

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

TOUATI boubaker & HAMOUGA omar

Thème

**Commande prédictive appliquée à une machine synchrone
alimentée par un onduleur triphasé**

Soutenu le 27/05/2017. Devant le jury composé de :

Mr. Sarhoud hicham

Maitre de conférences Président

Mr. Zakaria lammouchi

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. Nadir mesbahi

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2016/2017

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

*A ceux qui m'ont été une source d'inspiration et de volonté : mon exemple de vie mon très cher père « **Bachir** » et ma très chère mère « **Fatiha** » pour leurs sacrifices et encouragements durant toute la période de mes études.*

A tous mes frères et sœurs.

*A toute la famille **HAMMOUGA**.*

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

OMAR HAMMOUGA

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

*A ceux qui m'ont été une source d'inspiration et de volonté, mon exemple de vie mon très cher père qui défunt « **Mahmoud** » et ma très chère mère « **Zohra** » que dieu nous garde pour leurs sacrifices et encouragements durant toute la période de mes études.*

A tous mes frères et mes sœurs.

A toute la famille TOUATI.

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

BOUBAKER TOUATI

REMERCIEMENTS

D'abord je remercie le bon dieu qui m'a donné le courage et la volonté pour terminer mon mémoire.

Je tiens à remercier Dr LAMOUCHI, mon encadreur, pour avoir accepté de diriger notre travail, pour son esprit d'ouverture et sa disponibilité, pour son aide et ses chers conseils pour développer le présent mémoire avec succès.

Je n'oublierai pas de remercier les membres du jury qui vont m'abonné en acceptant de juger ce travail.

Enfin je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pendant ce travail.

Omar hammouga

Boubaker touati

Résumé

Ce travail de recherche présente une commande prédictive (MPC) d'une machine à aimant permanent basée sur un modèle d'états fini. L'algorithme de commande choisit l'état de commutation de convertisseur qui minimise l'erreur quadratique entre les courants statoriques en repère dq prédit à leurs valeurs calculées pour tous les différents vecteurs de tension. Le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût est alors appliquée à la borne de la machine. Cette commande emploie seulement une seule période d'échantillonnage et elle est associée en premier partie les onduleurs à deux et multi niveaux de tension. Pour les convertisseurs multi niveaux, le système de commande sélectionne l'état de commutation qui minimise l'erreur dans le couple et des courants en fonction de leurs valeurs des références et, en même temps, le système de contrôle est renforcé par l'inclusion d'une stratégie de minimisation d'erreur des tensions aux bornes des deux condensateurs avec l'objectif est résoudre le problème des tensions des deux condensateurs d'entrée. La stratégie est très intuitive car elle est très simple et fournit les meilleures performances comparées à d'autres lois de commande.

Abstract

This memory presents a predictive control (MPC) of a permanent magnet machine based on a finite state model. The control algorithm selects the converter switching state which minimizes the quadratic error between the stator currents in reference dq predicts to their calculated values for all the different voltage vectors. The optimum voltage vector which minimizes a cost function is then applied to the machine terminal. This command uses only one sampling period and is associated firstly with the inverters with two and multi voltage levels. For multi-level converters the control system selects the switching state which minimizes torque error and currents according to their reference values and at the same time the control system is reinforced by the inclusion Of a strategy of error minimization of the voltages across the two capacitors with the objective is solve the problem of the voltages of the two input capacitors. The strategy is very intuitive because it is very simple and provides the best performance compared to Other control laws.

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	4
Figure 1.2: Différents types de rotors d'une MSAP.....	6
Figure 1.3: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	7
Figure 1.4: MSAP dans le repère de Park.....	9
Figure 1.5: Le modèle de la machine dans le repère de Park.....	11
Figure 1.6: Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré.....	13
Figure 2.1: Principe de fonctionnement d'un MPC.....	17
Figure 2.2: Schéma de principe de contrôle prédictif.....	20
Figure 2.3: Relation liant les états de commutation et les vecteurs tensions de sortie pour VSI-2L.....	21
Figure 2.4: Algorithme de la commande MPC.....	24
Figure 3.1: Principe de fonctionnement de la FS-MPC.....	26
Figure 3.2: Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une machine synchrone.....	28
Figure 3.3: Optimisation de la fonction de coût.....	30
Figure 3.4: Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par un onduleur deux niveaux.....	32
Figure 3.5: Algorithme de la commande PTC.....	33
Figures 3.6: Résultats de simulation de la commande prédictive de la MSAP association d'un onduleur à deux niveaux (sans protection).....	36

Figures 3.7: Résultats de simulation de la commande prédictive de la MSAP association d'un onduleur à deux niveaux (avec protection).....	38
Figure 4.1: Structure d'un onduleur de tension trois niveaux.....	41
Figure 4.2: Réseau de commutation du convertisseur NPC à trois niveaux.....	41
Figure 4.3: Diagramme vectorielle des tensions d'un convertisseur triphasé NPC à trois niveaux.....	43
Figure 4.4: Présentation des trois hexagones regroupant les vecteurs de tension du convertisseur triphasé NPC à trois niveaux.....	43
Figure 4.5: Représentation correspondante aux vecteurs nuls.....	44
Figure 4.6: Les 19 vecteurs différents de la tension que peut fournir l'onduleur 3-niveaux.....	46
Figure 4.7: Schéma de la PTC du couple avec un onduleur NPC à trois niveau.....	47
Figure 4.8: Modélisation du convertisseur VSI-3L NPC.....	49
Figure 4.9: résultats de simulation de la commande MPC à la machine MSAP.....	52
Figure 4.10: Tensions aux bornes des condensateurs du bus continu avant et après le processus d'équilibrage appliqué à $t=1.5$ s. ($V_{dc}^* = 540V$).....	52

LISTE DES TABLEAUX

Tableaux 3.1: États des interrupteurs et les vecteurs de la tension de sortie.....	30
Tableaux 4.1: Etats de commutation des interrupteurs par phase.....	42
Tableaux 4.2: Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.....	45

LISTE DES SYMBOLES

MSAP :	Moteur synchrone à aimants permanents
a, b et c :	Les axes des trois enroulements statoriques de la machines synchrone triphasé
d-q :	Référentiel de champ tournant
i_d, i_q :	Composantes (d - q) du courant rotorique dans le référentiel tournant
I_a, I_b, I_c :	Courants des phases statoriques a, b et c
i_0 :	le courant homopolaire
V_{dq} :	Composantes (d - q) de la tension statorique dans le référentiel tournant
V_a, V_b, V_c :	Tension des phases statoriques a, b et c
V_{opt} :	vecteur tension qui lui correspond
V_{dc} :	tension du bus continu
L_{dq} :	Inductance sur l'axe d et l'axe q
L_s :	Inductance statorique
L_{s0}, L_{s2} :	Inductance propre d'une phase statorique
M_{s0} :	inductance mutuelle entre deux phases statoriques
R_s :	Résistance statorique
φ_d et φ_q :	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$:	Flux statorique de la phase a, b, ou c
$\varphi_{af}, \varphi_{bf}, \varphi_{cf}$:	Flux des aimants du rotor de la phase a, b, ou c
φ_{sf} :	Flux produit par les aimants permanents
ϕ_{sn} :	La consigne du flux statorique

F.E.M :	Force électromotrice
F.C.E.M :	la force contre électromotrice d'un moteur
PI :	Régulateur Proportionnel intégrale
PID :	Régulateur Proportionnel intégrale dérivée
MPC :	Acronym de Model Predictive Control
IGBT :	Acronym de Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO :	Gate Turn-Off Thyristor
MPC :	Model Prédictive Control
MIMO :	Milti-Input/Multi-Output
FS-MPC :	Finité states Model Prédictive Control
NPC:	Neutral Point Clamped
n :	le nombre d'états de commutation possibles
x :	le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur
y :	le nombre de phases du convertisseur
Ts :	la période d'échantillonnage
ω :	La pulsation des courants statoriques [rad / s]
P :	Le nombre de paire de pôles de la machine
Ω :	La vitesse de rotation de la machine [rad / s]
θ :	caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator
J :	Moment d'inertie de la partie tournante
Ω :	Vitesse angulaire mécanique du rotor
Ce :	Couple électromagnétique de la machine
Cr :	Couple résistant, ou de charge
fr :	Coefficient de frottement

[T] :	la transformation de Park
W_r :	Vitesse rotorique
C_{em} :	Couple électromagnétique de la machine
T_s :	étant le temps d'échantillonnage
S_{opt} :	l'état de commutation optimale
4Q :	quatre quadrants

Sommaire

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre 1

Modélisation de la MSAP

1.1. Introduction.....	3
1.2. Structure des machines synchrones triphasées.....	3
1.2.1 Le stator.....	4
1.2.2. Le rotor.....	4
1.3. modèle mathématique de la machine synchrone triphasée.....	6
1.3.1. Mise en équations du modèle de la MSAP.....	6
1.4. Application de la transformation de Park.....	8
1.4.1. Modèle de la MSAP dans le repère liée au rotor.....	9
1.4.2 Représentation fonctionnelle du moteur MSAP dans le repère de Park...	11
1.5. Résultats de simulation.....	11
1.6. Conclusion.....	14

Chapitre 2

Commande prédictive

2.1. Introduction.....	15
2.2. Méthodes de contrôle prédictif.....	15
2.3. Principes de base du contrôle prédictif basé sur le modèle.....	16
2.4. Avantages de Contrôle prédictif MPC.....	18
2.4.1. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance.....	18
2.4.2. Conception du contrôle prédictif.....	19
2.5. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs.....	20
2.5.1. Fonction coût multi termes.....	22
2.5.2. Structure de l'Algorithme de commande.....	23
2.6. Conclusion.....	24

Chapitre 3

Application de la commande prédictive à la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur deux niveaux

3.1. Introduction.....	25
3.2. Principe de la commande prédictive élaboration sur le convertisseur statique.....	25
3.3. Modélisation du système.....	27
3.4. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs.....	27
3.5. Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	28
3.6. Définition de la fonction de coût.....	30
3.7. Structure de la commande Prédictive de la machine MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux.....	31
3.8. Modèle de prédiction de la MSAP.....	32
3.10 Résultats de simulation.....	34
3.10.1 Commande PTC sans protection.....	34
3.10.2. Avec protection contre la surintensité.....	36
3.11 Résultats de simulation	37
3.12. Conclusion.....	38

Chapitre 4

La commande prédictive de la machine synchrone alimentée par les convertisseurs multi-niveaux

4.1. Introduction.....	39
4.2. Avantages des onduleurs multi-niveaux.....	39
4.3. Onduleurs à trois niveaux NPC.....	40
4.3.1. Structure.....	40
4.3.2. Modèle instantané et principe de fonctionnement.....	41

4.3.3. Modèle vectoriel dans le repère orthogonal (α-β).....	42
4.4. Elaboration de la Commande prédictive du couple PTC pour l'onduleur à 3-niveaux.....	46
4.4.1. Equilibrage des tensions du bus continu.....	48
4.4.2. Résultats de simulation.....	50
4.5. Conclusion.....	53
Conclusion générale.....	54

Introduction générale

Devant la consommation croissante d'énergie électrique et la demande de plus en plus forte de maîtrise et d'efficacité énergétique, l'électronique de puissance est naturellement devenue incontournable en raison des capacités de contrôle qu'elle offre sur les grandeurs électriques ainsi que des très bons rendements qu'elle permet d'atteindre. Les convertisseurs d'électroniques de puissance se sont ainsi progressivement répandus dans les milieux aussi bien domestiques qu'industriels. Une des applications en plein essor de l'électronique de puissance est l'alimentation des moteurs électriques par des variateurs de vitesse : ces derniers permettent de commander les machines tournantes en contrôlant précisément leur couple ou leur vitesse.

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga watts, est de plus en plus utilisé pour réaliser des entraînements à vitesse variable . Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones et à courant continu. Grâce à l'évolutions de la technologie des aimants permanents, qui ils soient à base d'alliages on terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones, entre autre, une faible inertie et un couple massique élevés . Plus de sa la machine synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement.

L'amélioration des performances de commande des machines électriques est un souci constant menant de plus en plus à des philosophies et des structures de commande évoluées. La commande prédictive à ensemble fini (Finite States Model Predictive Control FS-MPC), récemment apparue, fut une alternative intéressante pour cela.

La commande prédictive à états finis , parfois à ensemble fini, (FS-MPC) , apparue en 2004 par les travaux de J. Rodriguez et son équipe, peut être considérée comme une alternative attrayante et offre une approche complètement différente et puissante pour la commande des associations convertisseurs-machines a cause de la réponse dynamique rapide, très flexible avec prise en compte des contraintes, aucun besoin pour les boucles de régulation internes, aucun besoin de modulateur (PWM ou SVM), une approche complètement différente comparée à la PWM, et qui peut être mise en application avec les microprocesseurs commerciaux standards .

La commande prédictive MPC est née dans le milieu des convertisseurs statiques de puissance et repose sur leur nature discrète à cause de la limitation du nombre de leurs états de commutation (nombre d'états finis). Un tel avantage a pour effet de réduire la tâche de calcul que ce soit pour la prédiction ou pour le traitement. Comme chaque convertisseur possède un nombre limité d'états de commutation (8 états pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, 27 états pour un onduleur trois niveaux, 64 états pour un onduleur quatre niveaux...), la procédure de prédiction se trouve limitée aussi à ces états. Ensuite une procédure d'optimisation sélectionne l'état optimal (vecteur tension optimal par exemple) pour être appliqué ensuite à la charge.

Ce document contient quatre chapitres organisés de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent triphasée est discutée. Le chapitre commence par la mise en place des repères de référence, la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés est donnée. Puis,

ce chapitre est de développer une stratégie de commande prédictive (MPC), pour des applications de contrôle de la machine synchrone

troisième chapitre est la mise au point d'une stratégie de commande prédictive directe du couple et du flux (FS-PTC) de la machine pilotée par un onduleur de tension à deux niveaux noté VSI-2L. Quelques contraintes ont été prises en compte comme la protection contre les surintensités de courant.

Le quatrième chapitre traitera de la reconfiguration de la stratégie de commande de la MSAP alimenté par des convertisseurs NPC à trois niveaux en proposant la commande prédictive MPC. Celles-ci permettent, d'une part, de contrôler les courants et, d'autre part, d'équilibrer le diviseur capacitif du convertisseur NPC.[ZAK13]

Chapitre 1

Modélisation de la MSAP

1.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche et 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. Historiquement, les servo-moteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

Ce dernier avantage lui donne la supériorité aux autres types de moteurs. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt.

En effet, les travaux qui ont été consacrés au fonctionnement du MSAP autopiloté ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles du moteur à courant continu et que le transfert des lois de commande se fait aisément. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position ce qui affecte sensiblement le coût du système. Dans ce chapitre, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est présentée. On présente le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park) [Kad00].

1.2. Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes

d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW [SMI00]. A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

1.2.1 Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [SMI00]. On note :

$$\Omega = \omega/p \quad (1.1)$$

Avec :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

1.2.2. Le rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure 1.1.a), ou à pôles saillants (figure 1.1.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q

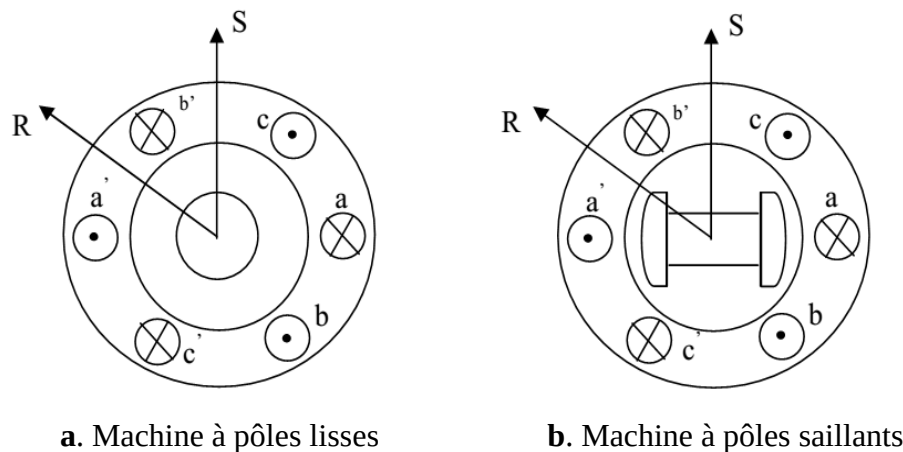


Figure 1.1: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les Cycloconvertisseur, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues- ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu.

Le rotor possède différentes configurations [LAA01]. La figure 1 .2 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure 1 .2.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure 1 .2.b.
- Enfin la figure 1 .2.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.

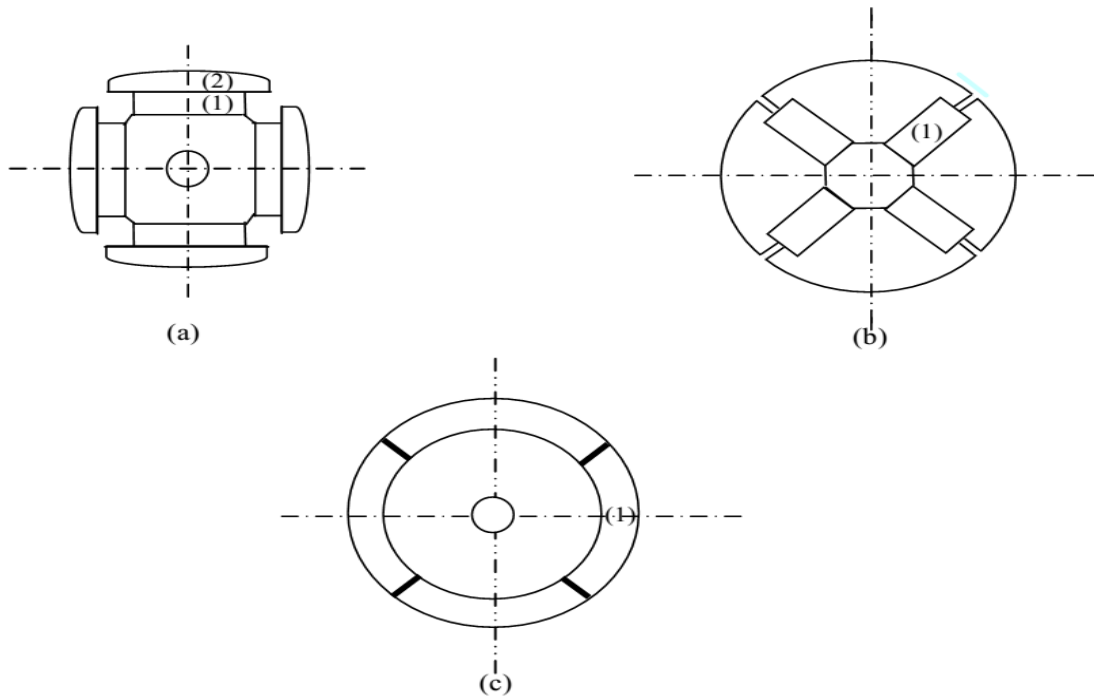


Figure 1.2: Différents types de rotors d'une MSAP.

(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).

(b) aimants permanents (1) noyés.

(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

1.3. Modèle mathématique de la machine synchrone triphasée

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

- ❖ le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,
- ❖ l'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- ❖ l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- ❖ l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

1.3.1. Mise en équations du modèle de la MSAP

La figure (1.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

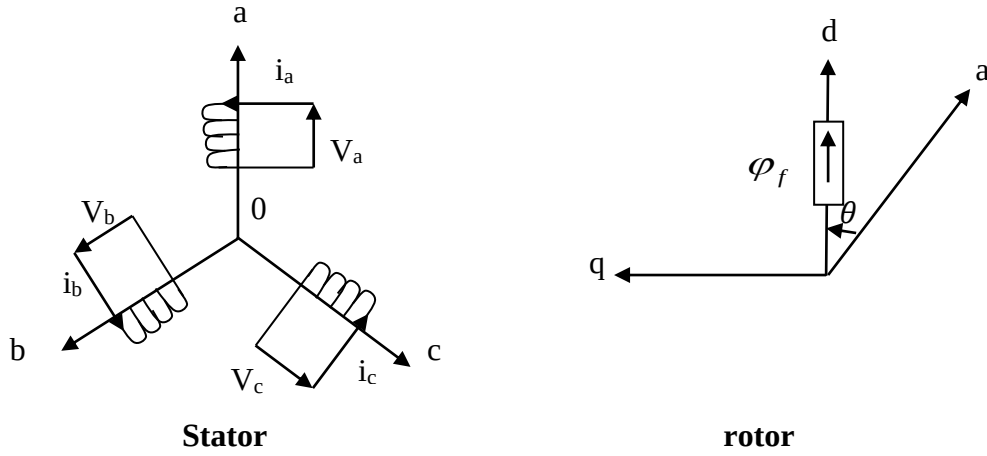


Figure 1.3: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

❖ Equations électriques :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (1.2)$$

Équations magnétiques :

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{f,abc}] \quad (1.3)$$

Où :

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques

$[I_{abc}] = [I_a I_b I_c]^T$: Vecteur courants statoriques

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice résistance du stator ;

$[\varphi_{f,abc}] = [\varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf}]^T$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques. Elle contient des termes constants que nous

regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (1.4)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}, \quad L_{s2} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique,

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La dernière relation importante complétant le modèle de la MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \cdot d\Omega \frac{d\Omega}{dt} + fr \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (1.5)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante ;

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

C_e : Couple électromagnétique de la machine ;

C_r : Couple résistant, ou de charge ;

fr : Coefficient de frottement.

1.4. Application de la transformation de Park

Les machines triphasées à champs tournant comportent trois enroulements fixes décalés de 120° le long de l'entrefer, et parcourus par trois courants alternatifs. Ceci donne naissance à un champ tournant [BOU09]. La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de :

- deux enroulements tournants à la vitesse angulaire, traversés par les courants i_d , i_q
- Un enroulement fixe, traversé par le courant homopolaire i_0

$$\begin{cases} [V_{dq}] = [T][V_{abc}] \\ [I_{dq}] = [T][I_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [T][\phi_{abc}] \end{cases} \quad (1.6)$$

[T] est la transformation de Park :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

1.4.1. Modèle de la MSAP dans le repère lié au rotor

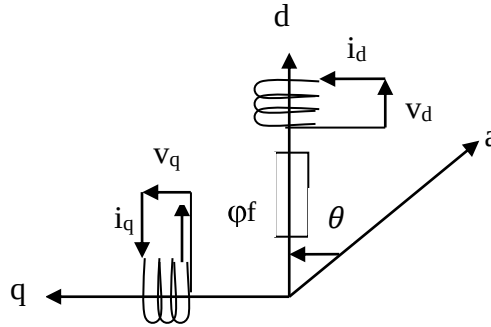


Figure 1.4: MSAP dans le repère de Park.

❖ Expression des tensions :

$$V_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \left(\frac{di_d}{dt} \right) - p \cdot \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (1.8)$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \left(\frac{di_q}{dt} \right) + p \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + p \cdot \omega_r \cdot \phi_{sf} \quad (1.9)$$

Les relations précédentes peuvent se mettre sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + pwr. \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + pwr. \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

❖ Expression des flux :

$$\varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_{sf} \quad (1.11)$$

$$\varphi_q = L_q \cdot i_q \quad (1.12)$$

On peut mettre les expressions des flux sous forme matricielle [Hem] [BEN05] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{sf} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

φ_{sf} : flux produit par les aimants permanents.

Dans le modèle de Park, la MSAP est représentée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s.L_d & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + s.L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\Omega \phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Avec s, est l'opérateur de Laplace

❖ Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)i_d \cdot i_q \cdot \phi + sf \cdot i_q] \quad (1.15)$$

❖ Equation mécanique :

$$J \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) - f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (1.16)$$

1.4.2 Représentation fonctionnelle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère de Park

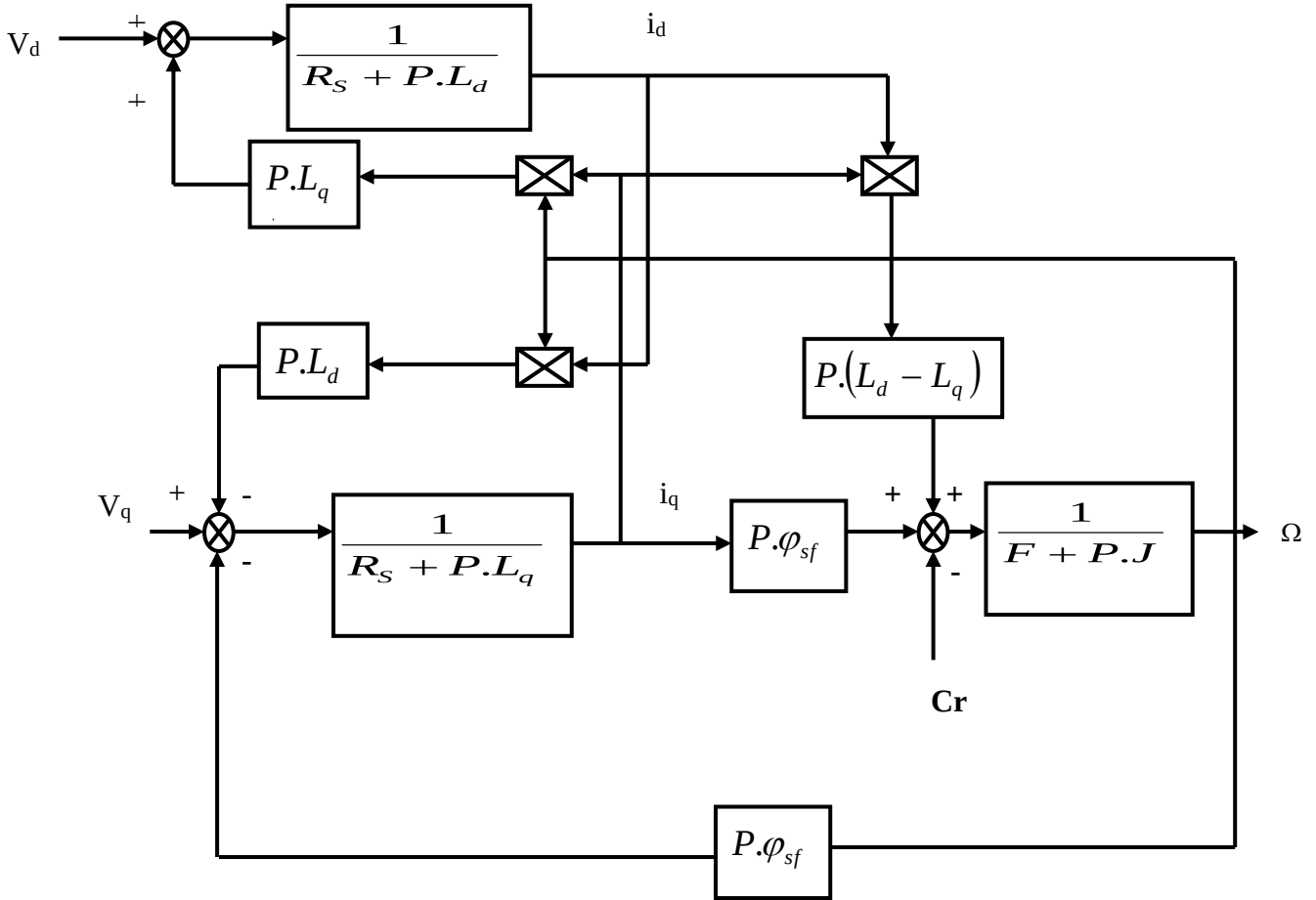
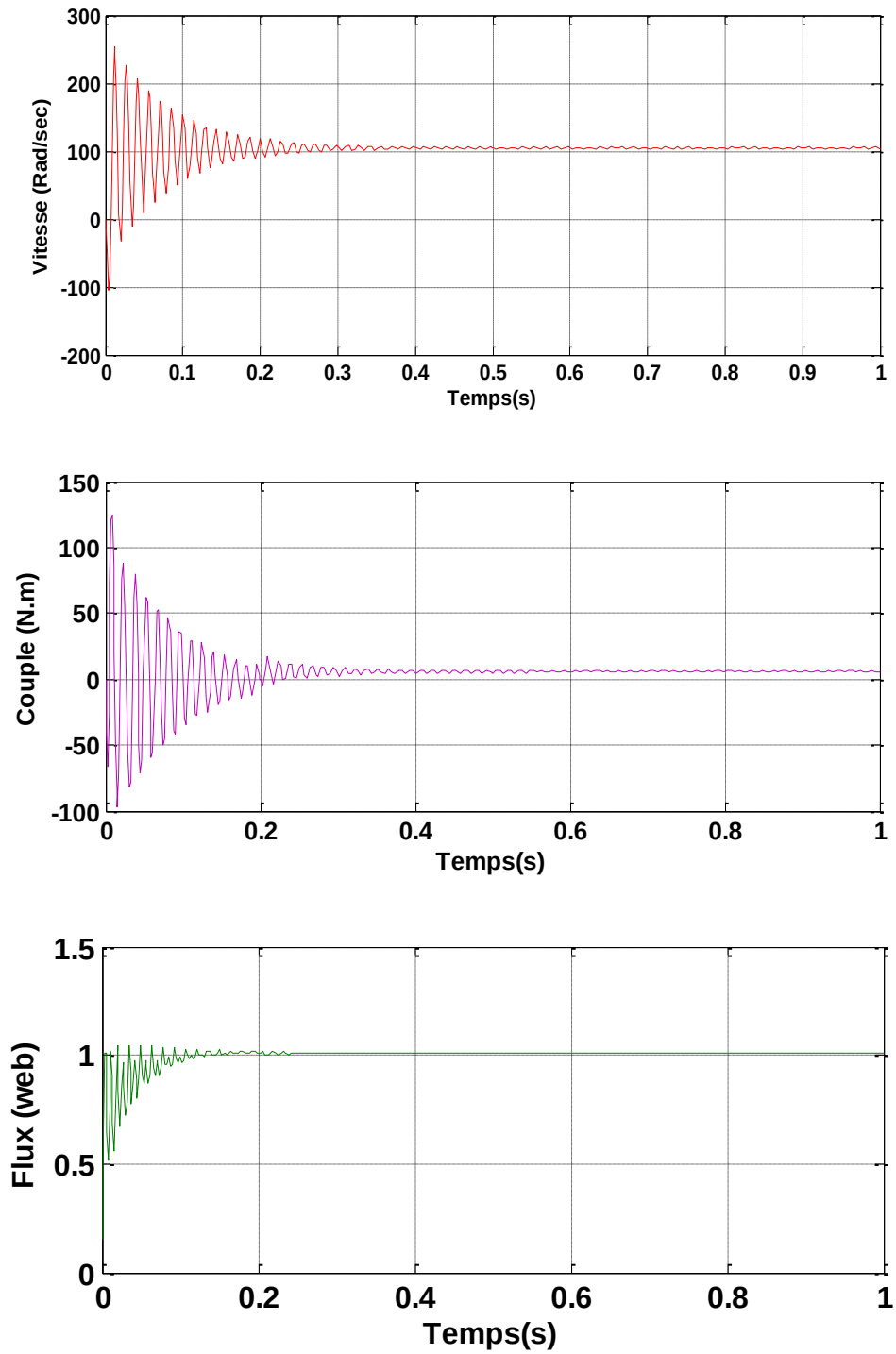


Figure 1.5: Le modèle de la machine dans le repère de Park.

1.5. Résultats de simulation

Etant classique, la première application du modèle de la machine synchrone à aimants permanents consiste en sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré (220/380V) de fréquence fixe (50Hz) et sans l'application de perturbation (couple résistant nul). La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée dont les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). La figure (1.6) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide.



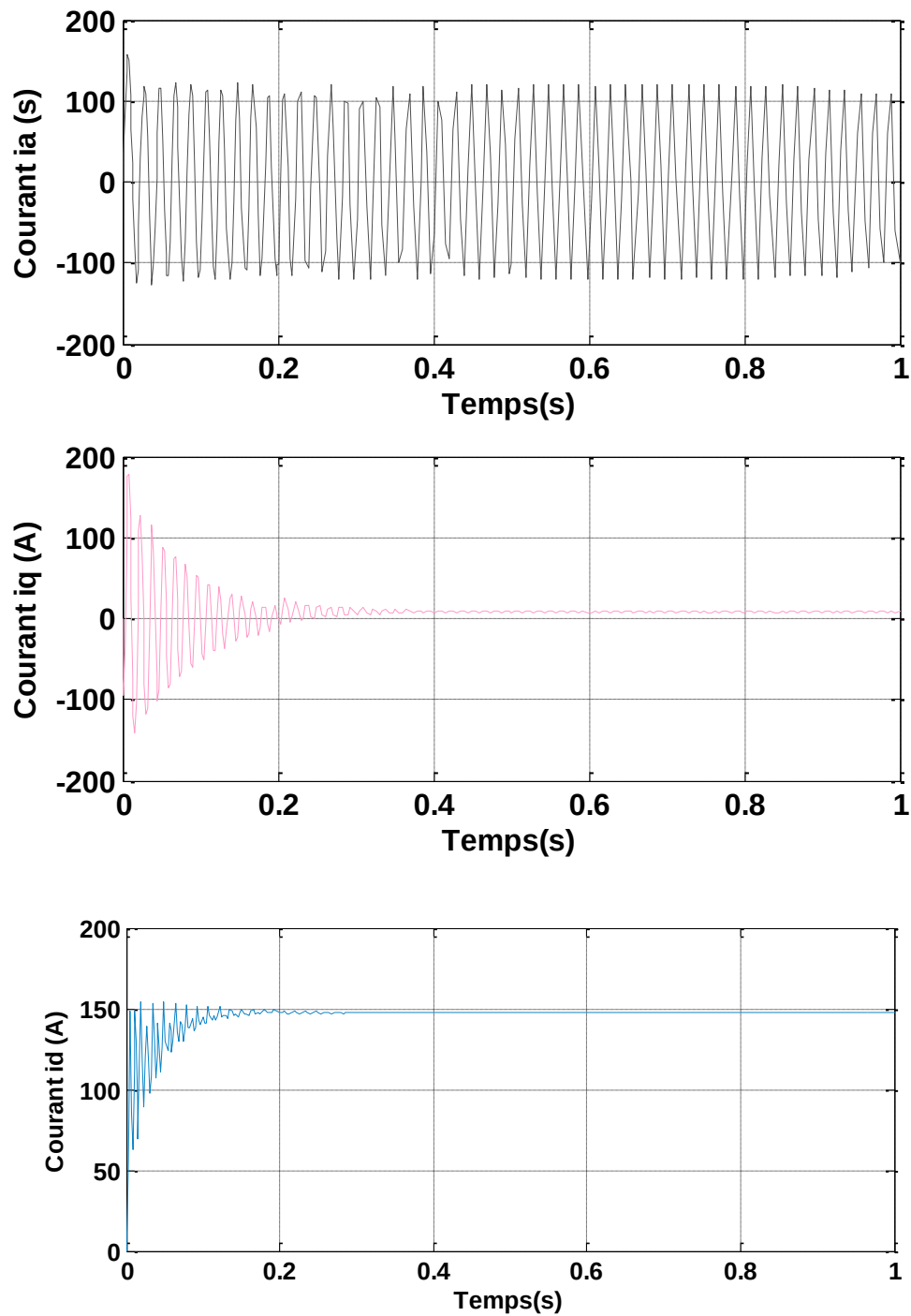


Figure 1.6 : Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré.

On constate, d'après les courbes de la figure 1.6, que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, ensuite se stabilise à une valeur proche de 105 rad/s. Comme on remarque aussi au début du démarrage des pics des courants (I_d, I_q) assez importants qui sont présents et cela s'explique par la F.C.E.M qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant I_q se réduit pour s'annuler. Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Ces résultats montrent bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

1.6. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Enfin, des résultats de simulation du système ont été présentés.

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'un 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 [KEN83].

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, [KEN83].[ROD84] :

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

La caractéristique principale de 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 [ROD04]. 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 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 [AMM14], l'intérêt pour les applications du contrôle MPC a considérablement explosé aux cours des dernières décennies.

Le MPC comporte une grande famille de régulateurs [HOL83], 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 de coût

Le modèle discret utilisé pour la prédiction, peut être exprimé comme un modèle

d'espace d'état :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (2.1)$$

Et la fonction de 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 de coût, pour N horizons de prédiction, se présente sous la forme suivante:

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

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 de coût est minimisée sur une période d'échantillonnage.

Le principe de fonctionnement de 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 des nouvelles données mesurées.

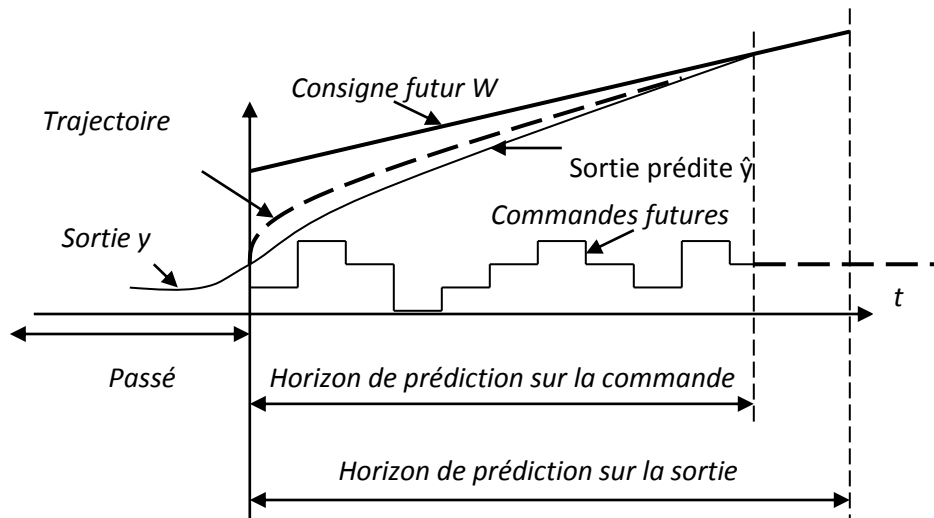


Figure 2.1: Principe de fonctionnement d'un MPC.

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

Bien que la théorie de contrôle prédictif fût 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 recherche vers de nouveaux systèmes de contrôle, comme le 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 [KEN83],[ROD04],[HOL83].

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, en 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 oeuvre 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 de 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 :

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

Où Ts 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.

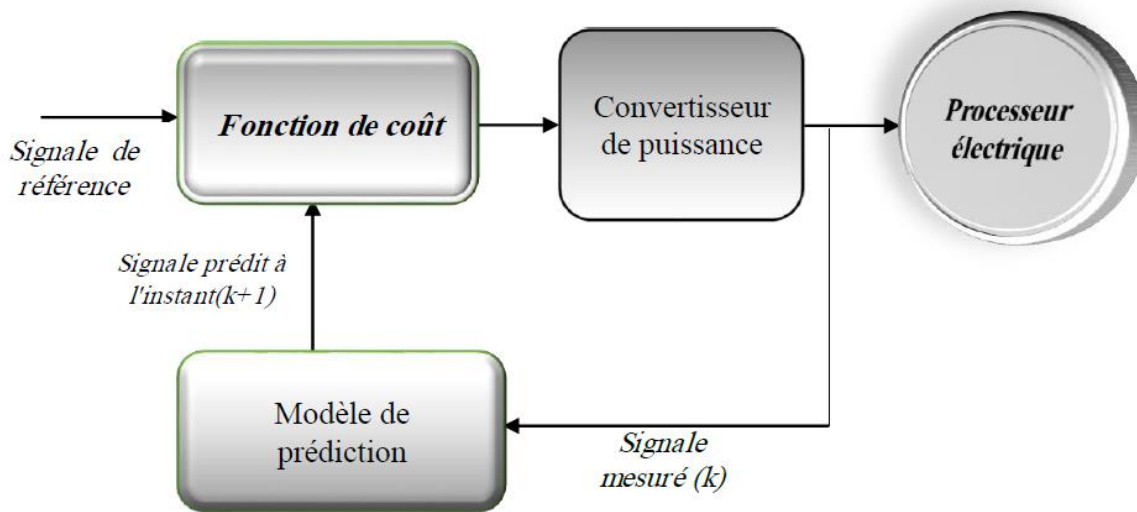


Figure 2.2: Schéma de principe de contrôle prédictif.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure 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 $x(k+1)$ 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 de 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. 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 :

$$N = x^y \tag{2.4}$$

x étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur, y étant le nombre de phase (ou de bras) [Flo07]. Il vient alors qu'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux possède $2^3=8$ états, $3^3= 27$ états possibles pour un onduleur triphasé à trois niveaux, $4^3 = 64$ états pour un onduleur quatre niveaux, $2^5 = 32$ états pour un onduleur à deux niveaux penta phase (5 phases)...

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 [Pat10]. La figure 2.3 illustre les différents vecteurs tensions générés par un onduleur de tension à 2 niveaux (VSI-2L).

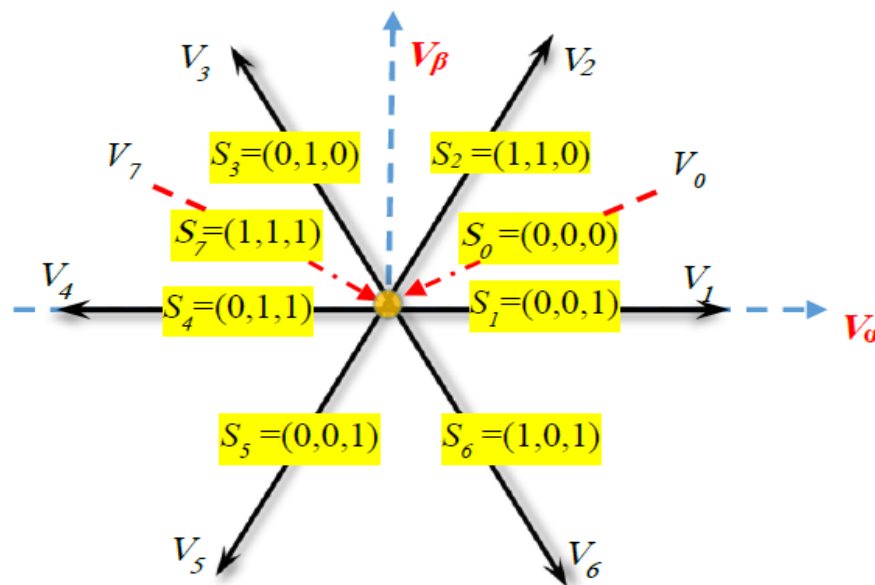


Figure 2.3 : Relation liant les états de commutation et les vecteurs tensions de sortie pour un VSI-2L.

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, mais dans le cas d'un onduleur multi-niveaux, une méthode d'optimisation différente doit être envisagée afin de réduire le volume de calcul dans le prochain chapitre .

2.5.1. Fonction coût multi termes

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 de coût :

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

$$F = \left| x_{\alpha}^*(k+1) - x_{\alpha}(k+1) \right| + \left| x_{\beta}^*(k+1) - x_{\beta}(k+1) \right| \quad (2.5)$$

Ou bien sous la forme :

$$F = (x_{\alpha}^*(k+1) - x_{\alpha}(k+1))^2 + (x_{\beta}^*(k+1) - x_{\beta}(k+1))^2 \quad (2.6)$$

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 :

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

- Si les variables contrôlées ont des natures différentes, un facteur de pondération λ 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.

2.5.2. Structure de l'Algorithme de commande

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 leur prédiction à l'instant $(k+1)$.
- Formulation d'une fonction de cout à minimiser en fonction des grandeurs de commande souhaitées.
- Pour chaque période d'échantillonnage, la fonction cout est évaluée pour les vecteurs tensions différents de l'onduleur.
- l'état de commutation optimale S_{opt} minimisant la fonction de cout sera choisi 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.

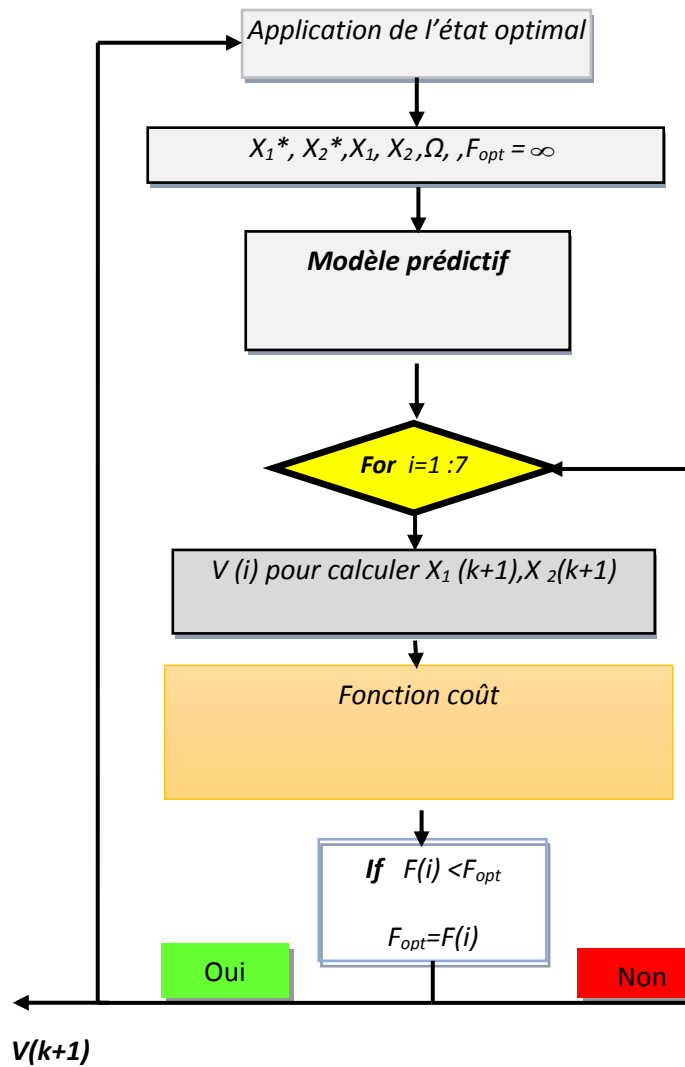


Figure 2.4 :Algorithme de la commande MPC.

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'implantation, s'appliquant aux systèmes non linéaires de nature discrète et finis comme les convertisseurs statiques. Nous avons également exposé le principe de base de 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

*Application de la commande prédictive à la MSAP alimentée par un onduleur deux
niveaux*

3.1. Introduction

Bien que la commande prédictive est née d'un besoin réel dans le monde industriel, et a vu le jour au sein de l'industrie pétrolière et pétrochimique, elle s'est vite propagée en touchant d'autres secteurs industriels après les grands succès dans l'industrie pétrolière et pétrochimique.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas capable seulement de contrôler les processus simples, mais aussi les processus complexes MIMO et les systèmes non linéaires avec prise en compte des contraintes [Bar10]. La spécification des commandes MPC c'est celles qui utilisent une fonction de coût pour la minimisation, intégrant différents termes linéaires ou non linéaires dépendants des spécifications du système de commande.

3.2. Principe de la commande prédictive élaboration sur les convertisseurs statique

D'abord, on doit obtenir le modèle discret du système à commander selon la variable contrôlée qui peut être le courant, la tension ou la vitesse du moteur par exemple. Une fonction de coût est formulée ensuite en fonction du comportement de poursuite désirée incluant les variables contrôlées prédites et leurs références (chaque terme de la fonction de coût doit minimiser l'erreur entre la valeur prédite de la variable contrôlée et sa référence). La caractéristique exceptionnelle et exclusive de ce système de contrôle réside dans sa flexibilité. En effet, les contraintes du système et les non-linéarités peuvent être aussi incluses dans la fonction de coût par sommation de plusieurs termes. Par conséquent, tous les régulateurs du système de commande ainsi que les contraintes peuvent être simplement écrits dans une ligne de sommation appelée fonction de coût.

En outre, le nombre fini d'états de commutation du convertisseur statique doit être défini auparavant en considérant que les interrupteurs de puissance n'ont que deux états possibles; l'état passant et l'état bloqué. A chaque période d'échantillonnage, la fonction de coût est minimisée pour tous les états de commutation possibles, seul le vecteur tension qui correspond

à l'état de commutation optimal est sélectionné pour être appliqué pendant la prochaine période d'échantillonnage. La Fig.3.1 résume la philosophie de la commande FS-MPC.

Le principe de la commande FS-MPC est illustré par la fig.3.1. Soit $x(k)$ les variables contrôlées discrètes à l'instant présent (k) qui vont être prédites (en fonction du modèle du système) un pas en avant pour donner $x(k+1)$ pour toutes les N états de commutation possibles du convertisseur[Zak13]. Ces valeurs prédites $x(k+1)$ seront comparées avec leurs références $x_{ref}(k+1)$ dans le bloc de minimisation de la fonction cout. L'état de commutation optimal (S_{opt}) est choisi pour être appliqué dans le futur.

A titre d'exemple, on considère l'application de la FS-MPC à un convertisseur statique ayant $N=3$ états de commutation possibles (S_1 , S_2 et S_3) et que sa référence est constante notée x_{ref} . La fonction de cout est définie comme étant la distance entre la variable contrôlée et sa référence. Cet écart doit être minimisé pour assurer une bonne poursuite. La variable contrôlée est prédite pour deux pas de prédiction notés $x(k+1)$, $x(k+2)$.

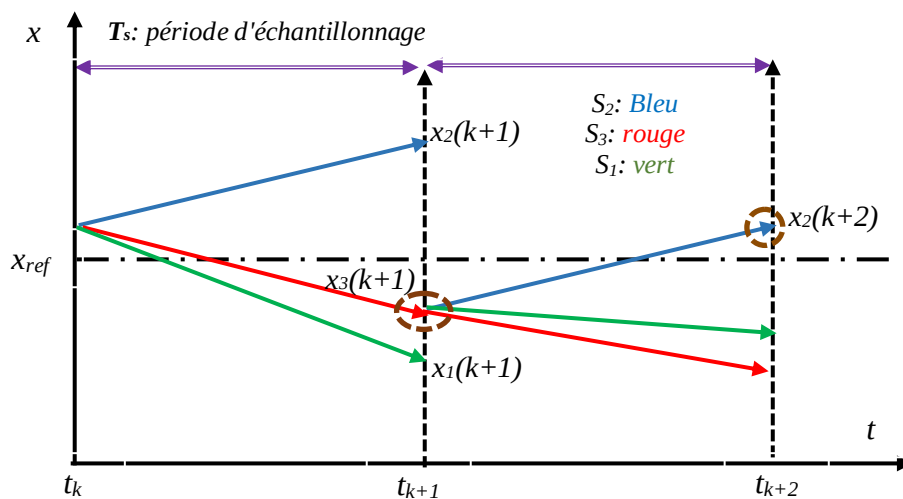


Figure 3.1: Principe de fonctionnement de la FS-MPC.

La variable contrôlée est prédite à chaque pas de prédiction pour tous les états de commutation. Le choix de l'état S_3 permet de minimiser la distance à la référence, par conséquent l'état S_3 sera choisi pour être appliqué au convertisseur à l'instant $t(k+1)$.

Par la suite, tout le processus sera décalé un pas en avant. En répétant de nouveau la procédure pour $t(k+2)$, S_2 sera sélectionné en raison de sa distance minimale avec la référence. Ainsi, toute la procédure sera répétée.

3.3. Modélisation du système

La commande prédictive nécessite un modèle des variables contrôlées pour la prédiction.

D'abord un modèle temporelle continu est dérivé du système de puissance comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) \quad (3.1)$$

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées.

Pour la discrétisation, les méthodes d'Euler sont largement utilisées pour leur simplicité et précision acceptable pour la FS-MPC. L'équation (3.1) après discrétisation devient :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.2)$$

T_s étant le temps d'échantillonnage, les variables $x(k+1)$ et $x(k)$ sont les variables à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ et à l'instant courant (k) .

3.4. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs

C'est la deuxième phase après la modélisation du système. Tous les états de commutation possibles du système et leurs relations avec les variables d'entrées et contrôlées doivent être déterminées. 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 :

$$N = x^y \quad (3.3)$$

x étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur, y étant le nombre de phase (ou de bras) [Flo07]. Il vient alors qu'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux possède $2^3=8$ états, $3^3= 27$ états possibles pour un onduleur triphasé à trois niveaux, $4^3 = 64$

états pour un onduleur quatre niveaux, $2^5 = 32$ états pour un onduleur à deux niveaux penta phase (5 phases)...

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 [Pat10]. La figure 2.3 illustre les différents vecteurs tensions générés par un onduleur de tension à 2 niveaux (VSI-2L) dans dernière chapitre(2).

3.5. 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 (3.2).

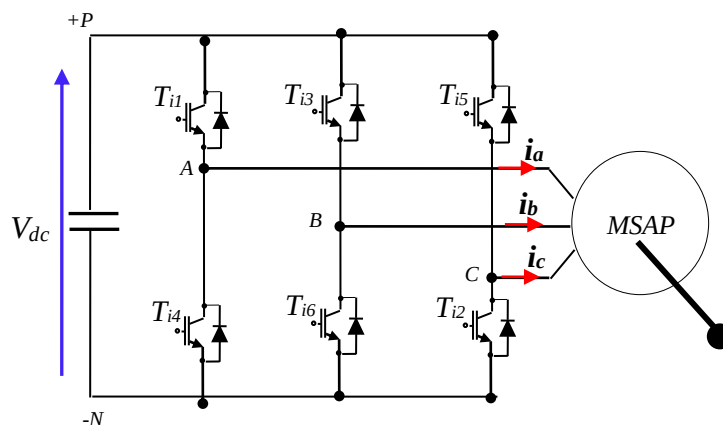


Figure 3.2: Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une machine synchrone.

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[Var07] .

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 :

$$\bar{x} = \frac{2}{3} \left(x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} (x_1 + a x_2 + a^2 x_3) \quad (3.4)$$

$$a = e^{(j2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \text{ étant le vecteur unitaire.}$$

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

$$V = \frac{2}{3} (V_{an} + a V_{bn} + a^2 V_{cn}) \quad (3.5)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = S_a V_{dc} \\ V_{bn} = S_b V_{dc} \\ V_{cn} = S_c V_{dc} \end{cases} \quad (3.6)$$

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

$$S = \frac{2}{3} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (3.7)$$

Il existe pour cette topologie du convertisseur $2^3=8$ états de commutations possibles. En se servant des équations (3.5), (3.6) respectivement, on pourra obtenir 8 vecteurs 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 (V_0 et V_7), les six autres états produisent 6 vecteurs tensions non nuls (V_1 - V_6). En totalité on a 7 vecteurs tensions différents y compris le vecteur nul [Dan08]. Les bouts de ces vecteurs forment dans le plan complexe α - β un hexagone régulier. Les deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) 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 :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

En appliquant les équations (3.6) et (3.8), on peut exprimer les tensions statoriques du plan α - β en fonction de l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Vi	S _a	S _b	S _c	Tensions simples V_{abc-n}			Tensions 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

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

3.6. Définition de la fonction de coût

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 de 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 de

coût afin d'être considérés en même temps et d'optimiser le fonctionnement du système. Ces contraintes peuvent être, par exemple, la minimisation de la fréquence de commutation, la minimisation des pertes de commutation ou la saturation du courant maximum autorisé.

La structure de la commande prédictive de couple PTC de la machine asynchrone est donné par figure (3.4). D'abord des mesures sur les courants et les tensions du stator (capteurs) ainsi que la vitesse mécanique sont nécessaires pour

La fonction coût F est formulée de la façon suivante [Zak13]:

$$F = \left(i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1)\right)^2 + \left(i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1)\right)^2 \quad (3.9)$$

Pour chaque vecteur de la tension statorique disponible, la fonction de coût F est évaluée et l'état de commutation produisant la valeur minimale de F est choisi pour être appliqué comme illustré par la figure (3.3).

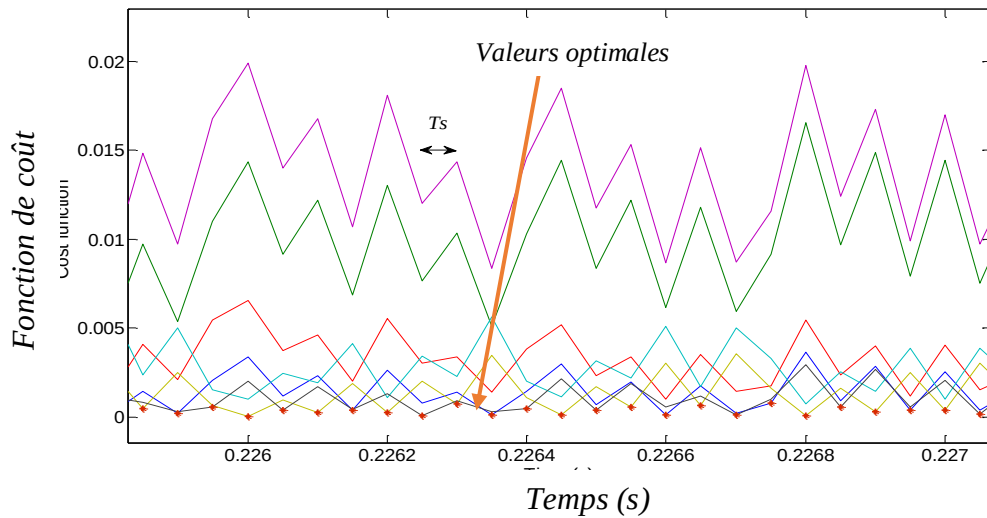


Figure 3.3 : Optimisation de la fonction de coût.

3.7. Structure de la commande Prédictive de la machine MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux

La structure générale de la commande prédictive de la MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux est illustrée par la figure 3.4. D'abord, une mesure des courants de phases du stator ainsi que la vitesse mécanique du rotor sont indispensables la prédiction à un pas en

avant le comportement futur avant de passer au bloc de minimisation de la fonction cout pour les 8 états de commutation possibles de l'onduleur. Une fois minimisée, le bloc de minimisation génère la séquence de commutation optimale au convertisseur qui pilote à son tour les phases de la machine en lui imposant le vecteur tension correspondant à cette séquence optimale.

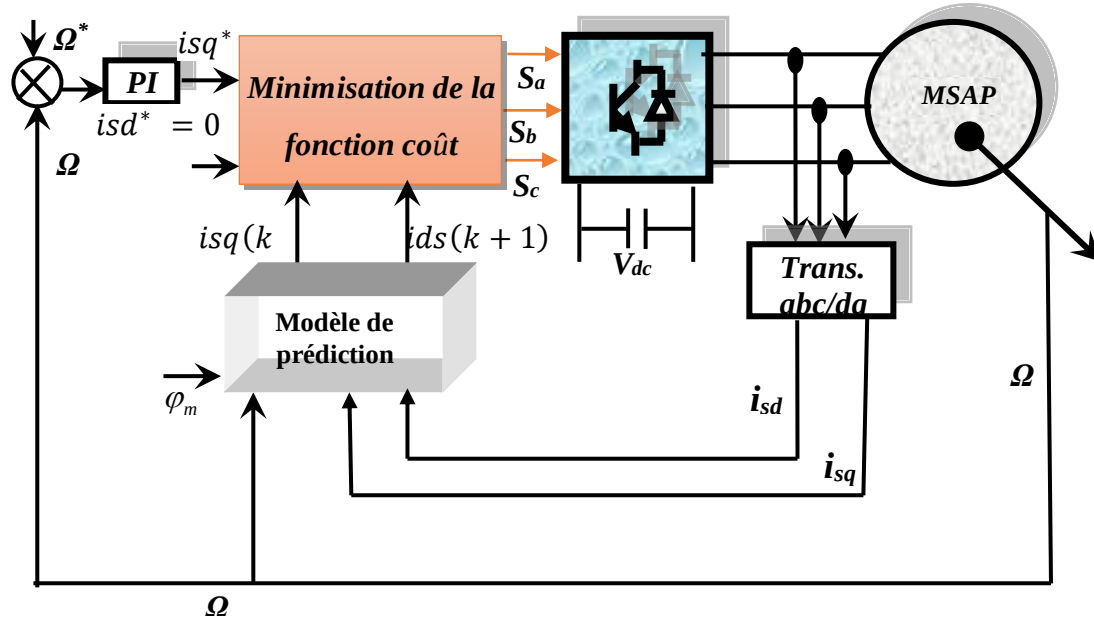


Figure 3.4 : Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par un onduleur deux niveaux.

3.8. Modèle de prédiction de la MSAP

En appliquant la méthode d'Euler du premier ordre pour la discrétisation des équations du courant, la prédiction du, du courant statorique dans le repère (dq):

$$\begin{cases} i_{sd}^p(k+1) = \left(1 - R_s \frac{T_s}{L_s}\right) i_{sd}(k) + T_s w_r i_{sq}(k) + \left(\frac{T_s}{L_s}\right) V_{sd} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} i_{sq}^p(k+1) = \left(1 - R_s \frac{T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) + T_s w_r i_{sd}(k) - \psi_m w_r T_s + \left(\frac{T_s}{L_s}\right) V_{sq} \end{cases} \quad (3.11)$$

3.9. Structure de l'Algorithme de commande

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

- Mesurer la vitesse mécanique, les courants statoriques à l'instant k
- Les mesures précédentes seront utilisées pour à l'instant (k) et ensuite pour leur prédiction à l'instant $(k+1)$ "équations (3-10) et (3-11)

- Formulation d'une fonction de cout à minimiser en fonction des grandeurs de commande souhaitées.
- Pour chaque période d'échantillonnage, la fonction cout est évaluée pour les sept vecteurs tensions différents de l'onduleur.
- l'état de commutation optimale S_{opt} minimisant la fonction de cout sera choisi 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.

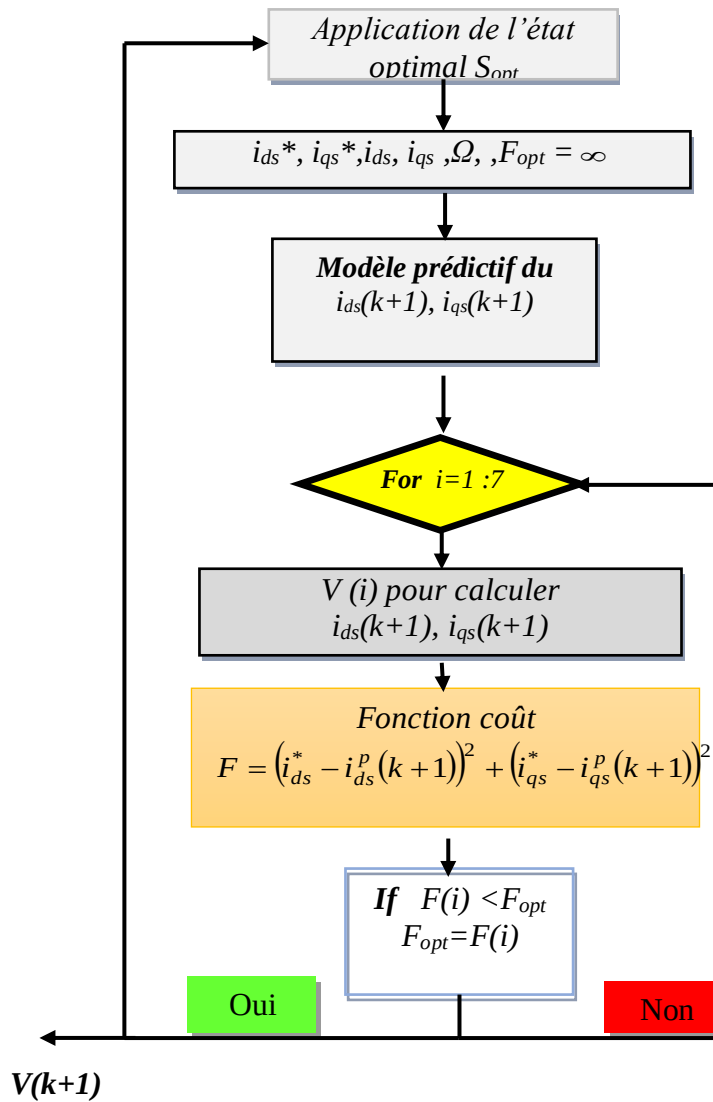


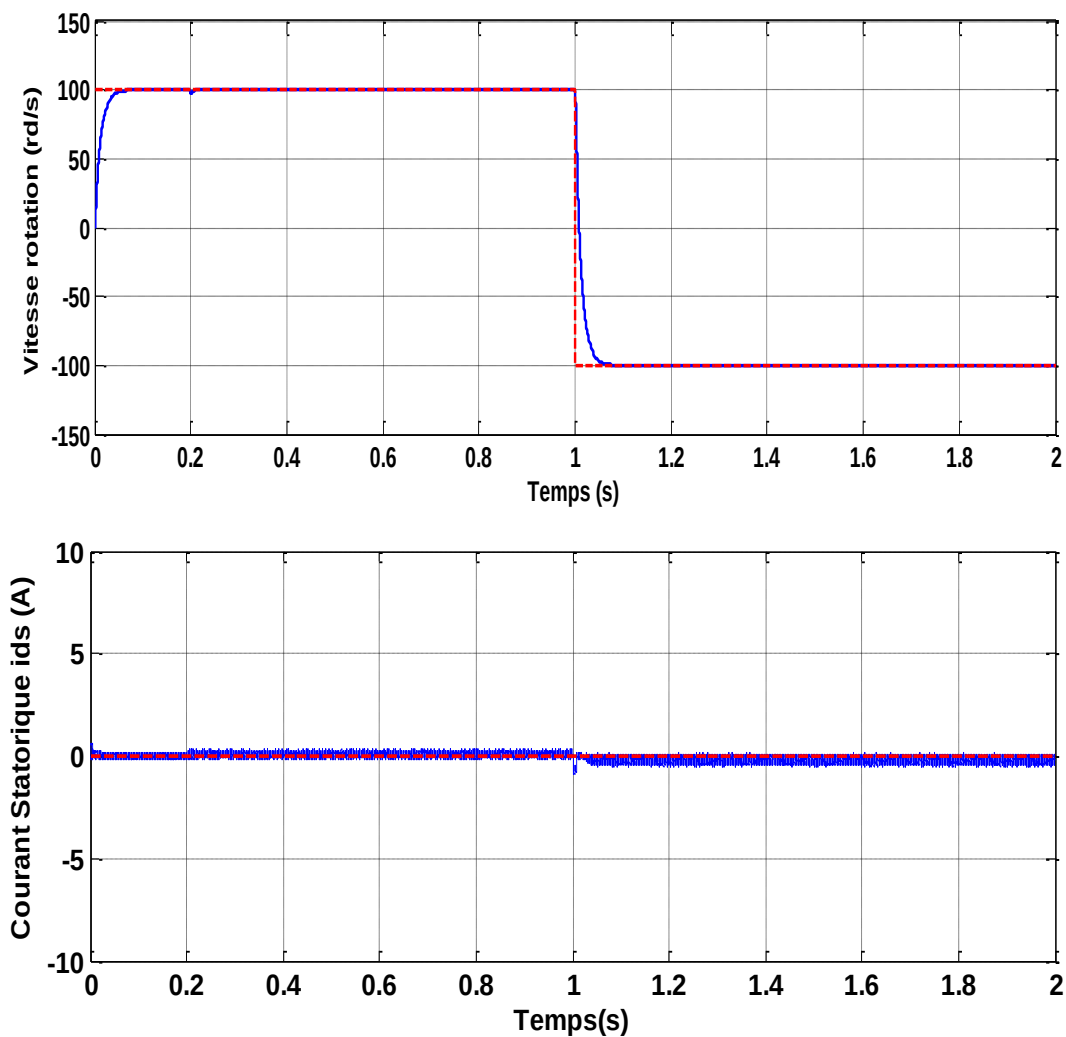
Figure 3.5: Algorithme de la commande PTC.

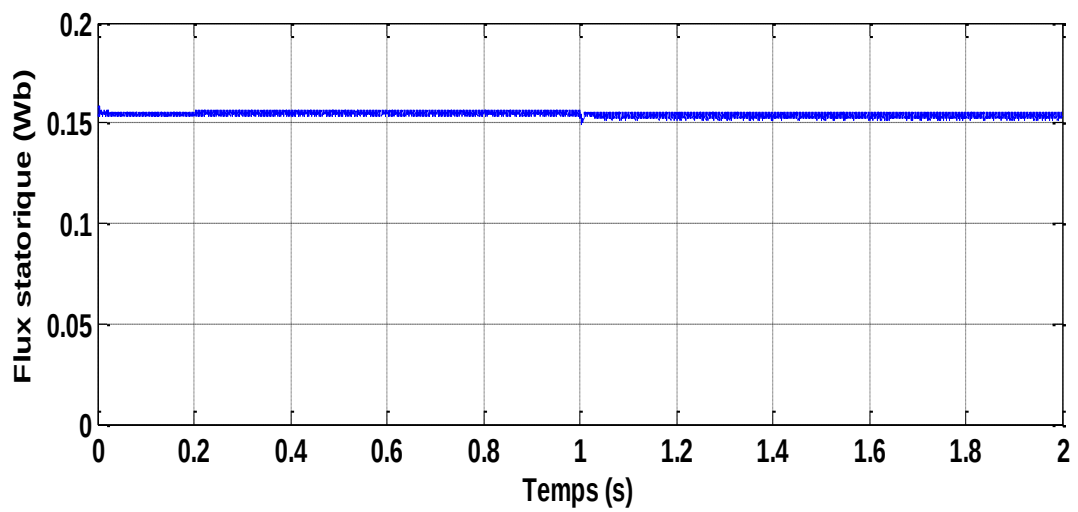
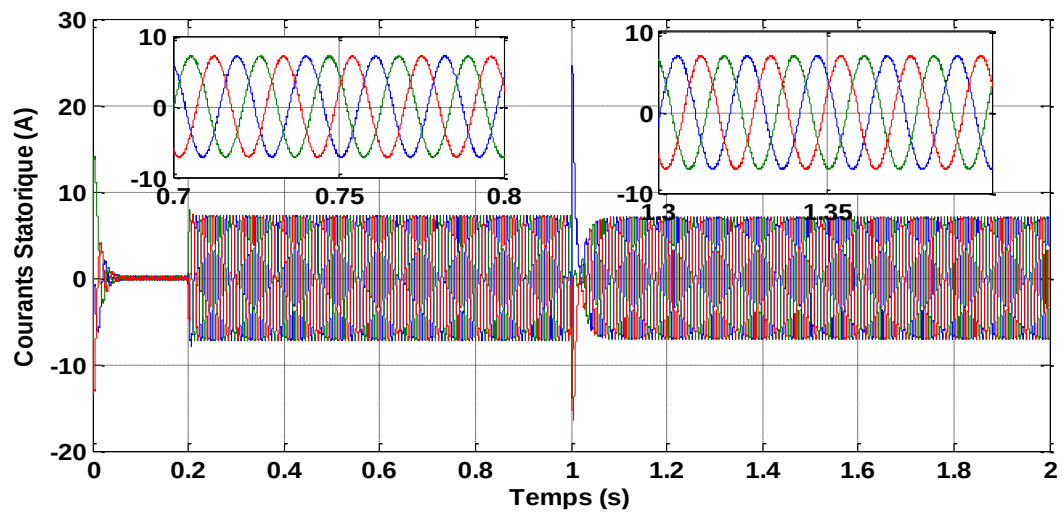
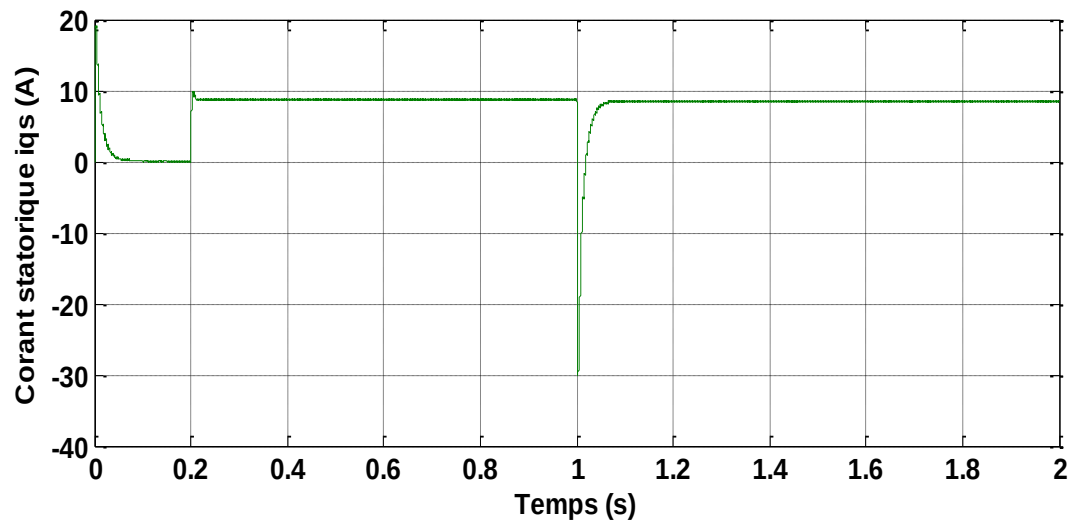
3.10 Résultats de simulation

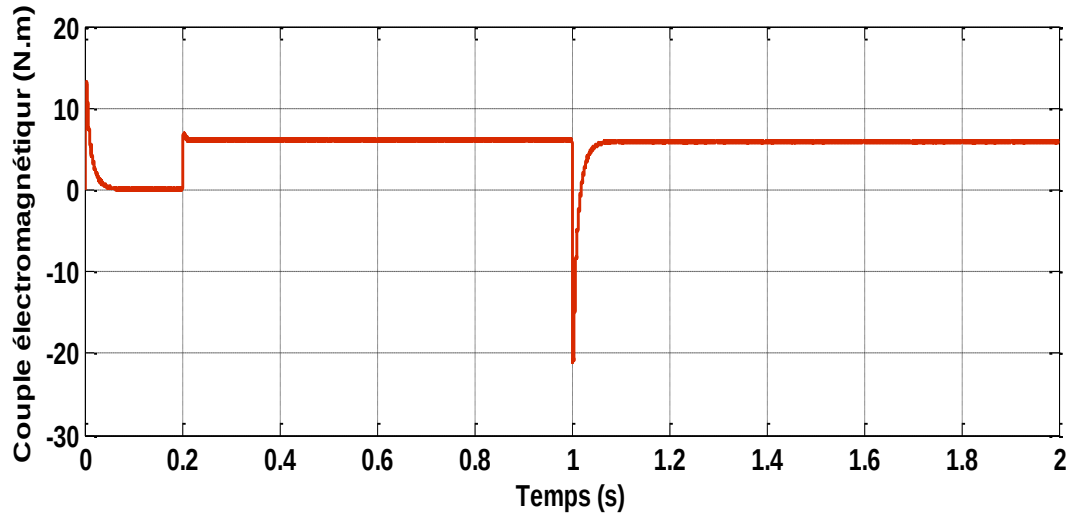
3.10.1 Commande PTC sans protection

Pour examiner les performances de la commande PTC de la machine, nous avons d'abord simulé un fonctionnement quatre quadrants (4Q) en utilisant la fonction de coût à deux termes (3.6) pour le couple et le flux. La consigne de la vitesse est à ± 100 rd/s inversée à 1 s, le moteur étant sans charge. La consigne du flux statorique est $\phi_{sn}=0.16$ Wb. Le couple de référence est généré d'après une boucle de régulation externe de type PI.

Les paramètres essentiels visualisés de la machine sont la vitesse, le couple, le flux du stator et les courants du stator







Figures 3.6 : Résultats de simulation de la commande prédictive de la MSAP association d'un onduleur à deux niveaux (sans protection)

Les résultats obtenus d'après les figures (3.6) montrent ce qui suit :

- ✓ meilleure réponse dynamique instantanée de la vitesse ainsi qu'une meilleure poursuite de leurs références
- ✓ Faibles oscillations sur les courants
- ✓ Les deux composantes du courant du stator (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) apparaissent sinusoïdales et décalées de $2\pi/3$.

3.10.2. Avec protection contre la surintensité

Généralement les régimes transitoires des moteurs électriques (démarrage, freinage, inversion du sens de rotation,...) provoquent des changements rapides du couple et du flux parfois dangereux pour le système de puissance (le moteur et le variateur) si le système de commande n'est pas doté d'un système de protection contre les surintensités et cela à cause des appels de courants très forts et destructifs.

Pour s'assurer que le courant statorique pendant le démarrage prend des valeurs limites tolérables et sans risques noté i_{max} , la flexibilité de la commande FS-MPC permet de modifier la fonction de coût (3.9) en rajoutant un troisième terme non linéaire de grande valeurs λ_i :

$$F|_B = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 + \lambda_i \quad (3.12)$$

Avec :

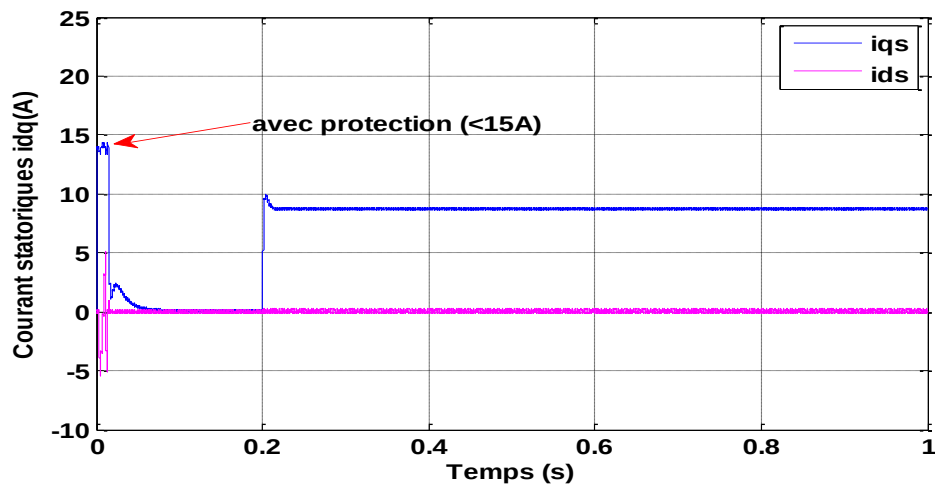
$$\lambda_i = \begin{cases} 200 & \text{if } |i_{sd}^p| > i_{\max} \text{ ou } |i_{sd}^p| > i_{\max} = 15A \\ 0 & \text{if } |i_{sd}^p| > i_{\max} \text{ et } |i_{sd}^p| \leq i_{\max} = 15A \end{cases} \quad (3.13)$$

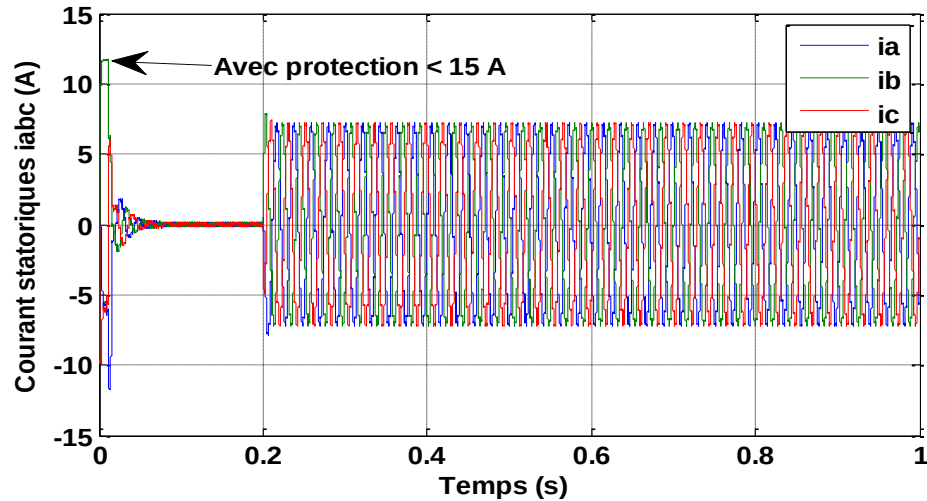
Si un vecteur tension statorique, sous évaluation, produit une surintensité dangereuse, le troisième terme de valeur λ_i génère alors une valeur élevée de la fonction coût F . Dans ce cas, ce vecteur tension ne sera pas choisi pour l'application pendant la séquence prochaine. Si le vecteur tension en cours d'évaluation ne produit pas un état de surintensité, le facteur λ_i sera égal à zéro et la fonction coût est alors celle de la relation (3.9).

3.11 Résultats de simulation

L'ensemble des résultats de simulation des figures (3.7) montre l'utilité d'introduire un troisième terme dans la fonction coût pour la protection du système de puissance contre les surintensités destructives.

En effet d'après les figures, il est clair de constater que l'appel du courant durant la phase de démarrage du moteur est atténué à la valeur de $i_{\max} = 13A$ par un choix de la valeur du coefficient $\lambda_i = 100$ dans la fonction de coût (3.12) au lieu de la valeur de 20A dans la figure (3.5) lorsque $\lambda_i = 0$ prise dans la fonction de coût (3.9).





Figures 3.7 : Résultats de simulation de la commande prédictive de la MSAP association d'un onduleur à deux niveaux (avec protection)

3.12. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de découvrir la philosophie et la richesse de la commande prédictive à ensemble finis FS-MPC. Une commande nécessitant un modèle numérique pour l'implantation, s'appliquant aux systèmes non linéaires de nature discrète et finis comme les convertisseurs statiques.

Une première application de la FS-MPC est portée sur la commande du courant de la machine MSAP pilotée par un onduleur de tension à deux niveaux. La simplicité de la commande FS-MPC étant son atout majeur, en effet sa structure rejette toute utilisation de régulateurs linéaires classiques dans les boucles de régulation internes. Il suffit d'ajouter des termes de régulation dans la fonction de cout. Sa flexibilité lui confère aussi un avantage majeur pour la prise en considération des contraintes surgissant le fonctionnement du système et cela par un rajout simple de plusieurs termes dans sa fonction de cout.

Chapitre 4

La commande prédictive de la machine synchrone alimentée par les convertisseurs Multi-Niveaux

4.1. Introduction

La solution pour les applications moyenne et grande puissance est l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux [Vid08] permettant d'échelonner sur plusieurs niveaux la tension et aboutir ainsi à des dispositifs de forte tension à partir des semi-conducteurs supportant des tensions réduites. Le niveau de la tension est réglé par l'intermédiaire d'une capacité ou d'une source de tension correctement réglée. Les topologies multi-niveaux permettent aussi de réduire nettement les variations brusques de la tension (dV/dt) lors des commutations qui génèrent des tensions/courants de mode commun important aux bornes de la charge, ce qui est un avantage majeur par rapport au convertisseur classique deux niveaux. Un avantage majeur aussi des structures multi-niveaux est la qualité meilleure des ondes de courant et tension par rapport au VSI-2L

Ce chapitre montrera l'intérêt d'utilisation des structures de conversion multi-niveaux, notamment l'utilisation d'un onduleur de type trois niveaux NPC et quatre niveaux NPC en remplacement des structures classiques à deux niveaux. L'application de la commande FS-MPC pour la commande du couple de la MS alimentée tantôt par un VSI-3L montrera l'apport de ces topologies par rapport au convertisseur VSI-2L classique.

4.2. Avantages des onduleurs multi-niveaux

Les topologies des convertisseurs statiques multi-niveaux présentent donc les avantages suivants :

- ✓ Réduction du taux de distorsion harmoniques sur les ondes du courant et de la tension de sortie ce qui améliore le facteur de puissance du système. En effet, plus on augmente le nombre des niveaux dans le convertisseur, meilleure est la forme d'onde.
- ✓ Les contraintes des tensions de blocage des composants de puissances se trouvent nettement réduites. En effet la tension bloquée par chaque interrupteur n'est que $V_{dc}/(n-1)$, n étant le nombre de niveaux de tension du convertisseur.
- ✓ Topologies utilisées pour les applications de la moyenne et grande puissance.

Chapitre 4 La commande prédictive de la machine synchrone par les convertisseurs Multi-Niveaux

- ✓ Réduction des variations brusques de la tension (dV/dt) lors des commutations qui génèrent des tensions de mode commun importantes aux bornes de la charge.
- ✓ La possibilité de connexion aux réseaux de moyenne tension grâce à l'augmentation de la tension de sortie des convertisseurs en éliminant ainsi le transformateur élévateur de couplage.
- ✓ Rendement énergétique meilleur.

En effet, il a été prouvé dans [Ghe11][Bou07] qu'avec un onduleur à $(n+1)$ niveaux, on peut faire transiter une puissance active à facteur de puissance unitaire n fois supérieure à celle transitée en utilisation de n onduleurs à deux niveaux, Ceci prouve l'avantage majeur de l'utilisation des convertisseurs multi niveaux.

4.3. Onduleurs à trois niveaux NPC

4.3.1. Structure

D'une manière générale, pour un convertisseur à n niveaux de tension, $(n-1)$ capacités sont nécessaires comme sources. Les tensions de ces condensateurs sont toutes égales à $V_{dc}/(n-1)$ ou V_{dc} est la tension totale du bus continu.

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (3.1). Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités de même valeur en série (C_1 et C_2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux[Xav05]. La tension totale du bus continu vaut V_{dc} . Dans les conditions de fonctionnement normales, cette tension est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $V_{dc}/2$ chacune [Don05].

Chacun des trois bras ($i = a, b, c$) de l'onduleur est composée de quatre interrupteurs commandés ($T_{i1}, T_{i2}, T_{i3}, T_{i4}$). Les commutateurs doivent être des transistors montés en antiparallèle avec des diodes pour permettre la circulation du courant dans les deux directions. D'autres diodes sont utilisées afin de clamber la borne de chaque transistor au point milieu du bus continu. Si les tensions aux bornes des condensateurs sont maintenues égales et bien équilibrées, la tension composée peut être modulée sur cinq niveaux de tension.[Ghe11][Lam13].

Chaque couple d'interrupteurs (T_{i1}, T_{i3}), (T_{i2}, T_{i4}), ($i = a, b, c$) forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs de chaque couple sont donc commandés de façon complémentaire.

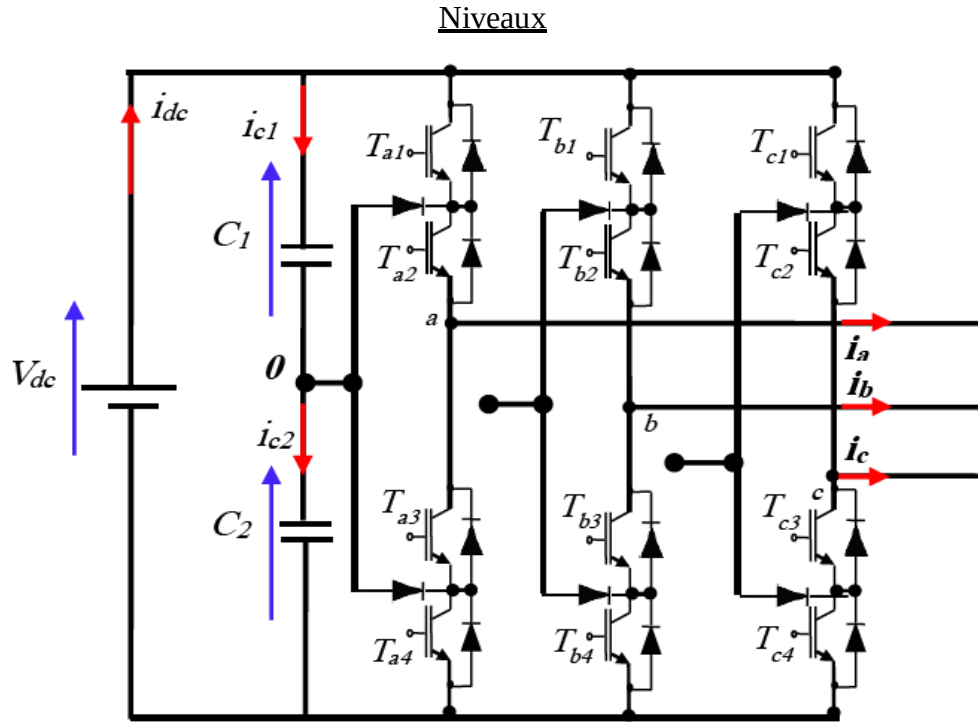


Figure 4.1: Structure d'un onduleur de tension trois niveaux.

4.3.2. Modèle instantané et principe de fonctionnement

Le modèle vectoriel du convertisseur de tension triphasé NPC à trois niveaux permet de représenter les tensions triphasées de sortie du convertisseur par des vecteurs d'espace dans le plan orthogonal (α - β). Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est schématisé par la figure 4.1 dont les quatre interrupteurs de chaque phase sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif (P), zéro (O) et négatif (N).

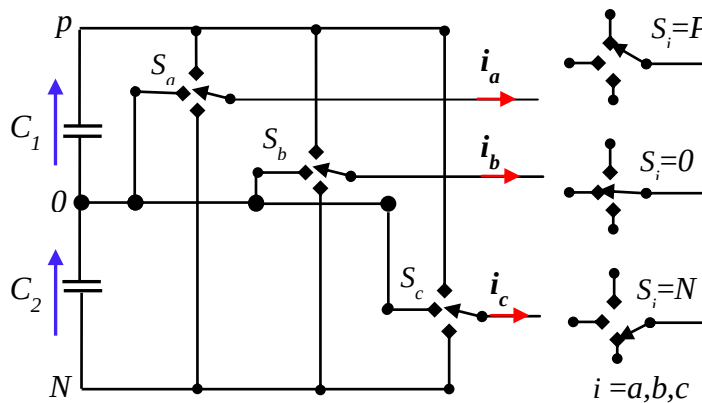


Figure 4.2 : Réseau de commutation du convertisseur NPC à trois niveaux.

Chapitre 4 La commande prédictive de la machine synchrone par les convertisseurs Multi-Niveaux

Le tableau (4.1) définit les 3 états de commutation des commutateurs S_{ij} ($i = a, b, c$), ($j=1,2,3,4$) et donne les tensions v_{iN} par rapport au point négatif N du bus continu. Les états du commutateur sont définis comme suit :

- Positif (P) lorsque les deux interrupteurs du haut sont fermés,
- Zéro (0) lorsque les deux interrupteurs du milieu sont fermés,
- Négatif (N) lorsque les deux interrupteurs du bas sont fermés.

Etats de commutation S_i	Etat des interrupteurs de la phase i				Tension v_{iN} $i=(a, b, c)$
	S_{i1}	S_{i2}	$S_{i3} = \bar{S}_{i1}$	$S_{i4} = \bar{S}_{i2}$	
P (+)	1	1	0	0	$v_{c1} + v_{c2}$
O (0)	0	1	1	0	v_{c2}
N (-)	0	0	1	1	0

Tableaux 4.1: Etats de commutation des interrupteurs par phase.

4.3.3. Modèle vectoriel dans le repère orthogonal (α - β)

Le modèle vectoriel du convertisseur de tension triphasé NPC à trois niveaux permet de représenter les tensions triphasées de sortie du convertisseur par des vecteurs d'espace dans le plan orthogonal (α - β).

La combinaison des états des 12 interrupteurs des 3 bras engendrent $3^3 = 27$ vecteurs de tension de sortie possibles comme montré par la figure (3.3), dont 24 sont actifs et 3 vecteurs sont nuls [Rod12].

Les 24 vecteurs actifs sont scindés en trois catégories selon leur longueur : grande, moyenne et petite (figure 4.4).

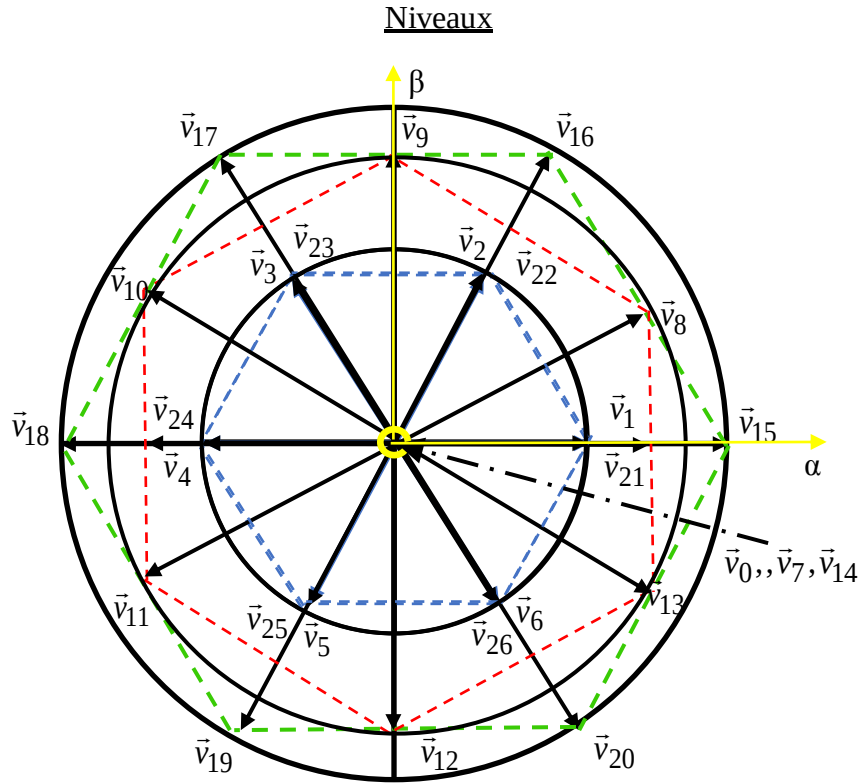


Figure 4.3:Diagramme vectorielle des tensions d'un convertisseur triphasé NPC à trois niveaux.

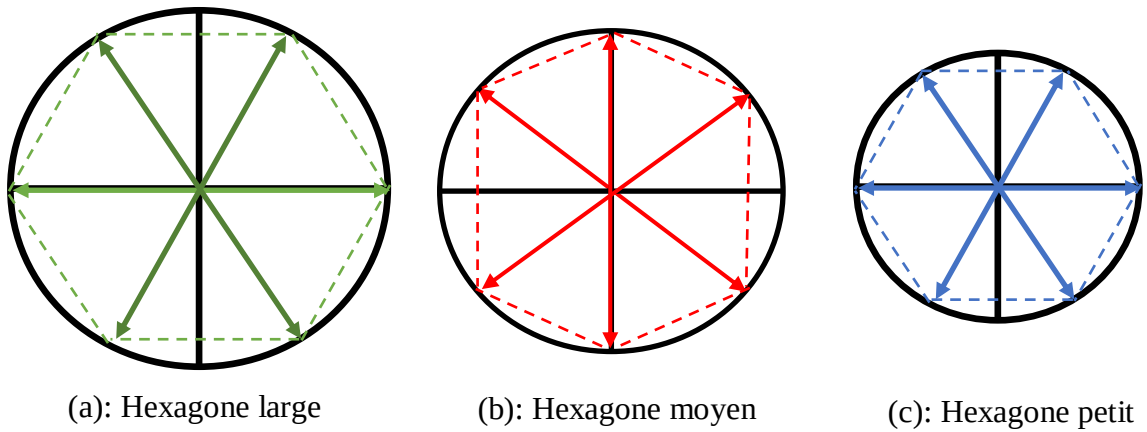


Figure 4.4:Présentation des trois hexagones regroupant les vecteurs de tension du convertisseur triphasé NPC à trois niveaux.

Les vecteurs de tension nuls génèrent des tensions nulles et sont obtenus à partir de trois combinaisons différentes des états d'interrupteurs : v_0 (OOO) , v_7 (PPP) et v_{14} (NNN) . Ces vecteurs n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu du convertisseur. Cela est illustré par la figure (4.5) qui montre le schéma équivalent avec des interrupteurs idéaux du

Niveaux

convertisseur alimentant une charge pour chacune des trois configurations représentant les trois vecteurs nuls.

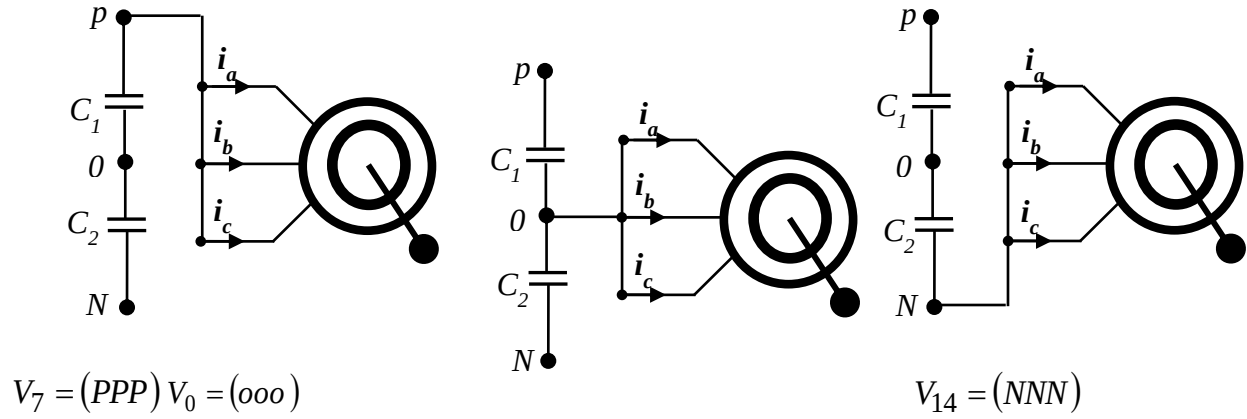


Figure 4.5: Représentation correspondante aux vecteurs nuls.

L'hexagone large (Figure 4.4.a) est constitué de six vecteurs ($v_{15}, v_{16}, v_{17}, v_{18}, v_{19}, v_{20}$) dont l'expression est donnée comme suit:

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{jk\pi/3} \quad \text{Avec } k = 0, 1, 2, 3, 4, 5 \quad (4.1)$$

Leur application n'a aucun effet sur la tension du point milieu car le courant traversant les deux condensateurs C_1 et C_2 est le même. En plus, le point milieu est isolé des trois phases du convertisseur.

De la même manière, l'hexagone medium (Figure 4.4.b) se compose de six vecteurs ($v_8, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{13}$), leur expression est donnée comme suit:

$$V = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} e^{(jk\pi/3 + j\pi/6)} \quad \text{Avec } k = 0, 1, 2, 3, 4, 5 \quad (4.2)$$

Ces vecteurs sont obtenus par la combinaison des états P, O et N. Ils ont un effet sur la tension du point milieu car leur application induit la connexion d'un des courants de lignes au point milieu. Par conséquent, un déséquilibre des tensions aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 est engendré.

L'hexagone petit (Figure 4.4.c) comporte douze vecteurs dont l'expression est donnée comme suit :

Chapitre 4 La commande prédictive de la machine synchrone par les convertisseurs Multi-Niveaux

$$V = \frac{V_{dc}}{\sqrt{6}} e^{jk\pi/3} \quad \text{Avec } k = 0, 1, 2, 3, 4, 5 \quad (4.3)$$

Ces vecteurs ont un effet sur la tension du point milieu O car leur application connecte un ou deux courants issus de la charge au point milieu. En effet, six vecteurs parmi eux permettent de charger le condensateur du haut C_1 , tandis que, les six autres le décharge.

Le tableau 4.2 montre les différentes configurations des commutateurs avec les vecteurs de tension correspondants.

Vecteur	Eta du commutateur	Amplitude du vecteur	Vecteur	Eta du commutateur	Amplitude du vecteur
V_0	000	0	V_8	P0N	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
V_7	PPP		V_9	0PN	
V_{14}	NNN		V_{10}	NP0	
V_1	P00	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	V_{11}	N0P	
V_2	PP0		V_{12}	0NP	
V_3	OP0		V_{13}	PN0	
V_4	OPP		V_{15}	PNN	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
V_5	00P		V_{16}	PPN	
V_6	P0P		V_{17}	NPN	
V_{21}	0NN		V_{18}	NPP	
V_{22}	00N		V_{19}	NNP	
V_{23}	N0N		V_{20}	PNP	
V_{24}	N00				
V_{25}	NN0				

Tableau 4.2: Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.

❖ Remarque

On peut remarquer que parmi les 27 vecteurs de tension possibles, seuls 19 vecteurs parmi ces 27 vecteurs ont de valeurs différentes [Lam13] comme montré par la figure (4.6) suivante :

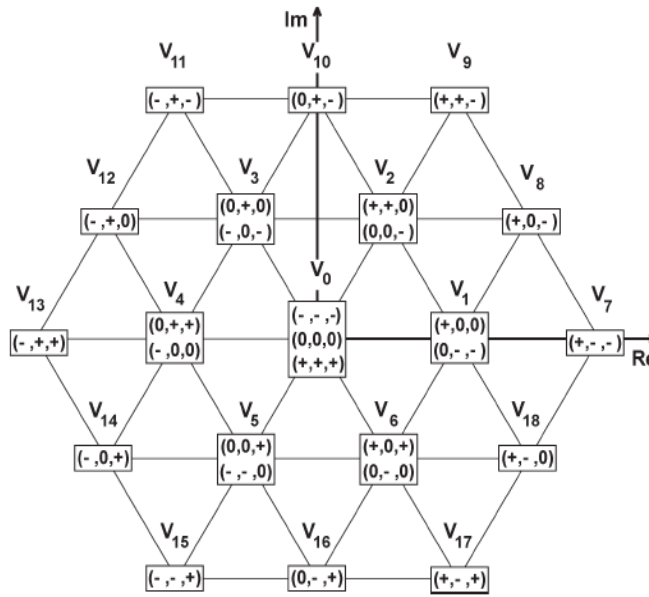


Figure 4.6 : Les 19 vecteurs différents de la tension que peut fournir l'onduleur 3-niveaux.

Le reste, 8 vecteurs sont redondants. Le vecteur nul v_0 peut être construit à partir de trois états différents ((0; 0; 0) ou (1; 1; 1) ou encore (-1 ;-1 ;-1)).

4.4. Elaboration de la Commande prédictive du couple PTC pour l'onduleur à 3-niveaux

Le schéma de la commande PTC du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension NPC à trois niveaux est semblable à celui donné au deuxième chapitre avec un VSI-2L et est donnée par la figure (4.7). Deux condensateurs sont placés à l'entrée du VSI-3L NPC pour lui servir de sources. Les capteurs de courant, de la tension et de vitesse sont utilisés pour estimer d'abord le couple et le flux statorique de la machine, ensuite pour prédire leur valeurs à un pas/deux pas dans le futur.

La fonction de coût sera ensuite minimisée pour les 19 états de commutation différents au lieu des 27 états de commutation possibles pour optimiser et réduire le temps de calcul. L'état optimal sera appliqué à la prochaine période d'échantillonnage pour délivrer la tension correspondante à la machine.

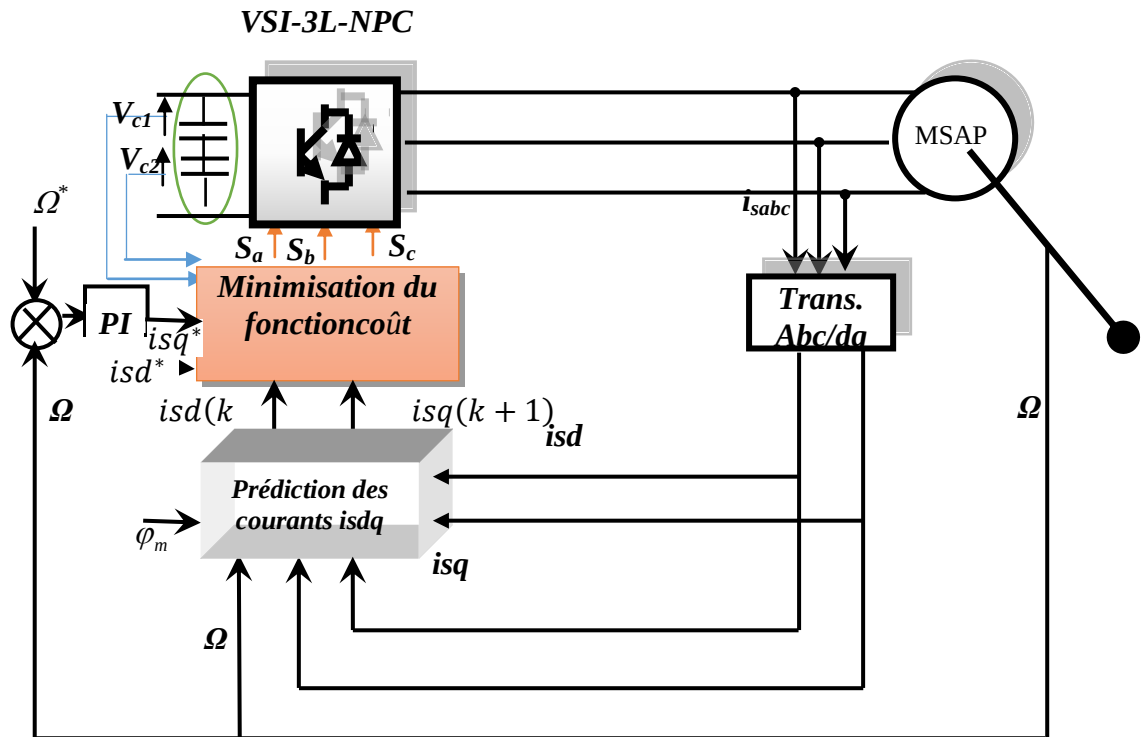


Figure 4.7: Schéma de la commande prédictive PTC du couple avec un onduleur NPC à trois niveaux.

La fonction coût F reste la même que celle définie au second chapitre à l'exception maintenant que cette fonction sera minimiser pour les 19 états différents pour la topologie VSI-3L au lieu de 7 états différents pour la topologie VSI-2L comme suit [Rod12]:

$$F|_{i=1:19} = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 \quad (4.4)$$

Pour s'assurer que le courant statorique pendant le démarrage prend des limites acceptables, il est possible de modifier la fonction de coût (4.4) comme suit :

$$F|_{i=1:19} = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 + \lambda_i \quad (4.5)$$

Le coefficient λ_i est défini par:

$$\lambda_i = \begin{cases} \infty & \text{si } (|I_s(k+1)| > i_{\max}) \\ 0 & \text{si } (|I_s(k+1)| \leq i_{\max}) \end{cases} \quad (4.6)$$

4.4.1. Equilibrage des tensions du bus continu

L'équilibrage des tensions du bus continu (tensions des condensateurs d'entrée) présente l'un des problèmes sérieux des convertisseurs NPC. Si cette condition n'est pas remplie, certains composants semi-conducteurs peuvent supporter des tensions plus élevées que prévu en plus de son effet sur le contenu harmonique médiocre des formes d'ondes du courant et de la tension de sortie. [Ghe07].

Lorsqu'un vecteur nul parmi les trois vecteurs (v_0 ou v_7 ou v_{14}) est appliqué, les fonctions de conversions sont nulles ainsi que les tensions et les courants modulés. Dans ce cas, le courant du point neutre $i_{d0} = i_{c1} - i_{c2}$ traversant les diodes clampées sera nul, et par conséquent les deux courants (i_{c1} et i_{c2}) traversant les deux condensateurs (C_1 et C_2) seront égaux. De ce fait, les tensions aux bornes des deux condensateurs (v_{c1} et v_{c2}) seront bien équilibrées et auront la même évolution. Cependant, lorsqu'un vecteur petit ou moyen est appliqué, une ou deux tensions simples seront nulles. De ce fait, un courant traversant les diodes clampées i_{d0} produira un déséquilibre de la tension du diviseur capacitif. Si ce courant est positif, le condensateur C_1 se charge, sinon il se décharge [Ghe11]. En effet, le déséquilibre de la tension du diviseur capacitif apparaîtra lorsque $i_{d0} = i_{c1} - i_{c2} \neq 0$.

Le problème du déséquilibre peut être résolu par le réglage de chaque tension du diviseur capacitif séparément en utilisant un redresseur externe à MLI multi niveaux [Cel00] ou par une modulation vectorielle particulière qui utilise des configurations redondantes des vecteurs de tension [Bou07] [Yar14].

La stratégie de la commande prédictive FS-MPC pour régler ce problème est très simple. Il suffit juste d'ajouter un terme dans la fonction de coût F qui minimise l'erreur entre la tension de référence et celle mesurée aux bornes de chaque condensateur. La tension de référence dans ce cas est prise égale à la moitié de V_{dc}^* .

La tension aux bornes de chaque condensateur d'entrée est donnée par :

$$v_{ci}(t) = v_{ci}(0) + \frac{1}{C_i} \int_0^t i_{ci}(\tau) d\tau \quad \text{avec } i = 1, 2 \quad (4.7)$$

Le modèle discret pour ces tensions peut être obtenu à partir (4.7) comme suit:

$$v_{ci}(k+1) = v_{ci}(k) + \frac{T_s}{C_i} i_{ci}(k+1) \quad (4.8)$$

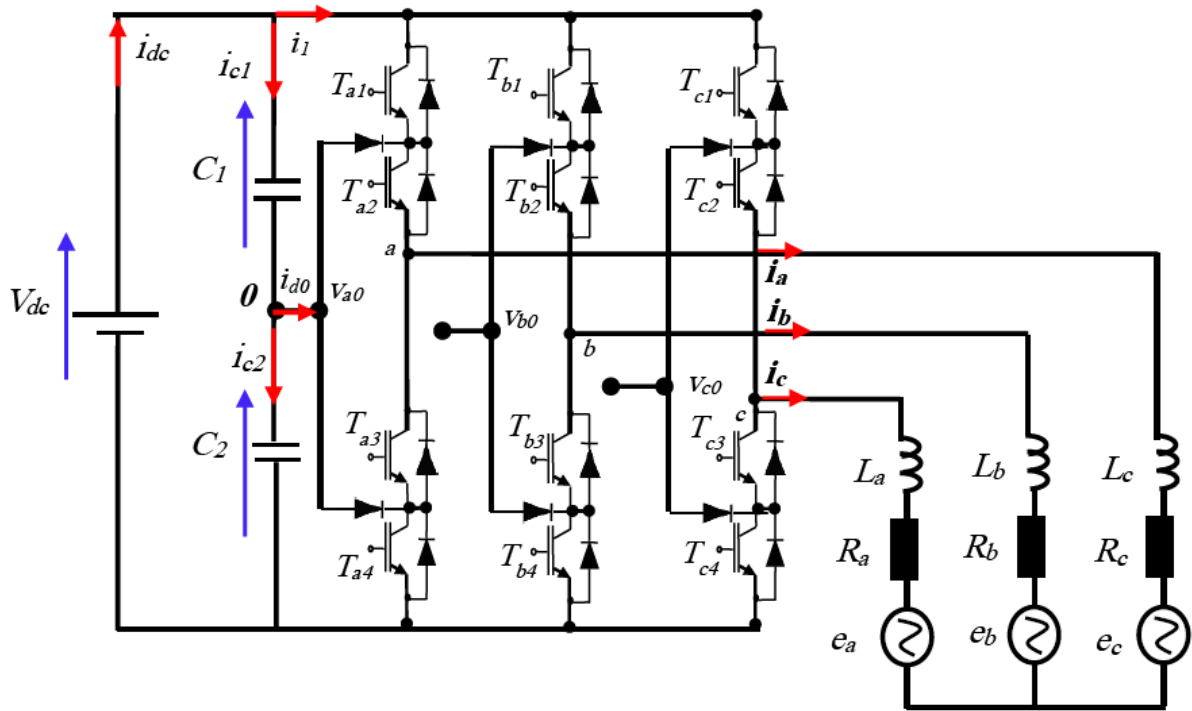


Figure 4.8: convertisseur VSI-3L NPC.

Les expressions des courants (i_{c1} , i_{c2}) traversant respectivement les condensateurs (C_1 , C_2) sont données comme suit :

$$i_{c1} = C \frac{dv_{c1}}{dt} = i_{dc} - i_1 \quad (4.9)$$

$$i_{c2} = C \frac{dv_{c2}}{dt} = i_{c1} - i_{d0} = i_{dc} - i_1 - i_{d0} \quad (4.10)$$

Les tensions v_{iN} des 3 phases ($i = a, b, c$) par rapport au point négatif N du bus continu s'expriment d'après le tableau (3.1) par :

$$v_{iN} = v_{c1} S_{1i} + v_{c2} S_{2i} \quad (4.11)$$

Où les courants i_1 et i_{d0} sont calculés à partir des équations suivantes (voir tableau 4.2) :

$$i_1 = (S_a == P) i_a + (S_b == P) i_b + (S_c == P) i_c \quad (4.12)$$

$$i_{d0} = (S_a == O) i_a + (S_b == O) i_b + (S_c == O) i_c \quad (4.13)$$

Les tensions prédites de (3.8) s'écrivent ainsi par :

$$\begin{cases} v_{c1}(k+1) = v_{c1}(k) + \frac{T_s}{C} (i_{dc}(k) - i_1(k)) \\ v_{c2}(k+1) = v_{c2}(k) + \frac{T_s}{C} (i_{dc}(k) - i_1(k) - i_{d0}(k)) \end{cases} \quad (4.14)$$

Avec la stratégie de la commande prédictive FS-MPC, la tension de chaque des 2 condensateurs peut être facilement régulée à la moitié de la tension du bus continu et par conséquent les tensions du diviseur capacitif peuvent être équilibrées par la modification de la fonction de coût en ajoutant un autre terme dans la fonction de coût de l'équation (4.4). Ce terme représente l'erreur des tensions aux bornes des deux condensateurs, la fonction de coût est maintenant formulée par:

$$F|_{27} = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 + \lambda_{dc} |v_{c1}^p - v_{c2}^p| \quad (4.15)$$

Avec v_{c1} et v_{c2} les tensions aux bornes des deux condensateurs de même valeur notée C , λ_{dc} un terme supplémentaire de pondération ajouté pour permettre d'établir l'équilibrage des tensions.

4.4.2. Résultats de simulation

Pour un fonctionnement 4 quadrants du variateur de vitesse, le profil de la vitesse mécanique est celui donné par la figure (4.9). Les condensateurs d'entrée du VSI-3L NPC sont : $C_1 = C_2 = C = 750\mu F$.

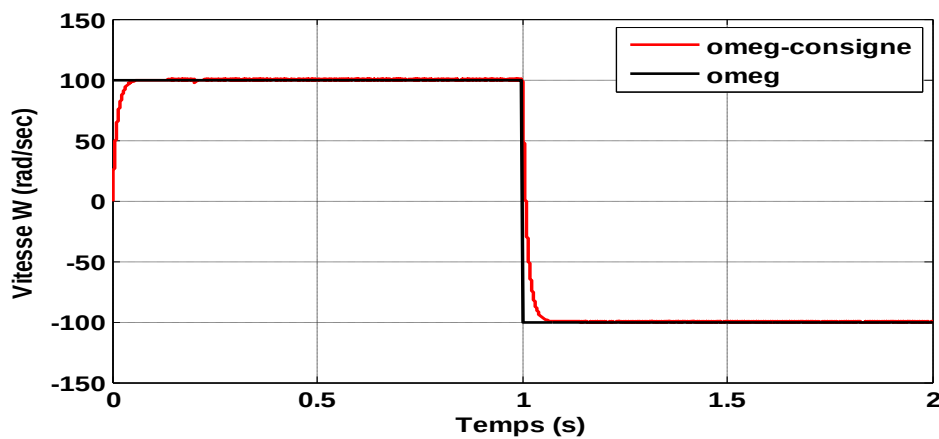


Figure 4 -a : Vitesse de Rotation mécanique.

Niveaux

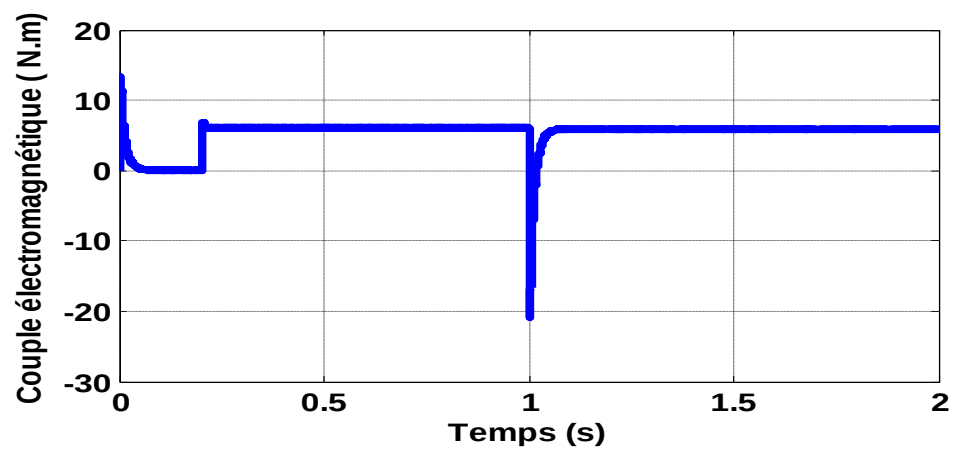


Figure 4 -b : couple électromagnétique.

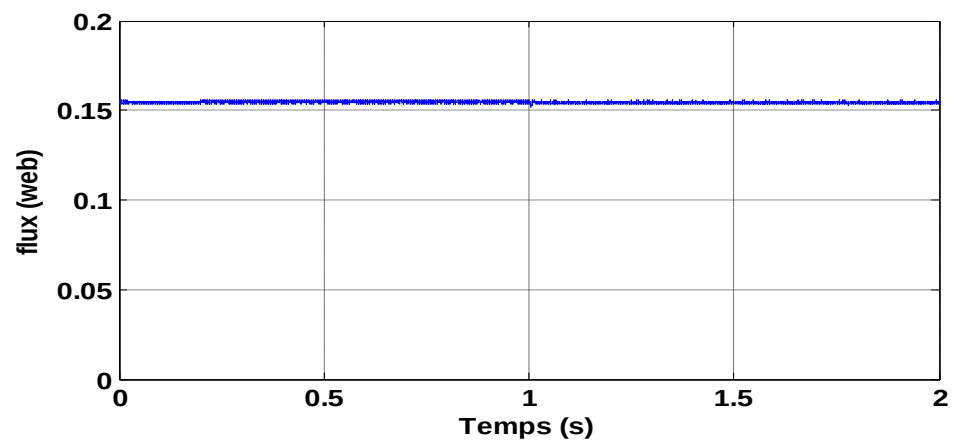


Figure 4 -c : flux statorique.

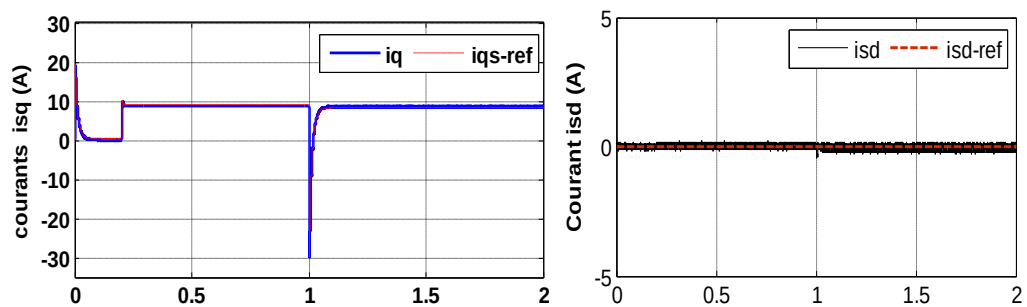


Figure 4 - d : courants statoriques Idq.

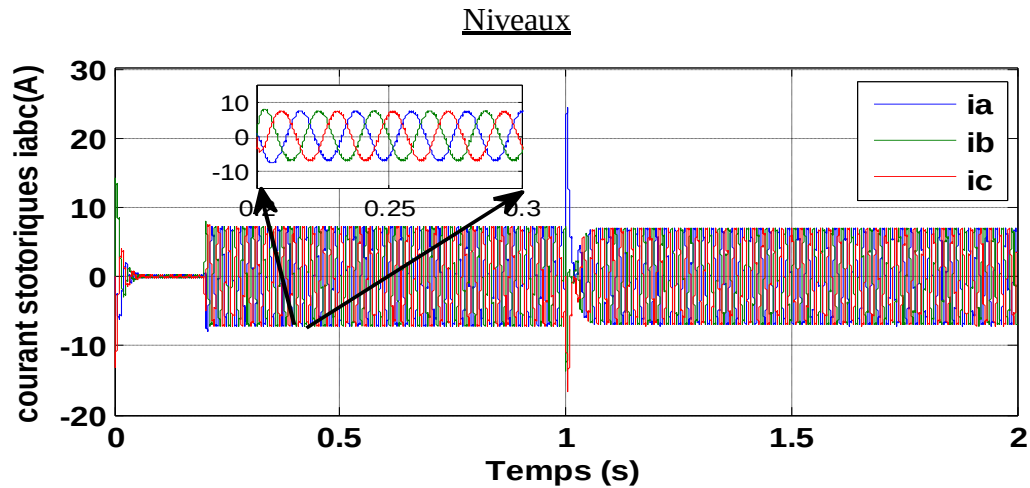


Figure 4 - e : courants statoriques Iabc.

Figure 4.9: résultats de simulation de la commande MPC à la machine MSAP.

D'après les résultats des figures (4.9), on peut remarquer les points suivants :

- ✓ La vitesse de Rotation mécanique de la figure (4 -a) suit parfaitement sa consigne, ce qui témoigne de l'efficacité de la commande MPC pour la régulation.
- ✓ Le couple apparait sur la figure (4-b), à l'exception de la phase transitoire, parfaitement en concordance avec sa référence, avec un taux d'ondulation très réduit ce qui est un avantage majeur. L'oscillation transitoire est attribuée au choix non optimal du vecteur tension de sortie pendant cette phase, étant donné que la fonction cout contient 3 termes différents..
- ✓ Les composantes du courants statoriques figure (4-d) apparaissent parfaitement sinusoïdales, décalées de $2\pi/3$

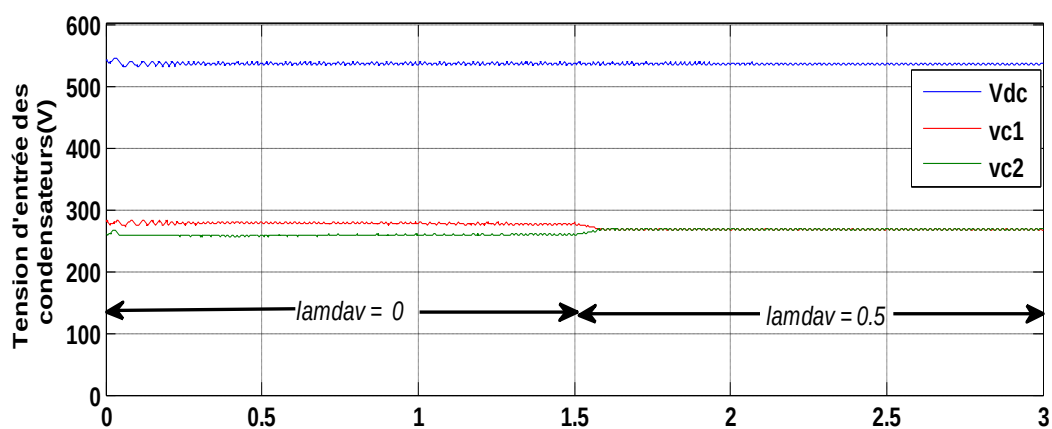


Figure 4.10 : Tensions aux bornes des condensateurs du bus continu avant et après le processus d'équilibrage appliqué à $t=1.5$ s. ($V_{dc}^* = 540V$).

Chapitre 4 La commande prédictive de la machine synchrone par les convertisseurs Multi-Niveaux

✓ La figure (4.10) illustre la procédure d'équilibrage des tensions des deux condensateurs d'entrée. Après un démarrage avec des tensions déséquilibrées ($\lambda_{dc} = 0$) avec $v_{c1} = 280V$ et $v_{c2} = 260V$, on active le processus d'équilibrage à l'instant $t = 1.5s$ avec un facteur de pondération ($\lambda_{dc} = 0.5$) dans la fonction (4.15). On pourra remarquer aisément que les deux tensions se rallient pour rejoindre leur valeur d'équilibre autour de $270V$ en donnant une tension du bus continu globale de $540V$.

4.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de découvrir la richesse et la flexibilité de la commande prédictive à MPC à travers l'utilisation des topologies multi niveaux bien connues par leurs contenus harmoniques meilleurs pour les courants et les tensions et aussi par la réduction des ondulations du couple et du flux. D'abord la topologie à 3 niveaux notée VSI-3L-NPC ont été utilisées pour le contrôle les courants de la MSAP. ensuite certaines contraintes non linéaires surgissant le fonctionnement de ce genre de convertisseurs ont été prise en considération comme le problème de l'équilibrage des tensions des condensateurs d'entrée et l'intensité pendant le démarrage.

Les résultats de simulation montrent la distinction de la commande MPC en termes de simplicité d'implantation, des performances de régulation statiques et dynamiques malgré l'absence des boucles de régulation internes et de la prise en compte des contraintes grâce à sa grande flexibilité.

Conclusion générale

La commande prédictive appliquée à la machine synchrone à aimant permanent est présentée dans notre travail. Différentes topologies de convertisseurs statiques pilotant la MSAP ont été présentées tout au long des travaux de cette thèse sous le concept de la commande MPC. Une fonction de cout minimisant en premier lieu l'erreur entre les grandeurs de références et ceux mesurés ou estimés pour les courants statoriques de la machine est donnée pour chaque structure de commande. Ensuite, d'autres termes sont ajoutés à la fonction de cout formulée initialement pour la prise en compte d'autres contraintes et objectifs que nous voyons indispensable pour le bon fonctionnement de la chaine de conversion électromécanique, comme la protection contre les surintensités des courants, équilibrage des tensions d'entrée des sources d'entrées pour les convertisseurs multi niveaux.

Les chapitres abordés dans ce mémoire montrent une richesse remarquable de la commande prédictive MPC, notamment :

- ✓ C'est une technique de commande complètement différente des autres techniques de modulation.
- ✓ 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 (a contrario des modulations SVM et PWM).
- ✓ Donne de très bonnes performances statique et dynamique
- ✓ C'est une commande dynamique, très flexible et multi objective.

Au premier chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la modélisation de la MSAP. Au second chapitre, une certaine méthodologie est présentée pour la commande prédictive de la MSAP. D'abord la philosophie de la commande est donnée en détails, ensuite, son application sur la MSAP pour le control des courants. Les résultats de simulation

montrent meilleurs performances en termes de la dynamique rapide, avec de meilleurs résultats en termes de la réduction des oscillations ce qui donne un avantage aux les techniques classiques. La protection contre les surintensités la MSAP est prise en considération par l'adjonction de terme dans la fonction de cout à minimiser.

Les résultats de simulations sont encore de plus en plus meilleurs avec l'application de la MPC sur les topologies multi niveaux (3L). En effet, les ondulations du couple et du flux sont largement réduites avec ces topologies, les formes d'ondes des courants se trouvent nettement de plus en plus meilleures que la topologie du convertisseur présente plus de sources de tensions à l'entrée et avec un contenu harmoniques nettement réduit aussi. Pour remédier au problème de l'équilibrage des tensions des sources, la commande MPC offre une fois de plus et grâce à sa flexibilité une solution intéressante en rajoutant un d'autres termes dans la fonction de cout formulée rendant ainsi équilibré les tensions des condensateurs d'entrée.

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

- ✓ Prise en compte d'autres contraintes (optimisation de la puissance réactive, réduction de fréquence de commutation...)
- ✓ Etendre l'étude aux topologies matricielles.

Références

- [ZAK13] **Z. Lammouchi, K.Barra** “Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive Based on Multilevel Converter Approach” , J. Electrical Systems ,pp. 137-149, vol.9-2(2013)
- [Kad00] **A.Kaddouri**" Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [BEN05] **Benchabane Fateh** ‘Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering’ 2005
- [SMI00] **Smigiel, E. Sturtzer, G.** " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés ,Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [LAA01] **Laala, W.** " Commande Vectorielle De La Machine synchrone A Aimants permanents Sans capteurs De Position Et De Vitesse". Mémoire de Magister de l’université de Biskra, 2001.
- [Hem] **Hemmami Mohammed Ilyes** ' Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents(MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant' diplôme de Magister
- [BOU09] **Mr: BOUCHAHED Adel** 'amelioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone à vitesse variable ' diplôme de magister 2009
- [HOL83] **Holtz, J., & Stadtfeldt, S.** (1983). A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source. In *International Electronics Conference, IPEC*, 2, 1665- 1675.
- [ROD84] **Kennel, R., Rodriguez, J., Espinoza, J., & Trincado, M.** (1984). *High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment*. Elsevier.
- [ROD04] **Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. & al.** (2004). *Predictive Direct Torque Control of an Induction Machine*. Riga, Latvia : *EPE-PEMC*.
- [KEN83] **Kennel, R., & Schöder, D.** (1983). *A Predictive Control Strategy for Converters*. In *Third IP AC Symposium*, 415- 422.

[AMM14] Ammar Benzaïoua ‘Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée’ AVRIL 2014

[Raw09] J. Rawlings and D. Mayne "Model Predictive Control: Theory and Design". Nob Hill Publishing 2009.

[Flo07] M. Florent "Commande Directs Appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux ou par convertisseur matriciel triphasé". L'institut national des sciences appliquées de Lyon. Thèse doctorat 2007.

[Pat10] C. Patricio, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodríguez “Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters “, IEEE Transactions on power Electronics ,VOL. 57, NO. 8, August 2010.

[Var07] R. Vargas, P. Cortés, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt “Predictive Control of a three-phase neutral-point-clamped inverter,” IEEE Trans. Ind.Electron., vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, Octobre. 2007.

[Dan08] E. Daniel , P.Cortés, , J. Rodríguez, and C. Silva “Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum“, IEEE Transactions on power Electronics ,vol. 23, No. 2, march 2008

[Jea05] M. Jean-Sébastien “ étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande” , Université de Lorraine (INPL). Thèse doctorat 2005.

[Kam10] T. Kambiz “ Conception, Synthèse et Application d’une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux” , Université de Lorraine (INPL). Thèse doctorat 2010.

[Vid08] A. Videt “ Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation’ Thèse Doctorat Ecole Centrale de Lille 2008.

[Mar00] C. Martins “ Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée Par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée’ ’ Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.

[Ghe11] T. Ghennam “ Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation.” , Ecole Centrale de Lille. Thèse doctorat 2011.

[Bou07] Omar Bouhali “ contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d’origine éolienne sur un réseau électrique.” , Ecole Centrale de Lille. Thèse doctorat 2007.

[Xav05] G. Xavier, A. Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala and J. Romeral “ New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter” , Automatika 2005. ISSN 0005–1144, Atkaaf 46(1–2), 73–81 (2005).

[Rod12] Jose Rodriguez and Patricio Cortes "Predictive control of power converters and electrical drives". Université Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso, Chile. édition 2012.

[Yar14] V. Yaramasu, , B.Wu, , and J.Chen “Model-Predictive Control of Grid-Tied FourLevel Diode-Clamped Inverters for High-Power Wind Energy Conversion Systems”. IEEE transactions on power electronics, Vol. 29, No. 6, June 2014.

Annexe

L_d, L_q	0.0058 H
J	0.00176 Kg.m ²
R	1.4 Ω
P	3 Pôles
Φ_m	0.155 Wb
F	0.00038 SI
V_{dc}	520 V
T_f	20e ⁻⁵
C	750 uF