schéma global de commande Prédictive.

Pour chaque algorithme de contrôle et par exemple nous avons notre modèle de contrôle prédictif il sera représenté sous la forme de l'algorithme suivant :

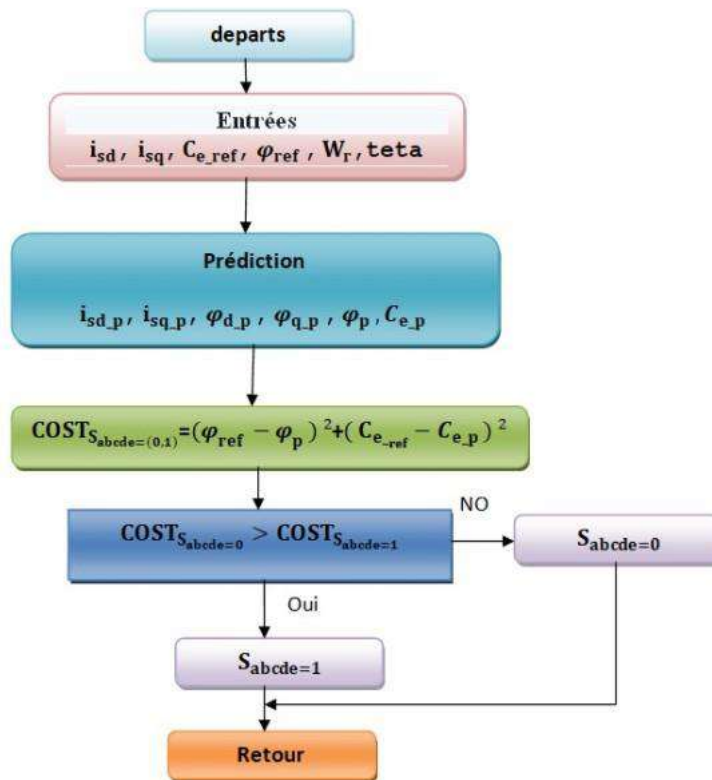


Fig.II.6: Algorithme de MPC.

Conclusion

En conclusion, le contrôle optimal d'un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM) adoptera Exigences spécifiques à l'application, performances du système et limitations. MPC (Prédictive Model Control) est une approche avancée qui permet d'optimiser Bonnes performances et gestion efficace des contraintes. Il utilise un modèle mathématique C'est au système de prédire son comportement futur et de générer des commande optimales. Et qui d'autre part, le contrôle optimal peut également faire référence à diverses méthodes de contrôle.

Chapitre III

Application de la commande à la PMSM5Ph

Introduction

La simulation est un outil utilisé dans divers domaines de l'ingénierie et de la recherche. Il permet d'analyser le comportement du système avant sa mise en œuvre et d'optimiser son fonctionnement en testant différentes solutions et conditions de travail, un phénomène physique à l'aide de modèles mathématiques simples. Il permet notamment d'étudier l'évolution du système en modifiant un ou plusieurs facteurs et en comparant les valeurs observées. En d'autres termes, la simulation permet aux modèles mathématiques de représenter les divers phénomènes de transfert de masse, d'énergie et de quantité de mouvement se produisant dans diverses opérations unitaires.

III.1.. Simulation de la PMSM5Ph alimentée par onduleur

La figure (II.1) illustre le schéma de simulation de la modélisation de la machine associée à l'onduleur de tension :

III. 1. 1. Schéma de simulation

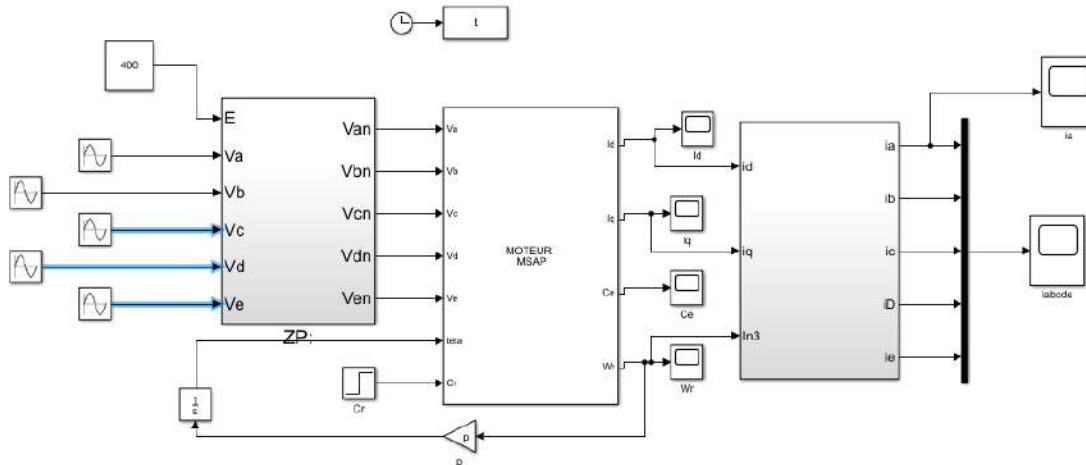


Fig. III.1: Schéma de simulation de la PMSM5PH

III.1.2. Résultats de la simulation

On a simulé l'association convertisseur statique-PMSM5PH, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation sinus triangle. Si on

compare ces résultats (PMSM5PH alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant, on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine .

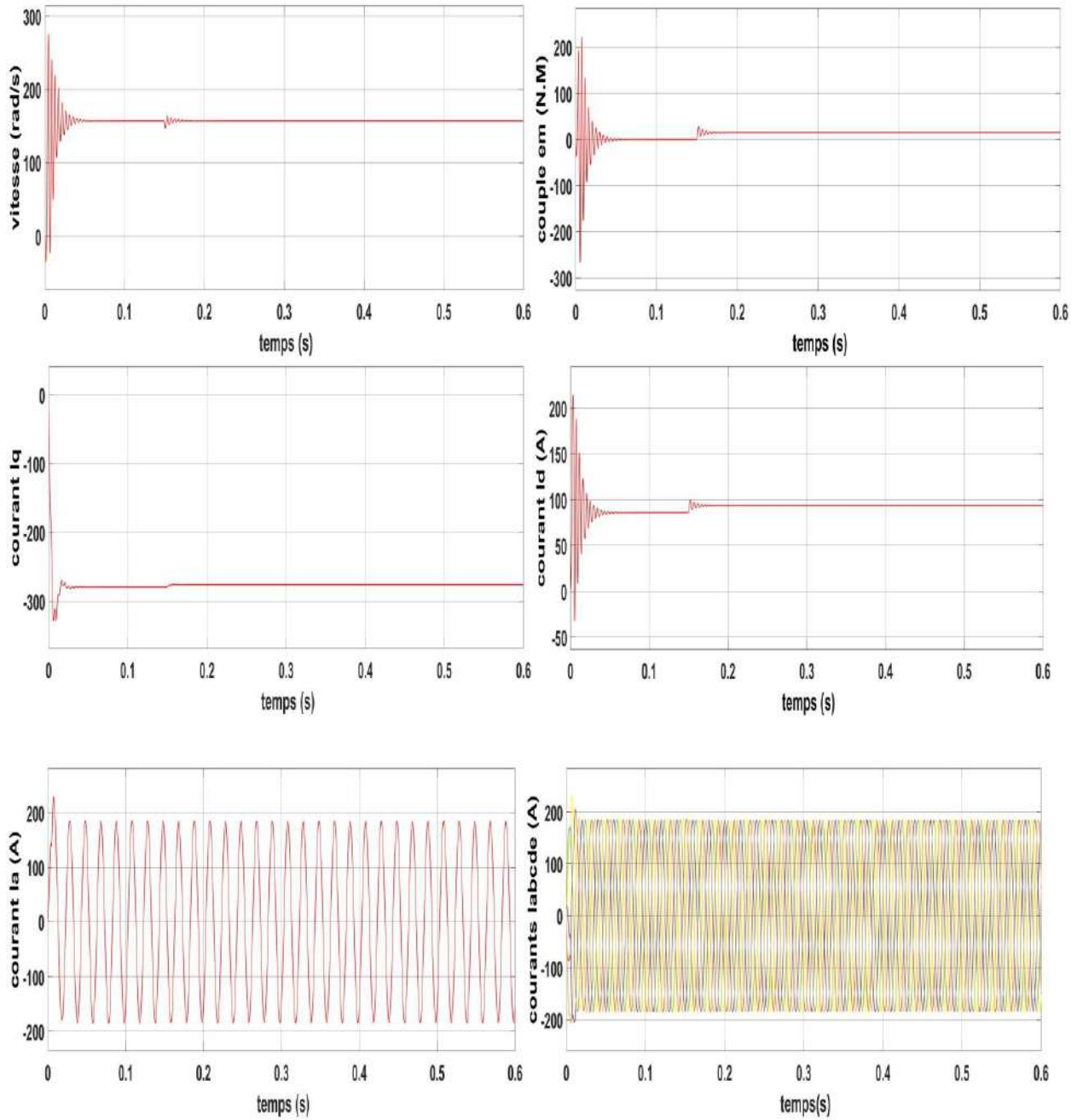


Fig.III.2: Résultats de simulation de la MSAP

II.1.3. Interprétation des résultants

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est très pulsatile et atteint une valeur plus faible qu'auparavant, puis se stabilise à la valeur nominale avec un cône semivisqueux après un long temps de réponse.
- L'allure de la courbe de couple présente également de fortes oscillations au démarrage sur une longue période et sa valeur de démarrage est plus faible qu'avant, puis elle se stabilise à zéro mais avec des vibrations permanentes.
- Les courants constants à cinq phases forment des ondes sinusoïdales de faible amplitude et sont irrégulières en raison de leur division et ont une valeur plus faible qu'auparavant

III.2. Simulation de la commande vectorielle de la PMSM5PH alimentée en tension

III. 2. 1. Schéma de simulation

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec de la PMSM5PH représenté par la Figure (III-1) :

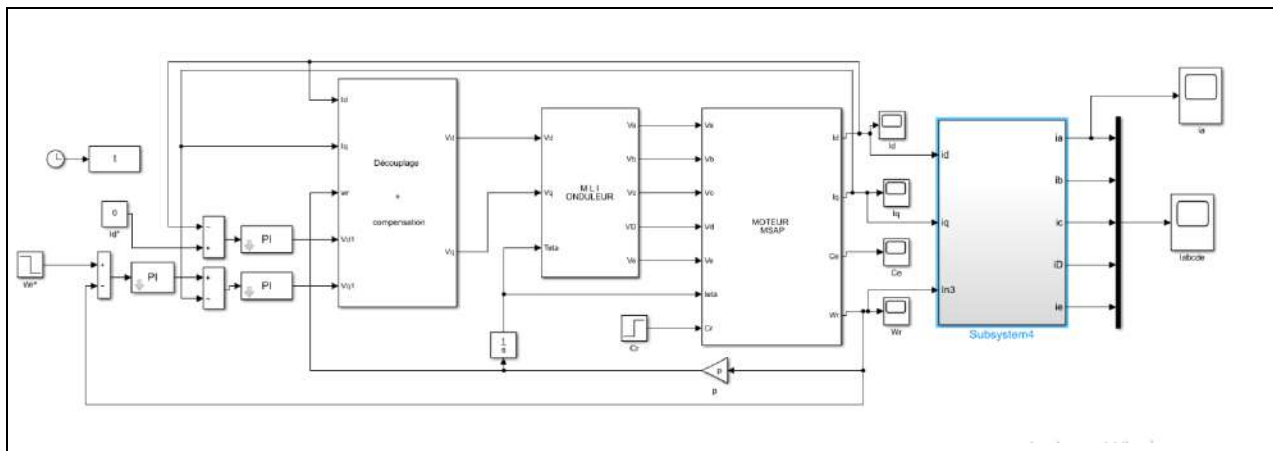


Fig. III .3 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle d'une PMSM5PH.

III.2.2. Résultats de la simulation

Les résultats de simulation pour trois tests (application d'une charge et augmentation de la vitesse, puis inversion du sens de rotation) exécutés dans SIMULINK sous MATLAB, comme le montrent les figures suivantes. Avec le simulateur de la figure (III.1) les tests suivants ont été effectués pendant 0,6 s :

- Pour $1 \leq t \leq 0,2$ s : Ω_{rff} dente est fixé à 157 rad/s ,et on applique un couple de résistances que $C_r = C_n$ (où le point $t = 0.15$ s)
- Pour $0.30 \leq t \leq 0.6$ s : Le couple de traînée est maintenu à C_n et la vitesse chute brutalement à -157 rad/s (inversion machine).

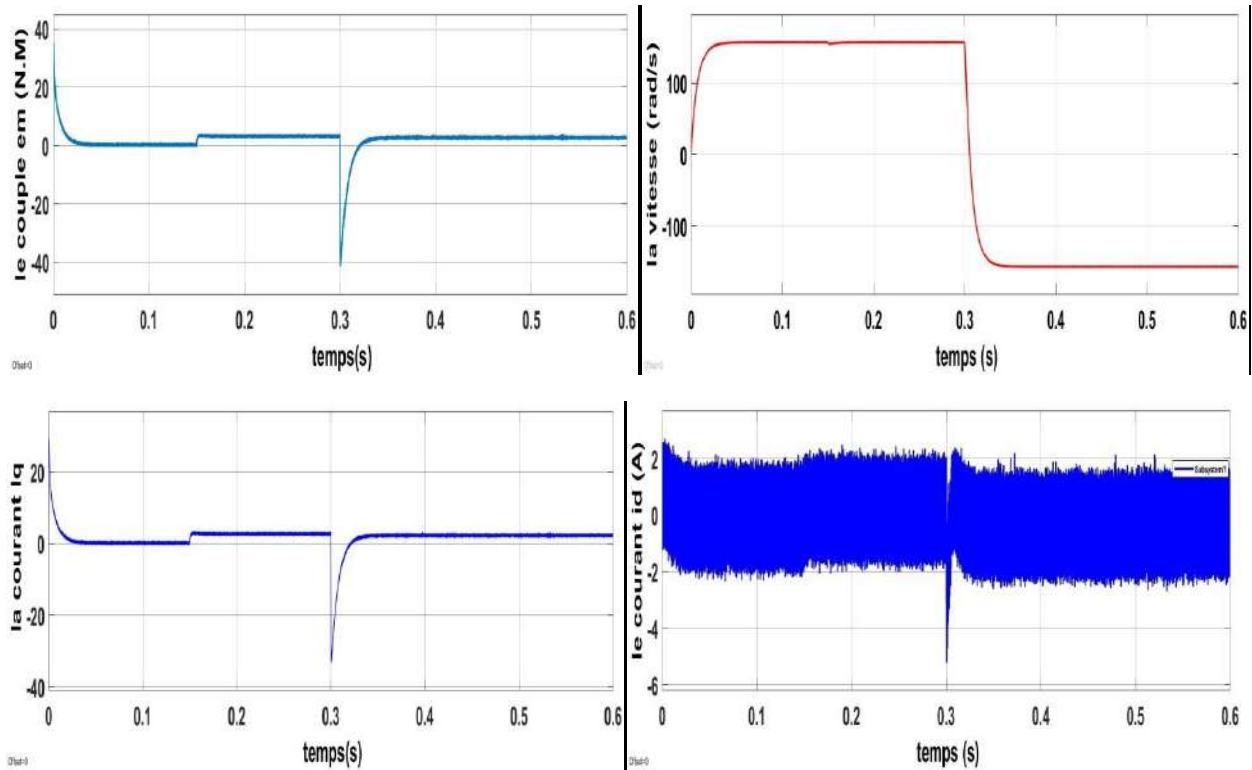


Fig. III.4: Résultats de Simulation de la commande vectorielle de la PMSM5PH en charge.

III.2.3. Interprétation des résultants

- Le modèle de vitesse montre une petite goutte qui est rapidement rejetée puis revient à la ligne de base.
- Il y a un couple de démarrage élevé qui disparaît lorsque le régime permanent est atteint. Il convient également de noter que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de charge.

- La sélection correcte des facteurs de contrôle du régulateur de courant garantit que la composante I_d est toujours nulle, tandis que la composante I_q a la même dynamique que le couple électromagnétique et correspond au couple de charge.
- Les courants de phase i_a, i_b, i_c, i_d, i_e sont presque nuls après le régime transitoire jusqu'à l'instant $t = 0.15s$ pour la machine est entraîné en à vide. Ensuite, avec le temps $t = 0,30$ seconde, c'est une poche avec la même capacité, mais de la fréquence la plus élevée depuis lors L'appareil se compose à grande vitesse.

III.3. Simulation de la commande MPC de la PMSM5PH alimentée en tension

III. 3.1. Schéma de simulation

Le schéma de simulation de la commande MPC avec de la PMSM5PH représenté par la Figure (III-1) :

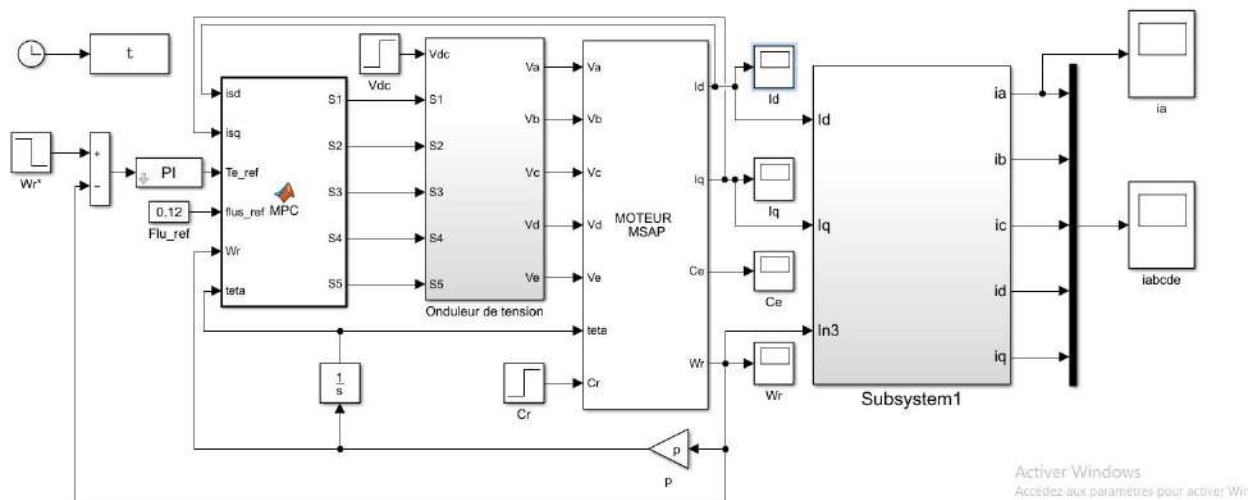


Fig. III .5 : Schéma bloc de simulation de la commande MPC d'une PMSM5PH

III.3.2. Résultats de la simulation

Les résultats de simulation pour trois tests (application d'une charge et augmentation de la vitesse, puis inversion du sens de rotation) exécutés dans SIMULINK sous MATLAB , comme le montrent les figures suivantes. Avec le simulateur de la figure (III.4) les tests suivants ont été effectués pendant 0,6 s :

- Pour $1 \leq t \leq 0,2$ s : Ω_{rff} dente est fixé à 157 rad/s ,et on applique un couple de résistances que $C_r = C_n$ (où le point t = 0.15s)
- Pour $0.30 \leq t \leq 0.6$ s : Le couple de traînée est maintenu à C_n et la vitesse chute brutalement à -157 rad/s (inversion machine).

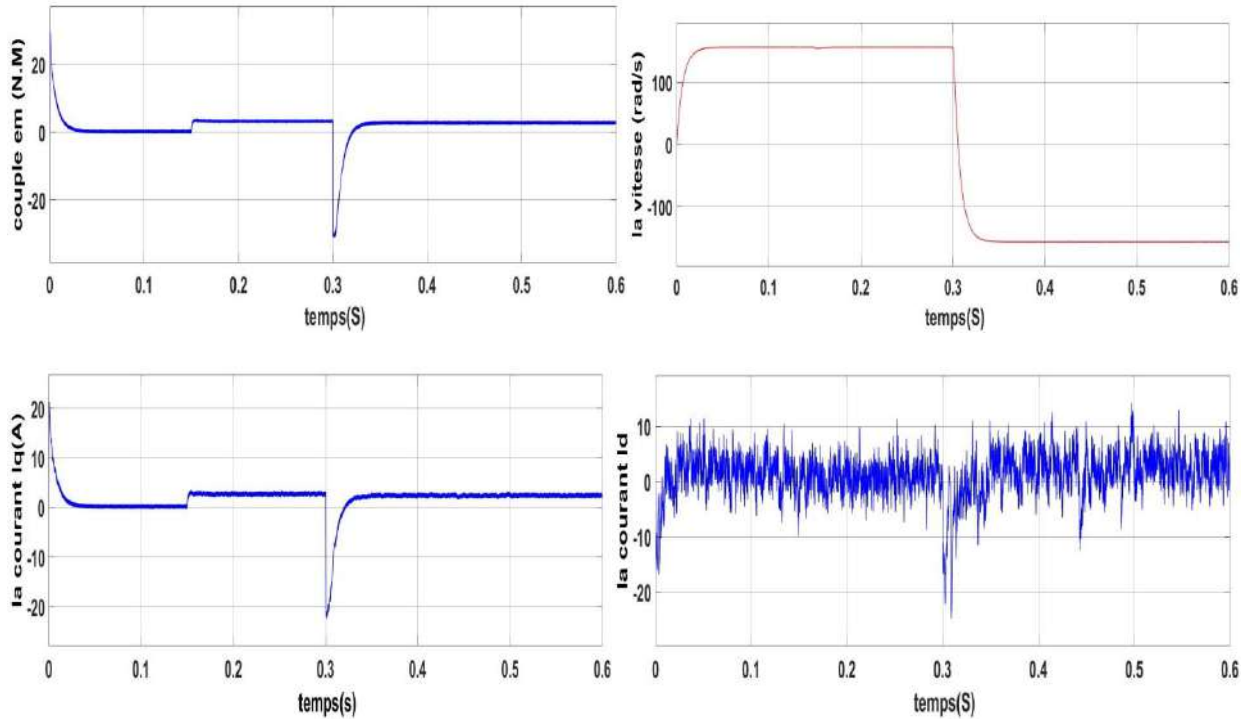


Fig. III.6: Résultats de Simulation de la MPC la PMSM5PH en charge

III.3.3. Interprétation des résultants

Les résultats obtenus d'après (Fig. III.6) montrent ce qui suit :

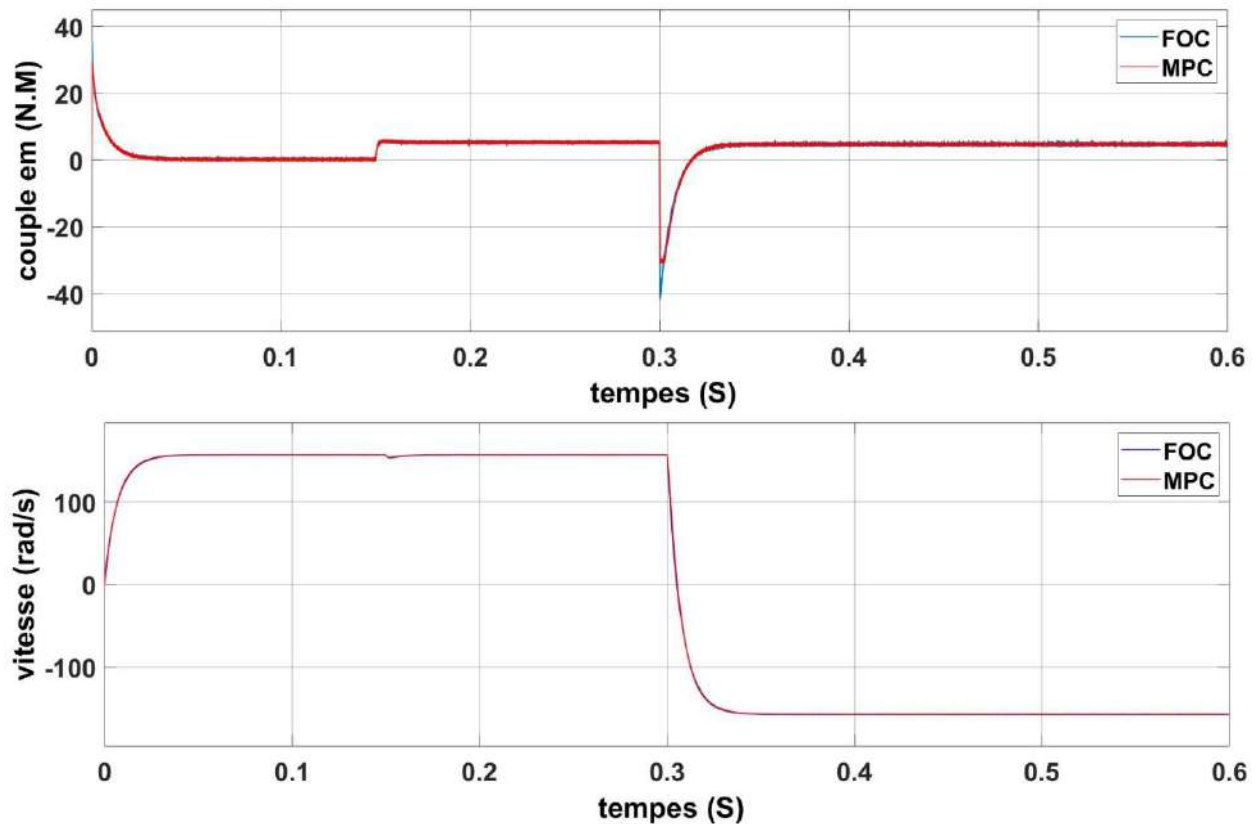
- meilleure réponse dynamique instantanée de la vitesse ainsi que une meilleure poursuite de leurs références.
- meilleure réponse dynamique instantanée du couple ainsi que une meilleure poursuite de leurs références
- meilleure réponse des courants statorique i_d et i_q ainsi qu'une meilleure poursuite de leurs références
- Faibles oscillations sur les courants

- Les deux composantes du courant du stator (i_a , i_b , i_c , i_d , i_e) apparaissent sinusoïdales et décalées de $2\pi/5$.

III.4. Comparaison entre le commande MPC et le commande vectorielle

Commande MPC (Commande à Modèle Prédictif) et le commande vectorielle sont deux approches couramment utilisées pour le contrôle des moteurs synchrones à aimant permanent (PMSM).

Afin de mieux évaluer les résultats obtenus, il est important de faire une comparaison entre les deux commandes utilisées.



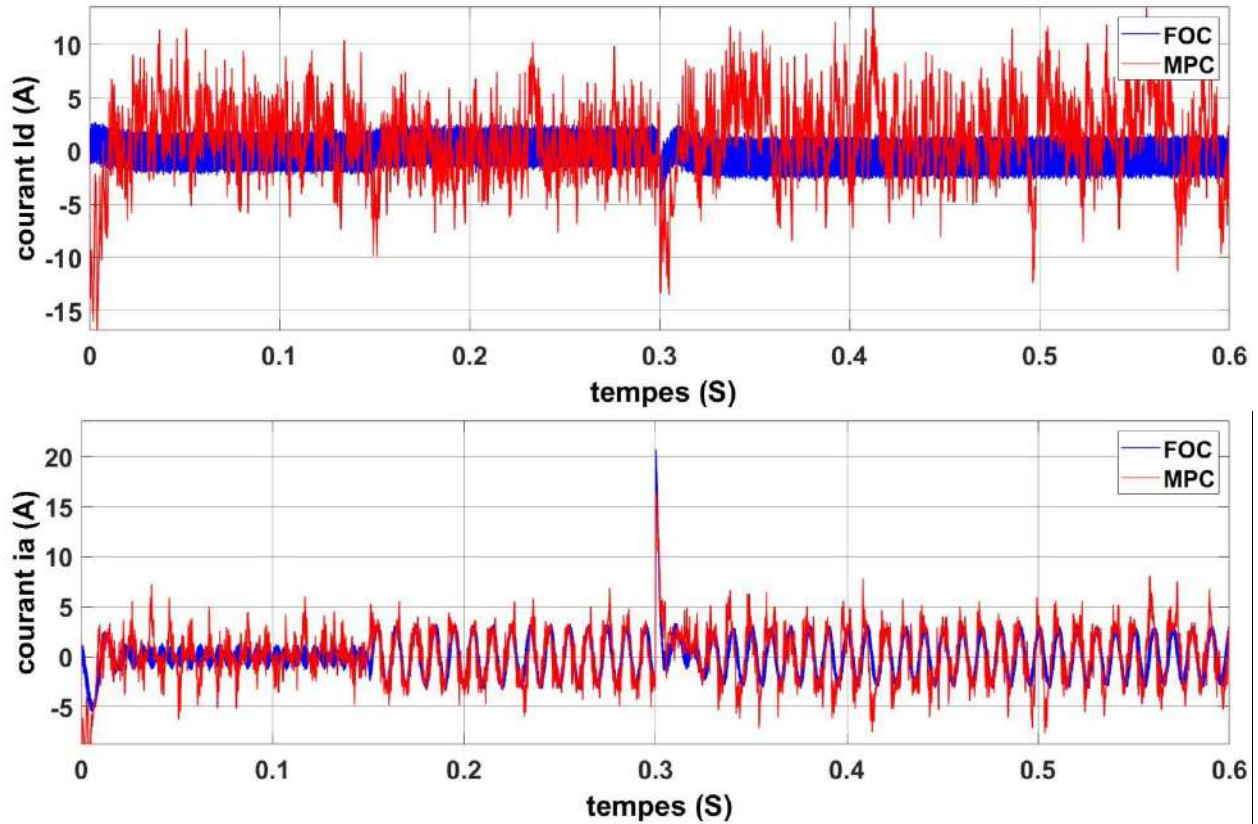


Fig. III.7: Résultats de Simulation afin de comparer MPC avec FOC

Cette comparaison analysera les différences de vitesse, de couple et de courant pour chaque approche, en particulier lorsque le couple est appliqué éléchargez et installez la vitesse de référence. De plus, cette analyse comparative Mettre en évidence les forces et les limites de chaque méthode

Ainsi, le contrôle dans une telle comparaison offre une perspective précieuse pour sélectionner le mode de contrôle le plus approprié et ainsi optimiser le fonctionnement de la machine électrique.

Voici une comparaison entre ces deux techniques :

- Principe de fonctionnement :
- ❖ commande MPC : Le commande MPC est basé sur un modèle mathématique du système. Il utilise ce modèle pour prédire le comportement futur du système et générer des commandes optimales qui minimisent un critère de performance spécifié.

- ❖ commande vectorielle: Le commande vectorielle, également appelé contrôle de champ orienté (FOC), est basé sur la décomposition du courant du stator en deux composantes : une composante de flux et une composante de couple. Il permet de contrôler indépendamment le flux et le couple du moteur.
- Complexité de mise en œuvre :
- ❖ commande MPC : La mise en œuvre du commande MPC peut être complexe, car elle nécessite la modélisation mathématique du système, la prédiction du comportement futur et l'optimisation de la commande. Elle nécessite également une puissance de calcul importante.
- ❖ commande vectorielle: Le commande vectorielle est relativement plus simple à mettre en œuvre, car il se base sur des calculs vectoriels pour contrôler le flux et le couple du moteur. Il ne nécessite pas de modélisation mathématique complexe du système.

3. Performances de suivi de référence :

- commande MPC : Le commande MPC est capable de suivre avec précision les références de consigne, qu'il s'agisse de la vitesse, du couple ou d'autres paramètres. Il peut réagir rapidement aux variations de consigne et atteindre une bonne précision de suivi.

- commande vectorielle: La commande vectorielle permet également un bon suivi de référence en ajustant indépendamment le flux et le couple. Cependant, il peut être plus sensible aux perturbations externes et aux variations de charge.

- Réponse dynamique :
- ❖ commande MPC : Le commande MPC peut offrir une réponse dynamique rapide en ajustant les commandes en fonction du modèle du système et des objectifs de performance. Il peut réagir rapidement aux variations de consigne et atténuer les effets des perturbations.
- ❖ commande vectorielle: Le commande vectorielle offre également une bonne réponse dynamique en ajustant les composantes de flux et de couple. Il peut réagir rapidement aux changements de consigne, mais sa réponse peut être moins flexible par rapport au contrôle MPC.
- Gestion des contraintes et des limites :

- ❖ commande MPC : Le commande MPC peut prendre en compte les contraintes physiques et opérationnelles du système, telles que les limites de courant, de tension et de vitesse. Il peut générer des commandes qui respectent ces contraintes.
- ❖ commande vectorielle: Le commande vectorielle peut également prendre en compte certaines contraintes, mais il peut nécessiter des ajustements spécifiques pour s'assurer que les limites sont respectées.

En résumé, le commande MPC offre une approche plus avancée et plus flexible pour le contrôle des PMSM. Il permet une meilleure optimisation des performances, un suivi précis des références et une gestion plus

Conclusion

En conclusion, la commande vectorielle est une approche bien établie et largement utilisée pour le contrôle des PMSM, offrant des performances satisfaisantes dans de nombreuses applications. La commande MPC, en revanche, est une méthode plus avancée qui peut offrir une meilleure optimisation des performances, une meilleure gestion des contraintes et une réponse plus précise aux variations de consigne. Cependant, la commande MPC nécessite une mise en œuvre plus complexe et peut nécessiter des ressources de calcul plus importantes. Le choix entre les deux dépendra des exigences spécifiques de l'application et des performances souhaitées en termes de suivi de référence, de stabilité et de gestion des contraintes.

Conclusion générale

Conclusion générale

Commande vectorielle à 5 phases est une approche couramment utilisée pour la commande des PMSM5PH. Il permet un contrôle indépendant des cinq phases du moteur, offrant une meilleure flexibilité et une meilleure adaptation aux variations de charge. Cette approche peut fournir une précision de suivi de référence élevée, une réponse dynamique rapide et une bonne stabilité du système.

Commande à modèle prédictif (MPC) à 5 phases : La commande MPC à 5 phases est une approche plus avancée qui utilise un modèle mathématique du système pour prédire son comportement futur et générer des commandes optimales. Elle permet une optimisation fine des performances et une gestion efficace des contraintes spécifiques au moteur à 5 phases. La commande MPC peut offrir une meilleure précision de suivi, une meilleure gestion des perturbations et une adaptation aux variations de consigne.

Choix basé sur les exigences spécifiques : Le choix de la commande optimale pour un PMSM à 5 phases dépendra des exigences spécifiques de l'application, telles que la précision de suivi de référence, la réponse dynamique requise, la gestion des perturbations et des contraintes, ainsi que les contraintes de temps de calcul et de complexité de mise en œuvre. Il est important de considérer ces facteurs et de réaliser une évaluation approfondie des performances et des limitations de chaque approche pour sélectionner la commande optimale.

Il convient de noter que la commande optimale peut également être influencée par d'autres facteurs tels que la disponibilité des ressources de calcul, les coûts de mise en œuvre, les exigences de sécurité, etc. Une analyse approfondie et des tests expérimentaux sont souvent nécessaires pour déterminer la commande optimale pour un moteur synchrone à aimant permanent à 5 phases dans un contexte spécifique.

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1]: **MUDIYANSELAGE, KONARA, IRESHA SHAMINDHARMASENA,** " Model Predictive Control of Five-Phase Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor". Diss. University of Akron, Thesis Master of science 2018 .
- [2] : **DWARI S. PARSA L.** (2008). "An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults". Transactions on industriel électronique (2008) .
- [3]:**GUZMÁN, MARIO BERMÚDEZ.** "*Nouvelles techniques de commande pour les entraînements électriques polyphasés: commande en mode instantané (DTC et MPC) dans des situations limites*". Thèse de Doctorat. Diss. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers-ENSAM; Universiade de Sevilla (Espagne), 2018.
- [4] : **YOUNES NEKMOUCHE, ET MOUSSAOUI BACHIR.** "Modélisation des moteurs asynchrone polyphasés, dédiée au diagnostic des court-circuit inter- fils. Application aux moteurs penta phases et à double étoile "Mémoire d'Ingenio Université Mouloud Mammeri, 2008..
- [5] : **BOUBEKRI NABIL, MERIEM IDIR, et K. GHEDAMSI.** Commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile". Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira, 2019
- [6] : **MEDDOURENE, Azouz, et T. REKIOUA.**" Etude et commande de la machine asynchrone double stator en régime normal et dégradé". Mémoire de Magister Université Abderrahmane Mira-Bejaia, 2009
- [7] : **DIB, AKRAM, A. AZIB, et SABRINA CHOUALI.** "Motorisation Electrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée". Mémoire de Master. Université ABDERAHMANE MIRA de Bejaia.2020.
- [8] : **SOUHILA, ZEGHOUDI.** "Commande Par Passivité De La Machine Synchrone A Aimants Permanents." Mémoire de Master, Université ABOU BEKR BELKAID de Tlemcen (2015).

Références Bibliographiques

- [9] : **GHORZI, ZOULIKHA, AMINA MIMOUNI.** “*Stratégies de commande des onduleurs*”
. Mémoire de Master .Diss. Directeur: Mr. F BOUKLI HACENE Fouad/Co-Directeur: Mr.
Ahmed Tahour., 2019.
- [10] : **BERREZZEK, FARID.**" Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à
MLI associés à une machine asynchrone". Mémoire de Magister .Université de Annaba-BADJI
MOKHTAR, 2006
- [11] : B.USSAMASEIF EDDINE, et M.ROMAYSSA "Commande par linéarisation entré-sortie
de la machine asynchrone." Mémoire de Master .Universitaire Belhadj Bouchaib d’Ain-
Temouchent 2020.
- [12] : **LIMANE, MOHAMMED, et RIDA ZIAD.**" Commande vectorielle d'une machine
synchrone polyphasée". Mémoire de Master Université KASDI MERBAH Ouargla.2022.
- [13] : **BETKA ACHOUR,** "COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONE
AIMANTSPERMANENTS (MSAP). Mémoire de Master " Université de Biskra
- [14] : **KAMEL, TOUNSI, DJEHBARABDELKADER, ET BARKAT SAID** "Victor control
of five-phase permanent magnet synchronous motor drive." International Conference on Electrical
Engineering 2015
- [15] :**SLIMI ABDALLAH,** "Commande Prédicative d’un système électromécanique". Mémoire
de Master .Diss UNIVERSITE B ADJI M OKHTAR – ANNABA. 2020
- [16] : **PLATHOTTAM, SIBY JOSE.**" Optimal Control of Induction Machines to Minimize
Transient Energy Losses ”. Thèse de Doctorat. The Université of North Dakota, 2017.
- [17] : **YAGOUB, NABIL, FATIMA SALHI, ABDELKARIM KHERKHARE.** "Commande
Prédicative D’un Système Photovoltaïque. “. Mémoire de Master .UNIVERSITE YAHIA FARES
DE MEDEA 2019
- [18] : **LAYOUNE ABD ELDJALIL, LABRI Abdellah** “Commande Prédicative
Polynomiale(RST) Appliquée à la Machine Synchrone à Aimant Permanent’”.
Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA 2016
- [19] : **LIM, C. S., LEVI, E., JONES, M., RAHIM, N. A., & HEW, W. P** ” FCS-MPC-based
current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM
control”. *Transactions on Industrial Electronics* (2013).

Annexe

A1. Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine synchrone polyphasé (MSAP) utilisés dans ce mémoire sont les suivants :

- La tension nominale efficace : $V_n = 400V$
- Inductance statorique: $L_d = 1.4e-3H$
- Inductance statorique: $L_q = 2.8e-3H$
- Résistance statorique: $R_s = 3.6\Omega$
- Nombres de paires de pôles : $P = 4$
- Flux nominal: $\Phi_n = 0.12Web$
- Coefficient de frottements visqueux : $f = 0$
- La fréquence nominal: $F_n = 50H$
- Moment d'inertie : $J_n = 1.11e-3Kg/m^2$

A2. Parameters des Régulateur

<i>Parameters</i>	K_i	K_p
Régulateur		
Régulateur de vitesse	150	1.2
Régulateur de courant (I_q)	20	21.6
Régulateur de courant (I_d)	20	21.6