



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande Prédictive d'une machine
synchrone à aimants permanents
alimentée par un convertisseur matriciel**

Réalisé par

- Haga abdelhafid
- Ben moussa Mohamed Abdelfattah

Encadré par :

DR.Z.Lammouchi

Année universitaire 2019/2020

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A mon chère père (que Dieu ait son âme)

Ma mère, qui a oeuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien,

tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

A tous les membres de ma famille benmoussa et haga , petits et grands

A tous mes professeurs :

Leur générosité et leur soutien m'oblige de leurs témoigner mon profond respect et ma loyale considération.

A mes chères ami(e)s : yonas, saddam, ,sliman.

A tous mes camarades de la promotion commande de machine électrique 2019/2020

Et à toi aussi OUI!! TOI!

b.mohammed abdefatteh

Dédicaces

J'espère que ce travail montre mon respect:

*À l'âme de mon père, à ma mère, que Dieu la protège, ainsi qu'à
mes frères et sœurs*

*Au compagnon de ma femme, et à mes enfants, à lazahr-Yusef-
Qusay*

*Et n'oubliez pas chaque master batch, contrôle électrique, je prie
Dieu de les bénir et de les surveiller.*

J'espère qu'ils sont toujours fiers de moi.

une

Pour la famille de Haga et Banmoussa.

*Ils trouveront ici l'expression de mes sentiments de respect et de
gratitude pour le soutien qu'ils m'ont toujours apporté.*

À tous mes professeurs:

*Leur générosité et leur soutien m'obligent à leur montrer mon
profond respect et ma sincère reconnaissance.*

À tous mes amis et collègues:

*Ils trouveront ici le témoignage d'une fidélité et d'une amitié sans
fin*

h.abdelhafid

Remerciements

Notre remerciement Avant tout, louange à « ALLAH » qui nous a donnés la force, le

courage et la patience de mettre ce modeste travail.

Nous tenons, avant tout, remerciement Dr. Zakria lamouchi pour sa disponibilité, pour sa confiance qu'il nous a témoignée, ainsi que ses conseils précieux et ses encouragements

qui nous ont beaucoup aidés à mener à bien la réalisation de ce travail. Qu'ils trouvent ici notre profonde reconnaissance.

Nous remercions les membres de jury, chacun par son nom, qui nous ont honorés en acceptant d'examiner ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

h.abdelhafid – b.M.abdelfattah

Résumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courant alternatifs. Ce mémoire porte sur la commande à haute performances du moteur synchrone à aimants permanents. On propose la commande de la machine synchrone à aimants permanent avec orientation du flux et le couple en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple.

Les résultats de l'étude, exprimée en régimes de démarrage et en régime de charge, sont présentés et discutés

Mots-clés : Moteurs synchrone à aimants permanents, Modulation à largeur d'impulsion Commande prédictive, FCS-MPC. un convertisseur matriciel.

Abstract

Synchronous motors with permanent magnets are increasingly used in servos because of their superior performances compared to other AC motors. This thesis focuses on the control of high permanent magnet synchronous machines with rotor flux orientation. This command is to eliminate the problem of coupling between the flux and torque by separating the stator current into two components in quadrature in a reference frame linked to the rotating field, so that one component controls the flux and the other controls the torque. The results of the study expressed in system startup and system load, are presented and discussed.

Key-words: Synchronous motor with permanent magnets, pulse with modulation,

ملخص

تستخدم المحركات التزامنية ذات الدوار الممغنط على نحو متزايد في الأجهزة بفضل الأداء العالي مقارنة بالمحركات أخرى. تركز هذه الأطروحة على التحكم ذو الأداء العالي في المحركات التزامنية ذات الدوار الممغنط. نقترح التحكم في محرك تزامني ذو دوار ممغنط بتوجيه اتجاه تدفق الحقل المغناطيسي وعزم الدوران عن طريق فصل التيار المار في الجزء الثابت إلى عنصرين ، حتى أن واحدا من مكونات التحكم تدفق في حين أن الآخر يسيطر على عزم الدوران. نتائج الدراسة، التي أعرب عنها في خطط بدء التشغيل ومعدل الشحن، يتم عرض ومناقشة

كلمات المفاتيح: مولد كهربائي تزامني ذو دوار ممغنط،

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale	I
Chapitre I	
Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	
1.1.Introduction.....	4
1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
I.3 Avantages et inconvénients de la MSAP.....	8
I.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	10
I.5.Simulation numérique des différents fonctionnements de la MSAP:.....	16
I.6 Conclusion	22
Chapitre II	
Modélisation de Convertisseur Matriciel et Commande prédictive FS-MPC	24
II.1 Introduction	24
II.2. Philosophie de le commande prédictive de modèle fini d'états (FS-MPC).....	24
II.3 Philosophie de la commande prédictive.....	26
II.5.Convertisseur Matricielle Direct (CMD) II.....	28
II -6 Conclusions.....	35
Chapitre III	
Application de la commande prédictive à la MSAP alimentée par un convertisseur matriciel	
III.1. Introduction.....	37
III.2. Principe de la commande prédictive élaboration sur les convertisseurs statique :	38
III.3. Modélisation du système.....	39
III.4. Définition de la fonction de coût.....	40
III.5. Structure de l'Algorithme de commande.....	40
III.6. Structure de la commande Prédictive de MSAP alimentée par un convertisseur matriciel.	42
III.7. Résultats de simulation.....	43
III.8. Conclusion	45
Conclusion générale.....	47
Bibliographie.....	50

Liste de Tableau

Tableau	Titre	Page
Tab 1.1	Les paramètres de la machine MSAP	22
Tab 2.1	Combinaisons valides de commutation possibles pour un convertisseur DMC	32
Tab 2.2	Groupement des commutations en fonction de la tension de sortie et courant d'entrée dans un convertisseur DMC.	34

Liste de Figures

Figure	Titre	Page
<i>Chapitre I</i>		
<i>Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents</i>		
Figure.(1.1)	Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent	5
Figure (1.2)	Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.	6
Figure (I.3)	stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents	6
Figure (1.4):	Differentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor (Acarnley, 2006)	8
<i>Figure(1.5) :</i>	Principales applications des machines synchrones à aimants permanents	10
Figure (1.6):	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	11
Fig (I. 7):	Représentation de la transformation de Park	14
Figure.I.8 :	Machine Équivalente au Sens de Park [6].	15
Figure (I.9)	Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.	16
Figure .1.10:	Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré.	18
Figure .I.11	Résultats de la MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré à vide puis application d'un couple de charge $C_r = 14$ N.m à $t=1s$.	22
<i>Chapitre II</i>		
<i>Modélisation de Convertisseur Matriciel et Commande24 prédictive FS-MPC</i>		
Figure 2.1	<i>Schéma général de la commande prédictive de modèle fini d'états</i>	23
Figure 2.2:	Principe de la commande Prédictive	27
Figure II.3:	Convertisseur Matriciel Lié au "a" Phases d'entré Et "p" Phases De Sortie	29

Liste de Figures

Figure- 2.4:	Convertisseur Matriciel Direct Lié entre Source Triphasé et Charge Triphasé	30
<i>Chapitre III</i>		
<i>Application de la commande prédictive à la MSAP alimentée par un convertisseur matriciel</i>		
Fig. III.1:	principe de fonctionnement de la FC-MPC	39
Figure III.2:	Algorithme de la commande PTC avec le convertisseur matriciel	41
Figure.III.3:	Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par convertisseur matriciel.	42
Figs. III.4:	performances de la vitesse, du couple et du flux statorique.	44
Figs III.5:	Courants des phases et tension (I_o , V_o)	44
Figs. III.6:	Courants statorique des phases I_q	45

Liste des Symboles et Notations

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants des phases statoriques de la machine.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux des phases statoriques de la machine.
Φ_f	Flux des aimants
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions des phases statoriques.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie du moteur.
ω_t	La vitesse de rotation du champ tournant [rad / s].
p	Nombre de pôles de la machine
ω	la pulsation des courants statoriques [rad / s].
$[T]$	la matrice de <i>Park</i> normalisée
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
U_0	tension continue à l'entrée de l'onduleur.
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature
Ω	Vitesse angulaire du rotor (rad/s).

Liste des abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
MSAPS	Machines synchrones à aimants permanents montés en surface
MSAPC	Machines synchrones à aimants permanents chapeautés
MCC	Machine à Courant Continu
MPC	Model Predictive Control
FC	Flying Capacitor
FCCM	Flaying capacitor multilevel converters
DC	Courant continu
MC	Convertisseur matriciel
MPC	Model Predictive Control
FCS-MPC	Finite control set model predictive control
CCS-MPC	Continuous control set model predictive control

Introduction générale

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'évolution 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 [1].

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 a cause de la limitation du nombre de leurs états de commutation (nombre d'états finis). Un tel avantage à pour effet de réduire la tache 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 Introduction générale 2 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 appliquer 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 une description de la machine synchrone à aimant

INTRODUCTION GENERALE

permanent triphasée et la mise en place des repères de référence, la représentation mathématique de la machine la machine synchrone à aimant permanent dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés est donnée. Puis, de façon générale quelques stratégies de commande pour le moteur à aimant permanent sont exposées.

L'objectif de ce chapitre est de développer une stratégie de commande prédictive (MPC) et la convertisseurs matriciel . pour des applications de contrôle de la machine synchrone à aimant permanent ,

L'objectif du troisième chapitre est traitera de la reconfiguration de la stratégie de commande de la MSAP alimenté par des convertisseurs matriciel 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 convertisseurs matriciel.

Chapitre I

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

Chapitre I

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

1.1.Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continue est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse [1].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'ou le nom de machine synchrone.[1]

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques.[1] On note :

$$\omega_t = \frac{\omega}{p} \tag{I.1}$$

ω_t : La vitesse de rotation du champ tournant [rad / s].

p : Nombre de pôles de la machine

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

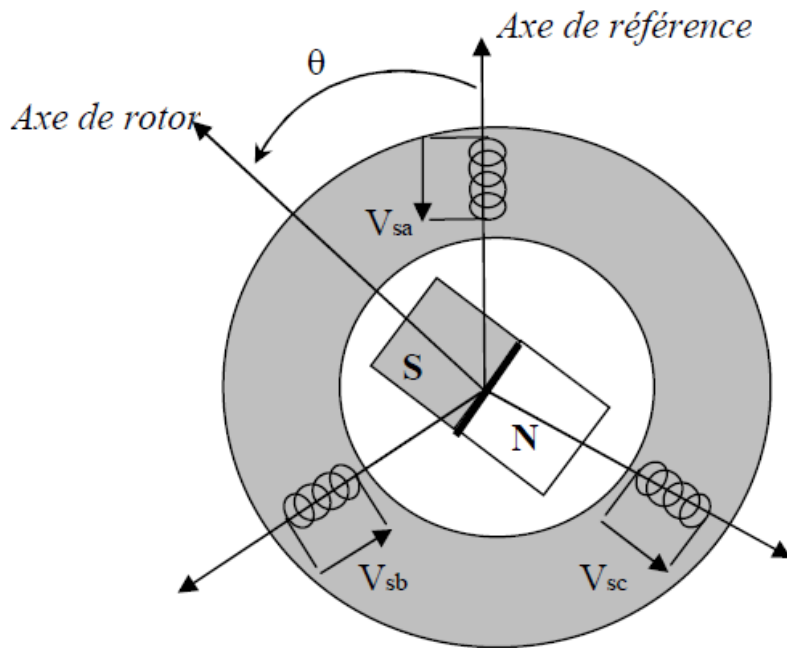


Figure. (1.1) : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent [3].

1.2. 1. Le stator

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$. [3]

1.2. 2. Le rotor [3]

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

- rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. La machine qui nous étudierons, dans ce mémoire est à pôles saillants.

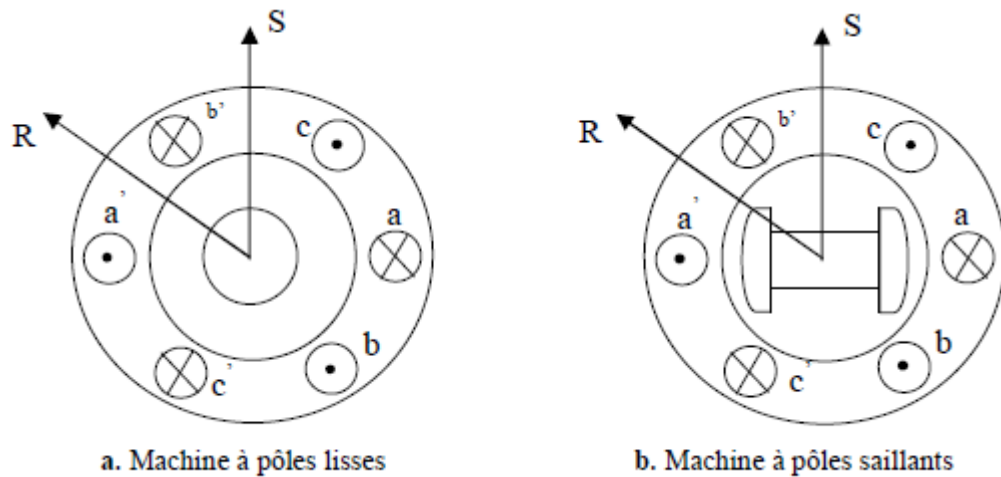


Figure (1.2): Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

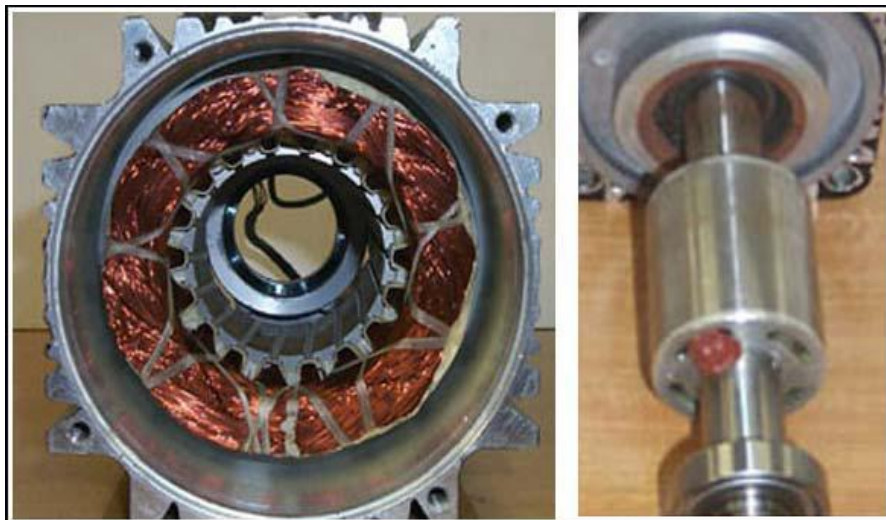


Figure (I.3) : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.3. Catégories de la MSAP

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante [2] [5]::

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

→ Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une

forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses. [1]

→ **Machine Synchrone à aimants permanents insérés**

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (1.7.b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d [5].

→ **Aimants enterrés (Interior magnet type)**

Les aimants sont intégrés dans la masse rétorque (Fig.2.1-c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler. [7]

→ **Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)**

Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaires généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce. [1]

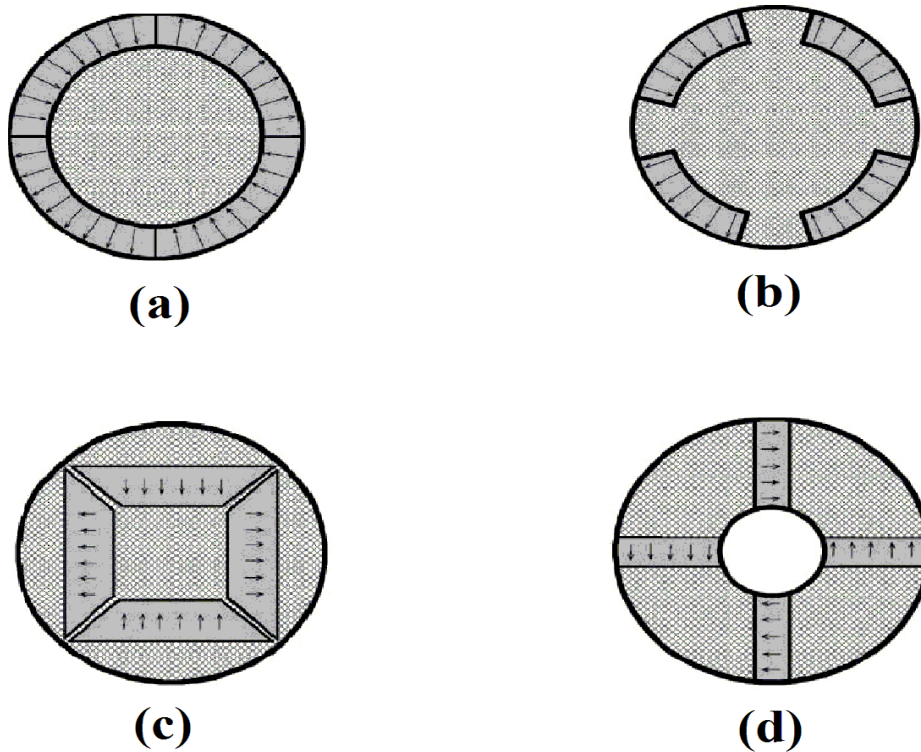


Figure (1.4): Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor (Acarney, 2006)

(a) Aimants en surface (b) Aimants insérés

(c) Aimants enterrés (d) Aimants à concentration de flux

I.3 Avantages et inconvénients de la MSAP

I.3.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [4]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage
- Grande fiabilité.

– Fonctionnement en survitesse

I.3.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine. [4]
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

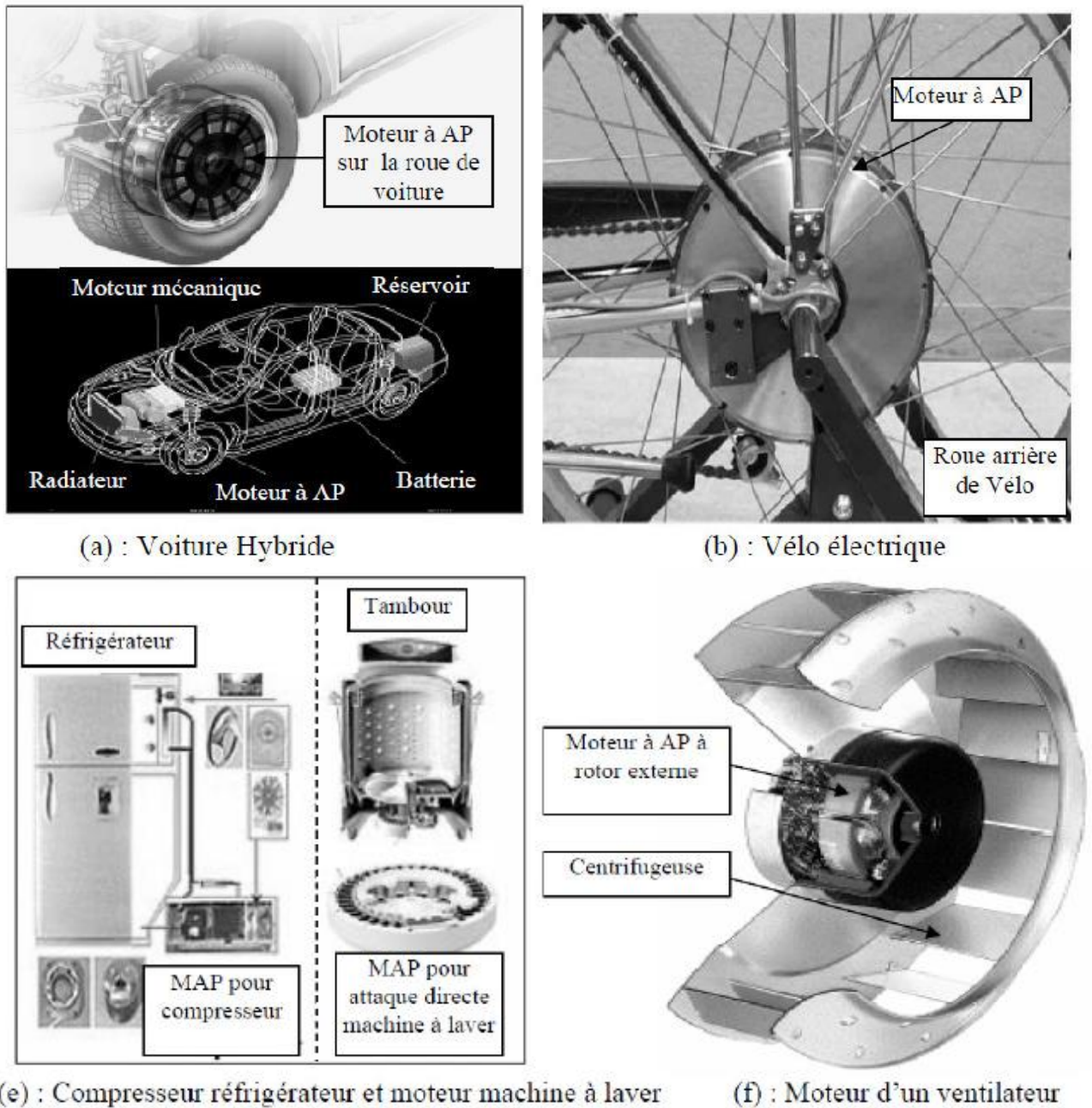
I.3.4 Les domaines d'application

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières [5], comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,

Elles sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (1.5) illustre quelques applications de ces machines.

Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de Kilowatts ou l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [5].



Figure(1.5) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer 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'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

I.4.1 Mise en équation de la MSAP

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$ $[\phi_s]$ $[I_s]$ La figure (1.6) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

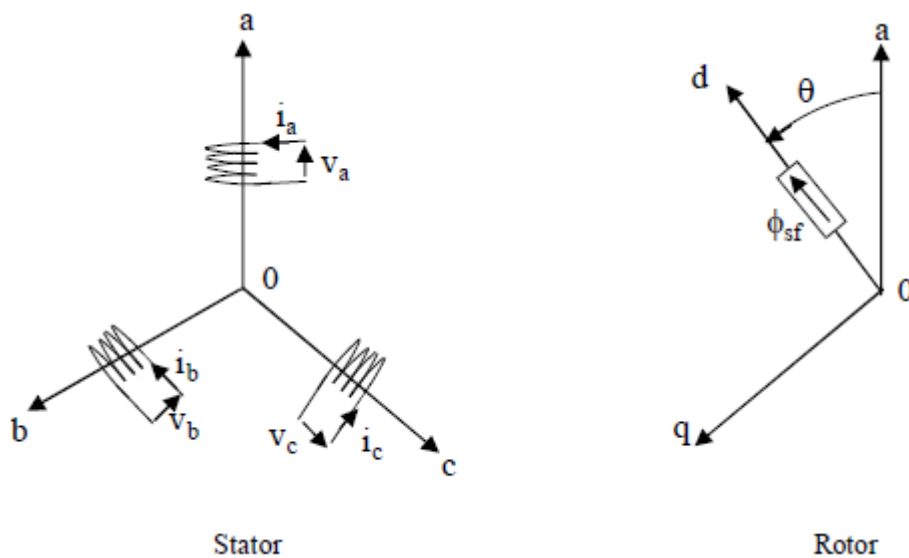


Figure (1.6): Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

A partir de la figure 1.3, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

* Les équations électriques :

- Expression des tensions statoriques

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_s] \tag{I.2}$$

- Expression des flux statoriques

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \phi_{sf}] \tag{I.3}$$

où :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ Vecteur tensions statoriques

$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ Vecteur courants statoriques

$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$ 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

$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$ Matrice inductance du stator

$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T$ Vecteur flux créé par l'Aiman travers l'enroulement statorique.

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

* Les équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \tag{I.4}$$

avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

* L'équation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$C_{em} = [I_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \frac{d\phi_{sf}}{d\theta} \right] \quad (I.5)$$

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de *Park*. [4]

I.4.2 Application de la transformation de Park

I.4.2.1 Principe de la transformation de Park

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la transformation de Park, qui est définie par la matrice $[P(\theta)]$. C'est une transformation mathématique destinée à transformer le circuit triphasé fixe de la machine en un circuit biphasé où les enroulements statoriques sont fixes au référentiel rotor défini par l'axe d et q, la transformation de Park fait correspondre aux variables réelles statoriques leurs composantes direct d'axe d et transversal d'axe q elle rapporte les équations électriques à un système cartésien d'axes d_q . Dans le repère classique il y a trois axes (a, b, c) orientés suivant les axes des trois enroulements statoriques de la machine. D'habitude, l'axe a est considéré comme référence. Quant au rotor, on a toujours un seul axe pour la machine synchrone à aimants permanents et θ donne la position du rotor par rapport au stator. Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à $\pi/2$ dans l'espace et alimentés par des courants à $\pi/2$ dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les axes d et q, ou dans le cas de la MSAP l'axe d est orienté suivant le rotor, Pour passer du système triphasé, abc, au système biphasé, dq, (réciproquement) . [5][6]

il faut utiliser les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{odq}] &= [T] \cdot [V_{abc}] \\ [I_{odq}] &= [T] \cdot [I_{abc}] \\ [\phi_{odq}] &= [T] \cdot [\phi_{abc}] \end{aligned} \quad (I.6)$$

tel que $[T]$: est la matrice de *Park* normalisée, définie par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin(\theta) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Cette matrice permet le passage inverse c'est à dire du référentiel (d_q) au référentiel (abc)

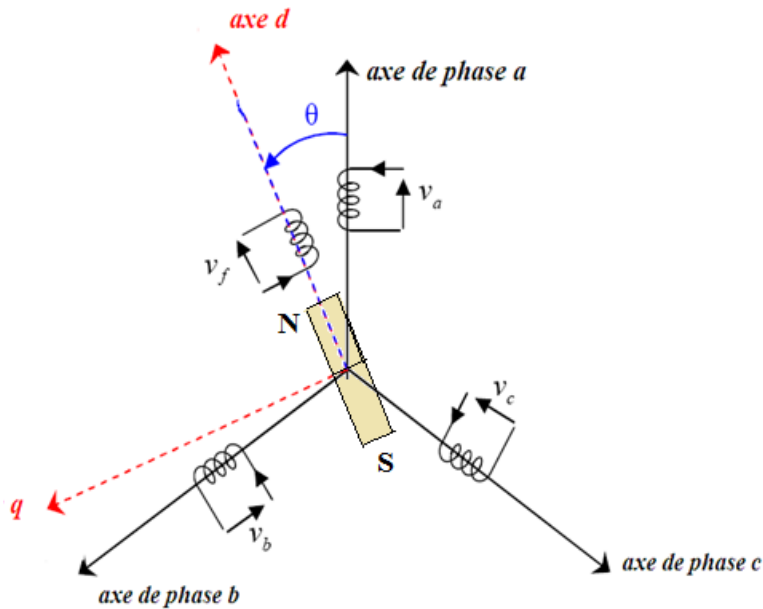


Fig (I. 7):Représentation de la transformation de Park

I.4.2.2 Modèle de la MSAP dans le Repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représente la figure (I.7).

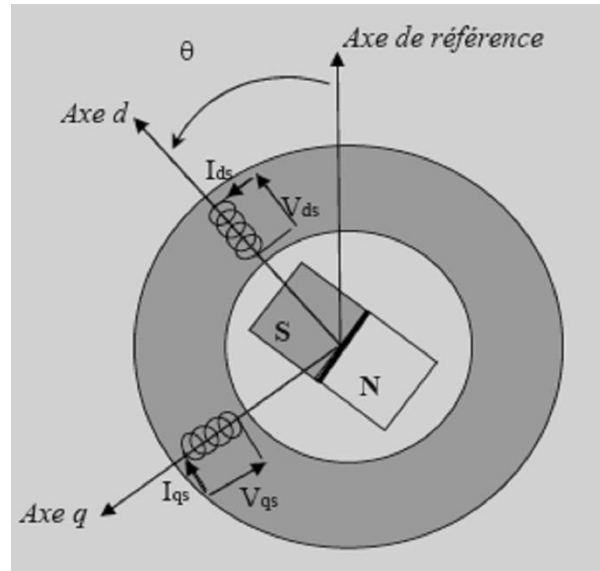


Figure.I.8 : Machine Équivalente au Sens de Park [6].

En reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient

- Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \dot{\Phi}_d - \omega \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \dot{\Phi}_q + \omega \Phi_d \end{cases} \quad (I.9)$$

- Expressions des flux

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_{sf} \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (I.10)$$

Φ_{sf} : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante:

$$C_d = p \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \Phi_{sf} \cdot I_q] \quad (I.11)$$

- Equation mécanique

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (I.12)$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.4.2.3 Représentation d'état

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse et/ou position).

En combinant les expressions (I.9) et (I.10), on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{\omega.L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega.L_d}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega.\phi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

A partir de (I.11), (I.12) et (I.13), le modèle de le MSAP dans le repère de *Park* peut être schématisé par la figure 1.7

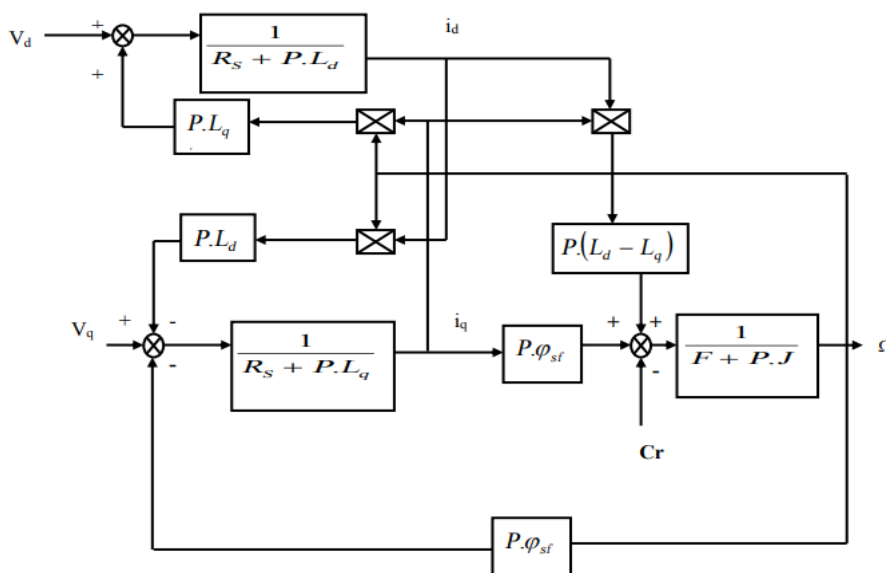


Figure (I.9) : Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.

I.5.Simulation numérique des différents fonctionnements de la MSAP:

I.5.1 Alimentation par un réseau triphasé équilibré

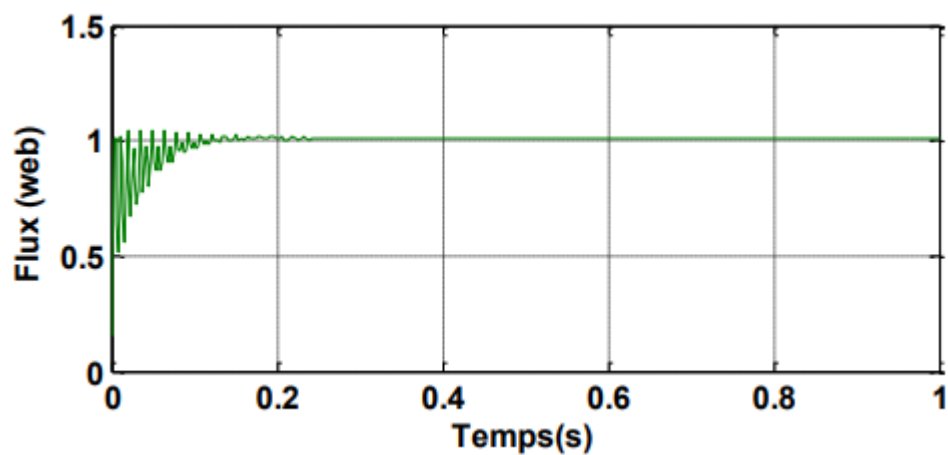
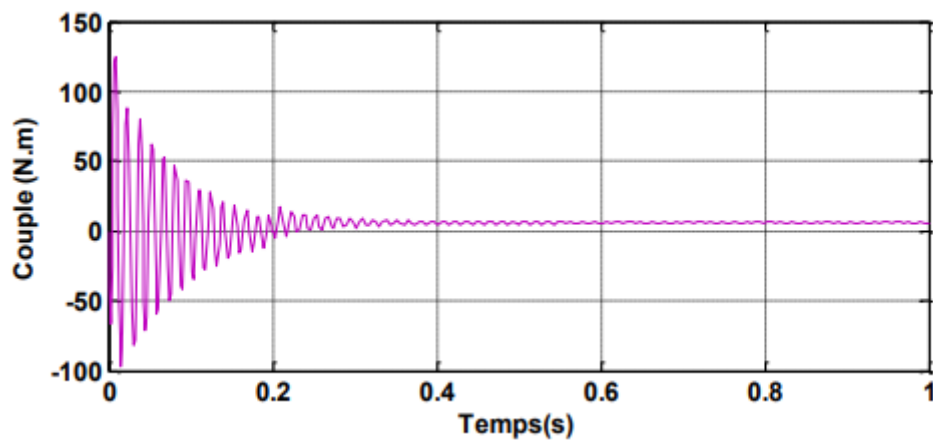
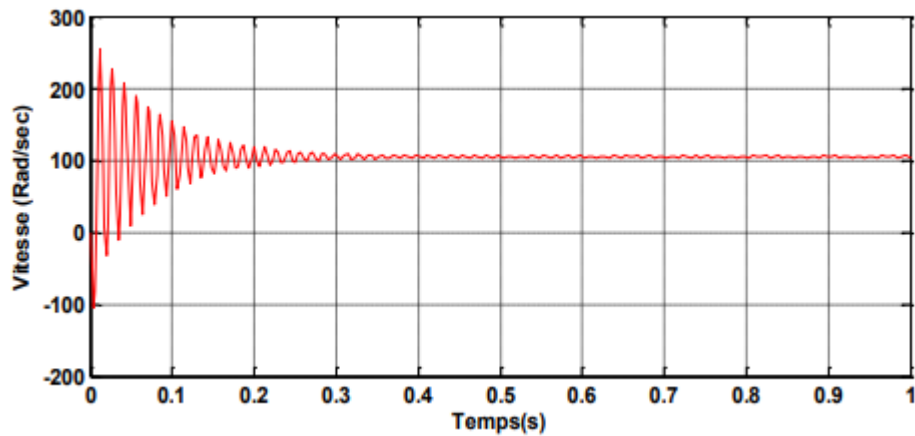
Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, la première application, du modèle de la machine synchrone à aimants permanents et sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau (220/380V) triphasé équilibre de fréquence fixe 50HZ

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK

Les paramètres de la machine sont indiqués au niveau de l'annexe A

Résultat de simulation démarrage à vide

En première état, on simule le fonctionnement de la MSAP à vide (sans application du couple de charge)



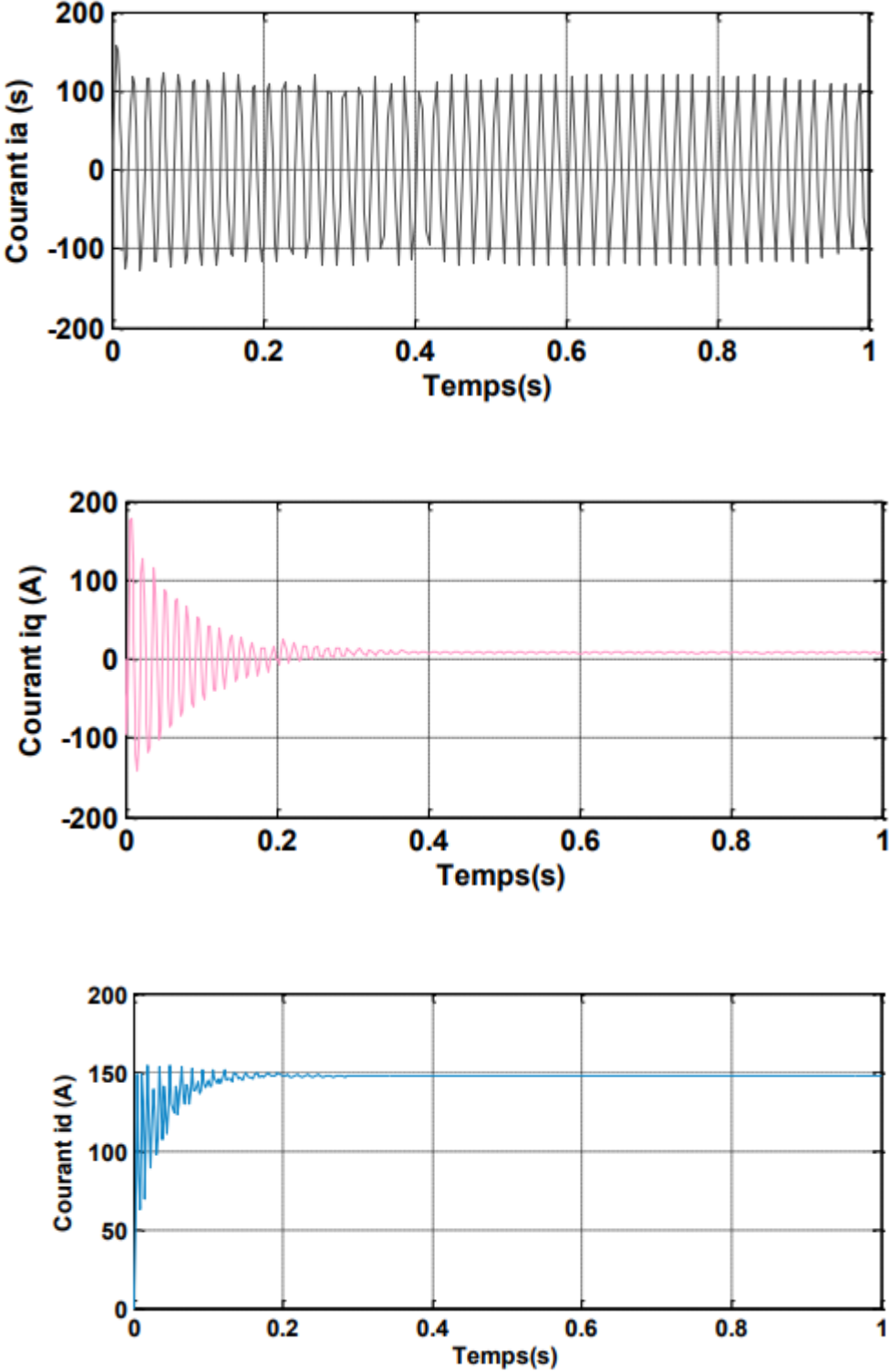
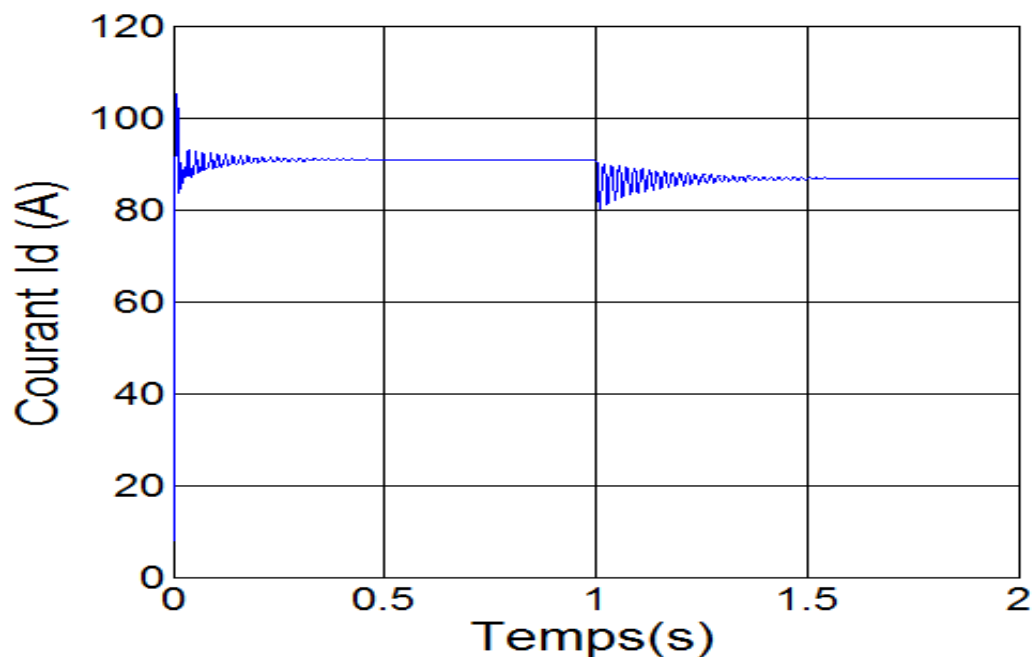
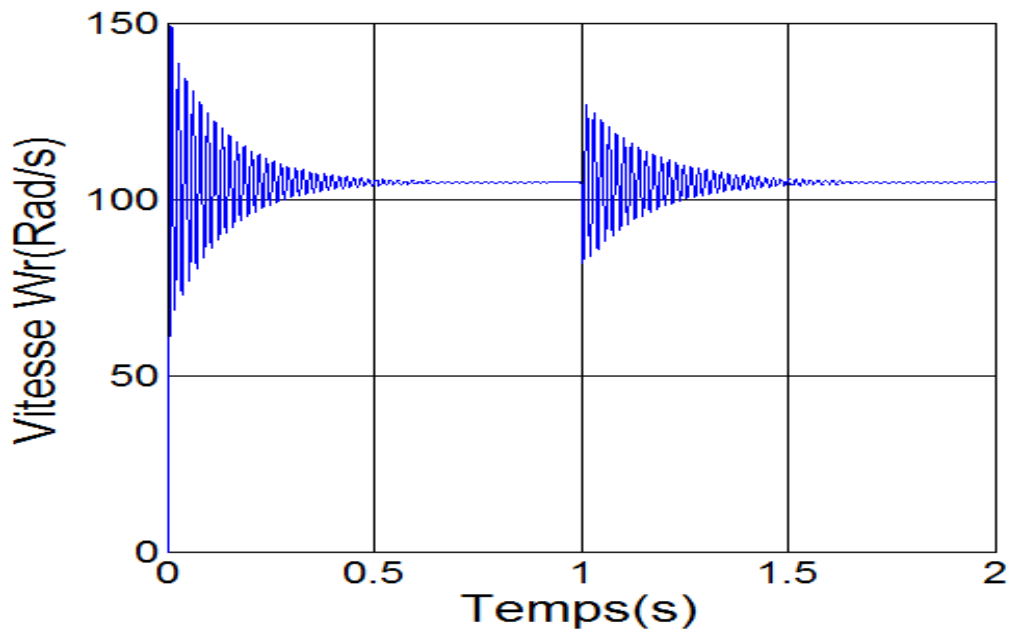
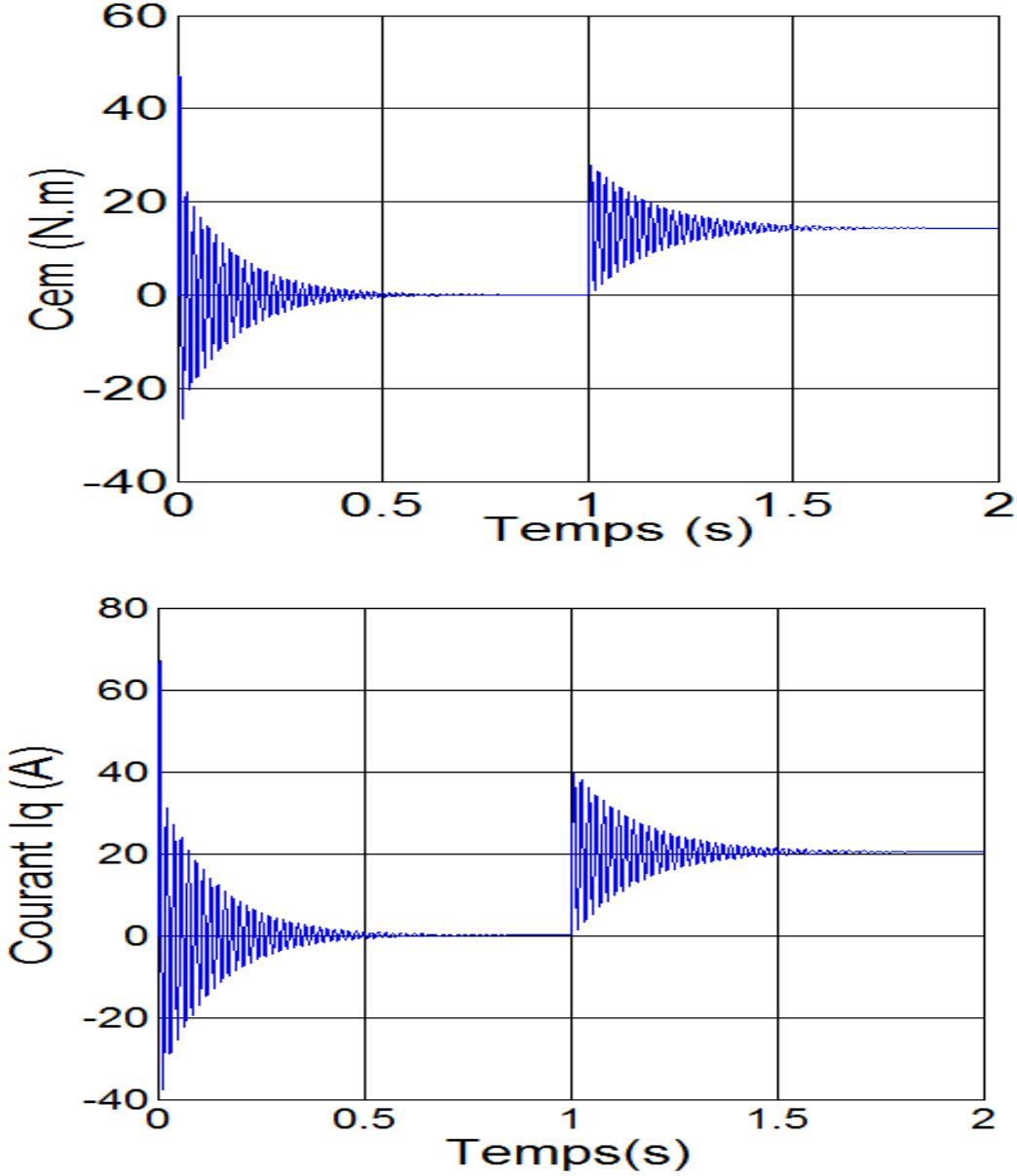


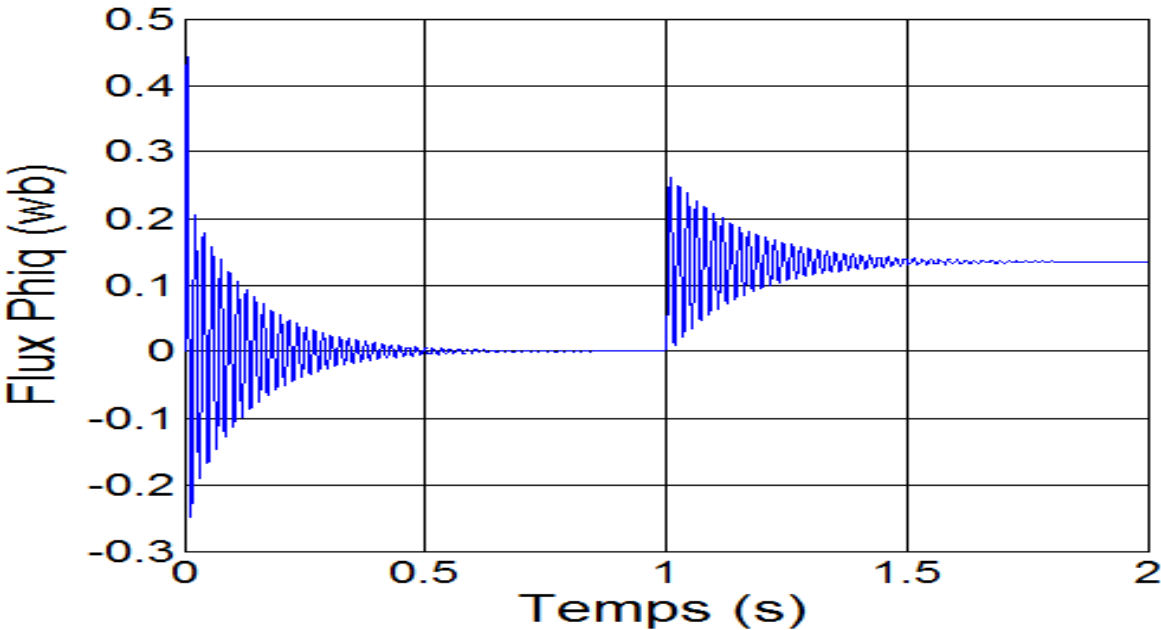
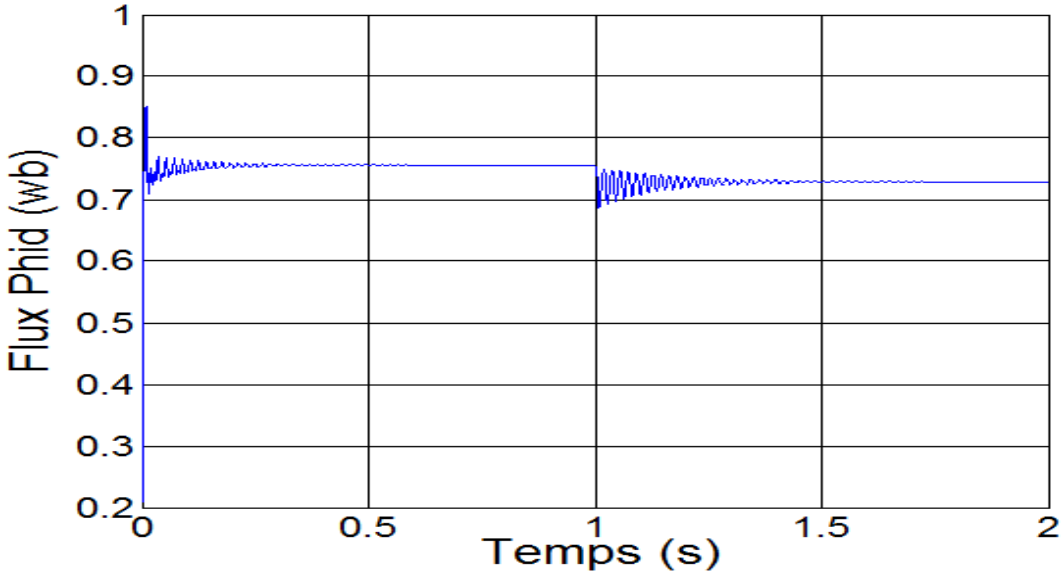
Figure .1.10: Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré.

On constate, d'après les courbes de la figure I.5, 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 et 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.

- **Résultat de démarrage en charge**







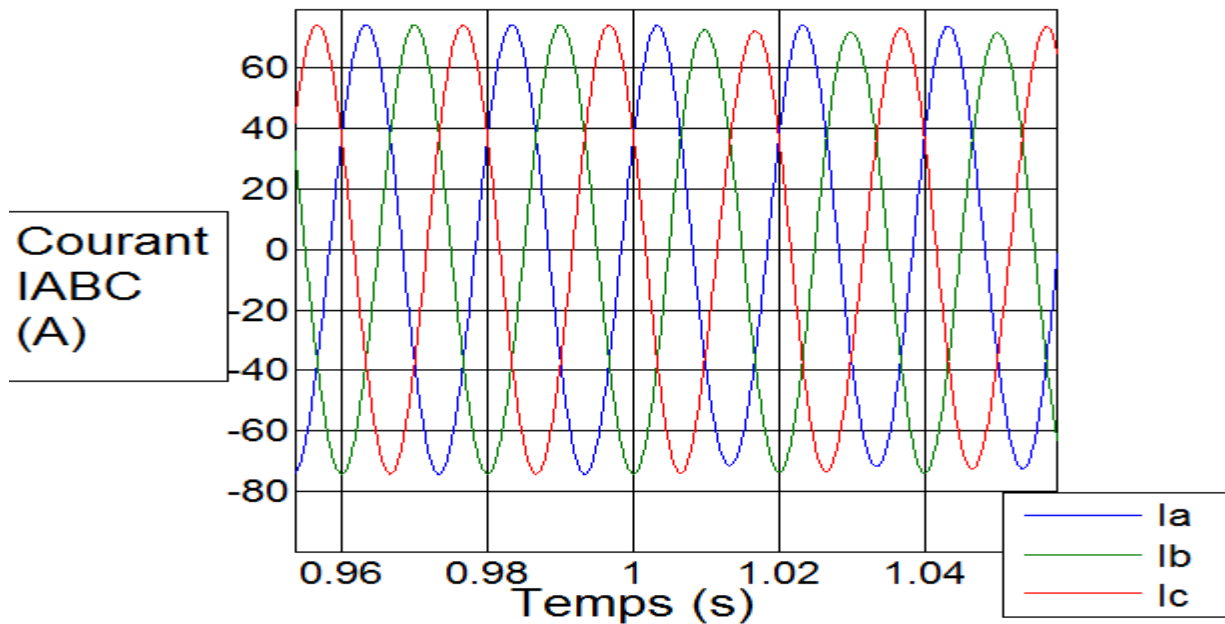


Figure .I.11 : Résultats de la MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré à vide puis application d'un couple de charge $C_r= 14 \text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$.

La Figure I.11 montre l'évolution des grandeurs précédents avec l'application d'un échelon de couple résistant de $C_r= 14 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$, nous remarquons que l'application de la charge entraîne une variation de vitesse pendant un bref de temps, puis elle se stabilise à la même valeur qu'avant, alors que le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge appliquée et se stabilise finalement à la valeur du couple de charge.

On constate aussi que le courant I_d diminue après l'application de la charge

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la MSAP par la transformation de Park est présentée. Une simulation numérique a permis de valider le modèle MSAP utilisé.

Dans les chapitres suivants, il sera question de s'intéresser à la commande de la MSAP en prédictive.

Annexe A

Paramètres	Description
$f = 50 \text{ Hz}$	Fréquence
$P_n=1.5 \text{ Kw}$	Puissance nominale
$R_s=1.4 \Omega$	Résistance statorique
$L_d=0.0066 \text{ H}$	Inductance directe
$L_q=0.0066 \text{ H}$	Inductance quadratique
$J=0.00176 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f_r= 0.00038818 \text{ N.m.s/rad}$	Coefficients de frottements
$\phi_{sf}=0.1564 \text{ Wb}$	Flux des aimants
$P=3$	Nombre de pair de pôles
$N=1000 \text{ tr/min}$	Vitesse nominale

TAB.1.1. Les paramètres de la machine MSAP

Chapitre II

Modélisation de Convertisseur
Matriciel et Commande
prédictive FS-MPC

Chapitre II

Modélisation de Convertisseur Matriciel et Commande prédictive FS-MPC

II.1 Introduction

La commande prédictive fait partie de l'ensemble des techniques de commandes avancées qui peut être employé dans des applications industrielles afin de répondre aux problèmes de régulation des systèmes industriels complexes soumis aux contraintes.

Le principe de base d'une loi de commande prédictive est de prédire les futures sorties d'un système, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcul par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures, et éventuellement des contraintes [8].

L'objectif de ce chapitre est dédié à la commande prédictive MPC (Model Predictive Control) une premier partie et en passe en revue la technologie des convertisseurs matriciels direct, leurs composants, leurs modélisation ainsi que leurs performances lors de leurs pilotage des machines à courant alternatif dans une chaine de commande FS-MPC dans le second partie. Ces types des convertisseurs sont totalement réversibles, ne contenant aucun élément de stockage capacitif, les phases d'entrée sont directement connectées aux phases de sortie par l'intermédiaire d'interrupteurs quatre segments à commutation forcée. Ce convertisseur permet l'ajustement du facteur de puissance coté réseau avec une consommation nulle de la puissance réactive, le volume et le cout de cette topologie se trouvent nettement réduites.

II.2. Philosophie de la commande prédictive de modèle fini d'états (FS-MPC)

La commande prédictive modèle (MPC) est une stratégie très puissante de commande qui emploie le modèle du système qui doit être capable de rendre compte de la dynamique du processus pour prédire précisément les sorties au horizon à la future. Une fonction de coût évalue pré-calculé des résultats et détermine les futures actions optimales de commande [14].

Récemment, la commande prédictive de modèle fini d'états (FS-MPC) apparaît comme alternative attrayante et offre une approche complètement différente et puissante aux convertisseurs de puissance de commande dus à sa réponse dynamique rapide, à aucun besoin de contrôleurs linéaires, à aucun besoin de modulateur (PWM ou SVM), à approche

Chapitre II

complètement différente comparée à PWM, à exécution extrêmement simple et très bonne et peut être mise en application avec les microprocesseurs commerciaux standard. La méthode est basée sur le fait qu'un nombre fini d'états possibles de commutation peut être produit par le convertisseur de puissance (7 états pour un inverseur triphasé de deux niveaux, 27 états pour trois niveaux, 64 états pour quatre niveaux...) et que le modèle du système peut être employé pour prévoir le comportement des variables pour chaque état de commutation. Pour le choix de l'état approprié de commutation à appliquer au système une fonction de qualité doit être définie. La fonction de coût est alors évaluée pour les valeurs prédit sur chaque intervalle d'échantillonnage et le déclarer optimal de commutation qui réduit au minimum la fonction de qualité est choisi pour s'appliquer pendant le prochain intervalle (figure 2.1) [10].

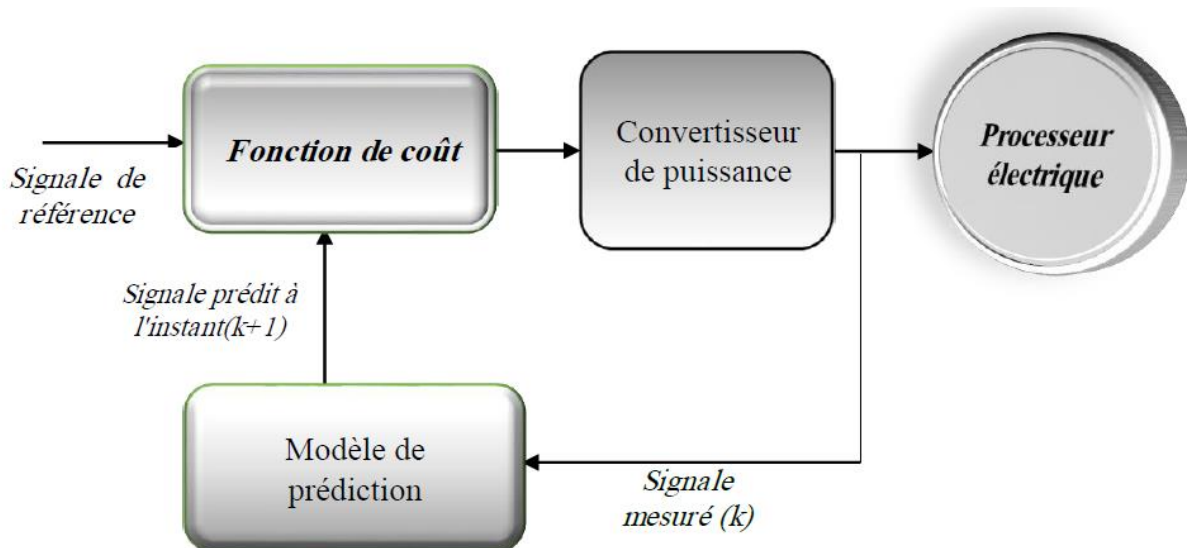


Figure 2.1: Schéma général de la commande prédictive de modèle fini d'états

Dans l'étape de conception de la commande MPC réglé pour la commande d'un convertisseur de puissance, les étapes suivantes sont identifiées: [13].

- ⊗ Modèle du convertisseur de puissance identifiant tous les états possibles de commutation et la relation entre l'entrée et la sortie des tensions ou des courants .
- ⊗ Défini une fonction de coût qui représente le comportement désiré du système .
- ⊗ Obtenant les modèles de temps discret qui permettent de prédiction le comportement futur des variables qui sont pour être contrôlées.

Remarque

- ⌋ Le modèle prédictif obtenu doit permette de prédire l'état du système $X_i(t+T)$ après une durée T , pour chaque configuration i possible de convertisseur. Ce modèle n'est pas

- ⌋ nécessairement linéaire (par exemple dans notre travail un ensemble onduleur-machine asynchrone).
- ⌋ une fonction coût peut par exemple être la distance entre les valeurs d'état obtenu et désiré. (erreur de courant, erreur de puissance, erreur de couple, erreur de flux....).
- ⌋ L'intégration par la méthode d'Euler au premier ordre du modèle sur un court intervalle de temps T [FM][BZ][Rod], conduit à l'équation suivante :

$$\begin{aligned}x(k+1) &= x(k) + T \left. \frac{dx}{dt} \right|_{x=x(k)} \\ &= (1+T(x))x(k) + TBU(k)\end{aligned}\tag{II.1}$$

Où T correspond à une durée petite (si cette intégration au premier ordre ne conduit pas à un modèle assez représentatif pour la durée considérée, un modèle d'ordre supérieur peut être utilisé)

II.3 Philosophie de la commande prédictive

Le terme commande prédictive n'indique pas une stratégie de commande spécifique mais plutôt un ensemble d'algorithmes qui utilisent explicitement le modèle du système dans un problème d'optimisation, à résoudre, afin de déterminer une séquence optimale de commandes satisfaisant les contraintes du système et les performances formulées à travers un certain critère d'optimisation.

Le principe de la commande prédictive est d'utiliser un modèle du système commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel 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 en compte le critère d'optimisation prédéfini auparavant. Sa structure générale est basée sur les idées suivantes [9] :

- ⊗ Utilisation d'un modèle du système pour prévoir les sorties à des instants futurs (notion d'horizon de prédiction).
- ⊗ Calcul des actions optimales de commande basé sur la minimisation d'une fonction de coût. dans le futur (notion d'horizon de commande) ;
- ⊗ à chaque instant d'échantillonnage, l'horizon de prédiction est déplacé vers le futur, et seule la première des commandes calculées est effectivement appliquée au système (notion d'horizon fuyant)

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la figure 2.2. Les valeurs futures des états du système sont prédites jusqu'à un horizon prédéfini dans le temps , en utilisant le modèle du

Chapitre II

système et les informations disponibles (mesures) jusqu'à l'instant . 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.

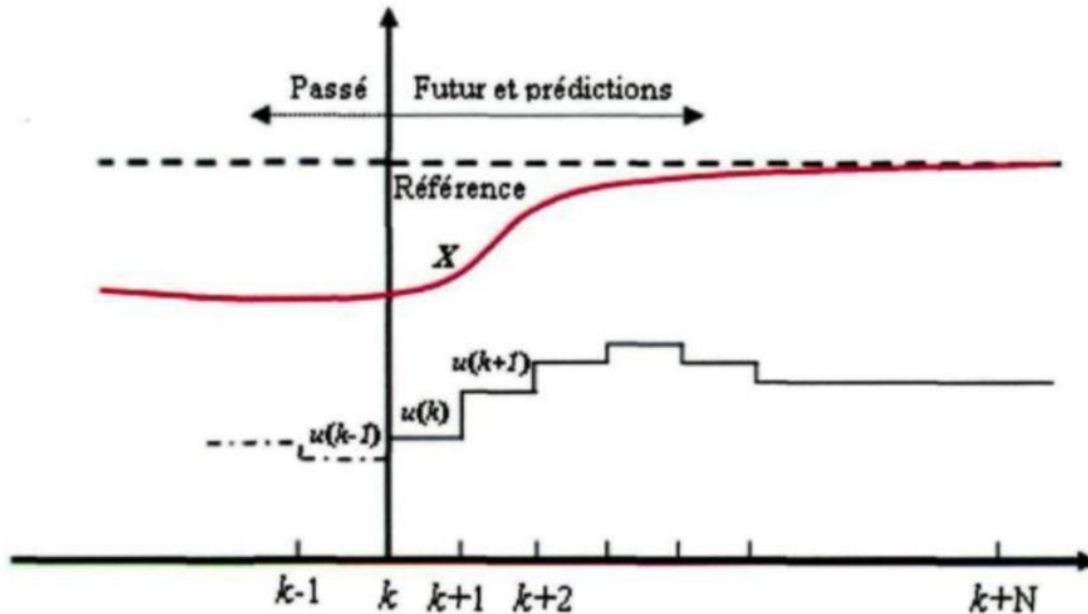


Figure 2.2: Principe de la commande Prédictive

La commande prédictive présente un certain nombre d'avantages, par rapport aux autres méthodes, parmi lesquels on trouve [9]:

Son principe est intuitif et facile à comprendre. Le correcteur obtenu est une loi de commande linéaire facile à implémenter et qui requiert peu de temps de calcul, Permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées.

Autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables.

Elle est capable intrinsèquement de compenser les retards ou les temps morts Elle est très utile lorsque les consignes à suivre sont connues à l'avance.

II.4 Méthodes de la commande prédictive avec les convertisseurs statiques

Plusieurs méthodes de la commande prédictive appliquées dans le domaine des convertisseurs statiques, peuvent être classées, selon la référence [8] en quatre catégories comme suit :

- Commande prédictive à réponse pile "*Deadbeat control*" : Dans ce type, la commande optimale tend l'erreur vers zéro dans chaque intervalle de commutation. Elle est caractérisée par sa rapidité, car la grandeur commandée atteint la valeur de sa référence à la fin de chaque période d'échantillonnage.

- Contrôle prédictif basé sur la bande d'hystérésis : dans cette commande le critère d'optimisation consiste en une conservation des variables contrôlées dans une bande d'hystérésis.
- Commande prédictive basée sur la poursuite d'une trajectoire de référence : cette commande consiste à forcer les variables contrôlées de suivre une trajectoire prédéfinie.
- Commande prédictive basée sur le modèle: c'est la méthode la plus souple, elle utilise un modèle de référence et exprimée sous forme d'une fonction de coût à minimiser.

Comme nous avons indiqué dans les paragraphes précédents, le concept fondamental de la commande prédictive est basé sur un modèle mathématique du système à commander. Où ce modèle est représenté sous forme d'une fonction de transfert discrète ou équations différentielles[8].

II.5. Convertisseur Matricielle Direct (CMD) II

II.5.1. Structure:

Le convertisseur est à l'intersection d'un axe de puissance et d'un axe de commande, son rôle est de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur, en modifiant éventuellement sous laquelle cette énergie électrique se présente. La topologie de convertisseur matriciel contenant de « $n \times p$ » comme en (Figure 2-3) interrupteurs bidirectionnels connectés les « n » phase d'entrer au « p » phases de sortie pour une conversion d'énergie directe afin de fournir une conversion de puissance directe. Ce type des convertisseurs est caractérisé d'une possibilité caractérisé par son aptitude de connecté n'importe phase d'entrée à n'importe quelle phase de sortie à tout instant.

Le convertisseur matriciel de « n » phases d'entrée de tension sinusoïdal et de « p » phase de sortie de courant sinusoïdal observé au (Figure 2-3) à les caractéristiques attractives suivantes:

- L'interrupteur bidirectionnel permet le retour d'énergie de charge vers la source. Il est possible d'ajuster le facteur de puissance d'entrée du convertisseur malgré le type de charge connectée, Le facteur de puissance de l'unité est facilement réalisable.
- Pas besoin de stockage d'énergie intermédiaire c'est à dire la puissance observé dans la sortie elle est la même puissance d'entrée [12].

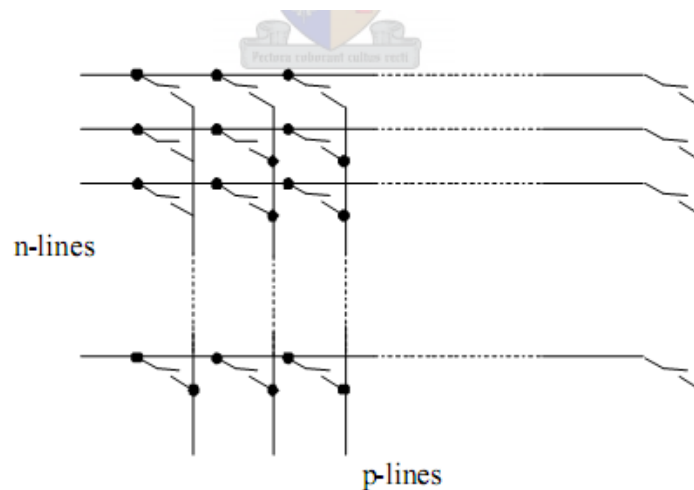


Figure II.3: Convertisseur Matriciel Lié au "a" Phases d'entré Et "p" Phases De Sortie

II.5.2 Modélisation

La plus part des sources d'alimentation utilisé sont triphasé, notre étude concentré au le convertisseur matriciel d'entrer triphasé et pour simplifier l'étude utilise une sortie triphasé donc on utilise un convertisseur matriciel direct AC-AC de trois phase d'entrer et trois phase de sortie comme en (Figure2-4) il a neuf interrupteurs bidirectionnel qui connecté les phase 1.2.3 d'entrer au phase 1.2.3 de sortie chaque période de commutation avec un possibilité de mouvement de courant en inverse et de changer la polarité [12].

Les tensions d'alimentation du réseau de l'entrée, nommés VA , VB et VC sont connectés à l'entrée du DMC via un filtre RLC noté $(R_f L_f C_f)$ donnant ainsi une nature capacitive à la source d'entrée. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel neutre du réseau d'entrée N (voir figure 2.4).

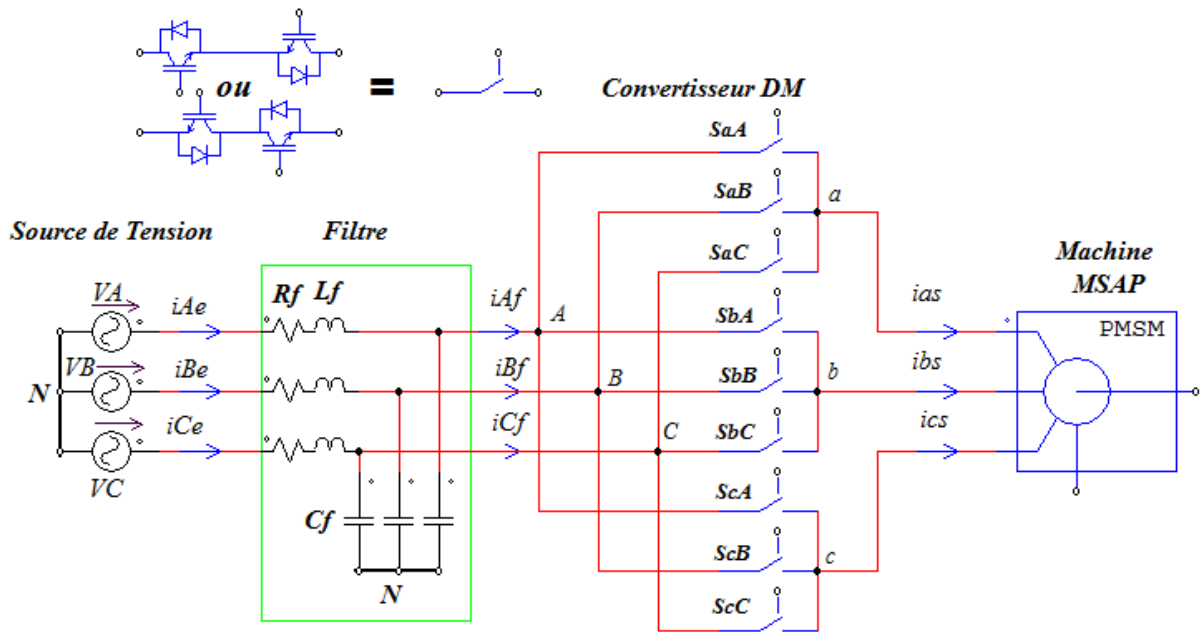


Figure- 2.4: Convertisseur Matriciel Direct Lié entre Source Triphasé et Charge Triphasé

Le DMC pilote une MAS triphasée de nature inductive respectant ainsi de principe de l'alternance des sources. Les courants de sortie sont notés i_{as} , i_{bs} et i_{cs} .

Soit kj ($k=A,B,C$ et $j=a,b,c$) le rang de l'interrupteur placé entre la phase d'entrée k et la phase de sortie j . Soit S_{jk} l'état de commutation de l'interrupteur avec $S_{jk}=0$ implique que l'interrupteur jk est ouvert et $S_{jk}=1$ implique que l'interrupteur est fermé.

$$S_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } jk \text{ fermé} \\ 0 & \text{l'interrupteur } jk \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La connexion directe de la source de tension (le réseau et le filtre d'entrée) au moteur asynchrone (source de courant) exige de respecter les spécifications des sources d'entrée et de sortie comme suit [14].

Le convertisseur DMC doit assurer le passage du courant par chaque phase de la charge pour éviter le circuit ouvert de la source de courant qu'est le moteur (la tension à travers l'inductance devient infinie).

- D'autre part, le court-circuit de deux phases de la source de tension n'est pas permis, il entraînerait une surintensité de courant qui détruirait les semi-conducteurs.

Il en découle la relation suivante :

CHAPITRE II

$$S_{jA} + S_{jB} + S_{jC} = 1 \quad j \in \{a, b, c\} \quad (\text{II.3})$$

Pour un convertisseur DMC triphasé-triphasé, les conditions (2-1) et (2-2) permettent de générer 27 combinaisons possibles pour produire des courants et des tensions à la charge, ces combinaisons sont présentées dans le tableau 2.1 ci-après :

N	S_{Aa}	S_{bA}	S_{cA}	S_{aB}	S_{bB}	S_{cB}	S_{aC}	S_{bC}	S_{cC}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	1	0	0	1
4	1	0	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	0	0	0	1	0	0	1
6	0	1	0	1	0	0	1	0	0
7	0	0	1	1	0	0	1	0	0
8	0	0	1	0	1	0	0	1	0
9	1	0	0	0	1	0	0	1	0
10	0	0	1	1	0	0	0	0	1
11	0	0	1	0	1	0	0	0	1
12	1	0	0	0	1	0	1	0	0
13	1	0	0	0	0	1	1	0	0
14	0	1	0	0	0	1	0	1	0
15	0	1	0	1	0	0	0	1	0
16	0	0	1	0	0	1	1	0	0
17	0	0	1	0	0	1	0	1	0
18	1	0	0	1	0	0	0	1	0
19	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	0	1	0	0	0	1

CHAPITRE II

21	0	1	0	0	1	0	1	0	0
22	1	0	0	0	1	0	0	0	1
23	1	0	0	0	0	1	0	1	0
24	0	1	0	1	0	0	0	0	1
25	0	1	0	0	0	1	1	0	0
26	0	0	1	1	0	0	0	1	0
27	0	0	1	0	1	0	1	0	0

Tab. 2.1: Combinaisons valides de commutation possibles pour un convertisseur DMC.

Si les conditions des équations (2-2) sont respectées, on a:

$$\begin{aligned}
 S_{aA} = 1 &\Rightarrow S_{aB} = 0 \text{ et } S_{aC} = 0 && \text{alors} && V_a = V_A \\
 S_{aB} = 1 &\Rightarrow S_{aA} = 0 \text{ et } S_{aC} = 0 && \text{alors} && V_a = V_B \\
 S_{aC} = 1 &\Rightarrow S_{aB} = 0 \text{ et } S_{aA} = 0 && \text{alors} && V_a = V_C
 \end{aligned} \tag{II.4}$$

En on déduit la relation suivante :

$$V_a = S_{aA}V_A + S_{aB}V_B + S_{aC}V_C \tag{II.5}$$

En appliquant le même raisonnement aux autres phases, on montre que le vecteur des tensions de sortie (de la charge) $V_{mph} = (V_a \ V_b \ V_c)^t$ est relié au vecteur des tensions d'entrée (du réseau)

$V_{rph} = (V_A \ V_B \ V_C)^t$ par la matrice de transfert instantanée M_{ph} suivante :

$$V_{mph} = (V_a \ V_b \ V_c)^t = M_{ph} \cdot (V_A \ V_B \ V_C)^t = M_{ph} \cdot V_{rph} \tag{II.6}$$

Avec M_{ph} la matrice de transfert instantanée des phases d'entrée aux phases de sortie

$$T_{ph} = \begin{pmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{pmatrix} \tag{II.7}$$

En faisant la même démarche pour les courants, on obtient la relation suivante :

CHAPITRE II

$$i_{rph} = (i_A \ i_B \ i_C)^t = T_{ph}^t \cdot (i_a \ i_b \ i_c)^t = T_{ph}^t \cdot i_{mph} \quad (\text{II.8})$$

Où M_{ph}^t matrice transposée de la matrice T_{ph}

Si on utilise les vecteurs des tensions entre lignes (composés) V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} pour la tension et i_{ab} , i_{bc} et i_{ca} pour les courants entre lignes, on introduit la matrice de transfert instantanée T_{LL} qui relie les phases d'entrée aux phases entre lignes de sortie [15]. Les valeurs instantanées des tensions composées de sortie et les courants d'entrée produits par chaque combinaison de commutation peuvent être déterminés par les relations suivantes :

$$V_{mLL} = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_{LL} \cdot V_{rph} \quad (\text{II.9})$$

$$i_{rLL} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T_{LL}^t \cdot \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL}^t \cdot i_{mLL} \quad (\text{II.10})$$

Les matrices T_{LL} et T_{ph} sont données par les relations suivantes [9].

$$T_{LL} = \begin{pmatrix} S_{aA} - S_{bA} & S_{aB} - S_{bB} & S_{aC} - S_{bC} \\ S_{bA} - S_{cA} & S_{bB} - S_{cB} & S_{bC} - S_{cC} \\ S_{cA} - S_{aA} & S_{cB} - S_{aB} & S_{cC} - S_{aC} \end{pmatrix}, T_{ph} = \begin{pmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Ces 27 états de commutation sont classés dans le tableau 2.2 suivant :

Groupe <i>s</i>	Interrupteurs fermées			tensions de sortie (charge)			tensions entre lignes (composés)			Courants d'entrée(réseau)		
	S_{ak}	S_{bk}	S_{ck}	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	i_A	i_B	i_C
I	S_{aA}	S_{bB}	S_{cC}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	i_a	i_b	i_c
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cB}	V_A	V_C	V_B	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	i_a	i_c	i_b
	S_{aB}	S_{bA}	S_{cC}	V_B	V_A	V_C	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	i_b	i_a	i_c
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cA}	V_B	V_C	V_A	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	i_c	i_a	i_b

CHAPITRE II

	S_{aC}	S_{bA}	S_{cB}	V_C	V_A	V_B	V_{CA}	V_{AB}	V_{BC}	i_b	i_c	i_a
	S_{aA}	S_{bB}	S_{cA}	V_C	V_B	V_A	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	i_c	i_b	i_a
II $V_{ab}=0$	S_{aA}	S_{bA}	S_{cB}	V_A	V_A	V_B	0	V_{AB}	$-V_{AB}$	$-i_c$	i_a	0
	S_{aA}	S_{bA}	S_{cC}	V_A	V_A	V_C	0	$-V_{CA}$	V_{CA}	$-i_c$	0	i_c
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cA}	V_B	V_B	V_A	0	$-V_{AB}$	V_{AB}	i_c	$-i_c$	0
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cC}	V_B	V_B	V_C	0	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	$-i_c$	i_c
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cA}	V_C	V_C	V_A	0	V_{CA}	$-V_{CA}$	i_c	0	$-i_c$
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cB}	V_C	V_C	V_B	0	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	i_c	$-i_c$
II $V_{bc}=0$	S_{aB}	S_{bA}	S_{cA}	V_B	V_A	V_A	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-i_a$	i_a	0
	S_{aC}	S_{bA}	S_{cA}	V_C	V_A	V_A	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$-i_a$	0	i_a
	S_{aA}	S_{bB}	S_{cB}	V_A	V_B	V_B	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	i_a	$-i_a$	0
	S_{aC}	S_{bB}	S_{cB}	V_C	V_B	V_B	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	0	$-i_a$	i_a
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cC}	V_A	V_C	V_C	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	i_a	0	$-i_a$
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cC}	V_B	V_C	V_C	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	0	i_a	$-i_a$
II $V_{ca}=0$	S_{aA}	S_{bB}	S_{cA}	V_A	V_B	V_A	V_{AB}	$-V_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cA}	V_A	V_C	V_A	$-V_{CA}$	V_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b
	S_{aB}	S_{bA}	S_{cB}	V_B	V_A	V_B	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	i_b	$-i_b$	0
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cB}	V_B	V_C	V_B	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b
	S_{aC}	S_{bA}	S_{cC}	V_C	V_A	V_C	V_{CA}	$-V_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$
	S_{aC}	S_{bB}	S_{cC}	V_C	V_B	V_C	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	0	i_b	$-i_b$
III	S_{aA}	S_{bA}	S_{cA}	V_A	V_A	V_A	0	0	0	0	0	0
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cB}	V_B	V_B	V_B	0	0	0	0	0	0
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cC}	V_C	V_C	V_C	0	0	0	0	0	0

Tab 2.2: Groupement des commutations en fonction de la tension de sortie et courant d'entrée dans un convertisseur DMC.

CHAPITRE II

D'après le tableau 2.2, on pourra distinguer les 27 états de commutation en trois groupes selon la nature du courant d'entrée et de la tension composée de sortie :

1) Vecteurs spatiaux nuls : chacune des trois phases de sortie est connecté à la même phase d'entrée. Les états de commutation de ce groupe génèrent un vecteur spatial ayant une amplitude nulle.

2) Vecteurs spatiaux stationnaires : deux phases de sortie sont reliées à une phase d'entrée commune, et le troisième est connecté à une phase d'entrée différente. Ce groupe génère des vecteurs stationnaires avec amplitude variable et direction fixe.

3) Vecteurs spatiaux tournants : chaque phase de sortie est connecté à une phase d'entrée différente. Les vecteurs groupe ont une amplitude constante, mais son angle varie selon la fréquence angulaire.

II -6 Conclusions

Ce chapitre nous a permis de découvrir la philosophie et la richesse de la commande prédictive d'un processus associé à une matérielle directe CMT. Le principe est simple, à chaque occurrence de calcul, pour toutes les configurations possibles, l'évolution correspondante dans l'espace d'état est prédite en utilisant un modèle simplifié local (modèle prédit). Une fonction coût permet de déterminer la configuration à utiliser afin de poursuivre les valeurs de référence.

On verra par la suite et dans le dernier chapitre l'apport formidable de la commande à ensemble finis FS-MPC , pour des applications de contrôle de la machine MSAP associée à le convertisseur matriciel.

Chapitre III

*Application de la commande
prédictive à la MSAP alimentée par
un convertisseur matriciel*

Chapitre III

Application de la commande prédictive à la MSAP alimentée par un convertisseur matriciel

III.1. Introduction

Les variateurs de vitesse standards pour les machines triphasées synchrones, largement utilisés dans l'industrie. Leurs topologies intègrent généralement deux convertisseurs statiques en cascade connectés entre eux par un étage intermédiaire continu (bus continu dit aussi DC-link). Cette structure permet la conversion indirecte de l'énergie AC/DC/AC. Le premier convertisseur n'est qu'un pont redresseur triphasé à diodes (robuste et non couteux) délivrant une tension continue depuis le réseau triphasé, alors que le second convertisseur est le plus souvent un onduleur de tension commandé par différentes techniques de modulation (MLI, SVM,..).

On note que le condensateur polarisée (non réversible en tension) du bus continu sert de tampon puisque le pont redresseur à diodes n'est pas réversible en puissance. Lors des phases de freinage, l'énergie récupérée (machine fonctionne en génératrice) va conduire à augmenter dangereusement la tension du bus continu [Lam15], Il faut donc intercaler un bras de freinage (hacheur de freinage en série avec une résistance) pour dissiper cette énergie. La présence des condensateurs électrolytiques rend le variateur plus couteux, plus encombrant en volume (de 20% à 50% du volume du variateur), et exige plus d'entretien à cause de la durée de vie limitée de ces condensateurs. Ces limitations des topologies classiques ont enclenché le processus de recherche pour d'autres topologies plus performantes réalisant la conversion directe AC/AC (le convertisseur matriciel sans élément de stockage capacitif).

La commande prédictive à base de modèle MPC (Model Prédictive Control) est une commande numérique par nature, repose sur le concept de la prédiction nécessaire dans toute activité afin d'anticiper une trajectoire prédéfinie. Elle est basée sur la connaissance du modèle numérique du processus à commander, qui doit être capable de rendre compte de sa dynamique afin de prédire précisément son comportement futur. Aussi, elle utilise beaucoup de calcul par rapport aux régulateurs linéaires classiques. Cependant, elle garantit la rapidité, la précision et la stabilité.[16]

Ce chapitre passe en revue de l'application de la commande prédictive à la machine à courant alternatif MSAP dans une chaine de commande et alimentée par du convertisseur matriciel.

III.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 cout est formulée ensuite en fonction du comportement de poursuite désirée incluant les variables contrôlées prédites et leurs références (chaque terme de la fonction de cout doit minimiser l'erreur entre la valeur prédite de la variable contrôlée et sa référence). 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 cout est minimiser 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 [16].

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 ($S1, S2$ et $S3$) 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 $x(k+1)$, $x(k+2)$.

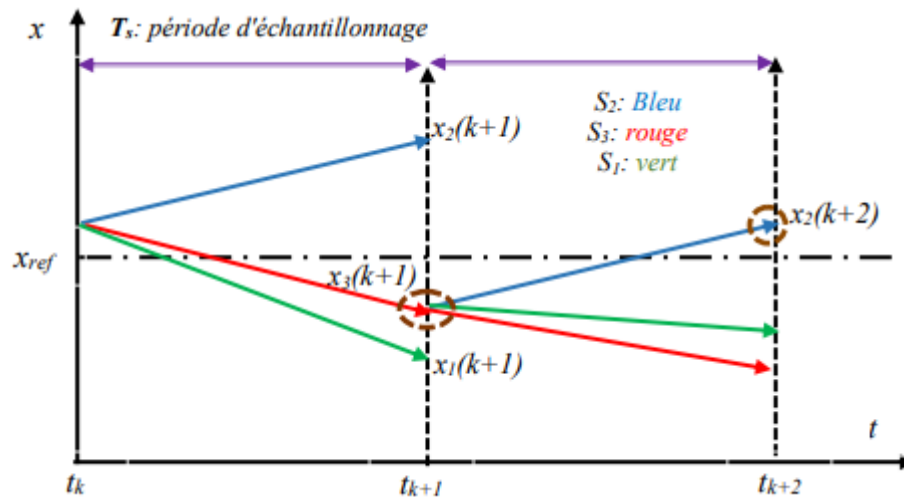


Fig. III.1: principe de fonctionnement de la FC-MPC

La variable contrôlée est prédite à chaque pas de prédiction pour tous les états de commutation. Le choix de l'état S3 permet de minimiser la distance à la référence, par conséquent l'état S3 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 $t(k+2)$, S2 sera sélectionné en raison de sa distance minimale avec la référence. Ainsi, toute la procédure sera répétée.

III.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 :

$$\frac{dx}{dt} = f(x,u) \quad (\text{III.1})$$

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 :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (\text{III.2})$$

Ts 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) .

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) :

$$\begin{cases} i_{sd}^p(k+1) = (1 - R_s \frac{T_s}{L_s}) i_{sd}(k) + T_s w_r i_{sq}(k) + \left(\frac{T_s}{L_s}\right) V_{sd} \\ i_{sq}^p(k+1) = \left(1 - R_s \frac{T_s}{L_s}\right) i_{sq}(k) + T_s w_r i_{sd}(k) - \psi_m w_r T_s \left(\frac{T_s}{L_s}\right) V_{sq} \end{cases} \quad (III.3)$$

III.4. 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 la machine MSAP 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 :

$$F|_{i=1:27} = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 \quad (III.4)$$

III.6. 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 (3-2) et (3-3)
- 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 .

CHAPITRE III

- 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.

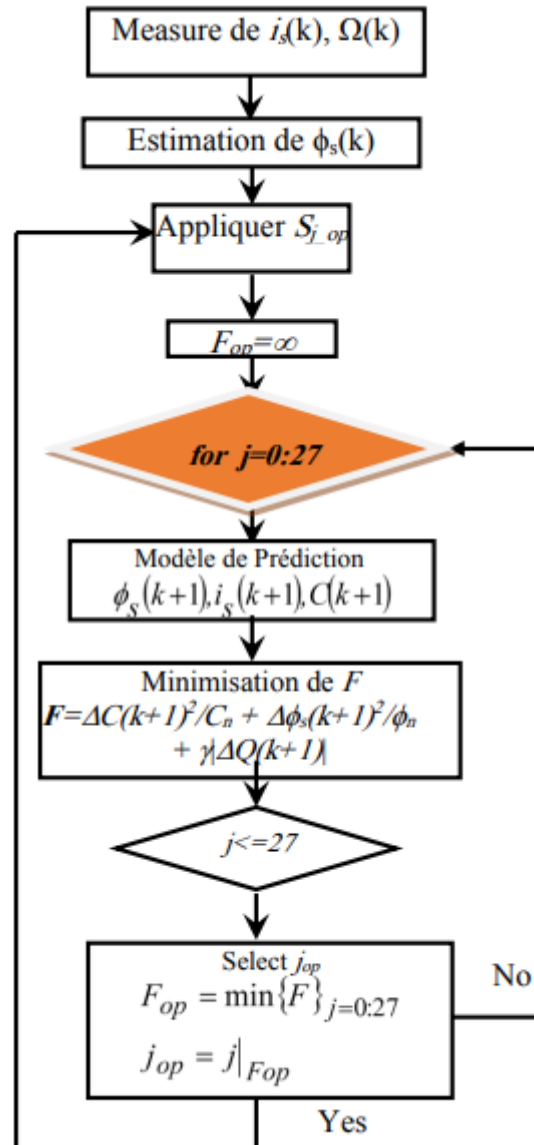


Figure III.2: Algorithme de la commande PTC avec le convertisseur matriciel

III.5. Structure de la commande Prédictive de MSAP alimentée par un convertisseur matriciel

La structure générale de la commande prédictive de la MSAP alimentée par convertisseur matriciel. 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 27 états de commutation possibles de le convertisseur matriciel. 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.

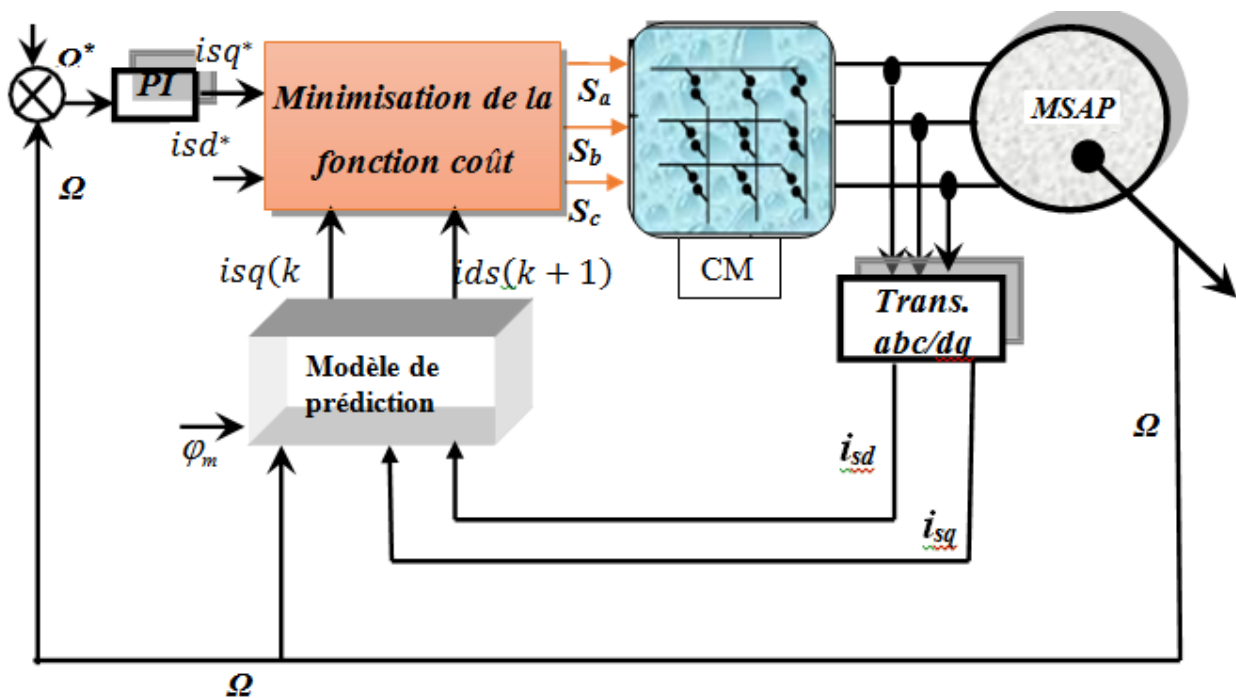


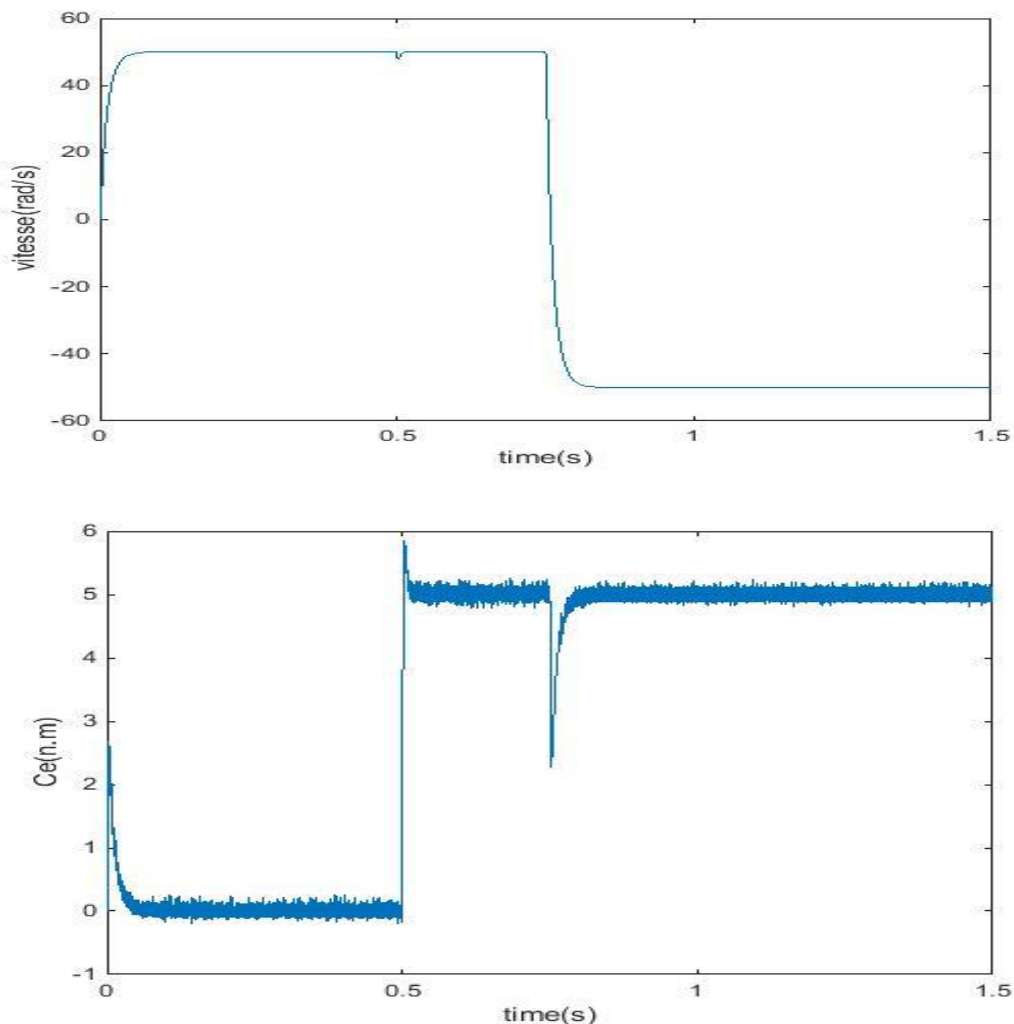
Figure.III.3: Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par convertisseur matriciel.

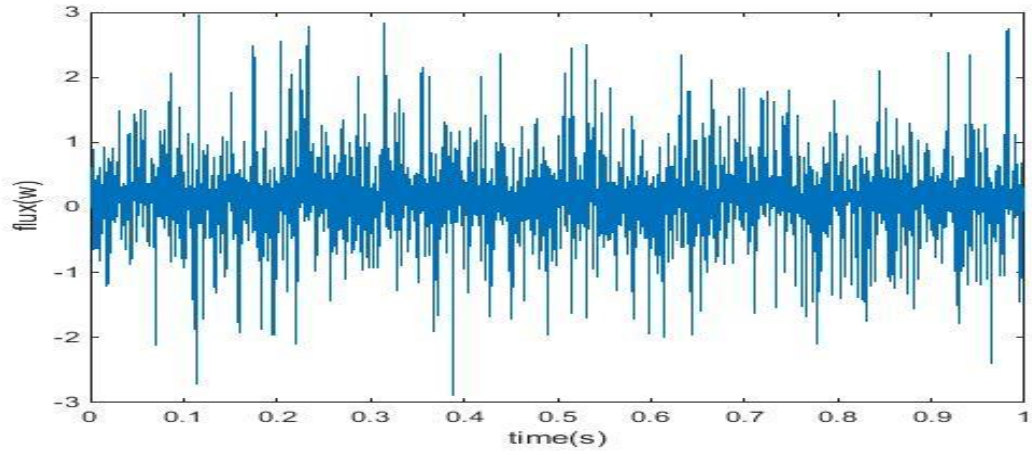
III.6. Résultats de simulation

L'ensemble des résultats de simulation des figures (3.3) montre l'utilité d'introduire un troisième terme dans la fonction cout pour la protection du système de puissance contre les surintensités destructives.

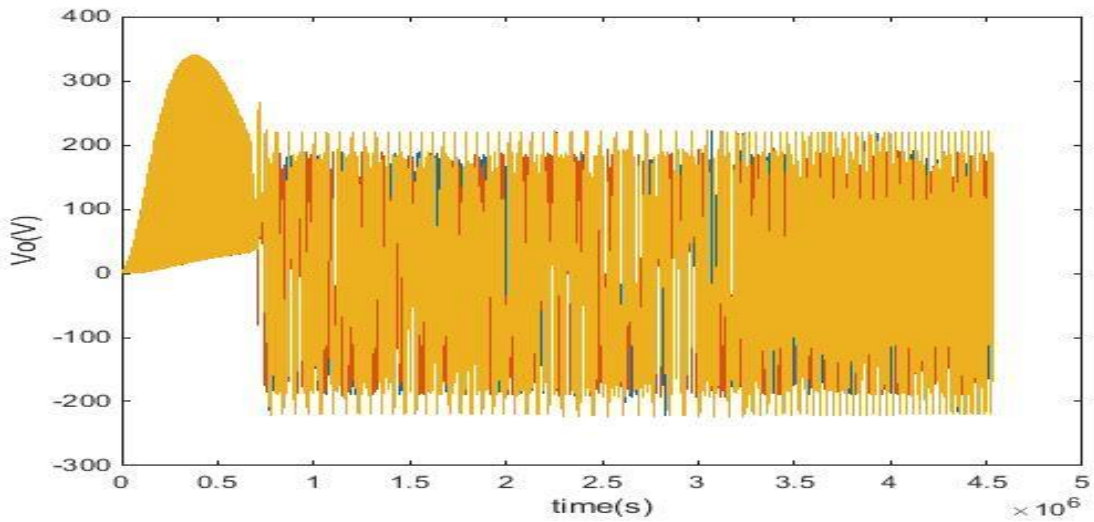
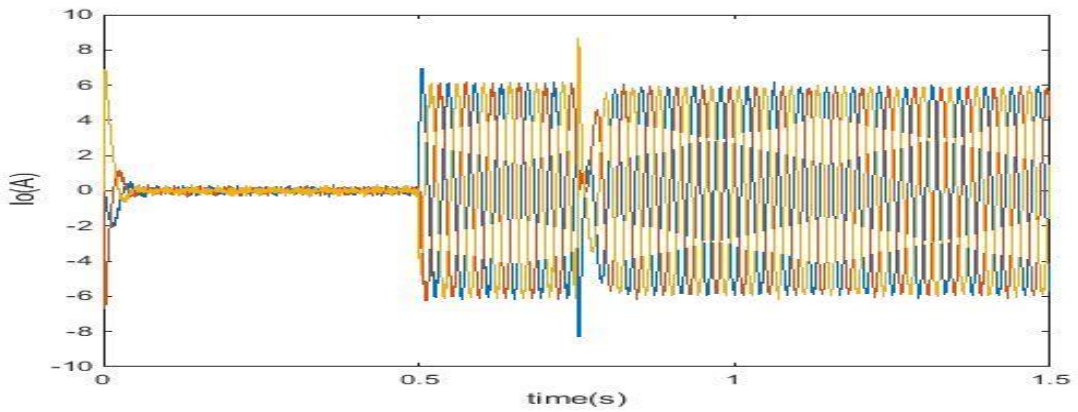
Les performances de la commande prédictive sont maintenant examinées par simulation dans l'environnement Matlab. La période d'échantillonnage est de $20\mu\text{s}$. Le profil de fonctionnement choisi est un fonctionnement quatre quadrants (4Q) avec une consigne de vitesse à $+50\text{ rd/s}$ pour le sens direct et à -50 rd/s pour le sens inverse. Pour tester la commande, une charge de 5N.m est appliquée dans les intervalles de temps $[0.5 - 1.5]\text{s}$.

L'objectif est de contrôler seulement le courant statorique i_{sq} et i_{sd} de la machine sans minimisation de la puissance réactive coté réseau, ce qui correspond à utiliser la fonction de cout de la relation (3.4). Les profils de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du flux statorique, des courants statoriques ainsi que celui de la tension de sortie délivrée par le DMC sont illustrés par l'ensemble des figures (3.2) et (3.3).





Figs. III.4: performances de la vitesse, du couple et du flux statorique.



Figs III.5: Courants des phases et tension (I_o , V_o)

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande prédictive directe du couple et du flux 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 cette thèse 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 matricielles 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

Bibliographie

Bibliographie

- [1] SENHADJI Nawel et CHALABI Ammaria (COMMANDE DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS PAR BACKSTEPPING), Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, 14/06/2015
- [2] Mr . Noureddine BOUNASLA (Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents), Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE), 2014
- [3] Benbrahim Amel (Commande Prédicative Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents), Mémoire de Magister, Université de BATNA, 18 / 06 /2009
- [4] Ssemamda Denis (COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS), Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA 2016
- [5] Hamichi Azedine et Benkerrou Farid (Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent), Mémoire de Master, Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2015
- [6] Mr CHOUG Noureddine (Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel), Mémoire de Magister, l'Université de Batna, 2011
- [7] Marwa Mohamed Moustafa EZZAT (COMMANDE NON LINEAIRE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS), Thèse de Doctorat, l'Ecole Centrale de Nantes, le 17 Mai 2011
- [8] Laib Hichem, «Commande Prédicative D'un filtre Actif Parallèle», Mémoire Master, Université Larbi Ben M'hidi de Oum Elbouaghi.
- [9] BENZAIIOUA AMMAR ' Contribution à la commande directe de couple d'un machine asynchrone triphasée' l'université du Québec à Chicotini comme exigence partielle du doctorat en ingénierie, 2014.
- [10] L.zakaria, «Contribution de la Commande prédictive dans les axes industriels», Thèse doctorat, Université Larbi Ben M'hidi d' Oum El Bouaghi 2016
- [11] Mesloub Hayette «Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents», Mémoire de Doctorat LMD en Genie Electrique Université Mohamed Khider - Biskra. 2016.
- [12] Gebergergis, Abrahame Geberhiwet. A THREE PHASE AC AC MATRIX CONVERTER SYSTEM. A THREE PHASE AC AC MATRIX CONVERTER SYSTEM. stellenbosch : G A Geberhiwet, December 2004.

BIBLIOGRAPHIE

- [13] B.K.Bose "Power electronic and AC drives", Prentice-hall 1986.
- [14] J. Rodriguez et al., J. Kolar, J. Espinoza, M. Rivera and C. Rojas "Predictive Current Control with Reactive Power Minimization in an Indirect Matrix Converter," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol 978-1-4244-5697- July 2010.
- [15] K. Barra Z. Lammouchi , Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive fed by a Direct Matrix Converter with Reactive Power Minimization Networking, Sensing and Control (ICNSC), 2013 10th IEEE International Conference, N. 13612756, 10-12 April 2013.
- [16] Touati boubaker & Hamouga, omar «Commande prédictive appliquée à une machine synchrone alimentée par un onduleur triphasé »,mémoire de mastre, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued2017.