



*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*

*Présenté Par :*

*Bettahar Siham & Obubziz Rania*

## *Thème*

*Commande Prédictive d'un Machine Synchrone à  
Aimant Permanent*

Mr. Bababaarbi M.Idris

Mr.Lammouchi Zakaria

Mr.Chikha Said

Soutenu le 04/02 /2015

U.H.L d'El-oued

U.H.L d'El-oued

U.H.L d'El-oued

Président

Encadreur

Examineur

*Année universitaire 2023/2024*



# REMERCIEMENT

*Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant pour les bénédictions qu'Il nous a accordées et pour avoir facilité notre chemin.*

*À Lui soient la louange et la gratitude en tout temps. Nous exprimons également notre profonde gratitude au Dr Zakaria Lamouchi, que Dieu le protège et lui accorde une longue vie, pour sa généreuse supervision de cette étude, ainsi que pour ses conseils et orientations précieux jusqu'à son achèvement.*

*Nos remerciements sincères vont également à toutes les personnes qui nous ont aidés à obtenir les données nécessaires à la réalisation de ce travail.*

*Merci également à tous ceux qui nous ont appris, que ce soit une lettre, un mot, une mesure. Merci à tous les professeurs respectés.*

# *Dédicace*

*Louange à Dieu qui a facilité les débuts, complété les fins et nous a permis d'atteindre les objectifs.*

*Le voyage n'a pas été court et le chemin n'a pas été parsemé de facilités, mais je l'ai fait. Avec tout mon amour, je dédie le fruit de mon succès à celui qui a été mon soutien et mon aide, mon cher père "Abdelmalek", et à celle qui soulageait la difficulté du chemin avec son sourire et ses prières, ma mère "Fatima".*

*Je dédie mon diplôme à ceux avec qui je partage mes joies et mes peines, mes sœurs : Rawia, Kalthoum, Saada, Kamla, Farah, Assia, Mariem, Bara'a.*

*Et à toutes mes amies : Farah, Mariem, Nesrine, Ikram, Juhaina.*

*Et à tous les professeurs de mon parcours scolaire et à celui qui a été mon guide tout au long de ce voyage, le professeur superviseur "Lamouchi Zakaria".*

*Je dédie mon diplôme à tous ceux que mon cœur porte mais que ma plume n'a pas nommés.*

***Siham***



## *Dédicace*

Je dédie le fruit de mon humble effort à ceux qui m'ont donné la vie, l'espoir et la passion de la connaissance. À ceux qui m'ont appris à gravir les échelons de la vie avec sagesse et patience, avec piété, bienveillance et fidélité, mes chers parents "Abdel Latif" et "Noura". À ceux que Dieu m'a bénis d'avoir dans ma vie, à ce lien solide qu'ont été mes frères et sœurs "Walid", "Ramzi" et "Raafat", qui m'ont soutenu tout au long de ma quête. À celui qui m'a encouragé alors que je traçais mon chemin vers le succès dans mon parcours académique, mon compagnon de route "Imad".

Enfin, à tous ceux qui m'ont aidé et ont joué un rôle, de près ou de loin, dans l'achèvement de cette étude, je demande à Allah Tout-Puissant de les récompenser tous par les meilleures récompenses dans ce monde et dans l'au-delà. Et à chaque étudiant qui s'efforce, par son savoir, d'apporter du bien à l'Islam et aux musulmans avec tout ce que Dieu lui a donné en termes de science et de connaissance.

RANIA

## الملخص

يستخدم المحرك المتزامن ذو الدوار الممغنط على نحو متزايد في الصناعة بفضل أدائه المتفوق مقارنة بأنواع أخرى من المحركات وقد تناولت هذه المذكرة طريقة التحكم في المحرك التزامني MSAP باستعمال التحكم التنبؤي المعتمد على نموذج FS-MPC أولاً ثم استعمال التحكم التنبؤي BD-MPC حيث استعملنا تقنية SVPWM من أجل التخلص من دالة التكلفة ويكون التردد التبدل ثابت

الكلمة المفتاحية: محرك متزامن ذو مغناطيس دائم MSAP, تحكم تنبؤي قائم على النموذج FS-MPC

DB-MPC , تقنية SVPWM ,

## Résumé

Le moteur synchrone à rotor aimanté est de plus en plus utilisé dans l'industrie grâce à ses performances supérieures par rapport à d'autres types de moteurs. Ce mémoire traite de la méthode de contrôle du moteur synchrone MSAP en utilisant d'abord le contrôle prédictif basé sur le modèle FS-MPC, puis en utilisant le contrôle prédictif BD-MPC. Nous avons utilisé la technique SVPWM afin d'éliminer la fonction de coût et d'obtenir une fréquence de commutation fixe.

**mot-clés:** Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Commande Prédictive Basée sur le Modèle (FS-MPC), Commande à Battement Mort (DB-MPC), Technique de (SVPWM)

## Abstract

The synchronous motor with a magnetized rotor is increasingly used in industry due to its superior performance compared to other types of motors. This document discusses the control method of the MSAP synchronous motor using predictive control based on the FS-MPC model first, and then using BD-MPC predictive control. We used the SVPWM technique to eliminate the cost function and achieve a fixed switching frequency.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Model Predictive Control (FS-MPC), Deadbeat Control (DB-MPC), Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

# *SOMMAIRE*

## SOMMAIRE

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

### Chapitre I

#### **Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents**

I.1. Introduction.....	4
I.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents.....	5
I.3.Catégories de la( MSAP).....	7
A. Machines synchrones à aimant permanent montées en surface (MSAPS).....	7
B. Machines synchrones à aimant permanent insérés (MSAPI).....	7
C. Machines synchrones à aimant permanent chapeautés (MSAPC).....	8
D. Machines synchrones à aimant permanent enterrés (MSAPE).....	8
I.4. Avantages et inconvénients de la( MSAP).....	9
A. Avantages de la MSAP.....	9
B. Inconvénients de la MSAP .....	9
I.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents .....	9
A. Les équations électriques des machines MSAP.....	10
B. Equations magnétiques.....	10
C. Equation mécanique.....	11
I.6. Transformation de Park.....	13
I.7. Résultats de simulation.....	14
I.8. Conclusion.....	15

### Chapitre II

#### **Commande prédictive appliquée à un MSAP**

II.1. Introduction.....	18
-------------------------	----

II.2.Philosophie de la commande prédictive de modèle à état fini (FS-MPC).....	19
II.3.Modélisation de l'onduleur à deux niveaux.....	21
II.4. Model Prédictive MSAP.....	23
II.5 . Principe de la commande prédictive élaboration sur le convertisseur statique.....	26
II.6. Principe de la commande prédictive élaboration sur le convertisseur statique.....	28
II.7. Définition de la fonction de coût.....	28
II.8. Structure de la commande Prédictive de la machine MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux.....	29
II.9 . Structure de l'Algorithme de commande.....	30
II.10 . Avec protection contre la surintensité.....	31
II.11. Résultats de simulation.....	33
II.12 . Conclusion.....	34

### **Chapitr □ III**

## Command deadbeat prèdictive

III.1. Introduction.....	37
III.2 . Principes de commande dead-beat .....	38
III.3. Modélisation d'un système de contrôle Deadbeat.....	39
A. Modèle prédictive d'un MSAP.....	42
B. Modulation par Vecteur Spatial (SVPWM).....	43
C. Contrôle robuste du courant .....	43
III.4. Résultats de simulation.....	44
III.5. Conclusion.....	44

**Conclusion général □**

**Référ □nc □s bibliographi □**

## Liste de Tableau

<b>Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Tableau II.1	État des interrupteurs et les vecteurs de tension	20
Tableau III.1	état de commutation de (OST)	34

## Liste de Figures

Figur	Titre	Pag
<i>Chapitre I</i>		
<i>Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents</i>		
Figure(I.1)	Machine synchrone à aimant permanent	2
Figure(I.2)	Moteur synchrones à bobiné arotor à pole lisses	3
Figure(I.3)	Moteur synchrones à bobiné a rotor à pole saillants	3
Figure(I.4)	Machine synchrone à aimants permanents montés en surface	4
Figure(I.5)	Machine synchrone à aimants permanents insérés	4
Figure(I.6)	Machine synchrone à aimants permanents chapeautés	5
Figure(I.7)	Machines synchrones à aimants permanents enterrés	5
Figure(I.8)	Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent	7
Figure(I.9)	Représentation de la transformation de Park	10
<i>Chapitre II</i>		
<i>Commande prédictive appliquée à une MSAP</i>		
<b>Figur</b> (II.1)	Schéma général de la commande prédictive de modèle à états fini (FS-MPC)	16
<b>Figur</b> (II.2)	Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une charge triphasée	17
<b>Figur</b> (II.3)	configuration de l'onduleur à deux niveaux pour l'état des interrupteurs (0, 0, 0) (vecteur de tension $V_0$ )	19
<b>Figur</b> (II.4)	Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux niveaux dans plan complexe	21
<b>Figur</b> (II.5)	principe de fonctionnement de la FC-MPC	23
<b>Figur</b> (II.6)	Optimisation de la fonction de coût	25
<b>Figur</b> (II.7)	Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par onduleur à deux niveaux	26
<b>Figur</b> (II.8)	Algorithme de la commande PTC	27
<b>Figur</b> (II.9)	resultat de sumilation d'un FS-MPC appliqué sur MSAP	30
<i>Chapitre III</i>		
<i>Command deadbeat prèdictive</i>		
<b>Figur</b> (III.1)	Structure d'un onduleur à source de tension triphasé	33
<b>Figur</b> (III.2)	Vecteurs de tension de base de l'onduleur triphasé	34
<b>Figur</b> (III.3)	relation entrele vecteur de tension de reference et le vecteur de tension de base de l'OST	35
<b>Figur</b> (III.4)	Schéma bloc de la commande prédictive du courant	35
<b>Figur</b> (III.5)	resultat de sumilation d'un DB-MPC appliqué sur MSAP	37

## 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
$V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}$	Tension simple débité par l'onduleur
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tensions des phases statoriques
$I_s$	vecteur courants statoriques
$I_{qs}, I_{ds}$	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature
$L_q$	Inductance sur l'axe q
$I_q, I_d$	Composantes du courant statorique dans le repère (d,q)
$L_d$	Inductance sur l'axe d
$I_{ds}, I_{qs}$	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
$\omega$	Vitesse électrique du rotor
$\theta$	Angle électrique
$[\Phi_f]$	Flux des aimants
$[R_s]$	Matrice résistance stator
$[V_s]$	vecteur tensions statoriques
$[\Phi_s]$	vecteur flux statoriques
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de PARK
$[P(\theta)^{-1}]$	Matrice de passage inverse de Park

## Liste des abréviations

<b>Acronym</b> □	<b>Signification</b>
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
MCC	Machine à Courant Continu
MSAPS	Machines Synchrones à Aimants Permanents montés en Surface
MSAPI	Machines Synchrones à Aimant Permanent Intégré
MSAPC	Machines Synchrones à Aimants Permanents Chapeautés
MSAPE	Machines Synchrones à Aimant Permanent Enfoui
FS-MPC	Finite Set-Model Prédictive Control
GPC	Generalized Prédictive Control
MPC	Model Prédictive Control
PWM	Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
IGBTs	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTOs	Gate Turn-Off Thyristor
FOC	contrôle orienté champ
OST	onduleur à source de tension

# Introduction générale

Le grand besoin en énergie électrique et la demande croissante de contrôle de la consommation ont donné aux appareils électroniques une place indispensable en raison de leur capacité à réguler les quantités d'électricité.

La machine à courant continu est l'une des plus anciennes machines électriques industrielles et est toujours largement utilisée, grâce à sa conception simple et à son modèle, mais surtout en raison de ses performances exceptionnelles et dynamiques. En fait, le couple est généré en effectuant le produit scalaire de deux vecteurs presque perpendiculaires, qui sont presque indépendants de la vitesse et de la position de rotation. Cependant, la fragilité du système de collecteur de brosse reste un inconvénient du moteur à courant continu, limitant ainsi la puissance et la vitesse maximales. Le moteur synchrone à aimant permanent est connu comme un moteur électrique très puissant avec un couple de rotation bas, ce qui lui confère une dynamique caractérisée par des constantes de temps très faibles. Il est possible de concevoir des systèmes de contrôle de vitesse, de couple ou de position avec précision et une performance dynamique intéressante (moteurs à vitesse variable, moteurs de robots), le moteur réussissant à contrôler les systèmes de propulsion grâce à l'électronique puissante.

La commande prédictive est une technique de contrôle avancée dans le domaine de l'automatisation. Elle vise à contrôler des systèmes industriels complexes, répondant ainsi à un besoin réel de l'industrie pour des systèmes de contrôle capables d'obtenir de meilleures performances que les contrôleurs traditionnels comme les PID. La commande prédictive basée sur un modèle (MPC) est par nature numérique et repose sur le concept de prédiction nécessaire dans toute activité pour prévoir une trajectoire prédéfinie, en se basant sur la connaissance du modèle numérique du processus à contrôler.[13]

Le contrôle deadbeat est une stratégie de contrôle dans les systèmes de contrôle en temps discret, conçue pour amener l'état du système à une valeur souhaitée en un minimum de pas de temps, généralement en un seul pas ou en quelques pas. Cette approche est souvent appliquée dans les systèmes de contrôle numériques où le système est échantillonné à des intervalles discrets.

Ce travail est divisé en trois parties :

**Premier parti :** Ce chapitre est consacré à la discussion du moteur synchrone à aimants permanents et à la présentation de ses catégories. Il aborde les modèles non linéaires de ce moteur dans le système fixe ( $\alpha, \beta$ ) et le système tournant ( $d, q$ ).

**Deuxième parti :** On étudie la philosophie de la commande prédictive basée sur un modèle à états finis (FS-MPC). Cette philosophie permet un contrôle efficace des systèmes électriques complexes. Cette section traite également de la production d'un nombre limité d'états possibles par le convertisseur de puissance (7 états pour un convertisseur triphasé à deux niveaux, 27 états pour trois niveaux, 64 états pour quatre niveaux).

**Troisième parti :** La commande prédictive par modulation de largeur d'impulsion (MSAP) est modélisée sur le moteur. Les courants de référence sont donnés en utilisant  $i_d$  et  $i_q$  dans les coordonnées dq pour obtenir les courants de référence  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  dans les coordonnées  $\alpha \beta$ . Ce chapitre vise à prédire les sorties du cycle de contrôle suivant dans le cycle de contrôle actuel.

L'objectif de l'étude du contrôle prédictif du moteur synchrone se manifeste par la réalisation de plusieurs objectifs principaux visant à améliorer les performances du système et à contrôler le moteur de manière efficace. Parmi ces objectifs figure l'amélioration de la réponse dynamique, c'est-à-dire l'amélioration de la réponse du moteur aux changements soudains de charge ou aux conditions de fonctionnement, ce qui entraîne une meilleure performance et une plus grande stabilité du système. En outre, il vise à augmenter l'efficacité énergétique en permettant d'améliorer l'efficacité du moteur et de réduire les pertes énergétiques, ce qui permet d'économiser de l'énergie et d'améliorer les performances globales du système.

Il permet également un contrôle précis du couple et de la vitesse, ainsi que la réduction des ondulations de courant et de tension, ce qui permet d'avoir la capacité de contrôler précisément le couple de rotation et la vitesse du moteur, le rendant adapté à des applications nécessitant un contrôle précis telles que les robots industriels et les équipements de précision. De plus, il réduit les ondulations de courant et de tension résultant des opérations de commutation dans les transformateurs, ce qui le rend approprié pour des applications nécessitant un contrôle précis telles que les robots industriels et les équipements de précision. Il améliore la qualité de l'énergie et réduit les vibrations et les dommages mécaniques. De plus, il nous aide à améliorer la stabilité globale du système et la flexibilité dans le traitement des systèmes complexes tout en tenant compte des contraintes opérationnelles.

En résumé, l'étude du contrôle prédictif du moteur synchrone vise à améliorer les performances, le contrôle et l'efficacité, en tenant compte de toutes les contraintes et conditions opérationnelles qui peuvent affecter le système.

# *Chapitre I*

*Modélisation du moteur synchrone à  
aimants permanents*

## I.1.Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile 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 [01 ] .

Historiquement, le moteur à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours 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 a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient[01].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de moteur, beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé[02 ] .

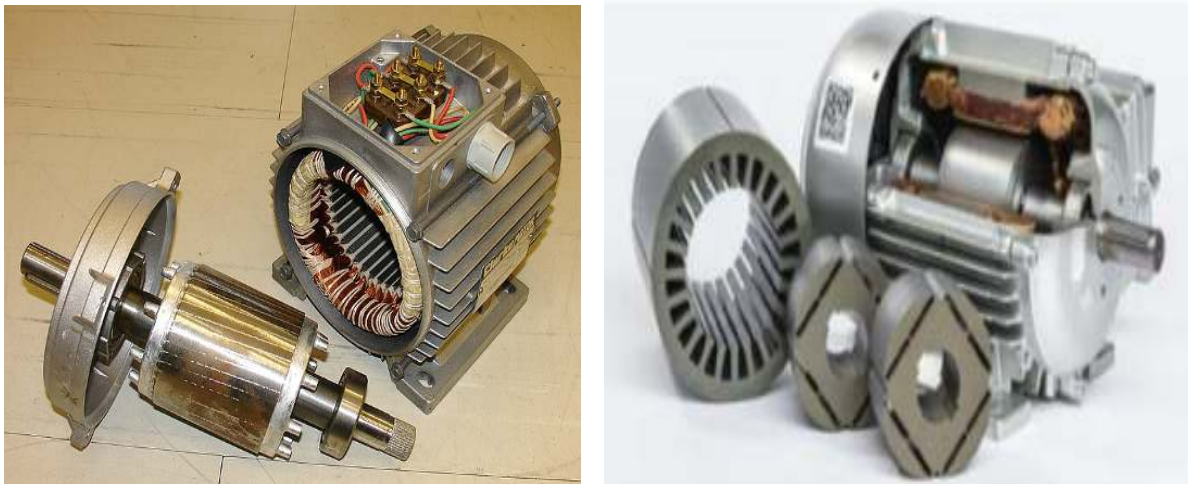
Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) par la transformation de Park, puis nous traiterons de l'association convertisseur-machine. En outre, quelques applications de cette modélisation seront également présentées.

## I.2.Présentation du moteur synchrone à aimants permanents :

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique[13 ].

Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe[32 ]

Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage de délimiter les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [32 ]



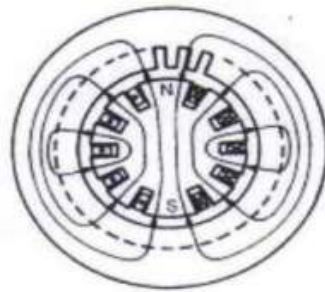
**Figur ( I .1):** Machine synchrone à aimant permanent.

Il existe deux types de rotor, ayant pour 5ara de générer le champ d'induction rotorique:

- les rotor à poles lisses.
- les rotors à poles saillants .

### ❖ Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

Plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier (Figure I.2). Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et /ou leur remplissage constitue un paramètre structural jouant sur la forme d'onde des f.e.m attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.e.m.s sinusoïdales à très faible taux d'harmonique[06]



**Figure I.2) :** Moteur synchrones à bobiné arotor à pole lisses

### ❖ Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants

Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure I.3), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine.

Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution[06]



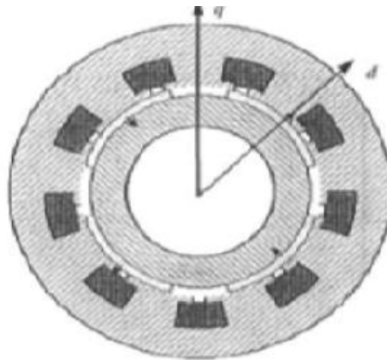
**Figur ( I.3 ):** Moteur synchrones à bobiné a rotor à pole saillants

### I.3.Catégories de la( MSAP)

Pour une machine à aimant permanent, il existe quatre catégories en termes de structure mécanique :

#### A. Machines synchrones à aimant permanent montées en surface (MSAPS) :

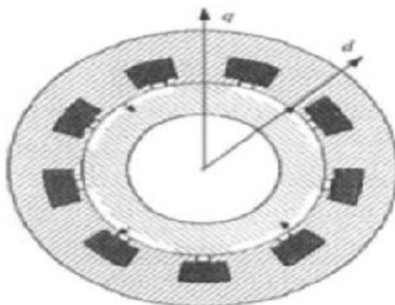
Ce type de machines électriques est utilisé pour produire le champ magnétique nécessaire au fonctionnement. Ces structures sont les plus simples en termes de construction car les aimants permanents sont placés à la surface extérieure du rotor sans nécessiter de cavités ou de fentes dans la structure du rotor. Ce type de machines est utilisé dans les petites et moyennes industries ainsi que dans les applications domestiques .



**Figur ( I.4):**Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

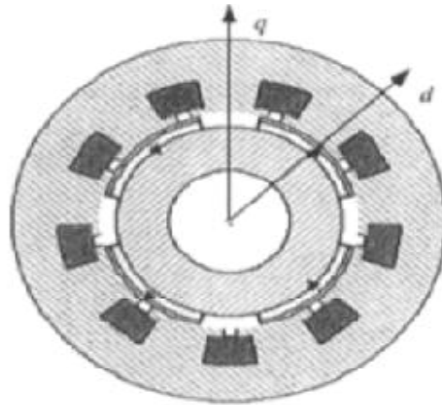
#### B. Machines synchrones à aimant permanent insérés (MSAPI) :

Ce type de machines électriques utilise des aimants permanents intégrés au rotor au lieu de les installer à la surface extérieure. Des ouvertures ou des sections sont sculptées pour fixer les aimants permanents, facilitant ainsi l'assemblage mécanique. Le principe de fonctionnement de cette machine est similaire à celui des autres machines synchrones. La rotation est générée par l'interaction entre le champ magnétique produit par le courant alternatif et le champ magnétique produit par les aimants permanents pendant le fonctionnement.

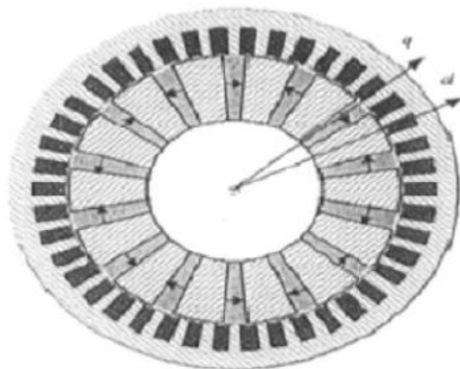


**Figur ( I.5):**Machine synchrone à aimants permanents insérés**C. Machines synchrones à aimant permanent chapeautés (MSAPC) :**

Ce type de machines électriques contient des aimants permanents montés à la surface. Les parties du pôle en acier doux sont placées sur les aimants et l'intégration de ces parties avec les aimants forme une structure intégrée permettant de guider et de déformer le flux magnétique, ainsi que d'augmenter la densité de flux. Les parties du pôle permettent de contrôler la forme des forces électromagnétiques dans l'entrefer en influençant les caractéristiques des parties.

**Figur (I.6):**Machine synchrone à aimants permanents chapeautés**D. Machines synchrones à aimant permanent enterrés (MSAPE) :**

Ce type de machines électriques vise à augmenter la force électromagnétique dans l'entrefer par rapport à celle du reste de l'aimant permanent. Habituellement, les parties du pôle sont orientées pour diriger le flux d'énergie produit par les aimants permanents[07].

**Figur ( I.7):**Machines synchrones à aimants permanents enterrés

## I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP

### E. Avantages de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents se distingue par plusieurs avantages par rapport à d'autres types de machines, ce qui a conduit à une utilisation de plus en plus répandue de ce type de moteurs synchrones dans les systèmes de contrôle à haute performance. Ceci a rendu ces machines plus demandées et utilisées, et cela est dû à plusieurs avantages, notamment :

- Haute puissance et efficacité.
- Absence de contacts glissants.
- Absence de pertes par résistance dans l'élément rotatif.
- Fiabilité élevée et précision de contrôle.
- Élimination des bagues et des balais qui réduisent les problèmes de maintenance.
- La rigidité qui le distingue des autres.[ 09][ 08]

### F. Inconvénients de la MSAP

Voici la traduction en français des inconvénients mentionnés pour le moteur synchrone à aimants permanents :[ 13][09 ]

- L'interaction magnétique due au changements de structure.
- Des ondulations de couple.
- Le coût élevé en raison de l'utilisation des aimants.
- Une diminution de la magnétisation avec le temps selon la loi logarithmique.

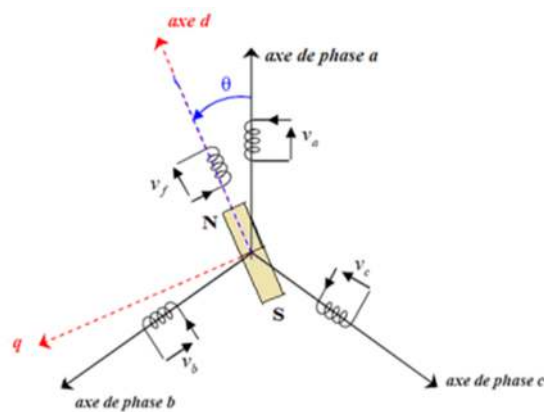
## I.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Ce type de moteur se compose de deux parties: la première partie est la partie fixe avec des enroulements triphasés représentés par trois axes (a, b, c) décalés de 120 degrés. La deuxième partie est la partie mobile avec des aimants permanents assurant son excitation. Cette dernière comporte deux types, distingués par leurs configurations magnétiques.

Dans le premier type, les aimants sont placés sur la surface de la partie mobile, assurant un entrefer uniforme, ce qui le rend lisse et indépendant de la position de la partie mobile. Cela lui donne l'appellation de rotor lisse. Dans ce cas, les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.

Dans le deuxième type, les aimants sont fixés à l'intérieur de la partie mobile, et l'entrefer varie en raison de l'interaction des champs. Dans ce type, les inductances dépendent de la position du rotor.

Le diamètre du rotor dans le premier type est plus petit que dans le deuxième type, ce qui lui confère l'avantage en termes de conversion rapide. [01]



Figur □ (I.8): Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

### G. Les équations électriques des machines MSAP

#### ➤ Du stator

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

On peut aussi l'écrire sous la forme matricielle condensée comme suit

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{I.2})$$

Avec:

$$\text{vecteur tensions statoriques } [V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$\text{vecteur courant statoriques} [is] = \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix}$$

$$\text{résistances des phases statoriques} [Rs] = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix}$$

$$\text{vecteur flux des phases statoriques} [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

➤ **Du rotor**

$$[Vf] = \begin{bmatrix} Vf \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[Rf] = \begin{bmatrix} If \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[If] = \begin{bmatrix} Rf & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[Vf] = [Rf][If] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad (I.6)$$

## H. Equations magnétiques

➤ **Flux statorique** □

Le vecteur des flux totalisés  $[\phi_s]$  des phases statoriques s'écrit dans le repère lié au stator sous la forme matricielle condensée suivante

$[L_{ss}]$ : Étant la matrice des inductances statoriques.

$[\phi_f]$ : Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

$\theta$  : Position absolue du rotor en degré électrique

$$[\phi_s] = [L_{ss}][Is] + [\phi_f] \quad (I.7)$$

Rotor par rapport au stator

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.8)$$

La terme  $[L_{s0}]$  a pour expression

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La terme  $[L_{s2}(\theta)]$  s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$L_{s0}$  et  $M_{s0}$ ,  $L_{s2}$  sont des constants les inductances propres et mutuelles.

### ➤ Flux rotorique □

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + \frac{d}{dt}[M_{sf}][I_s][L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$[M_{sf}]$  : est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

## I. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \omega + f \omega = C_{em} - C_r \quad (I.13)$$

$C_{em}$  : couple électromagnétique délivré par le moteur .

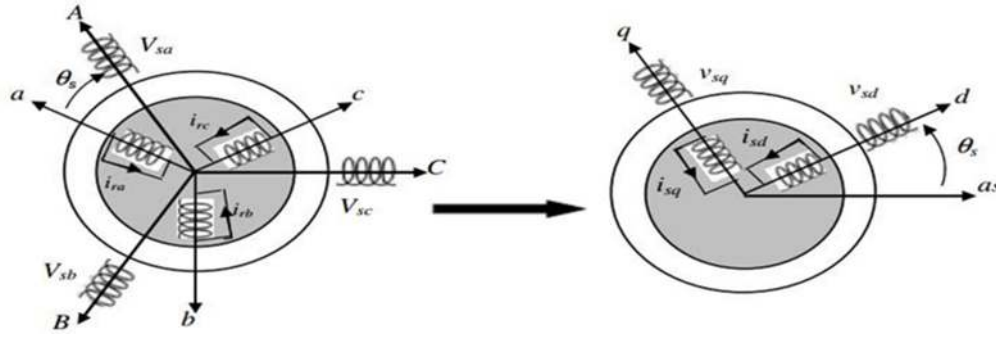
$C_r$  : couple résistant.

$f$  : coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inerte du moteur.

## I.6. Transformation de Park

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles tension, flux courant à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q[10] .



**Figur ( I.9):** Représentation de la transformation de Park

Dans le système d'équations (I.6) effectuons le changement de la variable suivant :

$$\begin{cases} [P(\theta)][V_{dqhs}] = [Vs] \\ [P(\theta)][I_{dqhs}] = [Is] \end{cases} \quad (I.14)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$[P(\theta)]$  étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique  $[V_s], [\phi_s]$  et  $[I_s]$  à leurs composants relatives  $[V_{dqhs}]$  et  $[I_{dqhs}]$

L'application de la transformation de Park à l'équation (I.8) donne :

$$[P(\theta)][V_{dqhs}] = [R_s][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}]) + \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (I.16)$$

Avec :

$$\frac{d}{dt} = s \quad (I.17)$$

Si on prémultiplie tous ces termes par  $[P(\theta)]^{-1}$  et en sachant que

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

On peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[V_{dqhs}] = [R_s][I_{dqhs}] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} ([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}]) + \frac{d|\phi_f|}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right\} \quad (\text{I.19})$$

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{dy}{dx} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{dy}{dx} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

En introduisant (I. 22) dans (I. 21) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

## I.7. Domaines d'application:

Les différentes applications du moteur synchrone à aimants permanents selon la puissance :

**Pour les petites puissances (moins de 600 W) :**

- Équipements médicaux (perceuses dentaires)
- Équipements de technologie de l'information (DVD)
- Petites hélices
- Programmation mécanique

**Pour les puissances moyennes (de 500 W à 100 kW) :**

- Applications robotiques

- Vélos électriques, voitures électriques (Toyota Prius)
- Outils électriques

**Pour les grands puissances :**

- Propulsion de sous-marins, navires, véhicules électriques
- Tractage ferroviaire

## **I.8. Conclusion.**

En conclusion, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est essentielle pour comprendre son fonctionnement et optimiser ses performances. Nous avons exploré différentes catégories de MSAP ainsi que leurs avantages et inconvénients. De plus, nous avons examiné en détail les équations électriques, magnétiques et mécaniques utilisées dans la modélisation de ces moteurs. En utilisant des outils tels que la transformation de Park, nous pouvons analyser et simuler le comportement des MSAP dans diverses conditions de fonctionnement. Cette modélisation est précieuse pour la conception et le contrôle efficaces des systèmes électromécaniques utilisant des MSAP.

# *Chapitre II*

*Commande prédictive appliquée à une  
MSAP*

## II.1. Introduction

Le déploiement généralisé de la technique de commande vectorielle depuis plus de 20 ans dans le domaine de la commande des machines rotatives rend cette technique adaptée à de nombreuses applications. Cependant, la recherche de nouveaux algorithmes n'a pas cessé, ce qui a conduit à l'émergence de nouvelles techniques de commande [12].

Grâce aux avancées technologiques récentes découvertes ces dernières années, de nouvelles stratégies de commande pour les convertisseurs de puissance ont été étudiées. Parmi ces applications, la commande prédictive de modèle constitue une stratégie de commande avancée utilisée dans diverses applications d'ingénierie, y compris l'électronique de puissance [33].

Le modèle obtenu doit permettre de prédire l'état du système  $X_i(t+T)$  après une durée  $T$ , pour chaque configuration possible. Une fonction coût est ensuite déterminée pour déterminer la configuration à utiliser pendant la durée  $T$ , cette fonction coût peut par exemple être la distance entre le vecteur d'état obtenu et désiré [12].

La commande prédictive diffère des autres techniques de commande car elle nécessite une résolution en ligne. Elle modifie le comportement futur attendu du système via des entrées et des sorties, où le contrôleur (PID) simple n'est pas suffisant. Ce processus est particulièrement intéressant dans les systèmes à retard important et à multiples perturbations pour contrôler des systèmes complexes [13].

Grâce aux avancées technologiques récentes dans le domaine de l'électronique de puissance, de nouvelles applications des convertisseurs statiques ont commencé à émerger progressivement. Certaines de ces nouvelles applications, telles que les filtres actifs et la compensation des réseaux électriques, ou la fourniture de machines à courant alternatif pour des applications spécifiques, nécessitent des performances dynamiques élevées. Pendant longtemps, les applications électroniques étaient limitées aux hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient restreintes en raison du manque de fiabilité des composants électroniques disponibles à l'époque. Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux exigences élevées des nouvelles applications industrielles. Ce n'est qu'avec le développement de composants électroniques spécifiques offrant une fiabilité plus élevée et une tolérance moindre que l'on a pu envisager de nouvelles technologies, donnant ainsi naissance à une nouvelle branche de l'électronique appelée électronique de puissance. À la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance, qui peuvent être divisés en

éléments de commutation non contrôlables (diodes) et en éléments de commutation contrôlables (thyristors, triacs, transistors, etc.). Avec les dispositifs d'assistance appropriés (commande de gâchettes, dissipateurs thermiques pour le refroidissement, circuits de protection RC), les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires, forment des unités standard permettant de convertir l'énergie, tels que les résistances, les transformateurs, les transformateurs toroïdaux, etc[ 14 ].

Le contrôle prédictif est né d'un besoin réel dans le monde industriel, où il a émergé dans les industries pétrolière et pétrochimique, en plus de se répandre rapidement dans le secteur industriel en raison des grands succès qu'il a rencontrés.

La richesse du contrôle prédictif réside dans sa capacité à contrôler non seulement les processus simples, mais aussi les processus complexes avec des entrées et des sorties multiples, ainsi que des systèmes non linéaires tout en tenant compte des contraintes. Les spécifications du contrôle prédictif montrent qu'il utilise une fonction de coût pour la minimisation, comprenant des termes linéaires ou non linéaires basés sur les spécifications du système, formulés d'une manière différente. [20]

## II.2.Philosophie de la commande prédictive de modèle à état fini (FS-MPC)

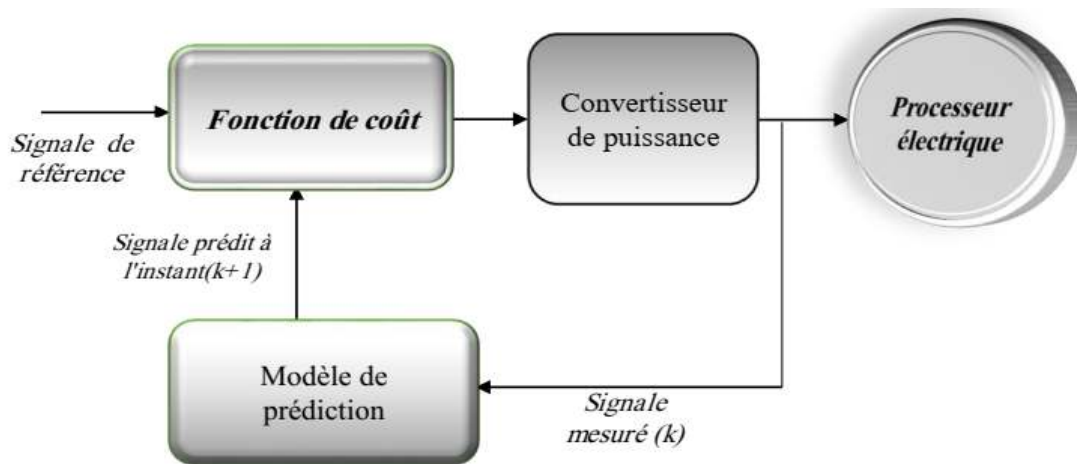
La philosophie du contrôle prédictif généralisé (GPC) a été proposée par Clarke et Mothadi et Tuffs en 1987. Le contrôle prédictif généralisé est l'un des algorithmes de contrôle prédictif les plus répandus, ayant été avec succès dans de nombreuses applications industrielles, démontrant de bonnes performances et une certaine robustesse en un laps de temps relativement court[09] [11].

Le principe de cette méthode est d'utiliser un modèle dynamique à l'intérieur du contrôleur en temps réel pour prédire le comportement du processus dans le futur. Parmi ses principaux inconvénients figurent la grande quantité de calculs par rapport aux régulateurs traditionnels et l'impact direct du modèle sur la qualité du contrôle produit[17] [16] .

Le contrôle prédictif avec modèle (MPC) est une stratégie de contrôle avancée utilisée dans diverses applications d'ingénierie. Le MPC utilise un modèle dynamique du système pour prédire son comportement futur et améliorer les actions de contrôle. Cette méthode permet de traiter les contraintes et l'incertitude dans le système, ce qui la rend appropriée pour des applications nécessitant un contrôle de haute performance comme la conversion d'énergie [16].

Parmi ses avantages, on compte la robustesse, la capacité à s'adapter aux conditions de fonctionnement et la capacité à traiter efficacement les contraintes.

L'utilisation du contrôle prédictif avec modèle à états finis (FS-MPC) en tant qu'alternative a présenté une approche différente et puissante pour le contrôle des transformateurs de puissance. Cela est dû à sa réponse dynamique rapide et à son absence de besoin de modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou de vecteurs spatiaux (SVM), ainsi qu'à une approche différente par rapport au PWM pouvant être implémentée à l'aide de processeurs d'intelligence artificielle 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[17]



**Figur □(II-1):** Schéma général de la commande prédictive de modèle à états fini (FS-MPC )

Dans l'étape de conception de la commande MPC réglé pour la commande d'un convertisseur de puissance, les étapes suivantes sont identifiées[33]

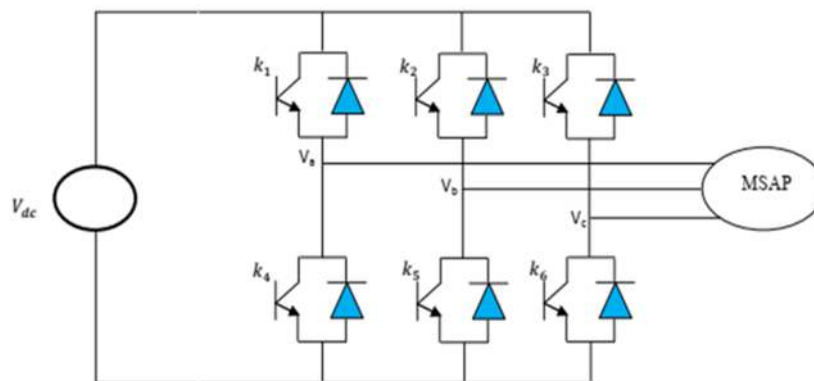
- ✚ Modèle du convertisseur de puissance identifiant tous les états possibles de commutation et la relation entre l'entrée et la sortie des tensions ou des courants .
- ✚ Défini une fonction de coût qui représente le comportement désiré du système .
- ✚ Obtenant les modèles de temps discret qui permettent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

futur des variables qui sont pour être contrôlées.

### II.3.Modélisation de l'onduleur à deux niveaux:

Les transformateurs de tension sont des unités de conversion statiques du courant continu en courant alternatif en fonction de la source de tension continue[33]. Dans ce chapitre, nous abordons le processus de conception du transformateur de tension électrique triphasé à deux niveaux. Ses composants comprennent des commutateurs et des éléments de contrôle, ainsi que leur interaction pour générer la tension souhaitée en sortie

Les commutateurs du transformateur de courant électrique à deux niveaux sont constitués de transistors (MOS ,IGBTs ou GTOs ) bidirectionnels contrôlés par tension et peuvent être représentés en fonction de leur état de commutation (activé ou désactivé) avec une diode connectée pour obtenir la direction dans le courant [17 ] .



**Figur □(II.2) :** Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une charge triphasée

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$ . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras  $i$  est la suivante[18 ] :

- ✚ Si  $c_i = 1$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est fermé et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est ouvert.
- ✚ Si  $c_i = 0$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est ouvert et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ( $V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0$ ), les tensions phase - neutre s'expriment comme suit :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{E_c}{3}(2.C_1 - C_2 - C_3) \\ V_b = \frac{E_c}{3}(2.C_2 - C_1 - C_3) \\ V_c = \frac{E_c}{3}(2.C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Sous forme matricielle :

$$[C_k] = [C_1 C_2 C_3]^T; [V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E_c \cdot [T_s] \cdot [C_k] \quad (\text{II.4})$$

### ➤ Vecteurs d'étension d'un onduleur à deux niveaux dans l'espace d'état

Le vecteur de tension  $V$  est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue  $V_{dc}$ .

La transformation des vecteurs dans l'espace d'état sont données par[RPL].

$$\bar{x} = \frac{2}{3} (x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \frac{2}{3} (x_1 + ax_2 + a^2 x_3) \quad (\text{II.5})$$

Avec :  $x_1, x_2, x_3$  sont des variables qui représentent des tensions dans ce cas.

$$a = e^{(j2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.6})$$

Alors les vecteurs de tension aux bornes la charge dans l'espace d'états peuvent être exprimées en fonction des tension de bras ou en fonction des états des interrupteurs de l'onduleur sont :

$$V = \frac{2}{3} (V_{aN} + aV_{bN} + a^2 V_{cN}) \quad (\text{II.7})$$

Où  $(V_{aN}, V_{bN}, V_{cN})$  les voltages des phases neutre (N) sont définissons par :

$$V_{aN} = S_a V_{dc} \quad (\text{II.8})$$

$$V_{bN} = S_b V_c \quad (\text{II.9})$$

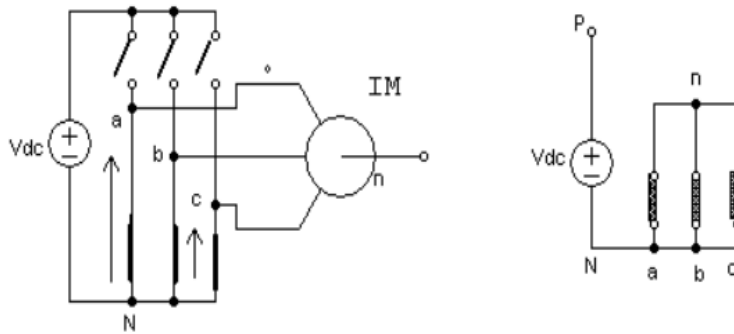
$$V_{cN} = S_c V_{dc} \quad (\text{I.10})$$

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

$$S = \frac{2}{3}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (\text{II.11})$$

De cette façon, état des interrupteur  $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$  produit le vecteur de tension  $V_0$  défini comme suit :

$$V_0 = \frac{2}{3}(0 + a \times 0 + a^2 \times 0) = 0 \quad (\text{II.12})$$



**Figur □(II.3):** configuration de l'onduleur à deux niveaux pour l'état des interrupteurs (0, 0, 0) (vecteur de tension  $V_0$ )

- État (1, 0, 0) produit le vecteur de tension  $V_1$ , qu'il définit comme suit :

$$V_1 = \frac{2}{3}(1 \times V_{ds} + a \times 0 + a^2 \times 0) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (\text{II.13})$$

- État (1, 1, 0) produit le vecteur de tension  $V_2$ , qu'il définit comme suit :

$$V_2 = \frac{2}{3}(1 \times V_{dc} + a \times V_{dc} + a^2 \times 0) = \frac{2}{3}\left(1 \times V_{dc} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)V_{dc} + a^2 \times 0\right) = \frac{1}{3}V_{ds} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc} \quad (\text{II.14})$$

- État (1, 1, 1) produit le vecteur de tension  $V_7$ , qu'il définit comme suit :

$$V_7 = \frac{2}{3}(1 \times V_{dc} + a \times V_{dc} + a^2 \times V_{dc}) = \frac{2}{3}\left(1 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right)V_{dc} = 0 \quad (\text{II.15})$$

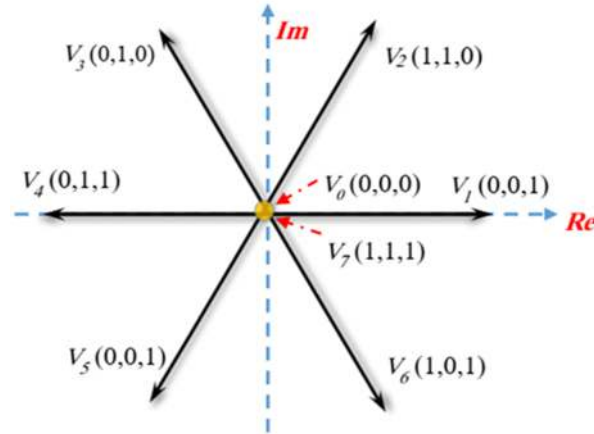
Il existe huit combinaisons possibles ( $2^3$ ) pour les bras de l'onduleur. Huit topologies. Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation. Considèrent que toutes les combinaisons possibles avec les vecteurs de tension sont obtenus, sont données dans le tableau II.1

$V_i$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	Voltages phases-neutre $V_{(abc)}$			Vecteur de tension
				$V_{aN}$	$V_{bN}$	$V_{cN}$	
$V_0$	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	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$
$V_3$	0	1	0	0	$V_{dc}$	0	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$
$V_4$	0	1	1	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
$V_5$	0	0	1	0	0	$V_{dc}$	$-(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$
$V_6$	1	0	1	$V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$-(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$
$V_7$	1	1	1	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0

**Tableau (II.1):** état des interrupteurs et les vecteurs de tension

Les six vecteurs de tension différents de zéro ( $V_1$ - $V_6$ ) peut être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (II-5). Les bouts de ces vecteurs forment un hexagone régulier. Les autres des deux vecteurs de tension ( $V_0$ ,  $V_7$ ) sont représentées comme des vecteurs qui ont un amplitude nul.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan complexe par la figure (II-2) où  $V_0$  et  $V_7$  sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à  $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d' un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$ .



**Figur □ (II.4)** : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux niveaux dans plan complexe

Finalement, les tensions statoriques pour la machine asynchrone exprimées dans le plans  $\alpha\beta$  sont obtenues en utilisant la transformation de Concordia suivante

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

En appliquant les équations (II.8), (.II 9) , (II.10 ) et (II.16), on peut exprimer les tensions statoriques dans le plan  $\alpha\beta$  en fonction de l'état des bras de l'onduleur.

## II.4. Model Prédictive MSAP:

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 :

$$\frac{di}{dt} = (x, u)$$

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées

La dérivée du courant de charge  $di/dt$  est remplacée par une approximation d'Euler en avant. Cette approximation est de la forme :

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (\text{II.17})$$

$T_s$  : étant le temps d'échantillonnage

les variables  $i(k+1)$  et  $i(k)$  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):

$$\begin{cases} I_{ds}(k+1) = \left(1 - \left(R_s \frac{T_s}{L_{ds}}\right)\right) I_{ds}(k) + \left(T_s \cdot \omega \cdot I_{qs}(k)\right) + \frac{V_{ds}(k) \cdot T_s}{L_{ds}} \\ I_{qs}(k+1) = \left(1 - \left(\frac{R_s}{L_{qs}} T_s\right)\right) I_{qs}(k) - \left(\omega \cdot T_s \cdot I_{qs}(k)\right) + \left[-(\omega \Phi_f) + \frac{V_{qs}(k)}{L_{qs}}\right] T_s \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

## II.5. Principe de la commande prédictive élaboration sur le convertisseur statique:

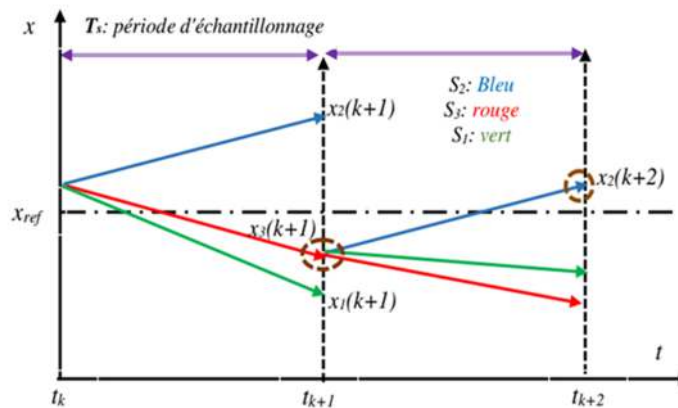
D'abord, on doit obtenir le modèle discret du système à commander selon la variable contrôlée qui peut être le courant, la tension ou la vitesse du moteur par exemple. Une fonction de cout est formulée ensuite en fonction du comportement de poursuite désirée incluant les variables contrôlées prédites 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). 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.

Le principe de la commande FS-MPC est illustré par la fig(II.5) 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. 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. [19]

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.



**Figur □(II.5) :** 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  $S_3$  permet de minimiser erreur 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  $t(k+2)$ , S2 sera sélectionné en raison de erreur minimale avec la référence. Ainsi, toute la procédure sera répétée[20]

## II.6. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs:

Après la conception du système, nous entrons dans une phase où il est nécessaire d'identifier toutes les interactions possibles du système ainsi que leurs relations avec les entrées et la surveillance. Le nombre total d'interactions possibles dépend de la configuration du convertisseur. Certaines interactions ne sont pas autorisées, comme celles qui pourraient causer un court-circuit des sources de tension ou l'ouverture des circuits des sources de courant. Le nombre d'interactions possibles  $N$  pour un convertisseur est déterminé comme suit :

$$N=x^y \quad (II.19)$$

$x$  étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur.

$y$  étant le nombre de phase (ou de bras).[23]

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)...

Du côté du modèle du convertisseur, il s'agit d'une relation entre les états de commutation et les niveaux de tension, de sorte que chaque état de commutation produit un certain résultat à chaque sortie du convertisseur, que ce soit avec une configuration de convertisseur à source de tension ou à source de courant.[22]

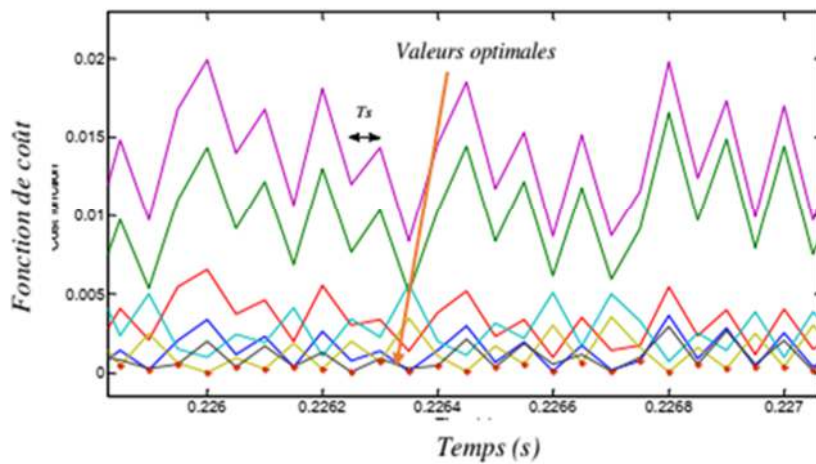
## II.7. Définition de la fonction de coût:

Fondamentalement, la fonction principale consiste en une fonction collective comprenant un ensemble de sous-fonctions qui représentent les exigences du système et ses performances souhaitées. Les fonctions de coût contiennent au moins une partie dédiée au suivi de la référence du variable de commande, qui peut être le couple, le courant, la tension ou la vitesse. Des termes supplémentaires peuvent être ajoutés, tels que les termes non linéaires et

les contraintes sur le système, dans le but d'optimiser simultanément le fonctionnement du système. Ces contraintes peuvent inclure, par exemple, la réduction des pertes de commutation, les erreurs de la fréquence de commutation ou la saturation du courant maximal autorisé.[20]

La construction du contrôle de la machine MSAP nécessite principalement des mesures des courants et des tensions dans le stator (à l'aide de capteurs), ainsi que de la vitesse mécanique.[21]. La fonction de coût se résume comme suit[19]

$$F = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 \quad (\text{II.20})$$

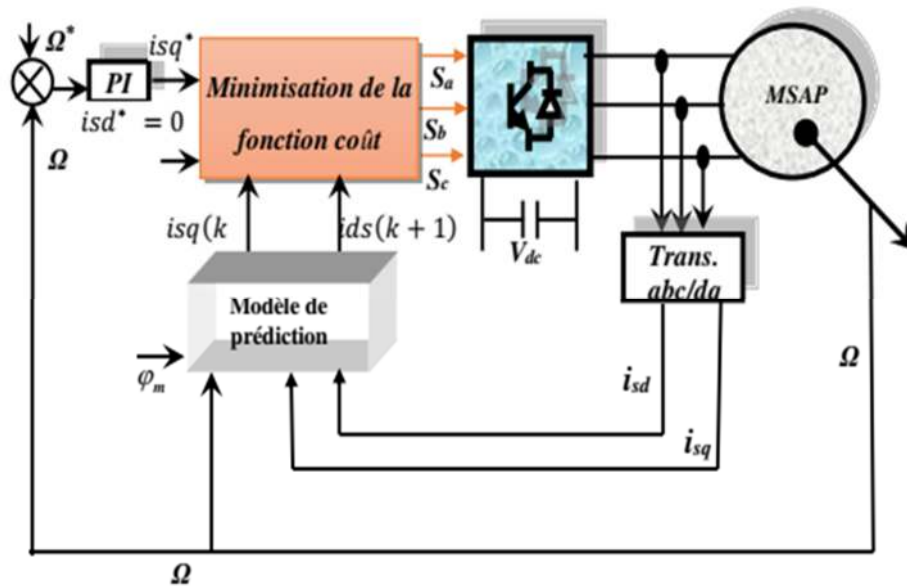


Figur □(II.6) : Optimisation de la fonction de coût.

## II.8. Structure de la commande Prédictive de la machine MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux:

Le schéma général de commande prédictive pour une machine alimentée par un onduleur à deux niveaux et à vitesse variable se présente sous la forme suivante. Tout d'abord, la procédure nécessite la mesure des courants des phases du stator en plus de la vitesse mécanique de rotation pour prédire le comportement futur du système avant de passer à la modulation. La réduction des coûts en 8 cas de commutation possibles pour le onduleur à deux niveaux génère une séquence de réduction des coûts visuellement

appropriée pour le transformateur qui commande la rotation des phases de la machine en imposant la tension résultante de cette séquence optimale.[20]



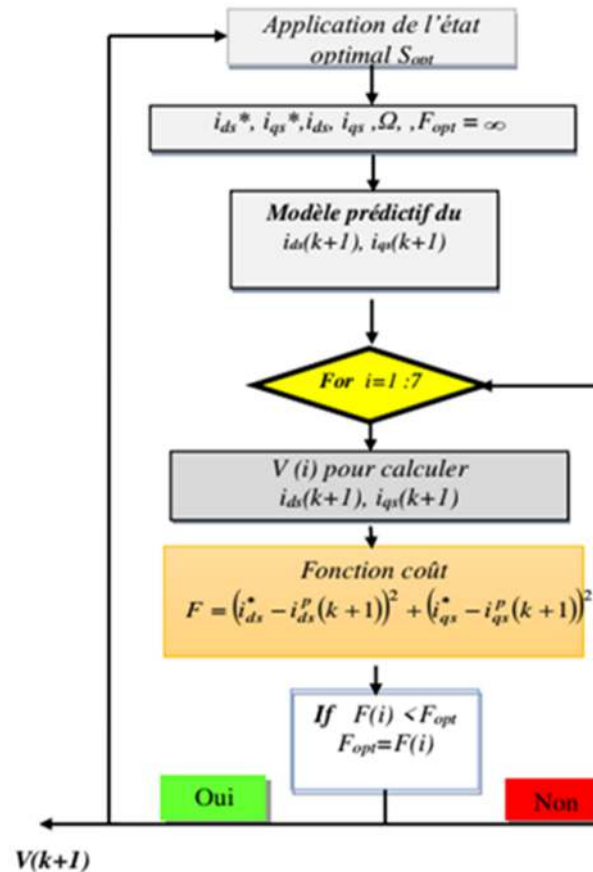
**Figur □(II.7):** Schéma de la commande prédictive de la MSAP alimentée par un onduleur deux niveaux

## II.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 (II.17) et (II.18)
- 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 .
- 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.[21]



Figur □(II.8): Algorithme de la commande PTC.

## II.10 . Avec protection contre la surintensité:

En général, les transitoires des moteurs électriques (tels que le démarrage, le freinage, le changement de sens de rotation, etc.) entraînent des variations rapides du couple et du flux, et peuvent parfois être dangereux pour le système d'alimentation (moteur et contrôleur) s'il n'est pas équipé d'un système de protection contre les surintensités, en raison des courants forts et destructeurs.

Pour garantir que le courant statorique pendant le fonctionnement reste à des valeurs limitées tolérables et sans danger, connues sous le nom de  $i_{max}$ , nous pouvons ajuster la fonction de coût dans la flexibilité de commande FS-MPC en ajoutant un terme non linéaire supplémentaire de grande valeur  $\lambda_i$ . [20]

$$F|_8 = (i_{ds}^* - i_{ds}^p(k+1))^2 + (i_{qs}^* - i_{qs}^p(k+1))^2 + \lambda_i \quad (II.21)$$

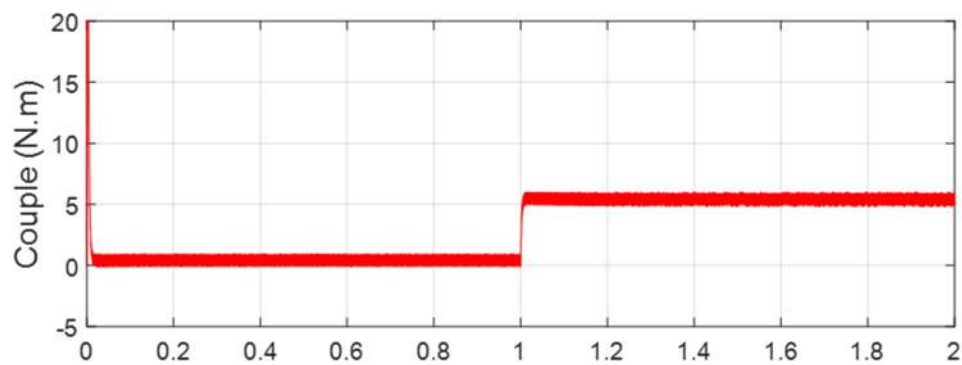
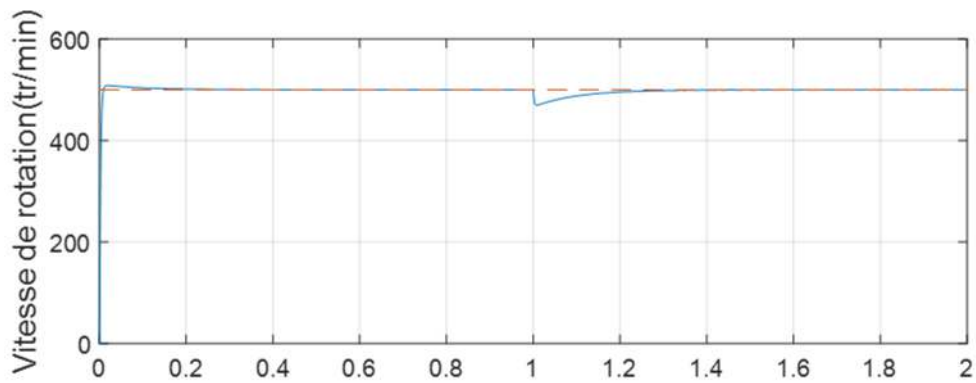
Avec:

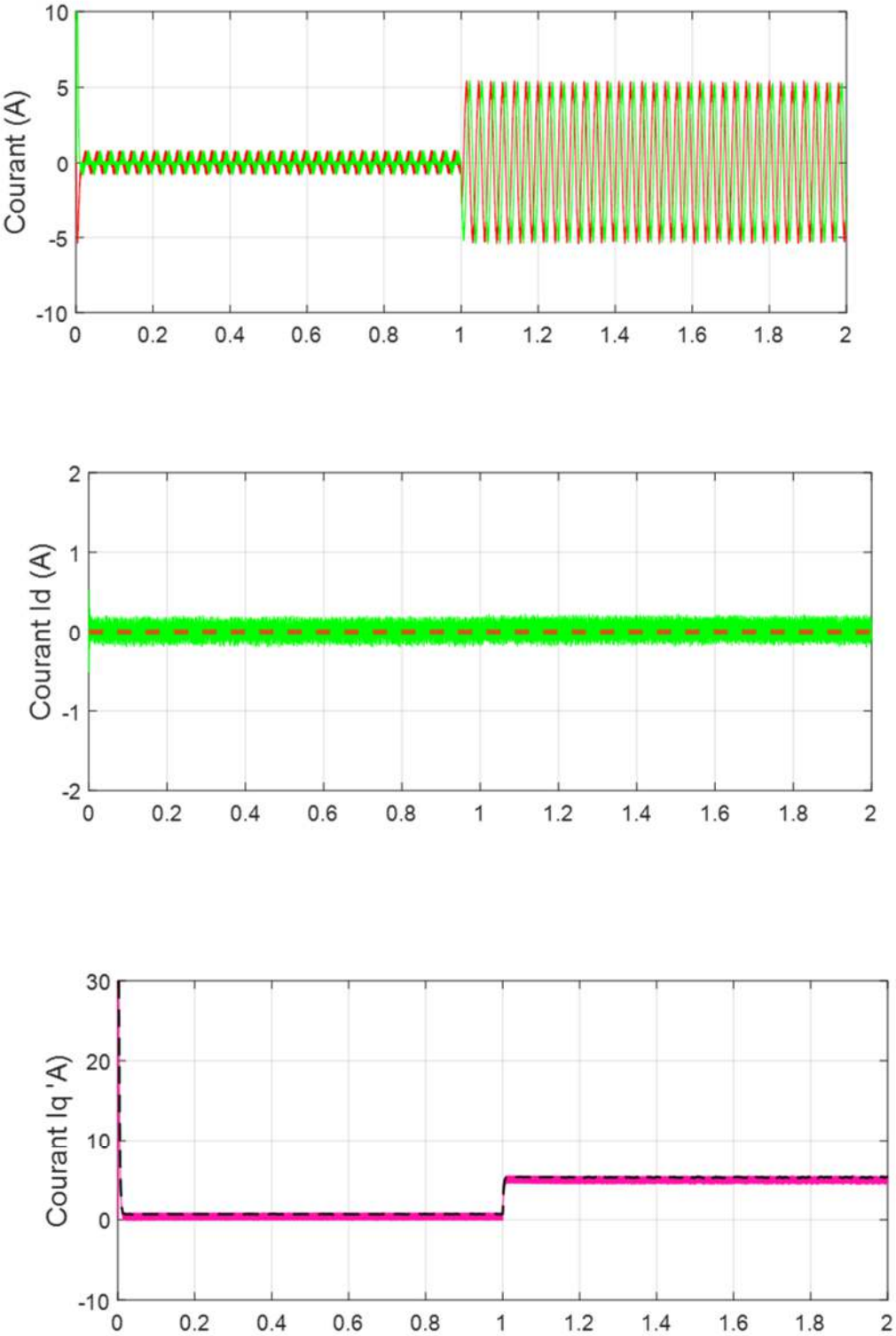
$$\lambda_i = \begin{cases} 200 & \text{if } |i_{sd}^p| > i_{max} \text{ ou } |i_{sd}^p| > i_{max} = 15A \\ 0 & \text{if } |i_{sd}^p| > i_{max} \text{ et } |i_{sd}^p| \leq i_{max} = 15A \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

## II.11. Résultats de simulation :

*Remarque :*

L'axe des x : représente le temps.





Figur ( II.9): resultat de sumilation d'un FS-MPC appliqué sur MSAP

## II.12 . Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté une revue complète de la commande prédictive, ainsi que la modélisation du convertisseur à deux niveaux, en mentionnant leurs applications et les résultats de simulation. En outre, en nous basant sur le principe du contrôle instantané en utilisant la transformation  $\alpha\beta$ , cet article de recherche propose un nouvel algorithme de contrôle rapide visant à simplifier le calcul des algorithmes de contrôle en  $\alpha\beta$  se basant sur la transformation rapide traditionnelle comme MSAP pour le moteur synchrone à aimants permanents. onduleur propose des algorithmes de contrôle en courant robustes pour améliorer.

la stabilité du système en cas d'erreurs dans les paramètres du modèle du système, en particulier en ce qui concerne l'inductance.

Les résultats de simulation ont prouvé que le nouveau contrôle permet de générer une énergie connectée au réseau fiable, rapide et précise. Ainsi, cet algorithme est utile pour améliorer les performances du contrôle  $\alpha\beta$  rapide basé sur la transformation dans les applications de génération d'énergie renouvelable connectées au réseau distribué.

# Chapitre III

## *Commande prédictive dead-beat*

### III.1. Introduction:

Comparé au contrôle orienté champ traditionnel, le contrôle prédictif améliore la dynamique de performance et réduit les harmoniques de courant. Le contrôle prédictif est divisé en trois types selon différentes méthodes de configuration du vecteur. Une méthode prédit le courant du moteur pour la période de contrôle suivante en utilisant sept vecteurs de tension différents qui sont les sorties de l'onduleur. Ensuite, une fonction de coût est utilisée pour déterminer le vecteur de tension optimal parmi les sept, résultant en des boucles de courant à large bande passante et à fort ondulation de courant. .[ 4-5][24-25].

Au fil des chapitres précédents, nous avons présenté la philosophie de la commande FS-MPC basée sur la minimisation d'une fonction de coût pour la commande du couple et du flux. Cette fonction de coût est évaluée à chaque période d'échantillonnage pour tous les vecteurs de tension différents et parfois pour tous les vecteurs de tension disponibles, ensuite, elle est minimisée pour choisir le vecteur optimal approprié à appliquer pendant la prochaine période d'échantillonnage. Une telle démarche a pour effet l'augmentation exponentielle de la charge de calcul surtout lorsque la fonction de coût est multi objective et contient plusieurs termes à minimiser simultanément.

En effet, On a vu que plus la topologie du convertisseur possède un nombre élevé d'états de commutation, plus l'algorithme d'optimisation est gourmand en temps de calcul. Ce qui influe sur les performances du système de commande lors de son implantation temps réel. Par exemple, pour un VSI-2L, la fonction coût est évaluée et minimisée pour 7/8 états différents, pour un VSI-3L, elle est évaluée et minimisée pour 19/27 états différents, pour un VSI-4L [26-27].

Une autre méthode choisit le vecteur de tension non nul en fonction de l'état actuel du système et du secteur spatial, puis combine ce vecteur non nul avec un vecteur nul pour minimiser l'écart entre le courant prévu et la valeur de référence du courant pour la période suivante [28,29]. La tension prévue qui force le courant du moteur à égaler la valeur de référence du courant est calculée en utilisant la fonction prédictive, puis le signal de tension est converti en signaux de commutation à l'aide de la technique PWM [30].

Ce mémoire présente une approche de contrôle prédictif de type dead-beat , en se basant sur le modèle mathématique du MSAP, un algorithme de générer les tension est proposé, puis le signal de tension est converti en signaux de commutation à l'aide de la technique SVMPWM. Les résultats de simulation démontrent l'efficacité du schéma de contrôle prédictif du courant

du MSAP en améliorant à la fois les performances dynamiques et la précision en régime permanent.[33]

### III.2. Principes de commande prédictive deadbeat :

Le principe de la commande dead-beat consiste à garantir que le système dynamique atteigne sa valeur stable souhaitée en un nombre fini d'étapes. Ce type de commande vise à obtenir la réponse la plus rapide possible, c'est-à-dire que le système atteint son état final en un minimum de cycles d'échantillonnage. Cela se fait sans provoquer d'oscillations ni de résonances indésirables dans la réponse du système. En pratique, cela implique de calculer les actions de commande de manière à ce que l'erreur de suivi soit corrigée en un nombre prédéterminé d'échantillons, assurant ainsi une convergence rapide et précise vers l'état cible.

### III.3. structure d'un système de commande Deadbeat:

#### A. Modèle prédictive d'un MSAP:

La modélisation du système pour le contrôle du tir tendu est une étape cruciale dans la conception du contrôleur. Ce modèle mathématique permet de déterminer les signaux de contrôle qui obligent les sorties du système à atteindre les valeurs souhaitées dans un temps donné.

$$u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \omega_e \quad (\text{III.1})$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \omega_e \quad (\text{III.2})$$

Dans cette équation,  $\psi_d$  représente le flux de l'axe direct et  $\psi_q = L_q i_q$  représente le flux de l'axe en quadrature.  $u_d, u_q, i_d, i_q$  désignent respectivement les tensions et courants des axes direct et en quadrature.  $\omega_e$  est la vitesse angulaire électrique.  $\psi_f, R, L_d, L_q$  correspondent respectivement au flux d'aimant permanent, à la résistance du stator, et aux inductances des axes direct et en quadrature. En utilisant les équations de tension et en prenant les courants du moteur comme variables d'état, alors on peut obtenir la fonction d'état suivante.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_f}{L} \omega_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

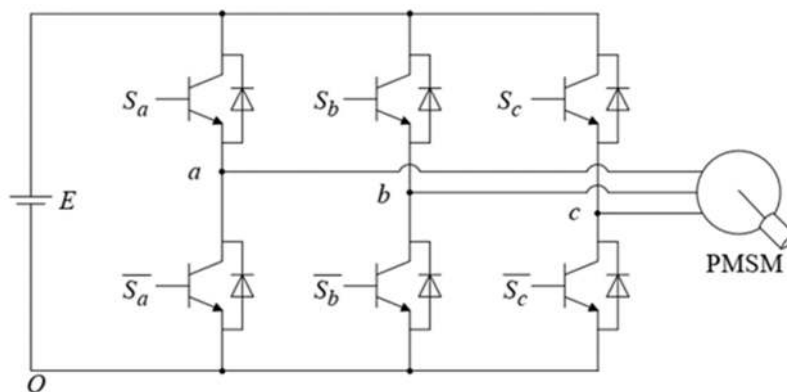
Pour obtenir l'équation d'état discrète du courant, on suppose que l'entrée du système  $u$  reste constante pendant l'intervalle  $kT \sim (k+1)T$ , lorsque la période d'échantillonnage  $T$  est suffisamment petite.

Pour une fréquence d'échantillonnage contrôlée normalement suffisamment élevée, les courants dans la période  $T$  peuvent être considérés comme variant linéairement, ensuite ( $i(k+1)=i^*$ )

Par la suite, les variables de sortie du contrôle en mode deadbeat peuvent être obtenues à l'aide de l'équation (III.3). [31]

### B. Modulation par Vecteur Spatial (SVPWM):

L'onduleur à source de tension est un convertisseur qui code la tension analogique en signaux numériques et les envoie à la charge. Les états de commutation sont complémentaires pour deux IGBTs pour chaque branche, donc l'onduleur dispose de 8 états de commutation.

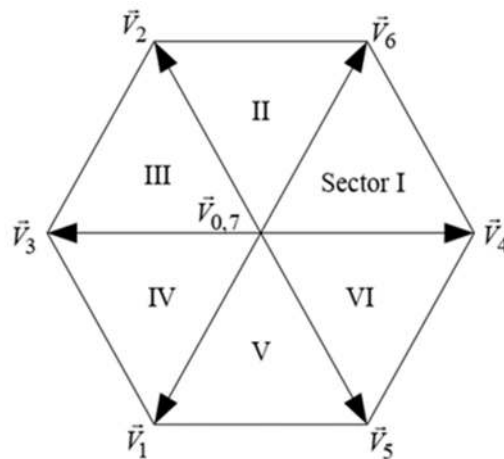


**Figur □(III. 1):** Structure d'un onduleur à source de tension triphasé

No	0	1	2	3	4	5	6	7
Sa	0	0	0	0	1	1	1	1
Sb	0	0	1	1	0	0	1	1
Sc	0	1	0	1	0	1	0	1

**Tableau (III.1):** état de commutation de l'onduleur

Les 8 vecteurs spatiaux de tension de l'onduleur à source de tension triphasé sont présentés dans la figure (III. 2) Les 6 vecteurs de tension actifs ont une amplitude de  $2E/3$ . Ces vecteurs actifs forment un hexagone régulier dans l'espace, divisant ainsi l'espace vectoriel en 6 sections. Par ailleurs, le vecteur  $V_{0,7}$  est un vecteur de tension nulle.



**Figure (III.2) :** Vecteurs de tension de base de l'onduleur triphasé

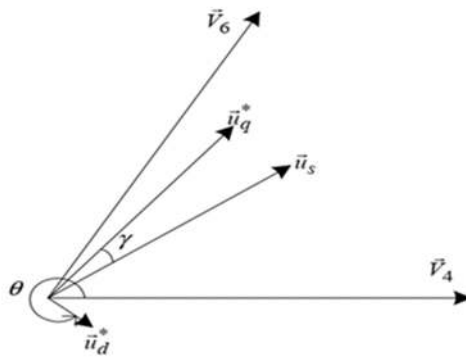
Le vecteur de tension de référence peut être calculé à partir des commandes de tension  $u_d, u_q$  et de l'angle de rotor  $\theta$ . La relation entre le vecteur de tension de référence et les vecteurs de tension de base de l'onduleur à source de tension est illustrée dans la figure (III. 3) Le temps d'action des vecteurs de tension de base peut être calculé à partir de l'équation (4).

$$\begin{cases} t_a V_A + t_b V_b = u_s \\ t_0 = T - t_a - t_b \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Dans cette équation,  $V_a$  et  $V_b$  représentent les vecteurs de tension de base qui se situent à côté du vecteur de tension de référence  $u_Gs$ . Les variables  $t_a$ ,  $t_b$  et  $t_0$  correspondent aux temps d'action des vecteurs de tension de base  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_0$  respectivement. Ces temps d'action peuvent être formulés selon l'équation (5).

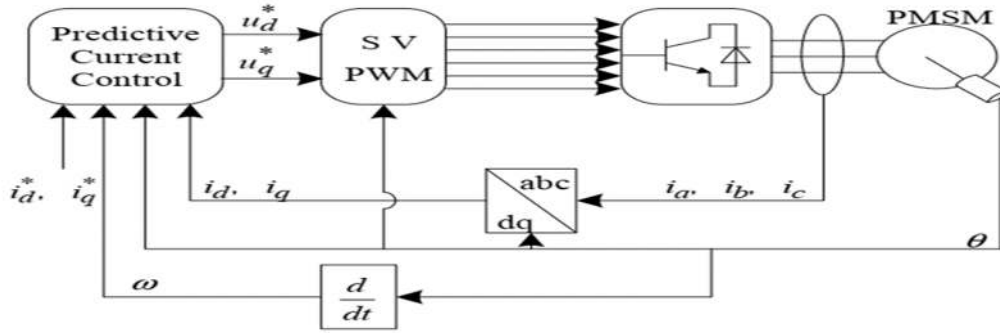
$$\begin{cases} t_a = \frac{\sqrt{3}}{2} \\ t_b = \cos(\theta - \gamma) \frac{u_s}{E} T \end{cases} (-\sqrt{3} \sin(\theta - \gamma) - \cos(\theta - \gamma)) \frac{u_s}{E} T \quad (\text{III.5})$$

La stratégie de modulation de largeur d'impulsion (PWM) représente l'aspect le plus crucial de la régulation du courant, et elle peut être divisée en 3 types : la PWM sinusoïdale, la PWM par vecteur spatial, et la PWM optimale. La PWM par vecteur spatial est particulièrement adaptée pour le contrôle instantané du courant en raison de ses nombreux avantages, notamment une large gamme de contrôle linéaire, de faibles harmoniques et une réponse transitoire rapide. Le régulateur de courant génère des commandes de tension sur les axes d-q, puis les traduit en signaux de commutation à travers la stratégie de SVPWM



**Figur □(III. 3):** Relation entre le vecteur de tension de référence et le vecteur de tension .

La structure de l'algorithme de commande prédictive dead-beat proposé dans ce mémoire est illustrée dans la figure(III. 4).



Figur □(III. 4): Schéma bloc de la commande prédictive dead-beat .

### C. Contrôle robuste du courant:

D'après le modèle de courant prédictif (III.3) , en utilisant les commandes de courant comme valeurs prédictives pour la prochaine période, la formule de la tension sur les axes d-q peut être obtenue : .

$$u_d(k) = \left(R - \frac{L}{T}\right) i_d(k) + \frac{L}{T} i_d(k+1) + L\omega_e(k) \cdot i_d(k) \quad (\text{III.6})$$

$$u_q(k) = \left(R - \frac{L}{T}\right) i_q(k) + \frac{L}{T} i_q(k+1) + L\omega_e(k) \cdot i_d(k) + T\psi_f\omega_e(k) \quad (\text{III.7})$$

Pour prédire les courants du moteur dans l'algorithme proposé et générer les commandes de tension correspondantes pour ajuster les courants du moteur en fonction des références pertinentes. La commande de tension de l'axe q et d peut être calculée selon l'équation (III.8), où l'exposant "\*" représente la valeur de référence des variables pertinentes.

$$u_d^*(k) = \left(R_0 - \frac{L_0}{T}\right) i_d(k) + \frac{L_0}{T} i_d^*(k+1) + L_0\omega_e(k) \cdot i_q(k) \quad (\text{III.8})$$

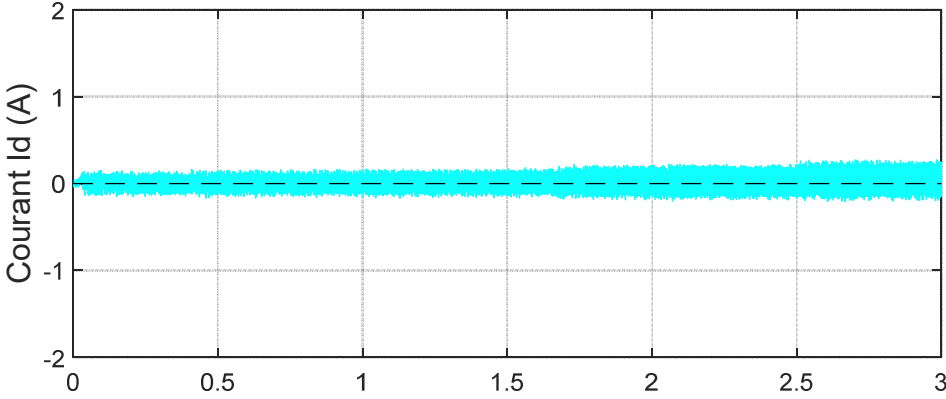
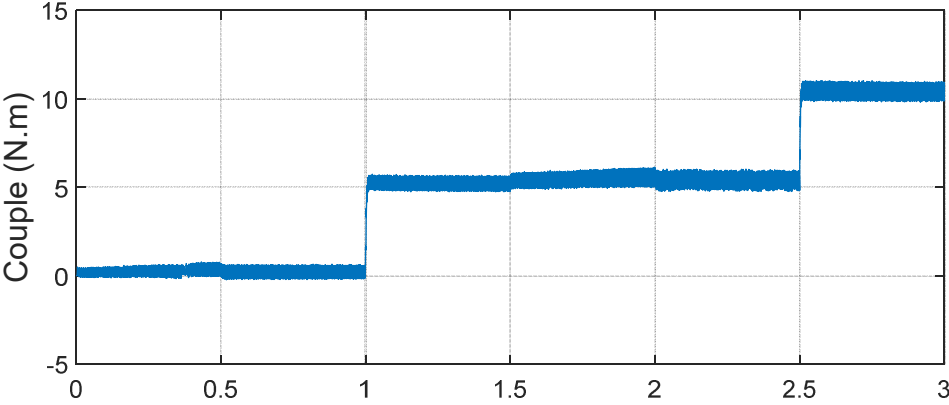
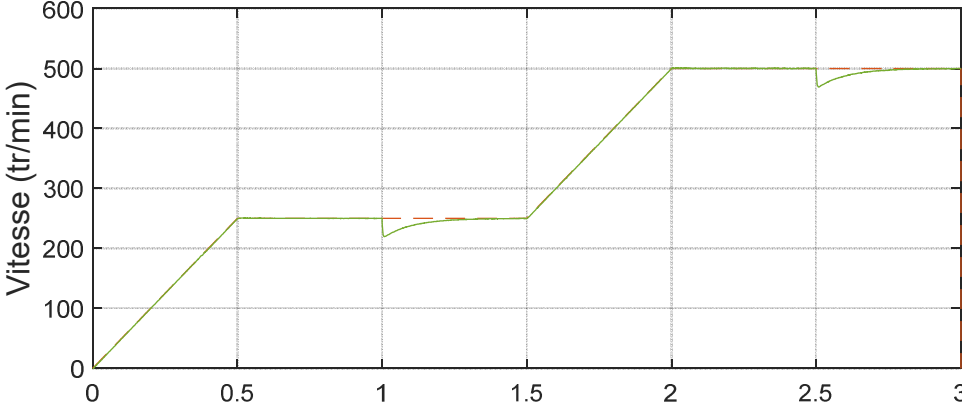
$$u_q^*(k) = \left(R_0 - \frac{L_0}{T}\right) i_q(k) + \frac{L_0}{T} i_q^*(k+1) + L_0\omega_e(k) \cdot i_d(k) + T\psi_f\omega_e(k) \quad (\text{III.9})$$

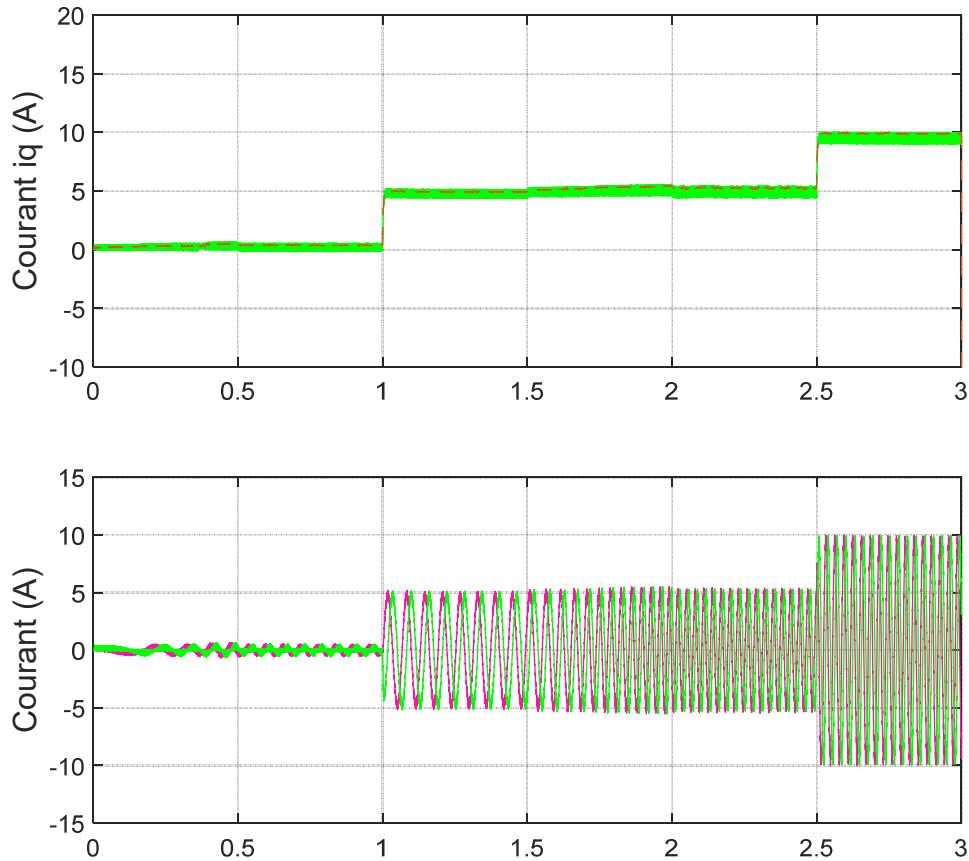
## III.4. Résultats de simulation:

Les simulations et les résultats pratiques sont effectués dans les mêmes conditions précédentes pour la FS-MPC classique. Les figures (III.5) (A : simulation) présentent les résultats de simulation obtenus de la commande DB-SVM.

*Remarque :*

L'axe des x : représente le temps.





**Figur □(III.5) :** Résultat de simulation d'un DB-MPC appliqué sur MSAP

Les résultats de simulation présentés dans cette partie montrent les performances de la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant la technique de la commande prédictive.

Pour voir les performances et le comportement de la MSAP associée à la commande prédictive., une variation de la référence de la vitesse est effectuée (de 0 tr/min à 250 tr/min, puis de 250 tr/min à 500 tr/min).

- Un couple de charge d'une valeur de 5N.m est appliqué entre les instants  $t=1s$  et  $t=2.5s$  et 5N.m un couple de charge de 10 N.m entre les instants  $t=2.5s$  et  $t=3s$  comme l'indique les figures (III.5). On remarque bien que la vitesse converge toujours rapidement vers ses références ; sans dépassement en simulation. La vitesse de rotation suit parfaitement la référence en régime permanent avec un temps de réponse très faible
- La perturbation due à l'application du couple de charge est rapidement éliminée, et le couple électromagnétique compense rapidement le couple de charge (5 N.m et 10N.m). Le

couple électromagnétique répond très rapidement aux variations de la charge sans atteindre une valeur inadmissible. Les résultats de simulation montrent que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature  $i_{qs}$ , ce qui valide le découplage introduit par la commande prédictive entre le couple et le flux.

➤ Le courant  $i_{ds}$  (simulation : figure (III.5)), suit bien sa référence nulle et peu affecté par les perturbations de la charge et la variation de la référence de la vitesse. Ceci montre aussi le découplage introduit par la commande ;  $i_{ds}$  reste nul et le couple répond suivant  $i_{qs}$ .

Les figures (III.5) donnent l'allure des courants des allures sinusoïdales. Ces sont augmentent avec augmentation du couple de charge

### III.4. La différence entre le contrôle prédictif basé sur un modèle et le contrôle deadbeat prédictif:

#### Contrôle prédictif pour les systèmes multivariables (MPC):

- C'est un type de contrôle prédictif utilisé spécialement dans les systèmes qui contiennent plusieurs variables d'entrée et de sortie interconnectées.
- Il est appliqué dans des systèmes complexes comme les grands procédés industriels, où plusieurs variables sont contrôlées simultanément pour atteindre une performance optimale. - Il repose sur des modèles mathématiques représentant les relations entre les différentes variables du système.
- Il utilise des techniques d'optimisation pour calculer les meilleures actions de contrôle afin d'atteindre les objectifs souhaités comme l'amélioration de l'efficacité et la réduction des erreurs.
- Il permet le contrôle simultané de plusieurs variables, ce qui le rend adapté aux systèmes complexes.

#### Contrôle prédictif basé sur le deadbeat :

- C'est un type de contrôle prédictif qui vise à amener le système à un état de stabilité optimal en un nombre minimal de pas.

- Il est généralement appliqué dans les systèmes nécessitant une réponse rapide et précise pour atteindre l'état souhaité avec un minimum d'échantillons temporels.
- Il repose sur des modèles mathématiques pour prédire l'erreur future et la corriger en une seule étape ou en quelques étapes.
- Il utilise des techniques d'optimisation relativement simples en raison de son focus sur l'atteinte rapide de l'état final.
- Il offre une réponse rapide et précise, ce qui le rend adapté aux systèmes nécessitant un contrôle rapide.

#### Comparaison générale :

- Le MPC est plus complexe en raison de la multiplicité des variables et du contrôle simultané de celles-ci, tandis que le Deadbeat est relativement plus simple en raison de son focus sur un contrôle rapide.
- Le Deadbeat se distingue par une réponse temporelle plus rapide, tandis que le MPC peut être plus lent en raison des calculs complexes nécessaires pour optimiser la performance à travers plusieurs variables.

Le contrôle prédictif Deadbeat dépasse largement le contrôle prédictif basé sur un modèle en termes de rapidité de réponse.

### III.5. Conclusion:

Ce mémoire met en lumière l'importance et l'efficacité de la Commande prédictive dead-beat dans l'amélioration des performances des systèmes de commande des moteurs électriques, en particulier des moteurs à aimants permanents. Cette approche innovante repose sur l'utilisation de modèles mathématiques précis et d'algorithmes puissants pour garantir un contrôle efficace et précis du courant et de la vitesse du moteur, ce qui permet d'améliorer sa réponse, sa stabilité. De plus, les résultats de la simulation montrent clairement que cette approche dépasse nettement le contrôle prédictive traditionnel, renforçant ainsi notre capacité à améliorer la conception et les performances des systèmes de commande des moteurs électriques dans diverses applications.

## Conclusion générale

Nous avons présenté dans nos recherches le contrôle prédictif appliqué à la machine synchrone à aimant permanent. Diverses topologies de convertisseurs statiques alimentant la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) ont été exposées tout au long de cette thèse sous le concept de contrôle prédictif classique (MPC). Une fonction coût a été donnée visant principalement à réduire l'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs mesurées ou estimées des courants constants de la machine pour chaque structure de contrôle. Ensuite, d'autres termes ont été ajoutés à la fonction coût qui a été initialement formulée pour prendre en compte les contraintes et autres objectifs nécessaires au fonctionnement fluide de la chaîne électromécanique, tels que la protection contre les surintensités et l'équilibrage des tensions d'entrée des convertisseurs multiniveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un aperçu de la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Dans le deuxième chapitre, une méthodologie spécifique de contrôle prédictif pour la machine synchrone à aimant permanent a été présentée, tandis que dans le troisième chapitre, nous avons discuté du contrôle par frappe mortelle. Tout d'abord, la philosophie de contrôle a été expliquée en détail, puis appliquée à la machine synchrone à aimant permanent pour contrôler les courants. Les résultats de simulation ont été présentés.

Les résultats montrent une meilleure performance en termes de dynamique rapide, avec une réduction des oscillations, ce qui confère un avantage par rapport aux techniques traditionnelles. Les précautions ont été prises contre l'augmentation des courants de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) en ajoutant un terme dans la fonction coût pour réduire cette augmentation.

Les résultats de simulation s'améliorent considérablement avec l'application du contrôle prédictif classique (MPC) sur des topologies multiniveaux (3L). En effet, les oscillations de couple et de flux sont considérablement réduites avec ces topologies, et les formes d'onde de courant s'améliorent également considérablement, la topologie du convertisseur fournissant plus de sources de tension à l'entrée et réduisant également de manière significative le contenu harmonique. Pour résoudre le problème de l'équilibrage des tensions des sources, le contrôle prédictif classique (MPC) propose une solution intéressante en ajoutant d'autres termes à la fonction coût formulée, rendant les tensions équilibrées dans les condensateurs d'entrée.

Pour les chapitres discutés dans cette thèse, les résultats soulignent l'importance significative du contrôle prédictif MPC, en particulier:

C'est une technique de contrôle totalement différente des autres techniques de contrôle, en plus d'être simple à implémenter et facile à adapter et à intégrer en utilisant des ordinateurs numériques, elle offre des performances constantes, dynamiques, flexibles et multifonctionnelles excellentes.

## Références bibliographie

- [01] Kaddouri, A. (2000). Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents. Université Laval.
- [02] Leonhard, W. (1984). Control of AC Drives. spring, Verlag, Berlin.
- [03] Moos, J. (2014). Predictive deadbeat control for PMSM drive. Master's Thesis, Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- [04] Wu, J., Zhang, D., & Li, Y. (1997, August). Fully digital implementation of PMSM servo based on a novel current control strategy. In Proceedings of Power Conversion Conference-PCC'97 (Vol. 1, pp. 133-138). IEEE.
- [05] Griva, G., Ilas, C., Eastham, J. F., Profumo, F., & Vranka, P. (1997, August). High performance sensorless control of induction motor drives for industry applications. In Proceedings of Power Conversion Conference-PCC'97 (Vol. 2, pp. 535-539). IEEE.
- [06]. Laiadi Ramzy, A. Y. Commande de la machine synchrone à aimant parmanent par backstepping.
- [07] Hamecha, S. (2013). Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [08] ARIF, S., & BOUCHAALA, A. (2018). Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels (Doctoral dissertation).
- [09] LAYOUNE Abd eldjilil , " Commande Prédicative Polynomiale(RST) Appliquée à la Machine Synchrone à Aimant Permanent ", mémoire de master, Université de blida 2015/2016.
- [10]. Mansour, B. B. (2015). Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel (Doctoral dissertation, Université mohamed boudiaf des sciences et de la technologie d'oran).
- [11] Benbrahim, A. (2009). Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [12] Morel, F. (2007). Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé (Doctoral dissertation, Lyon, INSA).

- [13] Y. Chouirfat, M. Gaboussa, Kh. Ghemima, Z. Chabani. , "Commande Predictive d' un Machine Synchrone a Aimant Permanents ", mémoire de master, , Université de El-Oued 2021/2022.
- [14] ELFERD Hamza et ZEGAAR Mourada, Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique, option : ingénierie des système électromécaniques , Thème : Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi niveaux application au filtre actif parallèle , université mohamed boudiaf – M'sila, 2016/2017.
- [16] Cortes, P., Wilson, A., Kouro, S., Rodriguez, J., & Abu-Rub, H. (2010). Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8), 2691-2699..
- [17] Zakaria, L., & Barra, K. Finite States Predictive Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive fed by a Direct Matrix Converter with Reactive Power Minimization.
- [18] MERABET FOUAD, ITAOUA BRAHIM. " Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les techniques IRFOC et DTC "., mémoire de master, L'Université M'SILA 2017/2018.
- [19] Lamouchi, Z., & Barra, K. (2013). Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive Based on Multilevel Converter Approach. *Journal of Electrical Systems*, 9(2), 137-149.
- [20] B. TOUATI, O. HAMOUGA (Commande prédictive appliquée à une machine synchrone alimentée par un onduleur triphasé) mémoire de master, L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, Soutenu le 27/05/2017.
- [21] a. Haga , M. a. Ben moussa ( Commande prédictive d un machine synchrone à aimants permanents alimentée par convertisseur matricial) mémoire de master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Faculté de Technologie, Soutenu le 2019/2020.
- [22] Cortes, P., Wilson, A., Kouro, S., Rodriguez, J., & Abu-Rub, H. (2010). Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8), 2691-2699.

- [23] Morel, F. (2007). Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé (Doctoral dissertation, Lyon, INSA).
- [24] Lin-Shi, X., Morel, F., Llor, A. M., Allard, B., & Rétif, J. M. (2007). Implementation of hybrid control for motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(4), 1946-1952.
- [25] Morel, F., Lin-Shi, X., Retif, J. M., Allard, B., & Buttay, C. (2009). A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive. *IEEE transactions on industrial electronics*, 56(7), 2715-2728.
- [26] Pacas, M., & Weber, J. (2005). Predictive direct torque control for the PM synchronous machine. *IEEE transactions on industrial electronics*, 52(5), 1350-1356.
- [27] Morales-Caporal, R., & Pacas, M. (2007). A predictive torque control for the synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2), 1161-1167.
- [28] Abu-Rub, H., Guzinski, J., Krzeminski, Z., & Toliyat, H. A. (2004). Predictive current control of voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3), 585-593.
- [29] Moreno, J. C., Huerta, J. M. E., Gil, R. G., & Gonzalez, S. A. (2009). A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1993-2004.
- [30] Morel, F., Lin-Shi, X., Retif, J. M., Allard, B., & Buttay, C. (2009). A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive. *IEEE transactions on industrial electronics*, 56(7), 2715-2728.
- [31] Junping, H., Lei, Y., Xuesong, W., & Jian, W. (2011). Research on deadbeat control of a three-level grid-connected inverter based on  $\alpha\beta$  transform. *Procedia Engineering*, 23, 397-402.
- [32] Nawel, S., & Ammaria, C. (2015). Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping. Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.

[33] A. Dardeka ,M.L.Khemida.'Commande Prédictive d'une machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel double étage' mémoire université d'el-oued , 2019.