

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

*Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj*

*Faculté des Sciences et de la technologie*

*Département Électromécanique*

# *Mémoire*

*Présenté pour obtenir*

**LE DIPLOME DE MASTER**

**FILIERE : AUTOMATIQUE**

**Spécialité : Automatique et informatique industrielle**

Par

- **CHEMALI Abdelhakim**
- **DAHAMNA Salah Eddine**
- *Intitulé*

*Commande Par Retour Adaptatif Pour Entraînement De La Vitesse D'un MSAP*

➤ *Devant le Jury composé de :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Établissement</i>
<i>M. BOUCHAMA Ziyad</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. IRATNI Abdelhamid</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. TALHAOUI Hicham</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. LAYADI Toufik Madani</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

*Année Universitaire 2021/2022*

# Remerciement

Après avoir rendu grâce à **DIEU** le tout puissant qui Nous a donné la foi, le courage et la patience afin d'accomplir ce modeste travail. Nous remercions également tous ceux qui nous ont aidés dans ce mémoire de près ou de loin, il s'agit plus particulièrement :

- Pour sa disponibilité, son orientation, son aide, et ses conseils, notre promoteurs Mr **IRATNI ABDELHAMID**
- Au membre du jury : vous nous faite bonheur d'accepter de juger et de critiquer notre travail

Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion, qui nous aide à réaliser ce modeste travail.

# Dédicace

Je dédie ce modeste travail avec tout mon amour aux deux personnes les plus chères au monde (mes parents) pour leur sacrifice et leurs conseils pour leur soutien moral et matériel, sans lesquels je n'aurais pas atteint ce niveau. Que Dieu les préserve et prolonge leur vie

Je le dédie également à :

- ❖ Mes chers frères : Anouar et Nabil
- ❖ Mon adorable sœur : Afaf
- ❖ Mes amis Surtout djaloul

Toute ma promotion 2eme année master automatique et informatique industrielle 2021/2022, tout ma famille, et tout qui m'aider de réaliser ce travail.

# Dédicace

Je dédie ce travail à :

- Mon père et ma mère qui les plus chère au monde avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et encouragement.
- Ceux qui mont aide et m'ont offert cette occasion
- À mes frères mes amis fidèles amis et mes camarades
- Aux personnes qui me respectent et qui m'aiment à toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire.

## Sommaire

<b>Liste des figures</b> .....	7
INTRODUCTION GENERALE.....	12
CHAPITRE I.....	13
<b>Modélisation d'un moteur synchrone à aimant permanent</b> .....	13
I.1. Introduction.....	2
I.2. Pourquoi synchrone ?.....	2
I.3. Pourquoi à aimant permanent ?.....	2
I.4. Le principe des moteurs à aimants permanents .....	3
I.5. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents .....	3
I.6. Machine à inducteurs lisses.....	4
I.7 Structure de la machine synchrone à aimants permanents .....	5
<b>I.7.1 Stator</b> .....	5
I.7.2 Rotor.....	5
I.8. Domaine Applications des MSAP.....	6
I.9. Différents types de MSAP .....	6
I.10 Les avantages et les inconvénients de la MSAP .....	7
<b>I.10.1 Les avantages de la MSAP</b> .....	7
<b>I.10.2 Les inconvénients de la MSAP</b> .....	7
I.11 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.....	7
<b>I.11.1 Hypothèse simplificatrice</b> .....	8
<b>I.11.2 Les équations de la machine synchrone dans les référentiels (abc)</b> .....	8
I.11.2.1 Equation électrique .....	8
I.11.2.2 Equation mécanique .....	9
I.11.2.3 Equation électromagnétique .....	9
<b>I.11.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable</b> .....	9
I.11.3.1 Système d'alimentation de la MSAP .....	10
<b>I.12.1 Application de la transformation de Park à la MSAP</b> .....	12
I.12.1.1 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q.....	12
I.12.1.2 Equation des flux .....	14
I.12.1.3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	14
I.12.1.4. Équation de la puissance instantanée.....	14
I.13 Schéma de simulation .....	16
I.13 Résultat de simulation .....	17
I.14 Les commentaires des résultats de simulation.....	20
I.15 Conclusion .....	20
II.1 Introduction.....	21
II.2 Pourquoi la commande vectorielle ?.....	21
II.3 Principe de la commande vectorielle .....	22
II.4 Commande vectorielle de la MSAP.....	23

II.5 Avantages et les inconvénients de la commande vectorielle .....	24
<b>II.5.1 Avantages</b> .....	24
<b>II.5.2 Inconvénients</b> .....	24
II.6 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension .....	24
II.7 Découplage .....	25
II.8 Calcul des régulateurs .....	25
<b>II.8.1 Régulation du courant Id</b> .....	25
<b>II.8.2 Calcul des paramètres du régulateur « PI »</b> .....	26
<b>II.8.3 Régulation du courant Iq</b> .....	26
<b>II.8.4 Régulation de la vitesse</b> .....	27
II.9 Schéma de simulation .....	28
II.10 Résultat de simulation .....	29
II.11 Interprétation des résultats de simulation .....	33
II.12 Conclusion .....	33
Chapitre III .....	34
<b>Commande adaptatif d'un moteur synchrone à aimant permanent</b> .....	34
III.1 Introduction .....	35
III.2 Historique .....	35
III.3 Définition de la commande adaptative .....	36
III.4 Pourquoi la commande adaptative ? .....	36
III.5 Principe de la commande adaptative .....	37
III.6 Domaines d'application de la commande adaptative .....	37
III.7 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties .....	38
III.8 Dérivée de Lie .....	39
III.9 Application au modèle de la machine synchrone à aimants permanents .....	39
III.10 Commande adaptative indirecte .....	39
III.11 Commande adaptative directe .....	40
III.12 Commande adaptative à modèle de référence .....	40
<b>III.12.1 Méthode basée sur l'optimisation</b> .....	40
<b>III.12.2 Méthode basée sur la stabilité approche de LYAPOUNOV</b> .....	41
<b>III.12.3 Approche de l'hyper stabilité</b> .....	42
III.13 Schéma de simulation .....	43
III.14 Résultat de simulation .....	44
III.16 Conclusion .....	46
Conclusion générale .....	47

## Liste des figures

- Figure (I.1)** : Principe des moteurs à aimants permanents
- Figure (I.2)** : Machine à inducteurs lisses
- Figure (I.3)** : Stator
- Figure (I.4)** : Rotor
- Figure (I.5)** : Différents types de fixation des aimants permanents
- Figure (I.6)** : Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation
- Figure (I.7)** : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q
- Figure (I.8)** : Circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q
- Figure (I.9)** : Schéma de simulation model de Park
- Figure (I.10)** : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide
- Figure (I.11)** : Résultats de simulation mas avec une charge  $t=0.5s$
- Figure (II.1)** : Passage de système triphasé au système biphasé
- Figure (II.2)** : Commande par orientation du champ de la MSAP
- Figure (II.3)** : Le schéma global de la commande vectorielle basée sur la modulation vectorielle (SVM)
- Figure (II.4)** : Schéma fonctionnel de la boucle du courant
- Figure (II.5)** : Boucle de régulation du courant
- Figure (II.6)** : Boucle de régulation du la vitesse
- Figure (II.7)** : Schéma de simulation commande vectorielle
- Figure (II.8)** : Résultat de simulation démarrage à vide
- Figure (II.9)** : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à  $t=0.25$
- Figure (III.1)** : Schéma bloc d'une commande adaptative.
- Figure (III.2)** : Principe des systèmes de commande adaptative
- Figure (III.3)** : Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité
- Figure (III.4)** : Schéma de simulation commande adaptative
- Figure (III.5)** : résultat de simulation adaptative

## ***LISTE DES ABREVIATIONS***

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
MSAP	Moteur Synchrone à Aimant Permanents
MCC	Moteur À Courant Continu
PI	Proportionnel Et Intégral
PID	Proportionnel Et Intégral Et Dérivée
FTBO	Fonction De Transfert En Boucle Ouvert
FTBF	Fonction De Transfert En Boucle Ferme
CV	Commande Vectorielle
MRAC	Commende Adaptative Avec Modèle De Référence
CC	Courant Continu



## Liste des notations

$[V_s]$ : Vecteur tension statorique

$[I_s]$ : Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$ : Vecteur flux du stator

$[L_s]$ : Matrice résistance du stator

$\Phi_{sf}$ : Vecteur flux engendré par l'aimant

$\theta$ : Angle de charge

$\omega$ : Pulsation électrique

$\Omega_r$ : La vitesse de rotor

$P$ : Nombre de pair de pole

$J$ : Moment d'inertie

$C_{em}$ : Couple électromagnétique

$C_r$ : Couple résistant

$[R]$ : Matrice de passage  $(\alpha, \beta)$  au  $(d, q)$

$V_d$ : Tension statorique sur l'axe d

$V_q$ : Tension statorique sur l'axe q

$I_d$ : Courant statorique sur l'axe d

$I_q$ : Courant statorique sur l'axe q

$L_d$ : Inductance statorique sur l'axe d

$L_q$ : Inductance statorique sur l'axe q

$\omega_c$ : Pulsation de coupure

$[P(\theta)]^{-1}$ : Matrice de transformation inverse de Park

$[P(\theta)]$ : Matrice de transformation de Park

$d, q$ : Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature « axe de référentiel de Park »

$K_p, K_i$ : Coefficients du régulateur de vitesse

$e$ : L'erreur dynamique

## ملخص

تُستخدم المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بشكل متزايد في الصناعة نظرًا لأدائها الفائق ومزاياها على المحركات الأخرى.

في هذا المشروع، أجرينا دراسة نموذجية لـ MSAP ثم قدمنا التحكم في النواقل وانتهى بنا الأمر إلى تطوير قانون تحكم من خلال التغذية الراجعة التكيفية للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم.

في هذا العمل، قمنا بتطوير نموذج تحكم تكيفي مرجعي يعتمد على تقنيات التحكم المنفصلة المطبقة على أجهزة MSAP. تتمثل المساهمة المقترحة في تقديم مكاسب تكيفية متغيرة لحساب قانون التحكم، مما يؤدي إلى تحسين أداء النظام.

## Résumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans l'industrie en raison de leurs performances supérieures et de leurs avantages par rapport aux autres moteurs.

Dans ce projet, nous avons fait une étude typique de la MSAP puis prestée la commande vectorielle et nous avons terminé par développer une loi de commande par retour adaptatif du moteur synchrone à aimant permanent.

Dans ce travail, nous avons développé un modèle de contrôle adaptatif référence basé sur les techniques de commande découplée appliquées aux machines MSAP. La contribution proposée est d'introduire un gain adaptatif variable pour calculer loi de commande, ce qui améliorera les performances du système.

## Abstract

Permanent magnet synchronous motors are increasingly used in industry due to their superior performance and advantages over other motors.

In this project, we made a typical study of the PMSM then provided the vector control and we ended up developing an adaptive feedback control law for the permanent magnet synchronous motor.

In this work, we have developed a reference adaptive control model based on decoupled control techniques applied to MSAP machines. The proposed contribution is to introduce a variable adaptive gain to calculate the control law, which will improve the performance of the system.

# **Introduction générale**

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages : une faible inertie rotorique, rapports couple/masse et puissance/masse élevés, très bon rendement, moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons). Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement.

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (Field-oriented control en anglais), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu. Cette commande permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications. Le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande.

L'objectif générale de ce rapport est d'étudier la mise en place d'une commande par retour d'état adaptatif aux différentes contraintes et variations inattendues. Donc, faire investiguer une commande non linéaire pour une stabilité, une réponse et des performances améliorées de la machine synchrone à aimants permanents.

# **CHAPITRE I**

## **Modélisation d'un moteur synchrone à aimant permanent**

### I.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés historiquement, 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. 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, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes par rapport aux autres types de moteur, alors beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé aussi [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.

### I.2. Pourquoi synchrone ?

La vitesse physique du moteur (rotor tournant) est synchronisée avec la vitesse d'alimentation cyclique des phases (bobines autour du stator). Mes phases peuvent fournir les impulsions qui font tourner le rotor, et la vitesse de ces impulsions peut déterminer la vitesse à laquelle le moteur tournera (puis il tournera à la vitesse souhaitée. Quand je laisse toutes mes phases faire un tour complet (donc en quelques impulsions) mon rotor va aussi tourner en synchronisation donc c'est synchrone

### I.3. Pourquoi à aimant permanent ?

Son rotor est ici constitué d'un aimant permanent qui a toujours un champ magnétique polarisé nord/sud ou +/- . Cependant, nous pouvons remplacer les bobines de puissance

(électro-aimants) qui font la même chose, mais dans ce cas, elles doivent être alimentées... Cependant, l'utilisation de balais/charbon n'est pas la plus durable car elles finiront par s'user et entrer dans la voie d'un bon Contact (le rotor n'est plus alimenté et n'a donc plus de champ magnétique permettant aux objets de se déplacer).

#### I.4. Le principe des moteurs à aimants permanents

Alimenter le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (1.1) représenté Le principe de moteur synchrone à aimant permanent est assez simple. Seules les bobines sont e un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On ne définit un "pas" élémentaire  $p$  ( $\theta$ ) comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une

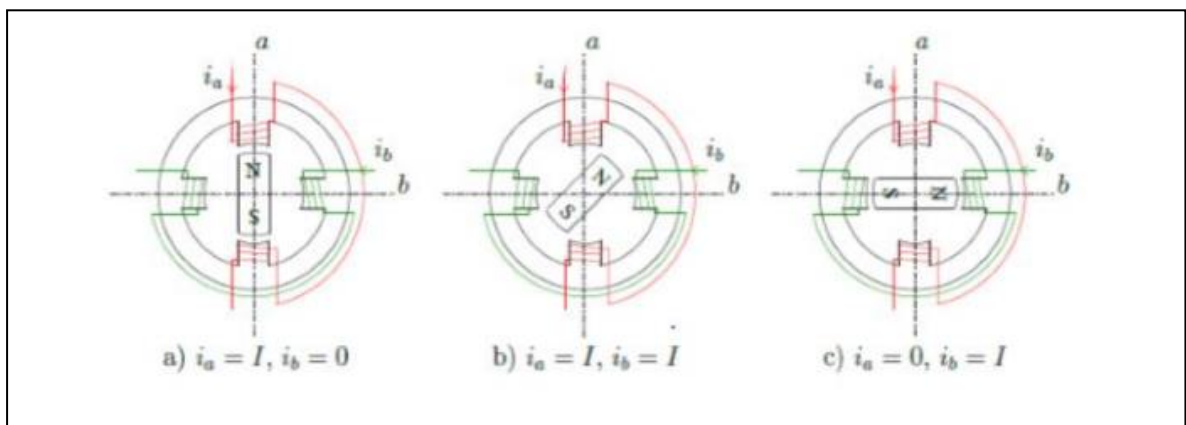


Figure (I.1) : Principe des moteurs à aimants permanents

Phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure.  $\theta p = 90^\circ$  ceci correspond au passage de la Figure (I.1.a) à la Figure (I.1.c). Les demi- pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.1.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [2].

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

Un moteur synchrone à aimants permanents comprend un stator bobiné qui fournit une force magnétomotrice qui produit une composante fondamentale  $F_a$  et tourne à une vitesse angulaire  $W_r+$ . Le nombre de pôles magnétiques du rotor ou de la roue polaire est égal au nombre de pôles magnétiques du stator, et il est excité par l'enroulement ou l'aimant traversé par le courant continu pour générer une force magnétomotrice appelée force d'excitation  $F_0$ . Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par un aimant, ce qui présente l'avantage de supprimer les pertes balai et rotor, ainsi que de

nécessiter une source d'énergie auxiliaire pour fournir le courant d'excitation. Cependant, le flux du rotor ne peut pas être contrôlé. D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire. Suivant les dispositions des aimants [3].

## I.6. Machine à inducteurs lisses

Les aimants utilisés sont disposés au niveau de l'entrefer sur le moyeu ferromagnétique. Au voisinage de la fuite de flux magnétique (coefficient de fuite de flux magnétique  $\sigma$  est de l'ordre de 1,03 à 1,05), l'induction  $B_e$  dans l'entrefer est l'induction de l'aimant  $B_a$ . Ainsi, les aimants composés de terres rares peuvent induire une induction dans l'entrefer de 0,58 (T) à 0,6 (T), selon la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à l'épaisseur de l'entrefer (typiquement 56 fois). Il est avantageux de les doter d'aimantations radiales tangentielles entre les pôles, les aimants pouvant également avoir des aimantations mixtes ou rotationnelles. Ces structures sont attrayantes pour les opérations de conduite autonome car elles présentent une faible inductance de phase et une réponse d'induit réduite, ce qui facilite un contrôle plus simple [4].

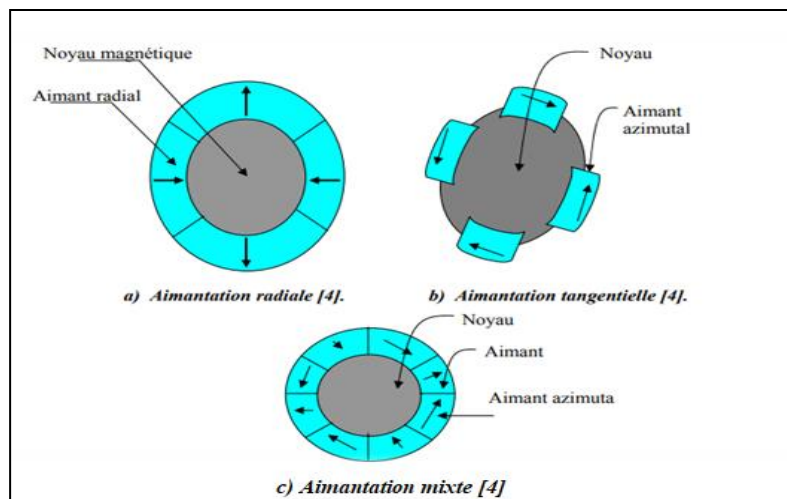


Figure (I.2) : Machine à inducteurs lisses



## I.7 Structure de la machine synchrone à aimants permanents

### I.7.1 Stator

La machine synchrone à aimants permanents, qu'elle soit à pôles lisses ou à pôles saillants, a un stator composé de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courants, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles [5].

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\Omega \text{ en rad/s})$$



Figure (I.3): Stator

### I.7.2 Rotor

On utilise des aimants permanents. Ce sont des matériaux magnétiques durs, créant un champ magnétique à l'extérieur du volume qu'ils occupent [5]. Les rotors des MSAP avec aimantation radiale ou tangentielle peuvent être de deux types :

- Avec pièces polaires
- Sans pièces polaires



Figure (I.4) : Rotor

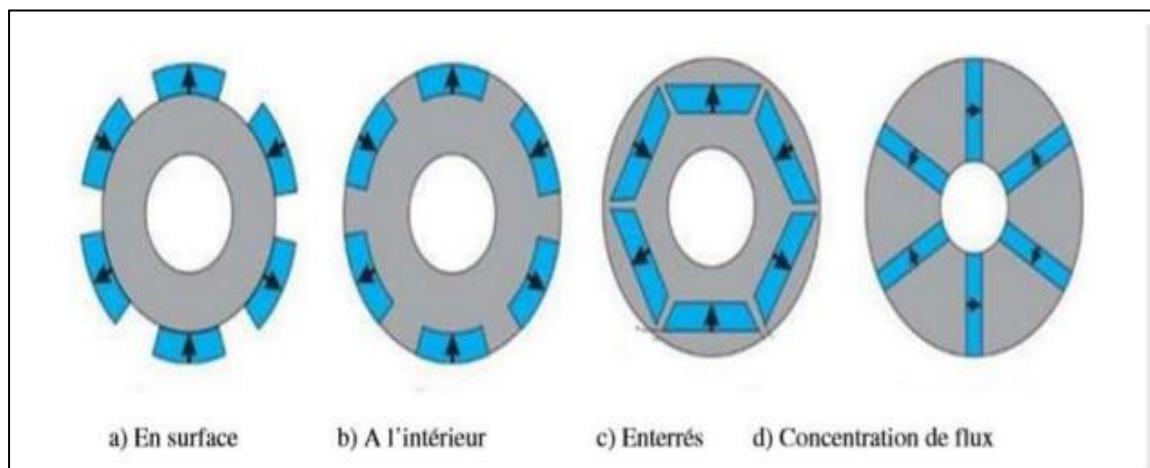
## I.8. Domaine Applications des MSAP

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont disponibles dans une large gamme de puissance allant de centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs mégawatts (systèmes de propulsion marine) pour une large gamme d'applications telles que le positionnement, la synchronisation, la vitesse variable et la traction.

- Il est utilisé comme compensateur de synchronisation.
- Il est utilisé dans les entraînements nécessitant une vitesse de rotation constante telle que les gros ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges [6].

## I.9. Différents types de MSAP

Selon le type de rotor, il existe deux grandes catégories de MSAP, à savoir : Les machines synchrones à aimants surfaciques (MSAS), où des aimants permanents sont fixés à la surface du rotor. Moteurs synchrones à aimants intégrés (MSAI), où des aimants permanents sont montés à l'intérieur du rotor. Le MSAI a une résistance mécanique plus élevée que le MSAS car les aimants du MSAS doivent être fixés à la surface du rotor. En termes de propriétés magnétiques, les rotors MSAS sont symétriques, tandis que les rotors MSAI sont asymétriques. Par conséquent, l'inductance statorique du MSAS ne varie pas avec la position du rotor.



**Figure (I.5) :** Différents types de fixation des aimants permanents

L'apparition de nouveaux types d'aimants permanents, dans les années 80, a permis de rendre les MSAP compétitives par rapport aux autres types de machines électriques. Ces nouveaux aimants, appelés « terres rares », sont composés soit de Samarium-Cobalt (SmCo) soit de Néodyme-Fer-Bore (NdFeB). Ils possèdent une densité d'énergie bien plus importante

que les autres types d'aimants (ferrite ou Alnico) les rendant ainsi beaucoup plus performants[7].

### **I.10 Les avantages et les inconvénients de la MSAP**

#### **I.10.1 Les avantages de la MSAP**

La machine synchrone a beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de Machine à courant continue, synchrone à excitation électrique et asynchrone [8].

Parmi les avantages peut citer :

- Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie.
- Le refroidissement de la machine.
- Pas de contacts glissants.
- Rendement et facteur de puissance élevés (un bon rendement).
- Pas de courant d'excitation.
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse.
- Puissance massique élevée.

#### **I.10.2 Les inconvénients de la MSAP**

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite [9] :

- Coût de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

### **I.11 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanents**

Dans les entraînements à variation continue, et même dans certaines applications industrielles où une certaine plage de puissance est requise, les moteurs synchrones à aimants permanents sont indispensables en raison de nombreux avantages.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au développement et à la présentation d'un modèle de test d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) pour l'identification des paramètres. D'autre part, déterminez les paramètres réels du MSAP en fonctionnement normal. Tout cela dans un but bien précis, l'intégration des modèles de production d'énergie éolienne. Après modélisation dynamique, nous examinons le comportement dynamique de la machine par des simulations numériques.

### I.11.1 Hypothèse simplificatrice

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

- Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé.
- On néglige la saturation de circuit magnétique.
- On néglige les courants de Foucault et le phénomène d'hystérésis.
- On suppose les FEM à répartition sinusoïdale.

### I.11.2 Les équations de la machine synchrone dans les référentiels (abc)

La modélisation d'un MSAP compare trois types d'équation : Électrique, mécanique et électromagnétique [10].

#### I.11.2.1 Équations électriques

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrites respectivement comme suite :

$$[V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (1.1)$$

$$[\varphi_s] = [L_s] * [I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (1.2)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$$

$$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix},$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$  : Vecteur tension statorique

$[I_s]$  : Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$  : Vecteur flux statorique

$[R_s]$  : Matrice résistance du stator

$[L_s]$  : Matrice inductance du stator

$[\varphi_{sf}]$  : Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$\theta$  : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (1.4)$$

Sachant que :

$$\omega = P\Omega_r \quad (1.5)$$

$\omega$  : Pulsation électrique

$\Omega_r$  : La vitesse de rotor

$P$  : Nombre de pair de pole

### I.11.2.2 Équation mécanique

L'application de la 2eme loi de newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (1.6)$$

$J$  : Moment d'inertie

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant

$f$  : Coefficient de frottement

### I.11.2.3 Équation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante :

$$C_{em} = [I_s]^t \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{d[L_s]}{d\theta} [I_s] \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta} \right) \right] \quad (1.7)$$

### I.11.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une

source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système (la machine synchrone associée à un convertisseur statique). On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MSAP [11].

### I.11.3.1 Système d'alimentation de la MSAP

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure (I.6) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [13].

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [13] :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre.
- De variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude.
- De tension constante.

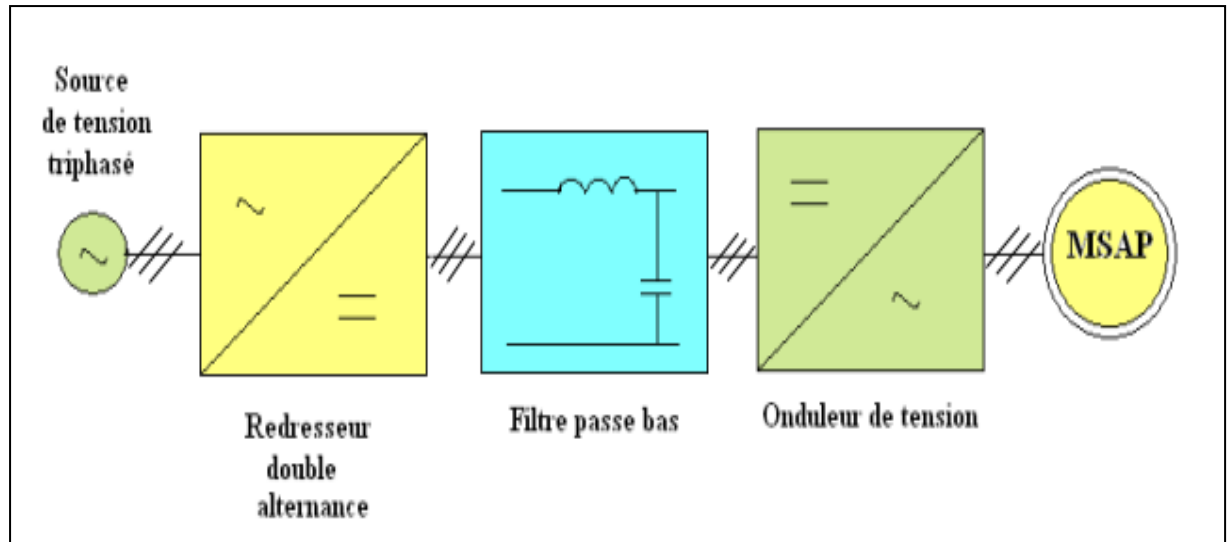


Figure (I.6) : Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation

## I.12 Modèle de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator et à la vitesse  $\omega_r$  par rapport au rotor. La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [13] [14] [15].

La matrice de Park  $[P(\theta)]$  est donnée sous la forme suivante :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où  $\theta$  l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Son inverse  $[p(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Le passage du système de coordonnées (d, q) au système de coordonnées ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), est assuré par la matrice de rotation tel que :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

### I.12.1 Application de la transformation de Park à la MSAP

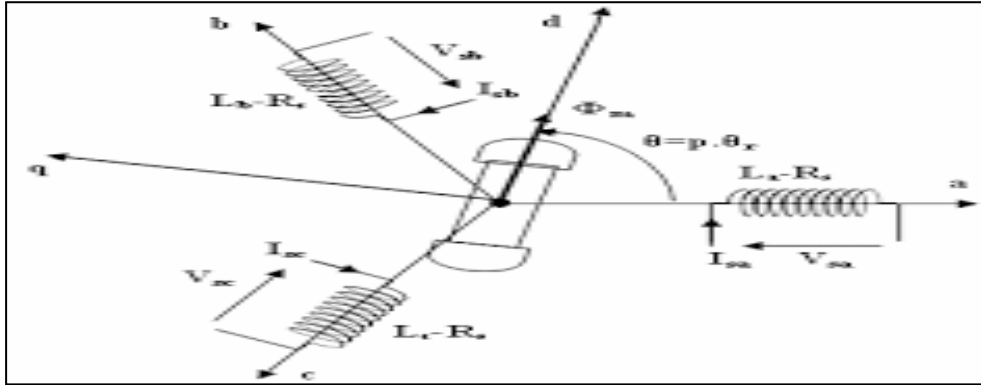


Figure (I.7) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q

#### I.12.1.1 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MSAP dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (1.2) on obtient [13] [16] :

$$[V_{dq0}] = [p(\theta)][V_{s,abc}] = [p(\theta)] \cdot \left( [R_s] \cdot [I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s,abc}] \right) \quad (1.11)$$

En appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient :

$$[I_{s,abc}] = [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] \quad , \quad [\phi_{s,abc}] = [P(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] \quad (1.12)$$

Telle que :

$V_{dq0}$  : Sont les composants directs, en quadrature et homopolaire de la tension.

$I_{dq0}$  : Sont les composants directs, en quadrature et homopolaire du courant.

$\phi_{dq0}$  : Sont les composants directs, en quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire l'équation de la tension sous la forme :



$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [p(\theta)] \left( [R_s] \cdot [p(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] \right) \\ = [p(\theta)] \cdot [R_s] \cdot [p(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] + [p(\theta)] \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] \end{cases} \quad (1.13)$$

On a:

$$\begin{cases} [p(\theta)] \cdot [R_s] \cdot [p(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] = [R_s] \cdot [I_{dq0}] \\ [p(\theta)] \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] = [p(\theta)] \left\{ \left( \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{dq0}] + [p(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{dq0}] \right\} \end{cases} \quad (1.14)$$

$$= [p(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{dq0}] + [p(\theta)] [p(\theta)]^{-1} \left( \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{dq0}] \right) \quad (1.15)$$

Après simplification de l'équation (1.15) on a :

$$[p(\theta)] \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] = [p(\theta)] \left( \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{dq0}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{dq0}] \quad (1.16)$$

On peut le dérivé de l'équation (1.18), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

En multipliant les équations (1.8) et (1.17) nous obtenons :

$$[p(\theta)] \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$[p(\theta)] \frac{d}{dt} \cdot [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq0}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{dq0}] \quad (1.19)$$

On remplace (1.14) et (1.19) dans l'équation (1.13)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Puisque le système est équilibré  $V_0 = 0$ , on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \phi_q \quad (1.21)$$

$$V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega \phi_d$$

### I.12.1.2 Équation des flux

$$\Phi_d = \left( L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) \right) I_d + \Phi_m = L_d I_d + \Phi_m \quad (1.22)$$

$$\Phi_q = \left( L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} - L_x) \right) I_q = L_q I_q$$

### I.12.1.3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En reprenant les équations (1.21) (1.22) précédente on peut écrire [17] :

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \Phi_m \quad (1.23)$$

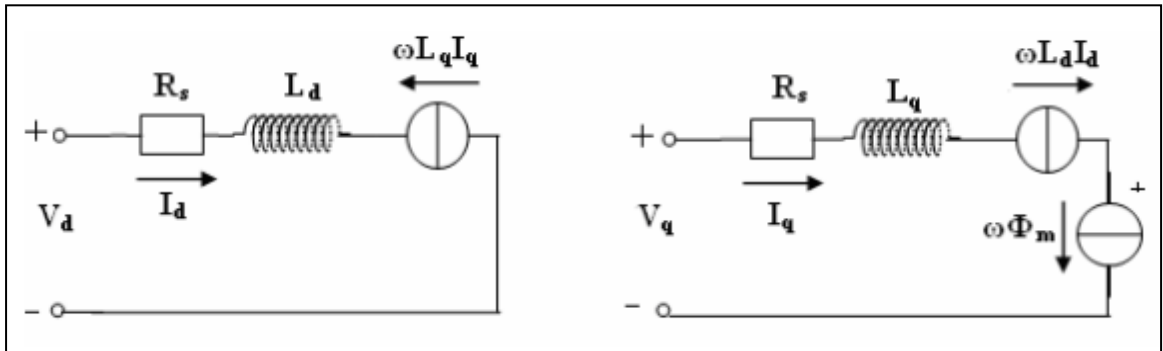


Figure (I.8) : circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

### I.12.1.4. Équation de la puissance instantanée

Le calcul de couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée  $P(t)$ , soit :

$$p(t) = V_s I_{sa} + V_s I_{sb} + V_s I_{sc} = \frac{3}{2} (V_q I_d + V_d I_q) \quad (1.24)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2} \left( \left( R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \right) I_d + \left( R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} - \omega \Phi_d \right) I_q \right) \\ &= \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \frac{3}{2} \left( \frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \end{aligned} \quad (1.25)$$

Telle que :

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$  : Représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statorique

$\frac{3}{2} \left( \frac{d\phi_d}{dt} I_d + \frac{d\phi_q}{dt} I_q \right)$  : Représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator

$\frac{3}{2} \omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$  : Représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique.

On constate que la puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \frac{3}{2} \omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d) = \frac{3}{2} P \Omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (1.26)$$

$$\Omega = P \cdot \omega$$

Équation du couple électromagnétique

Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

Ø Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique  $C_r$

Le couple des frottements visqueux  $Fr \cdot \Omega$

Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor :  $J \frac{d\Omega}{dt}$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} P (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (1.27)$$

On remplace (1.18) et (1.27)

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q] \quad (1.28)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$C_{ep} = \frac{3}{2} P \phi_m I_q$  : Présente le couple principal

$C_{er} = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) I_d I_q$  : Présente le couple reluctance variable

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + Fr \cdot \Omega + C_e - C_r \quad (1.29)$$

### I.13 Schéma de simulation

La figure (I.9) montre le schéma de simulation de MSAP alimentée par un réseau triphasé ( $V_a, V_b, V_c$ ), on va simuler le model d'une machine synchrone à aimant permanents en deux étape La première étape pour un démarrage à vide, et la deuxième étape on applique un couple résistant de 5(N.m) a l'instant  $t=0.5s$  On va extrait les courbes de vitesse, couple électromagnétique, le courant direct( $I_d$ ) et le courant quadratique ( $I_q$ ).

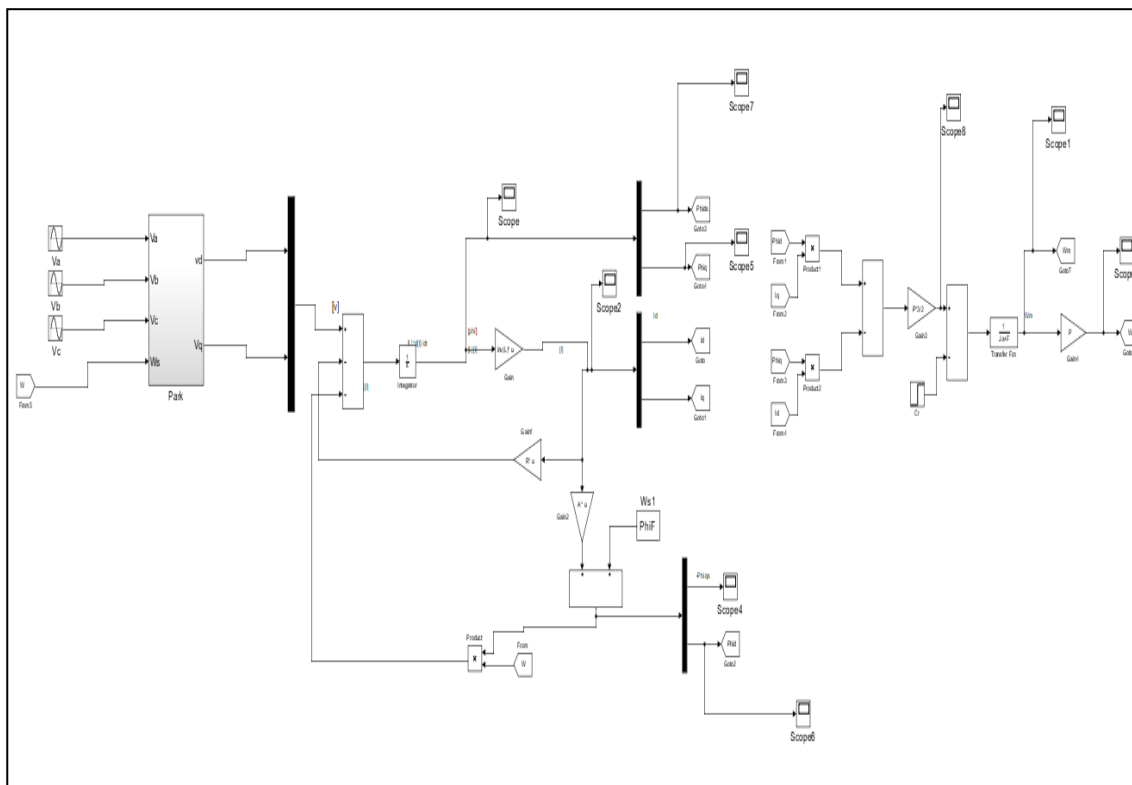


Figure (I.9) : Schéma de simulation MSAP

### I.13 Résultat de simulation

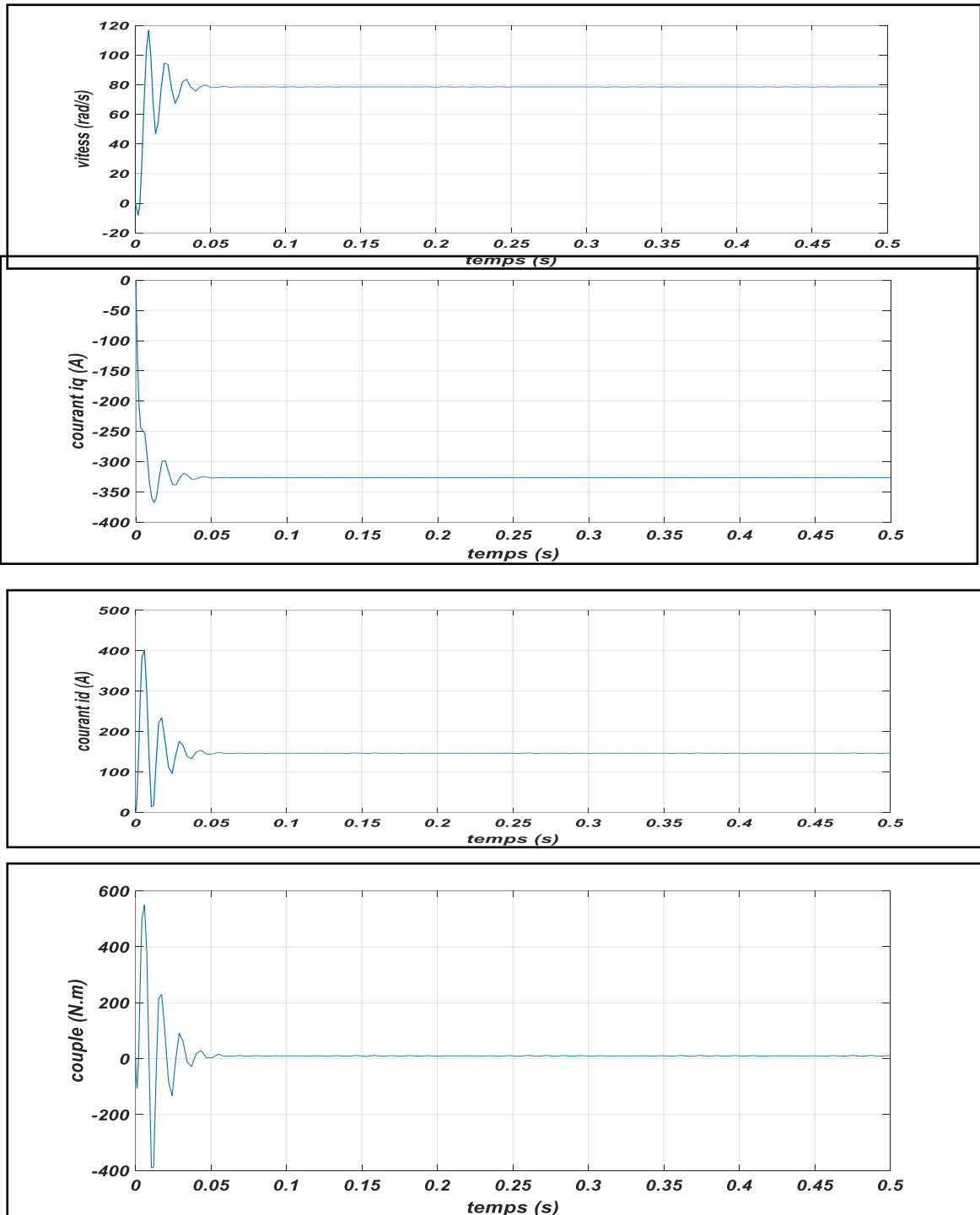
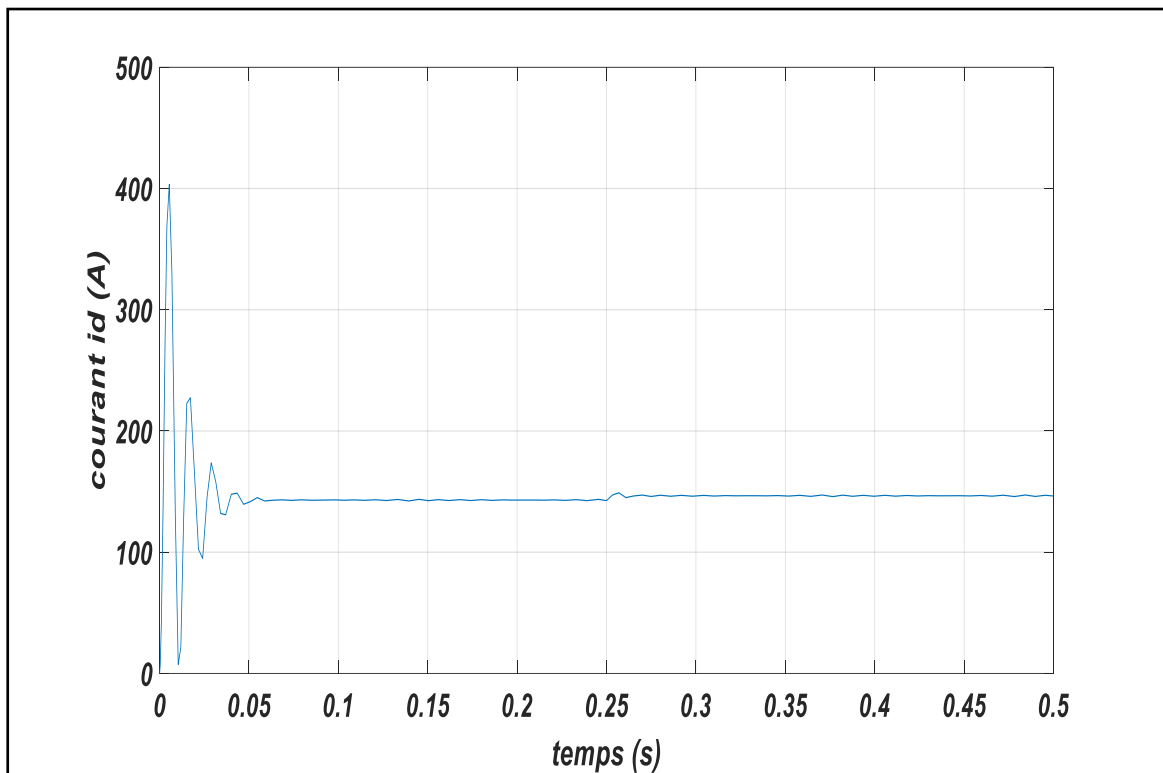
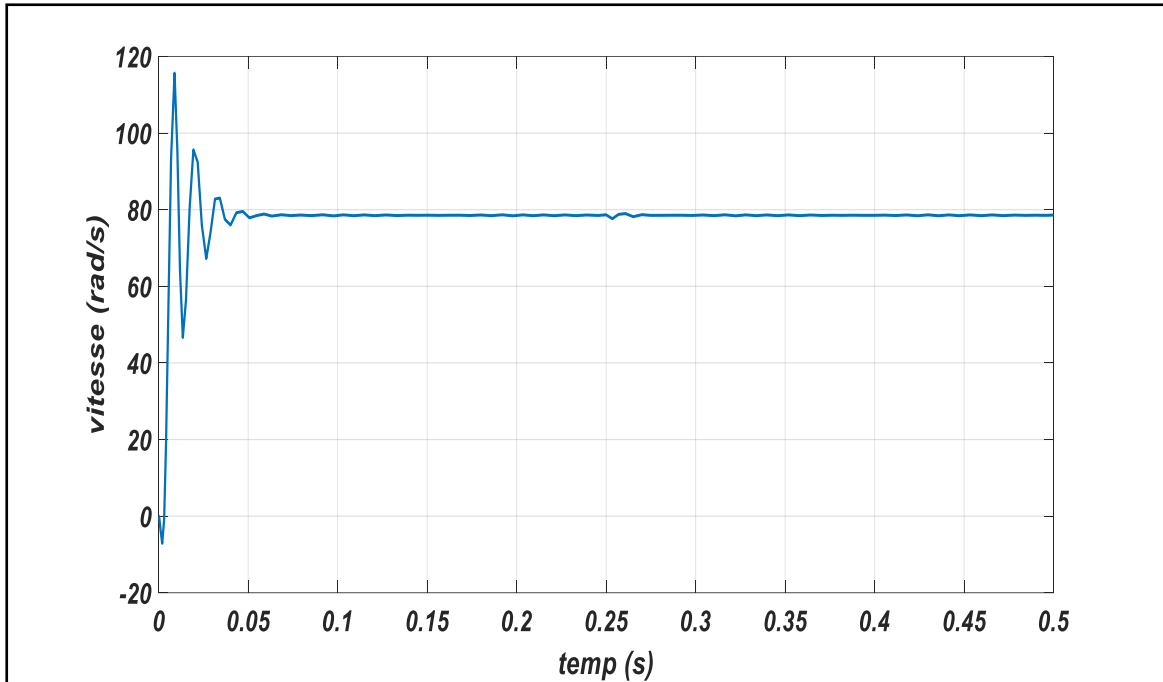
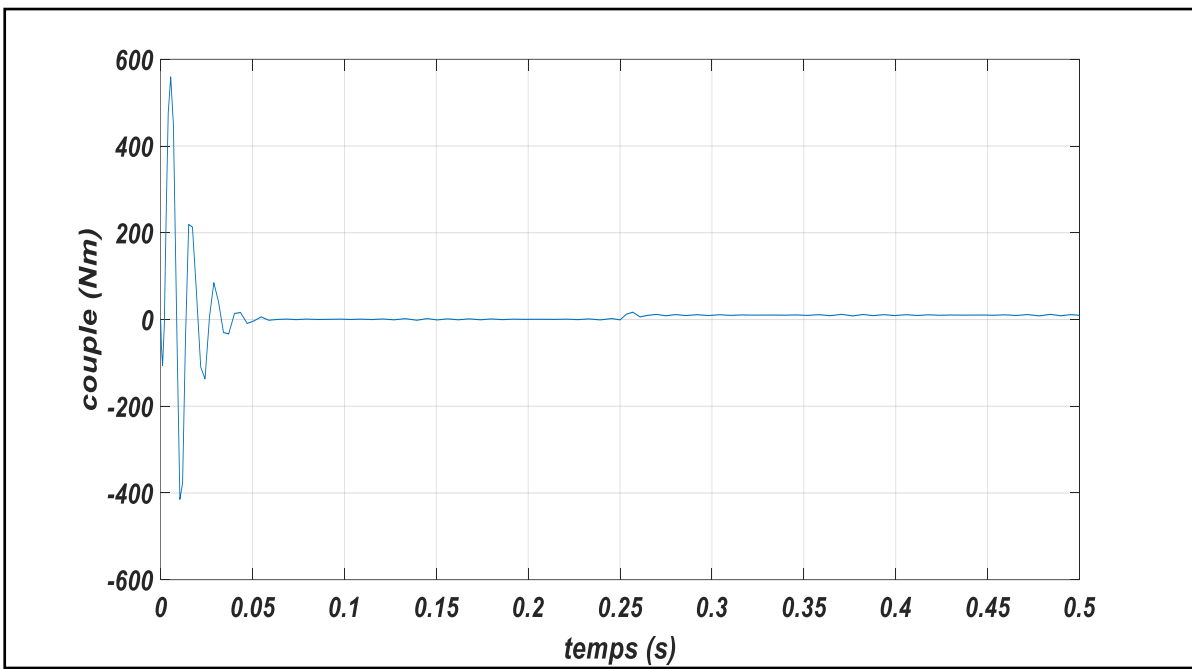
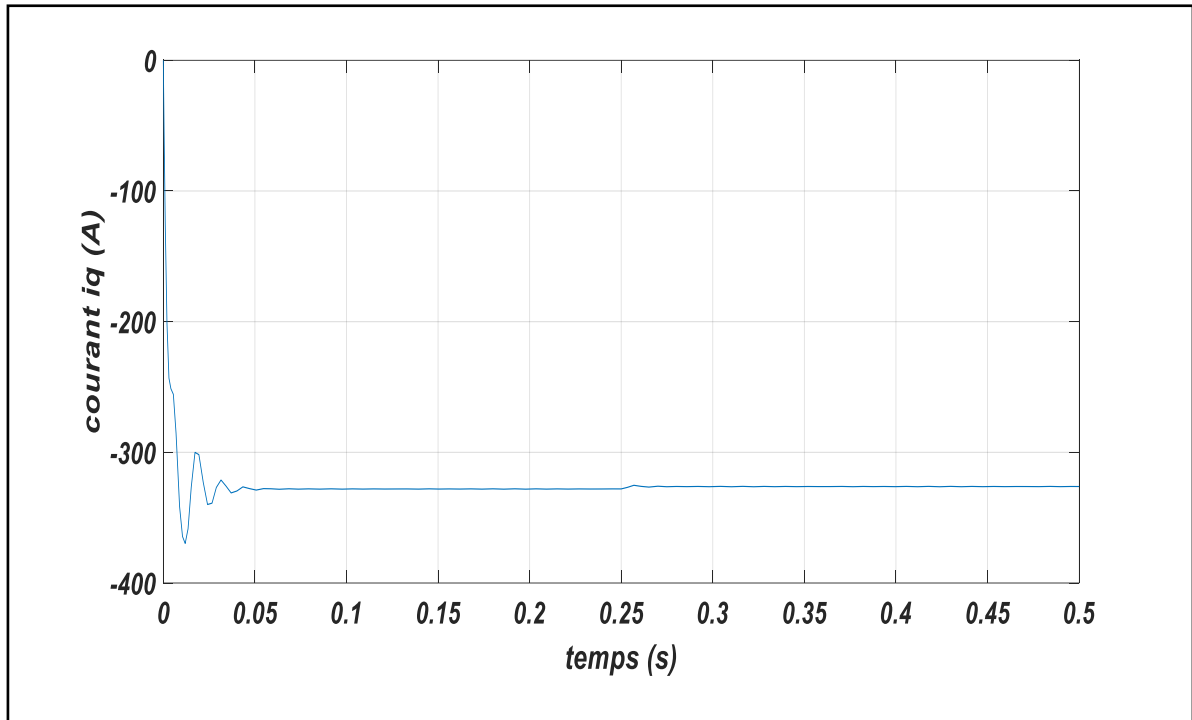


Figure (I.10) : résultat de simulation à vide





**Figure (1.11)** : Résultat de simulation de MSAP avec une charge  $t=0.25$

### **I.14 Interprétation des résultats de simulation**

Au début il y'a des oscillations puis stabilité l'orsque une charge est appliquer à l'instant 2s les oscillations revient, mais avec des valeurs plus petites. On remarque aussi que l'allure du couple électromagnétique [ $c_e=f(t)$ ], au démarrage avec une valeur de 150n.m qui n'est pas stable, Il y a des oscillations positive et négative après le couple du moteur se stabilise, lorsqu'une charge applique au moment 2s les oscillations revient mais avec des valeurs inferieure.

### **I.15 Conclusion**

Ce premier chapitre a été consacré à la présentation du moteur synchrone à aimant permanent, pour quoi synchrone et pour quoi aimant permanent et leur fonctionnement et ces avantages et inconvénient. Puis nous avons abordé la présentation et modélisation de model dynamique de moteur synchrone à aimant permanent et Leur équations dans le référentiel (abc), son ,modèle de Park.



# **Chapitre II**

## **Commande vectorielle de la MSAP**

### II.1 Introduction

Le comportement électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux a été proposée par Blaschke en 1972[18], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

### II.2 Pourquoi la commande vectorielle ?

Les moteurs à courant alternatif pour le contrôle de la vitesse dans l'industrie de l'automatisation connaissent actuellement un développement étonnant, contrairement aux moteurs à courant continu. Le principal avantage d'un moteur à courant continu à excitation séparée est qu'il est facile à contrôler, car le flux et le couple sont découplés et peuvent être contrôlés indépendamment :

- L'inductance ou le courant magnétisant " $I_f$ " produit un flux magnétique.
- Le courant induit ou courant d'induit " $I_a$ " produit un couple.

Grâce à cette propriété, les hautes performances dynamiques de la machine peuvent être atteintes ; le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale qui implique l'amélioration du couple. Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse et son entretien devient plus exigeant.

De plus, il interdit d'utiliser le moteur dans les milieux inflammables ou corrosifs.

### II.3 Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables Électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la  $I_{ds}$  Du courant statorique.

Tandis que, la composante  $I_{qs}$  permet de contrôler le couple électromagnétique correspondu courant induit de la MCC. Si le courant  $I_{ds}$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant  $I_{ds}$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (dé fluxage). Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (D, q) sous la forme suivante [19] :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \varphi_f I_{qs}] \quad (2.1)$$

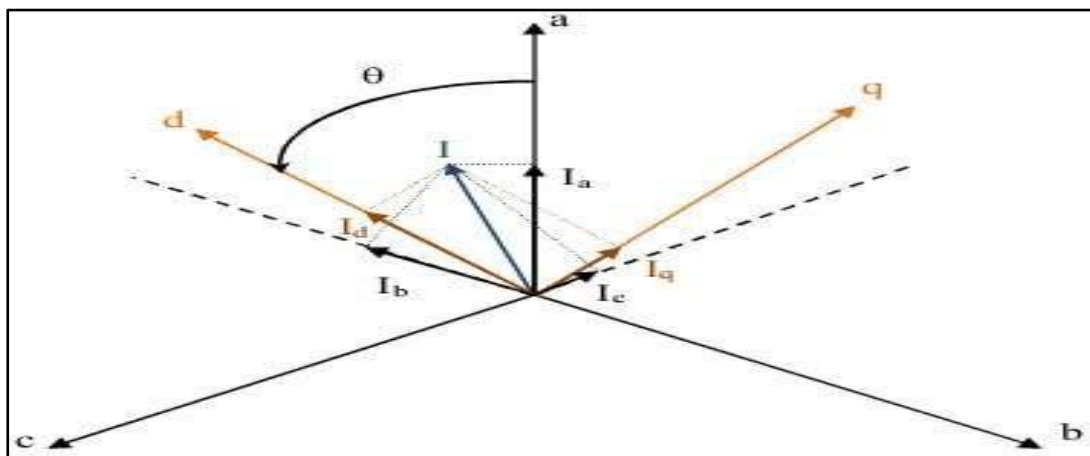


Figure (II.1) : Passage de système triphasé au système biphasé

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en Quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (II.1), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant  $I_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I = I_{qs}$$

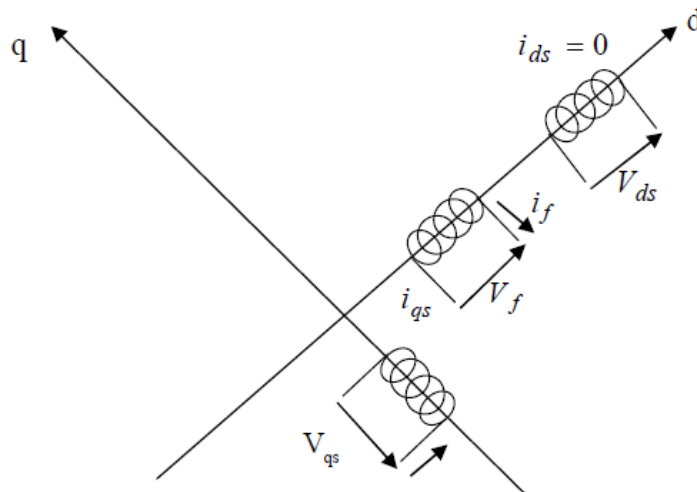
$$\varphi_f = L_f I_f$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du Couple suit celle de  $I_{qs}$  puisque

$$C_e = K_S I_q \quad (2.2)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \varphi_f$$



**Figure (II.2) :** Commande par orientation du champ de la MSAP

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants :  $I_f$  et  $I_{qs}$  produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

## II.4 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) [19].



## II.7 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires  $w_r I_q$ ,  $w_r I_d$  et  $I_d I_q$

$$\begin{cases} V_d = \left( L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - w_r L_q I_q \\ V_q = \left( L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \right) + w_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.3)$$

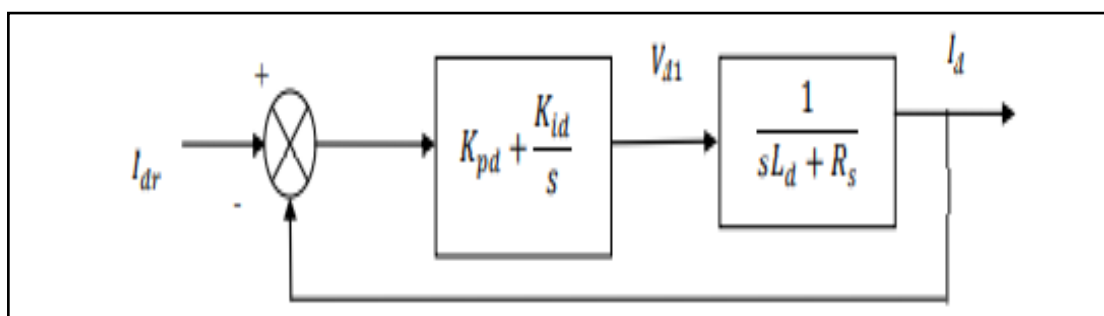
Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [22], cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

## II.8 Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires. Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégral  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [23].

### II.8.1 Régulation du courant $I_d$

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ( $I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s}$ ) [23].



Figure(II.4) : Le schéma fonctionnel de la boucle du courant  $I_d$

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.4)$$

En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left( \frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad (2.5)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{yd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right), T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s)+1} \quad (2.7)$$

### II.8.2 Calcul des paramètres du régulateur « PI »

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (2.5) en posant  $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$  la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront [23] :

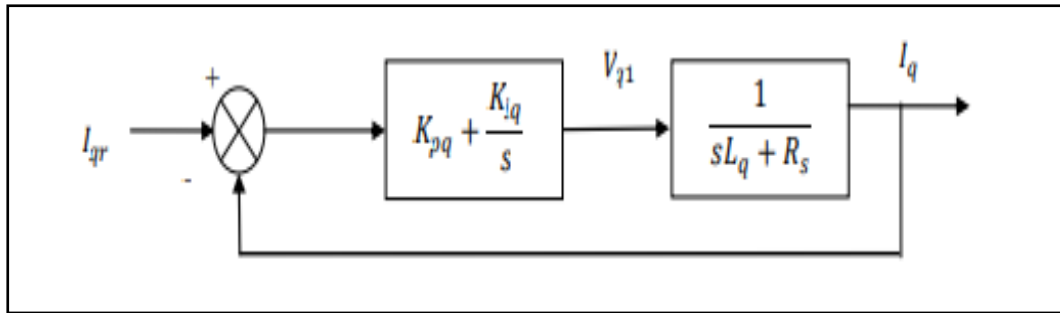
$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (2.8)$$

La constante de temps est  $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$  supposons que le temps de réponse  $t_r$  sera égale à  $t_r = 3 \cdot \tau_d$  , les gains du régulateur (PI) pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r} \end{cases} \quad (2.9)$$

### II.8.3 Régulation du courant $I_q$

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant [23].



Figure(II.5) : Boucle de régulation du courant

Avec :

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3 * R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3 * L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.9)$$

## II.8.4 Régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par [23] :

Figure (II.6) : Boucle de régulation de la vitesse

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « $K_p K_i$ » seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : « $\xi$ »
- Pulsation propre non amortie : « $w_0$ » ou bien « $w_n$ »

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte ( $C_r=0$ ) « $FTBO_\Omega$ » et en boucle fermée « $FTBF_\Omega$ » sans compensation :

$$\begin{cases} FTBO_\Omega = \frac{K_p}{s} \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \left( \frac{1}{J \cdot s + f} \right) \\ FTBF_\Omega = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{J s^2 + (f + K_p) s + K_i} \end{cases} \quad (2.10)$$



La fonction de transfert  $F_{BF\Omega}$  est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2\zeta \cdot \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2.11)$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur seront :

$$\begin{cases} \frac{f+K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_0} - f \\ K_i = J\omega_0^2 \end{cases} \quad (2.12)$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement  $\zeta$  (Facteur d'amortissement) et  $\omega_n$  (pulsation propre) on déduit  $K_p$  et  $K_i$

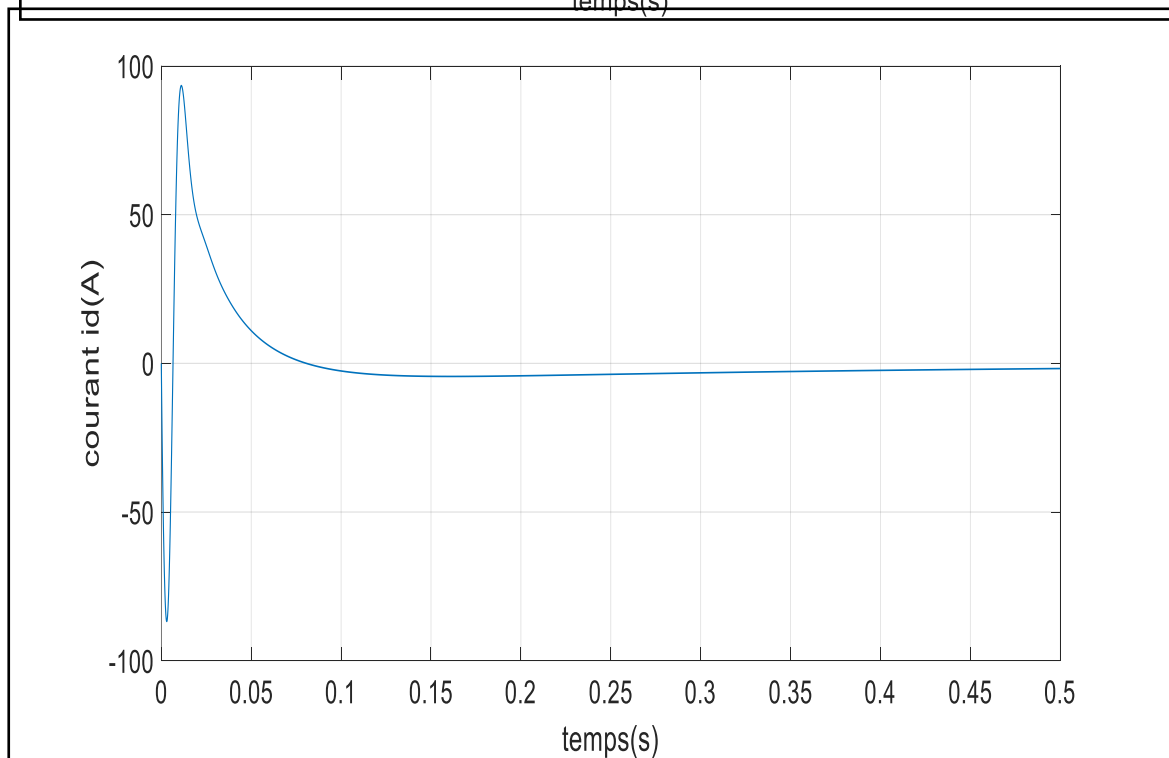
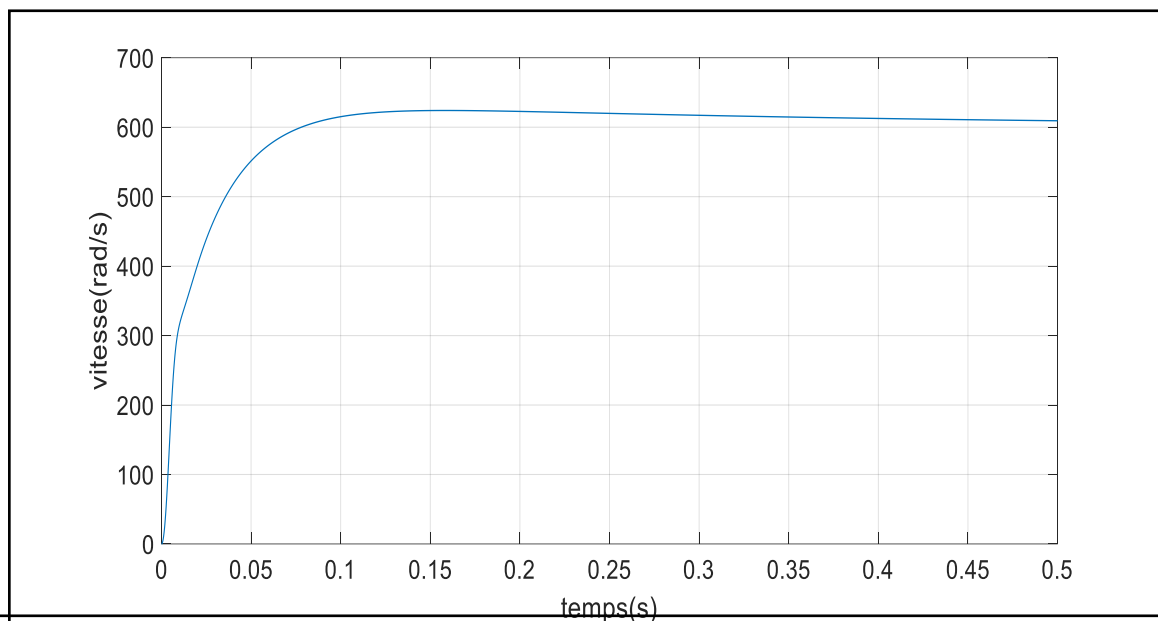
Généralement les coefficients  $K_i, K_p$  sont ajustables, dans certains cas le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

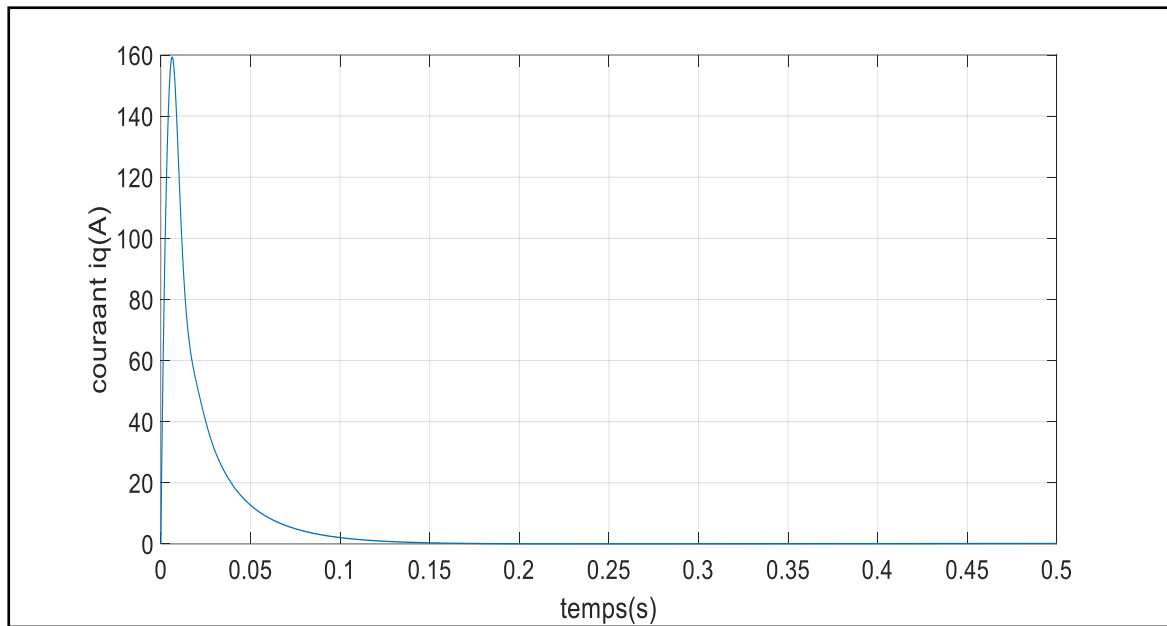
## II.9 Schéma de simulation

La figure (II.7) montre le schéma bloc de la simulation de la commande vectorielle appliquée à la MSAP qui est faite avec le logiciel MATLAB/SIMULINK.

La première étape pour un démarrage à vide et deuxième étape on applique un couple résistant 22(N.m) à l'instant  $t=0.25(s)$

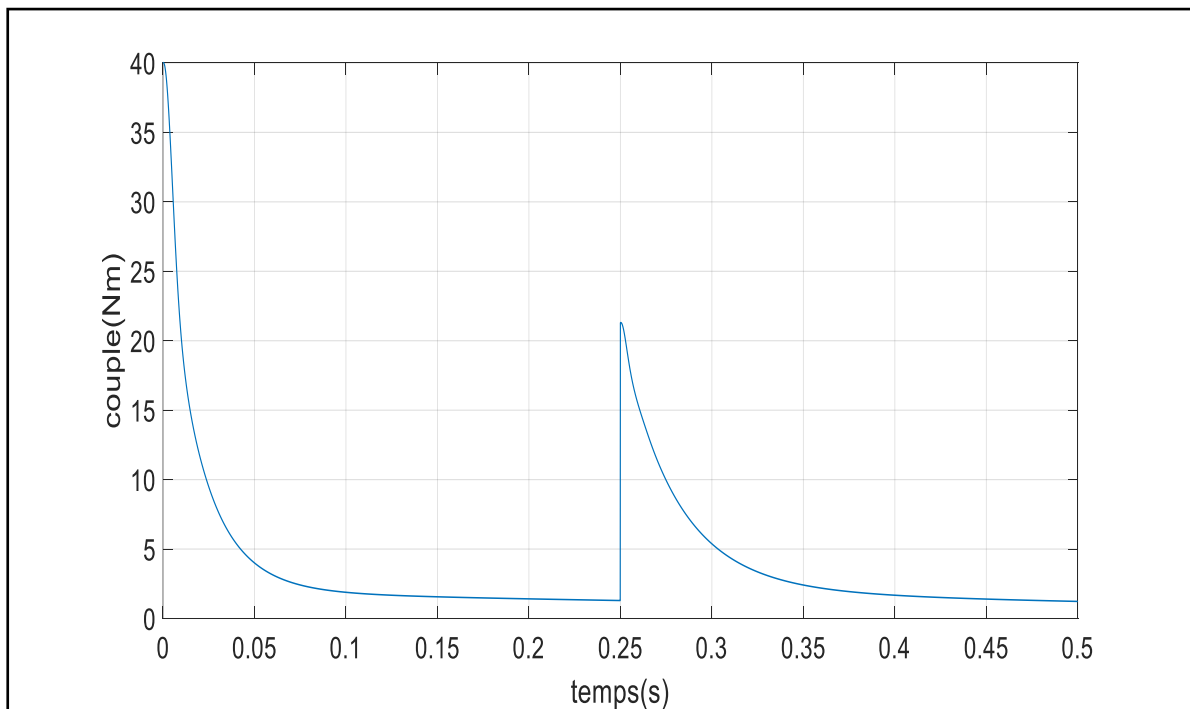


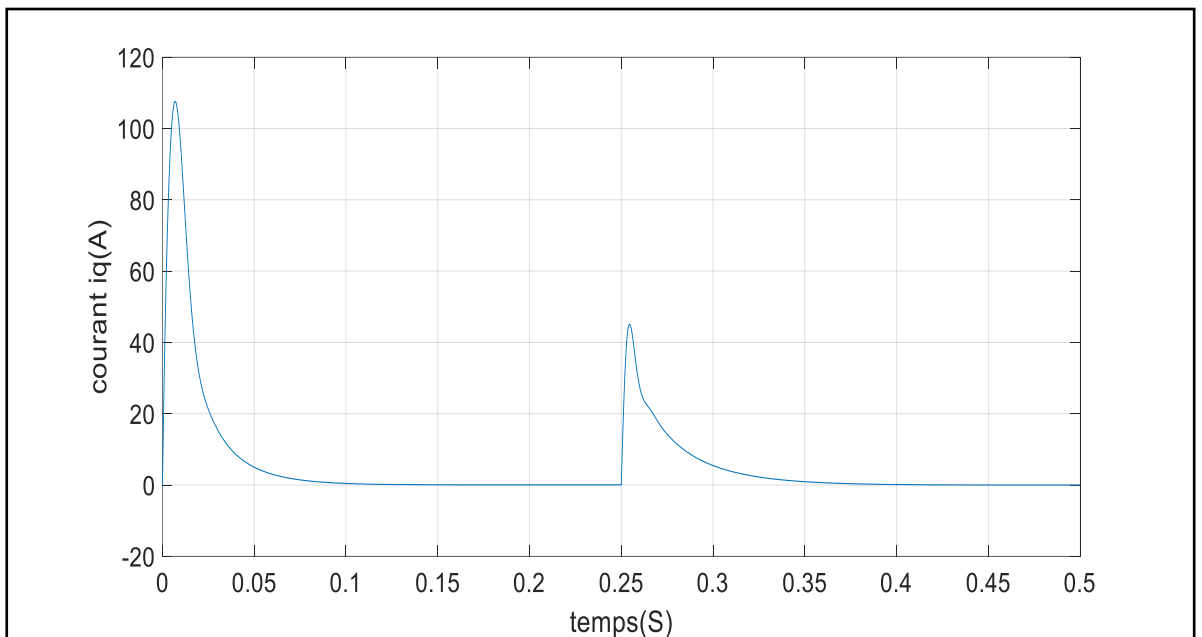
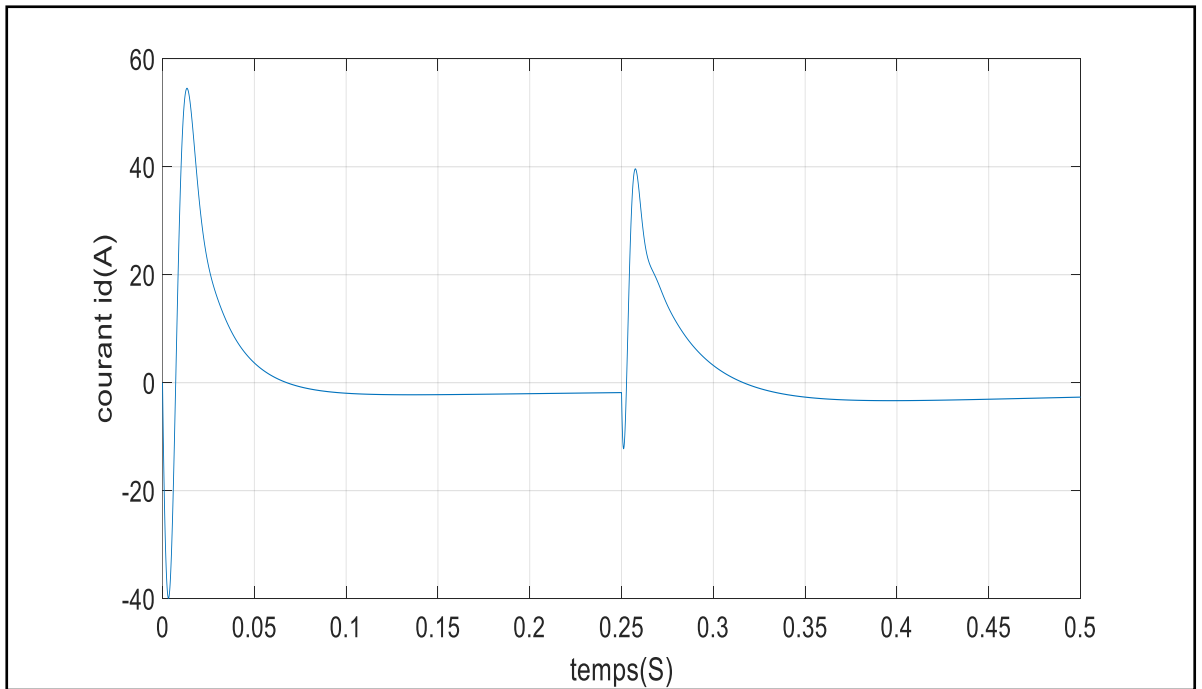


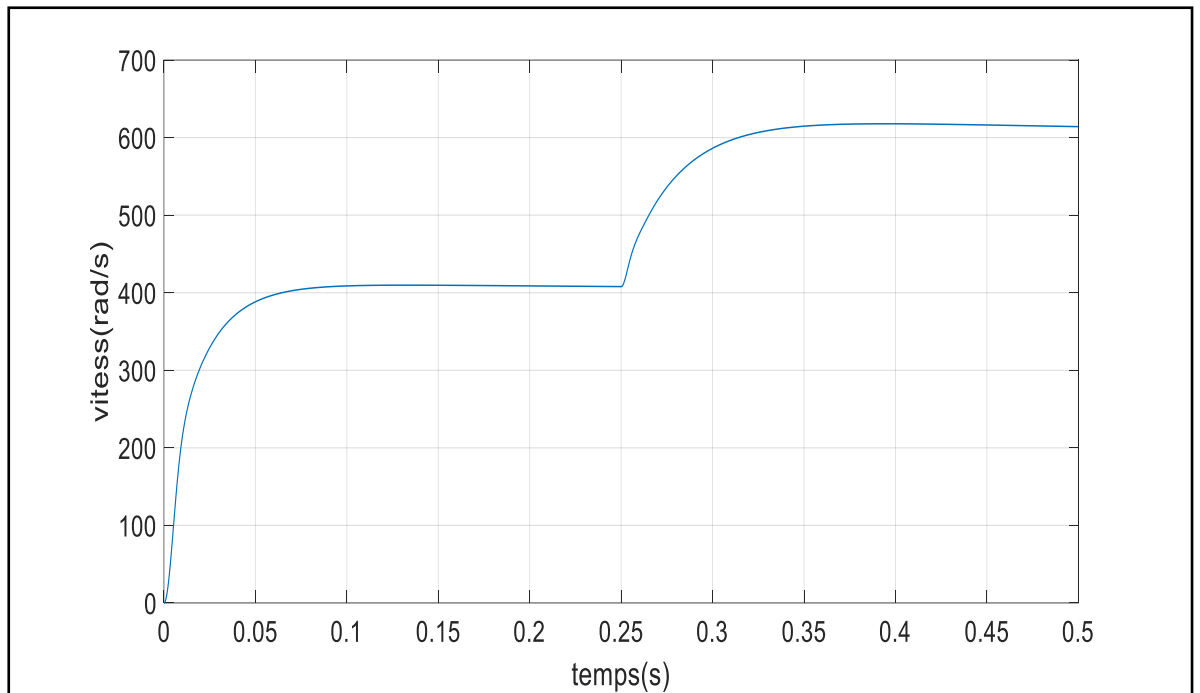


Figure(II.8) : Résultat de simulation démarrage à vide

Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à  $t=0.25$  s pour une consigne de vitesse de 600 rad/s







Figure(II.9) : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à  $t=0,25s$

## II.11 Interprétation des résultats de simulation

En montrant le comportement de MSAP à une consigne de 600 rd/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que le schéma de vitesse suit exactement sa consigne, celle-ci est rapidement atteinte, on remarque également des oscillations du couple instantané lors du démarrage transitoire. Après disparition, le couple tend vers zéro, les mêmes annotations pour les courants stators  $i_d$  et  $i_q$  indiquent qu'une charge  $C_r=20$  N.m est appliquée à  $t=0,25s$ . Notant que l'effet de la charge sur la vitesse est pratiquement négligeable, le couple électromagnétique Partant d'une valeur de 0 à 22 N.m et s'établissant à une valeur de couple résistant (0N.m). Le courant stator  $i_q$  est l'image du couple électromagnétique et le courant stator  $i_d$  est nul, indiquant que la commande vectorielle c'est actif.

## II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée au MSAP. Cette stratégie permet de découpler le couple et le flux de la machine pour assurer un contrôle souple de sa vitesse. D'après les résultats obtenus, on peut voir que le MSAP alimenté par la tension de parc de contrôle vectoriel plan a des performances et une robustesse supérieure, e présente les caractéristiques d'un temps de réponse court, d'une anti-interférence rapide, d'une erreur statique nulle en régime permanent et d'un léger dépassement ou oscillation transitoire.

# **Chapitre III**

## **Commande adaptative d'un moteur synchrone à aimant permanent**

### III.1 Introduction

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité de performance souhaitée. L'accent continu mis sur l'amélioration des performances des systèmes contrôlés a abouti à une modélisation de plus en plus précise. Les modèles générés sont souvent non linéaires, et les outils de base pour synthétiser des lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants. Par conséquent, il peut être nécessaire de recourir à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques de synthèse de régulateurs sont disponibles, chacune dépendant du degré de non-linéarité et de l'ordre du système considéré. [24].

Nous proposons dans ce chapitre deux techniques de synthèse de correcteur non linéaire pouvant être utilisé dans l'industrie pour améliorer les performances des machines électriques. Nous introduisons tout d'abord la technique de linéarisation entrée sortie pour trouver une transformation permettant de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie et l'entrée complètement linéaire. Ensuite, les objectifs de stabilisation, poursuite, et rejection ou atténuation de perturbations conduisent à plusieurs types de problèmes de commande. La méthode de synthèse récursive de fonction de Liapounov par Backstepping constitue la principale méthode utilisée dans ce mémoire.

### III.2 Historique

La commande adaptative a débuté principalement dans les années 50, comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnements variables dans le temps. Dans les années 60, plusieurs contributions de la théorie de commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'analyse dans l'espace d'état, théorie de stabilité, théorie de la commande stochastique et programmation dynamique. Au début des années 70, les différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative. La théorie de stabilité de la commande adaptative a commencé au début des années 80 en parallèle avec une rapide évolution en microélectronique qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs [20].



### III.3 Définition de la commande adaptative

La terminologie « commande adaptative » désigne l'ensemble de méthodes permettant l'ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs mis en œuvre dans une boucle de commande afin de réaliser ou de maintenir un niveau de performances désirée lorsque le processus contrôlé n'est pas trop bien connu ou ayant une non-linéarité significative ou des paramètres variant dans le temps. Bien que chaque contrôleur soit adaptatif dans le sens qu'il change sa sortie à chaque fois que l'erreur change, la vraie commande adaptative est lorsque le contrôleur adapte non seulement sa sortie mais aussi sa stratégie de contrôle, c'est-à-dire qu'il peut régler ces propres paramètres ou d'une autre manière sa loi de commande pour s'adapter aux changements comportement du processus [25].

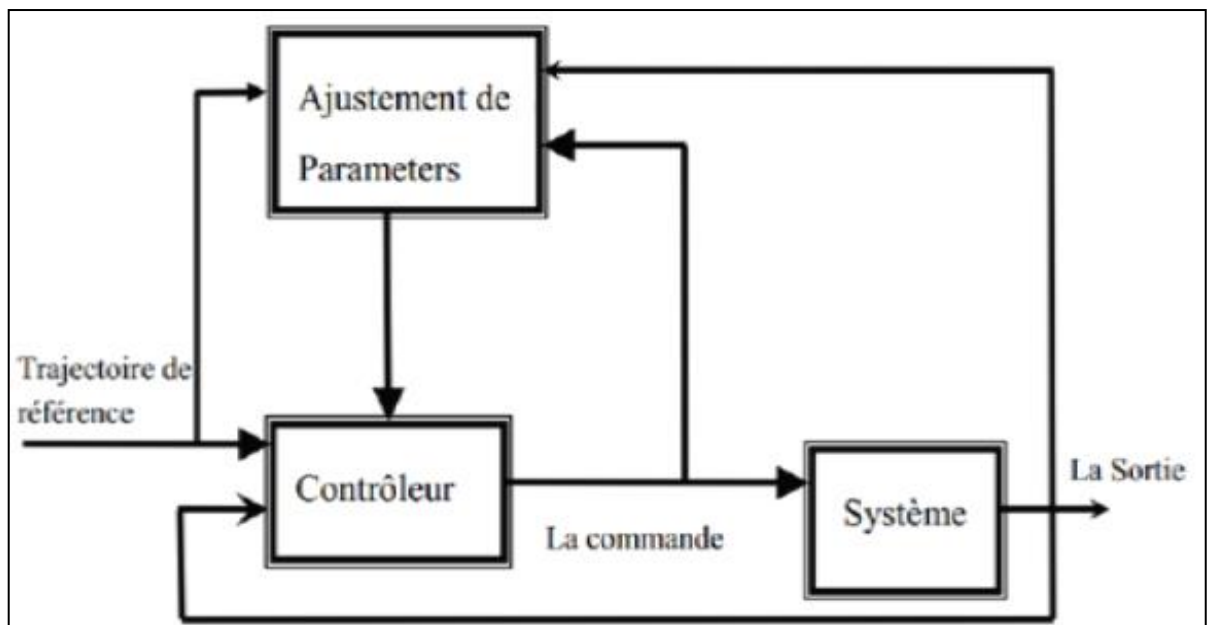


Figure (III.1) : Schéma bloc d'une commande adaptative.

### III.4 Pourquoi la commande adaptative ?

Dans de nombreuses situations, la commande adaptative s'avère utile, parmi ces situations nous citons [26] :

- Les changements dans la fonction de transfert du système, dans son ordre ou en valeurs de quelques paramètres dus aux variations de l'environnement.
- Les bruits de stochastiques.
- Les changements dans la nature de données.

- La propagation des bruits le long d'une chaîne de processus d'unité.
- Le comportement non linéaire comme dans le cas de réactions des complexes chimiques ou biochimiques.

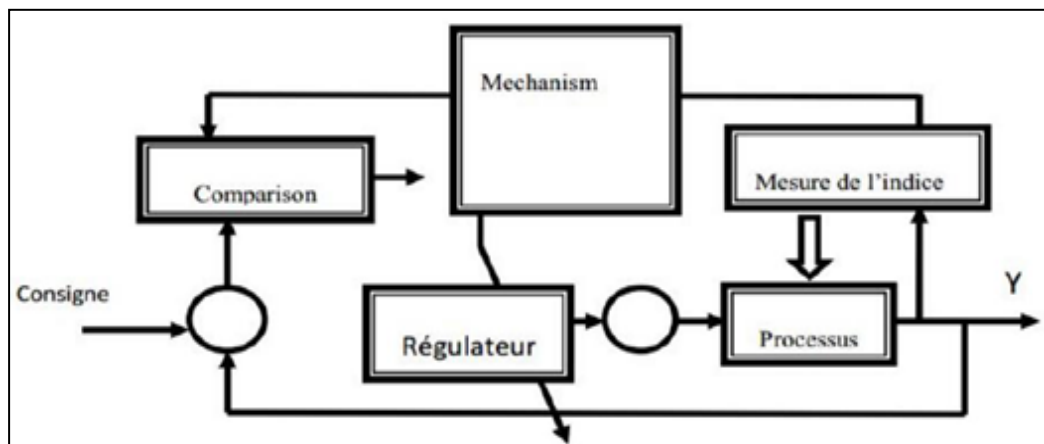
### III.5 Principe de la commande adaptative

Dans les systèmes classiques de réglage, le régulateur à paramètres fixes est utilisé pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissantes sur les grandeurs à régler. Pour atteindre ce but, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs désirées, leurs différences sont injectées à l'entrée du régulateur pour générer le signal de commande. Cependant un système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. Lorsqu'il y a un écart entre ces deux grandeurs, un mécanisme d'adaptation ajuste un organe de commande qui agit sur le système de façon à éliminer cet écart. Il y a deux structures de base pour ce type de commande [27] :

- La structure parallèle.
- La structure série.

Du point de vue de la synthèse de la commande il y a deux méthodes :

- La méthode d'adaptation paramétrique.
- La méthode d'adaptation par synthèse de signal.



Figure(III.2) : Principe des systèmes de commande adaptative.

### III.6 Domaines d'application de la commande adaptative

La commande adaptative (CA) est utilisée quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques de CA ont été utilisées avec succès pour un grand

nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques ; robots manipulateurs ; machines à papier ; régulation de Ph ; échangeur de chaleur ; systèmes d'armes ; ... etc.

L'utilisation des systèmes de CA connaît aujourd'hui un essor certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte Amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies [26].

#### III.7 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu, plusieurs références décrivant la manière de l'appliquer sont disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie  $y$  et une nouvelle entrée  $v$ , en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques. Soit un système d'ordre  $n$ , multi-entrées et multi-sorties, décrit par la représentation d'état non linéaire suivante [28] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

$U$  : Vecteur de commande (d'entrée).

$F(x), g(x)$  : Champs de vecteur.

$H(x)$  : Vecteur de sortie.

Les éléments des champs vectoriels  $f, g$  et  $h$  sont des fonctions lisses.

Si l'on considère le cas des systèmes avec  $m$  entrées et  $m$  sorties, on cherche un bouclage statique de la forme  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , tel que le comportement entrée-sortie du système (3.1)

Après bouclage soit linéaire et découplé. Ainsi on obtient un ensemble de  $m$  sous systèmes mono sortie indépendants où les entrées du sous-système n'affectent pas la sortie  $y_j$  et réciproquement, avec :

$v$  : Nouvelle variable de commande du système linéaire ;

$\beta$  : Matrice non singulière de dimension  $m \times m$  ;

$\alpha$  : Vecteur de dimension  $m \times 1$ .

La nouvelle commande permet de ramener le comportement entrée-sortie du système, défini par l'équation (3.1) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties  $y_i$  du système jusqu'à l'apparition des anciennes commande  $u_i$  en utilisant la dérivée de Lie.

### III.8 Dérivée de Lie

Étant donnée la fonction scalaire continue  $h_i(x)$  défini de  $R^n \rightarrow R^n$  et un champ de vecteur  $f(x)$  continu défini de  $R^n \rightarrow R^n$  la dérivée de Lie de  $h_i(x)$  selon la direction du champ vectoriel  $f(x)$  est défini comme suit [28] :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \quad (3.2)$$

Le dérivé de lie d'ordre  $k$  est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \quad (3.3)$$

De la même manière, si  $g$  est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire  $L_g L_f h_i(x)$  est Donne par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \quad (3.4)$$

### III.9 Application au modèle de la machine synchrone à aimants permanents

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée sortie au modèle de la MSAP permet de pouvoir commander séparément le courant  $id$  et la vitesse .Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous-systèmes linéaires mono-variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, courant, ...). La dynamique du système linéaire est choisie par un placement des pôles [28].

### III.10 Commande adaptative indirecte

Le modèle de comportement d'entrée et de sortie du système à contrôler constamment mis à jour et utilisé pour la synthèse des modificateurs comme s'il s'agissait Nous utiliserons un meilleur modèle de contrôle. Ainsi, les paramètres du contrôleur sont Adaptez-vous pour atteindre les performances souhaitées. Toutes les méthodes de commande et Identification des modèles de contrôle linéaire basés sur les paramètres Peut être combiné pour la synthèse de système de contrôle adaptatif tel que Témoin de nombreux algorithmes de contrôle linéaire adaptatif et ceux Contrôle adaptatif du robot [29].

### III.11 Commande adaptative directe

Le régulateur est directement adapté avec un algorithme, d'adaptation paramétrique approprié. La phase de détermination des paramètres du régulateur à partir de ceux modèle de commande est ainsi contournée. Tous les objectifs de la commande pour lesquels il est possible de réécrire le comportement d'entrée-sortie du système. La commande avec modèle de référence et la commande avec modèle interne. Le traitement des données et la supervision sont utilisés pour la même considération que la commande adaptative indirecte. La motivation ultime du concept de commande adaptative est de maintenir les performances requises lorsque le comportement d'entrée et de sortie du système est dynamique Maîtrise dans le temps, stabilité et robustesse des algorithmes de contrôle L'ad0aptation ne répond pas explicitement à cette motivation. [29]

En pratique, un système de contrôle adaptatif se compose de deux boucles de rétroaction le système de contrôle sous-jacent, une boucle de rétroaction commune composée de contrôleurs Le système est piloté en contre-réaction avec un régulateur, et une boucle d'adaptation Les paramètres du régulateur sont déterminés par l'algorithme d'adaptation des paramètres et Une approche systématique dans le cas de la commande adaptative indirecte. Performance Ainsi, les exigences pour le modèle de contrôle en temps réel généré sont réalisées Algorithme adaptatif des paramètres. Ils ne sont pas forcément satisfaits Ordre du système. [29]

### III.12 Commande adaptative à modèle de référence

Elle se présente comme l'une des principales méthodes de la commande adaptative, généralement utilisée en présence des incertitudes. Nous présentons certaines techniques de MRAC basées sur l'optimisation et la stabilité.

#### III.12.1 Méthode basée sur l'optimisation

Ces méthodes incluent le gradient et recherchant des techniques d'optimisation de la fonction d'erreur du modèle de référence. L'exemple connu pour cette méthode est appelé en littérature la règle de MIT [27] qui utilise une intégralité pour le carré de l'erreur de sortie :

$$G = \int_0^t e^2 dt \quad (3.5)$$

Le choix de cette loi de commande adaptative particulière n'est pas basé sur

Le concept de stabilité, mais grâce à une fonction sensorielle appropriée, la seule différence est ce qui existe entre la règle MIT et la règle MRAC basée sur l'optimisation, c'est que la règle L'adaptation peut être génératrice d'erreurs, par contre l'état du modèle de référence est Générateur d'erreurs et état du système. Les lois adaptatives semblent simples, mais l'analyse des systèmes ordonnés Plus élevé est difficile et comprend des réponses rapides autour de la stabilité des erreurs, c'est-à-dire Logiquement impossible. Cette loi de commande ne fournit pas un système stable pour tous les signaux d'entrée, en particulier les entrées sinusoïdales, [9] une autre limite La loi adaptative est le paramètre du modèle de référence avec la Ceux sur lesquels le système était réglé étaient supposés être très petits, ce qui a incité les chercheurs à Vers un droit adaptatif basé sur le principe de stabilité [27]

### III.12.2 Méthode basée sur la stabilité approche de LYAPOUNOV

L'approche de LYAPOUNOV offre les propriétés de stabilité globale pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales de l'erreur ou les entrées du système l'avantage de cette approche est la nécessité de trouver une fonction de LYAPONOVE appropriée .la méthode de LYAPOUNOV est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence, la fonction de LYAPONOVE est donnée par [27] :

$$V = e^2 + B \cdot x^2 \quad (3.6)$$

Avec :

$V$  : La fonction de LYAPOUNOV

$$X = K_m - K_p$$

$B$  : Est une constant positive.

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  positive définie, et dont la dérivée totale par Rapport au temps soit négative définie dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

$$\frac{dV}{dt} = 2e\dot{e} + 2Bx\dot{x} = 2e\left(-\frac{e}{t} + \frac{1}{t}r\right) + 2 \cdot B \cdot x^2 \quad (3.7)$$

Si la condition suivante est satisfaite

$$\begin{aligned} B \cdot x &= -\frac{e}{t} \cdot r \\ K_p &= \frac{1}{t \cdot B} \cdot e \cdot r \end{aligned} \quad (3.8)$$

Quand  $V$  est négative et assure une convergence globalement asymptotique de l'erreur 'e' vers zéro quand le temps 't' tend vers l'infini. Les recherches sur l'approche de Liapounov

ont rapidement évolué ainsi des extensions du concept de base sont apparues, on est obligé d'établir une représentation du système et du modèle de référence [27].

Le système est décrit par :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.9)$$

Ou  $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^n$

Le modelé de référence est décrit par :

$$x_m \in \mathbb{R}^n ; u_m \in \mathbb{R}^m \quad \text{avec} \quad \dot{X}_m = A_m x_e + B_m \cdot r \quad (3.10)$$

$A_m$  est une matrice d'Hurwitz, l'erreur ( $X_e = X_m - X$ ) peut être formulée comme suit :

$$X_e = A_m x_e + \omega \quad (3.11)$$

Avec

$$x_m \in \mathbb{R}^n ; u_m \in \mathbb{R}^m ; B_m \in \mathbb{R}^{m \cdot n} ; r \in \mathbb{R}^m ; m \leq n$$

### III.12.3 Approche de l'hyper stabilité

La stabilité suivant l'approche de Liapounov et bien que le choix d'une fonction appropriée de Liapounov soit direct pour une loi adaptative bien connue, un problème peut trouver une fonction particulière assurant la stabilité pour une nouvelle loi adaptative. Cet inconvénient de généralisation de la méthode de Liapounov a motivé landau à appliquer un nouveau concept d'hyper stabilité traité avec les propriétés de la stabilité des systèmes de commande. [29]

La figure (III.3) est montre le schéma de l'hyper stabilité.

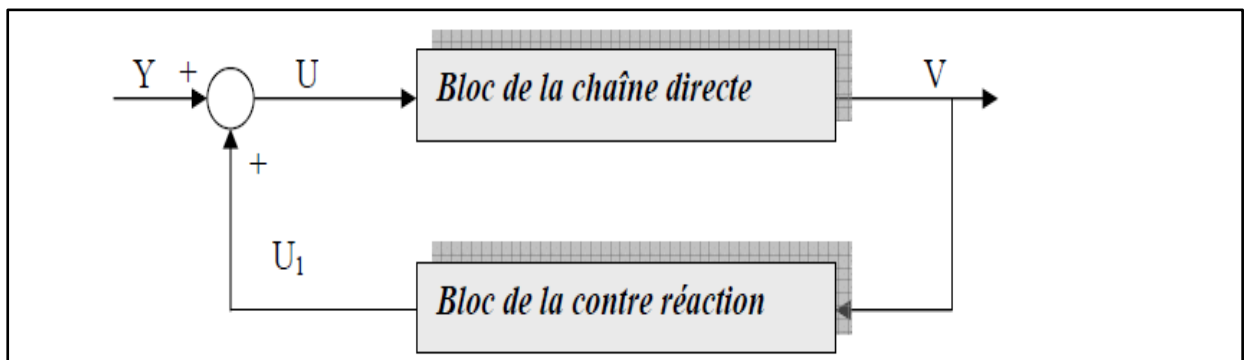


Figure (III.3) : Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité

Le bloc de la contre-réaction qui satisfait la relation d'entrée sortie de la forme :

$$\int_0^t V^t \cdot u_1 \geq -C_0^2 \quad (3.12)$$

Avec  $C_0$  est une constant independent de t

Le bloc de la chaîne d'action est supposé être linéaire et par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax(t) + B(t)u \\ Y = C(t)x + D(t)u \end{cases} \quad (3.13)$$

Si le bloc de contre réaction satisfait l'inégalité (3-8), alors les propriétés de stabilité de x dépendent entièrement des conditions de positivité de la fonction de transfert matricielle de la chaîne d'action F (p), tel que :

$$F(s) = D(s) + C(s)[s.I - A(s)]^{-1}.B(s) \quad (3.14)$$

Pour illustrer la méthode de MRAC, on considère l'origine de la loi de commande adaptative à suivi du modèle. Soit le système décrit par les équations d'état suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ A &\in \mathbb{R}^{n.n} \text{ et } B \in \mathbb{R}^{n.p} \quad (p \leq n) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Avec :

Le modèle de référence est donné par :

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \quad (3.16)$$

Avec :  $A_m \in \mathbb{R}^{n.n}$  et  $B \in \mathbb{R}^{n.p}$

Considérons la loi de commande suivant un modèle linéaire

$$u = -K_p x + K_m x_m + K_r \cdot r$$

On définit l'erreur  $e = (X_m - X)$ , Alors l'erreur dynamique devient :

$$\dot{e} = (A_m - BK_m)e + [A_m - A + B(K_p - K_m)]x + [B_m - BK_r]r \quad (3.17)$$

L'erreur "e" est devient stable si les conditions suivantes sont remplies :

- a) la matrice  $(A_m - BK_m)$  est une matrice d'hurwitz.
- b) les matrices  $K_p, K_m$  et  $K_r$  doivent satisfaire [29].

### III.13 Schéma de simulation

La figure (III.5), montre le schéma de commande adaptatif de moteur synchrone à aimants permanant qui fait par logiciel MATLAB/SIMULINK.





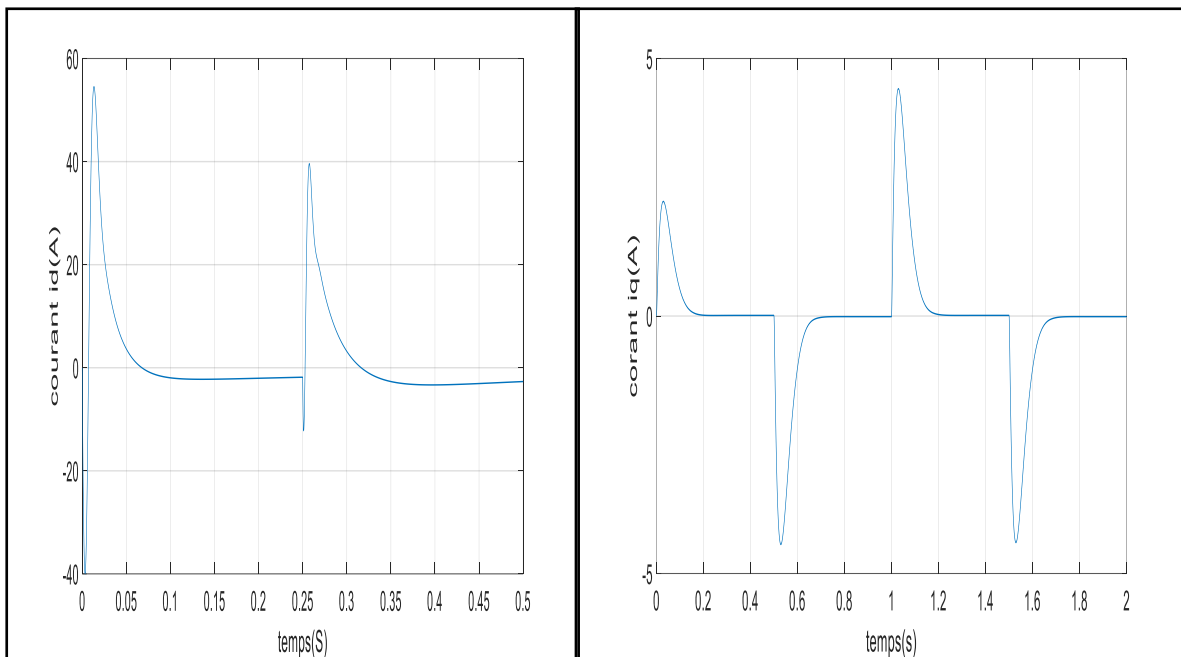


Figure (III.5) : Résultats de simulation adaptatif

### III.15 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés dans la figure 3.5 montrent bien que la vitesse de moteur synchrone suit d'une façon satisfaisante la vitesse de consigne. Le régulateur adaptatif élimine l'erreur en imposant des signaux d'action en vue d'assurer un entraînement à vitesse variable en signal carré. La vitesse de référence change de signe de +10 à -10 avec un intervalle de temps égal à 0.5 sec. On remarque que la vitesse a une caractéristique d'adaptation avec un léger retard dans le régime transitoire.

Afin de vérifier le découplage en contrôle adaptatif. Les allures des tensions et des courants sont aussi présentées. Ces résultats donnent la forme de variation de l'évolution des courants ( $i_q, i_d$ ). La vitesse de consigne a un pas de vitesse de (10 rad/s), imposée par l'entrée  $U_m$ , on voit que la réponse de système est en très bonne suite de signal de référence avec de très faibles erreurs transitoires. En régime permanent, lors de perturbations, il a été observé que la réponse du système n'est pas très sensible aux changements de charge, ce qui confirme la bonne performance du régulateur par retour d'état adaptatif.

### **III.16 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande par retour adaptatif dans le but d'éliminer les inconvénients et les erreurs rencontrés lors de la commande vectorielle de la MSAP.

Dans cette partie, nous avons développé un modèle de contrôle adaptatif référence basée sur les techniques de commande découplée appliquées aux machines MSAP. La contribution proposée est d'introduire un gain adaptatif variable pour calculer loi de commande, ce qui améliorera les performances du système. Un contrôleur adaptatif est un régulateur qui modifie son comportement en réponse à la dynamique et aux perturbations du système, ou il inclut la suppression des perturbations structurelles qui affectent les performances du système de contrôle. Après son application, le réglage adaptatif semble avoir une bonne réponse dynamique en vitesse et une très bonne immunité au bruit.

# **Conclusion générale**

# Conclusion générale

---

## Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire a été fixé, à une recherche bibliographique concernant la modélisation de la MSAP ainsi la commande vectorielle et dans le dernier chapitre on fait le routage adaptatif de moteur synchrone à aimant permanent, on a extrait les courbes de vitesse ( $v$ ) et couple électromagnétique ( $c$ ) et de courant quadratique ( $I_q$ ) et courant direct ( $I_d$ ).

Les résultats de la simulation ont été élaborés par le logiciel MATLAB/SIMULINK, ce dernier est utilisé pour la simulation des systèmes dynamiques qui peuvent être décrits par des équations différentielles linéaires ou non linéaires. Nous résumerons les principaux résultats de ce travail :

- La première chapitre de ce travail est l'étude de la modélisation de la MSAP en vue de sa commande, et on a utilisé le modèle de Park. Et on a vu les résultats du ( $v, c, I_d, I_q$ )
- La deuxième chapitre a été étudié le principe de la commande vectorielle, et son avantage et inconvénient, nous avons pris l'alimentation par tension comme un exemple et on a fait leur simulation et bien sûr on a extrait les courbes de ( $v, c, I_d, I_q$ )
- Dans le troisième chapitre, nous avons développé une commande par routage adaptatif à modèle de référence (MSAP) basé sur la technique de contrôle de découplage, nous avons introduit des régulateurs à gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande. Et de minimiser les erreurs de vitesse tension et fréquence.

À travers les résultats obtenus on peut dire que

- La commande vectorielle de la MSAP par orientation de flux donne de bons résultats, avec une réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, comportement peu sensible aux perturbations (variation de la charge, variation de la vitesse, variation de couple, ...).
- Le réglage adaptatif donne une dynamique très performante (temps de réponse rapide, erreur nulle), par rapport aux perturbations (variation de la charge et inversion de la vitesse). Les gains adaptatifs de la vitesse ne dépendent pas des paramètres de la machine, ils sont variables dans le temps.

# **Références bibliographiques**

# Références bibliographiques

---

## Références bibliographiques

- [1] Bardadi Bendaha, m. (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 of sciences and technologie on Oran).
- [2] Bounasla, N. (2018). Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents (doctoral dissertation).
- [3] R. Chekireb « commande par les modes glissants non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension dans le cas générale à n niveaux ». PFE, USTHB, 2002.
- [4] M.Abid-k.Bouchrara. • « Étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents ». PFE, université Farhat abbés, Sétif 2002.
- [5] G.Sturtzer, E.Smigiel "modélisation et commande des moteurs triphasés" édition marketing sa 2000.
- [6] A. Kassatkine, "électrotechnique élémentaire ", édition mir, Moscou 1987.
- [7] Boussag, (2018). Détection de défauts de court-circuit entres spires statoriques d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) (doctoral dissertation, université Mohamed Boudiaf - m'sila).
- [8] N.Choug, « étude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », mémoire de magister, université hadj Lakhdar – Batna, 2011
- [9] A.Saeed, « contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple », thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de lorraine, 27 avril 1995
- [10] M.koteich. Commande vectorielle sensoriels des moteurs brussoles de mini-drones, master 2 recherche, the french Aerospace lab., 2012
- [11] A.Ameur," commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", thèse de magistère, université de Batna, 2005.
- [12] H.Tamrabet," robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magistère, université de Batna, 2006.
- [13] S.Baris ozturk, «Modeling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of PMSM using hall-effect sensors ", thèse de doctorat de l'université de Texas USA, Décembre 2005.
- [14] R.Abdessemmed, m.kadjoudj, " modélisation des machines électriques ", presses de l'université de Batna ,1997.
- [15] Leila Parsa, «performance improvement of permanent magnet AC Motors». thesis of doctoral, university of science and technologies, Tehran, Iran, May 2005.
- [16] Ms.Dariusz Swierczyński, «direct torque control with space vector modulation (DTC-SVM) of inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive", thesis of doctoral faculty of electrical engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [17] A. Kaddouri, " étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents ", faculté des sciences et de génie, université laval québec, nov 2000.
- [18] J.Caron, A.Hautier "modélisation et commande de la machine asynchrone", technique et documentation, paris, 1995
- [19] A.Benbrahim commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents ingénieur en électrotechnique – université de Batna 2009

## Références bibliographiques

---

- [20] D.Benali et I.Bakel, « commande adaptative floue d'un système non-linéaire (application : pendule inversé) », mémoire master, université mouloud mammeri de Tizi-Ouzou ,2015.
- [21] T.Rekioua " contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP " thèse de doctorat, institut national polytechnique, lorraine 1991
- [22] G.Grellet, G.Clerc, “ actionneur électriques, principes, modèles, commande ”, Eyrolles, 1997
- [23] Mahgoun, Mohamed Seddik ‘’application de la commande aux systèmes linéaires perturbés magister en électrotechnique université Ferhat Abbas — Sétif UFAS (Algérie) 2012
- [24] Roosta Ali-réza, "contribution à la commande décentralisée non linéaire des réseaux électriques", institut national polytechnique de Grenoble, doctorat 200
- [25] k.lefreid, « commande adaptative floue pour une classe de systèmes non linéaires à temps discret », mémoire magister, université de m'silla, 2012.
- [26] A.Benmoussa et A.Abada, « commande adaptative floue décentralisée pour une classe des systèmes non linéaires incertains», mémoire master, université kasdi merbah Ouargla, 18/09/2019.
- [27] A.Guediri- M.Bouchou. • « Commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents ». PFE, centre universitaire Larbi ben mehidi, Oum-el bouaghi 2006.
- [28] Lahouel Dalila commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents ingénieur d'état en électrotechnique – université de Batna 2009
- [29] Abada Abdelhalim. Zellagui Mahmoud. Commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique université de m'silla 2007.