



# T H E S E



Présentée à

**L'Université Hadj Lakhdar Batna**

Faculté de Technologie

Laboratoire LEB

En vue de l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES**

**EN ELECTROTECHNIQUE**

Présentée par

**REBOUH SONIA**

Magister en Electrotechnique – Université de Batna

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique - Université de Batna



**CONTRIBUTION A LA COMMANDE ET AU REGLAGE  
DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**



**Thèse soutenue le : 06 Juin 2015 devant le jury :**

FARID NACERI	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Azeddine KADDOURI	Co-rapporteur	Professeur	Univ. Moncton- Canada
ABDERRAHMANE DIB	Examineur	Maître de Conférences	Univ. d'Oum El Bouaghi
DJAMEL RAHEM	Examineur	Professeur	Univ. d'Oum El Bouaghi
SAID BENAGGOUNE	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Batna

A mes deux petits poussins

Mohammed Lokmane

et

Nour El Yakine

Pour m'avoir donné la force d'aller au bout de ce travail

## Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur R. Abdessemed Professeur à l'Université de Batna et Monsieur A. Kaddouri, Professeur à Université de Moncton- Canada, pour m'avoir fait l'honneur d'être rapporteurs de cette thèse, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée. Leurs expériences de recherche, leurs encouragements m'ont été très précieux. De plus, je considère que leurs conseils constructifs et précis restent d'un apport inestimable.

J'ai été profondément honoré que Monsieur F. Naceri, Professeur à l'Université de Batna, ait accepté d'examiner ce travail et de présider ce jury.

Que Messieurs A. Dib, Maître de conférences et D. Rahem, Professeur, à l'Université d'Oum EL Bouaghi, trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'ils ont voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Mes sincères remerciements à monsieur S. Benaggoune, Maître de conférences à l'Université de Batna pour sa participation à l'évaluation de ce travail à titre de membre de jury.

Je remercie toute ma famille, particulièrement, ma mère pour son soutien continu ainsi que mon mari pour sa compréhension et son appui permanent. À mon beau-père et la mémoire de ma belle-mère.

Finalement, que tous mes enseignants et collègues à l'Université de Batna et tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à la réussite de ce travail, en particulier, Professeur S. Drid, Professeur F.Z. Kadid, Docteur L. Khettache Enseignant à l'Université d'Ouargla, trouvent ici mes remerciements les plus sincères.

---

---

# **SOMMAIRE**

---

---



---

INTRODUCTION GENERALE.....	01
----------------------------	----

## **CHAPITRE 1**

### **ETAT DE L'ART ET NOTIONS DE BASE**

---

1.1. INTRODUCTION.....	05
1.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	05
1.2.1. Structures avec pièces polaires (APP).....	06
1.2.2. Structures sans pièces polaires (SPP).....	06
1.3. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	07
1.3.1. Equations électriques.....	08
1.3.2. Equations mécanique.....	09
1.3.3. Transformation de Park.....	10
1.3.4. Modèle du moteur dans le référentiel de Park.....	11
1.3.5. Calcul du couple électromagnétique.....	12
1.4. MODELISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE.....	13
1.5. COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS	13
1.5.1. Commande autopiloté .....	13
1.5.2. Commande vectorielle .....	14
1.5.3. Commande par linéarisation entrées-sorties.....	15
1.5.4. Commande par backstepping.....	18
1.5.5. Optimisation par algorithme génétique.....	22
1.5.5.1. Choix de la méthode d'optimisation.....	22
1.5.5.2. Définition des algorithmes génétiques.....	23
1.5.5.3. Les opérateurs génétiques.....	24
1.5.5.4. Domaines d'utilisation.....	25
1.5.5.5. Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques.....	26
1.6. CONCLUSION.....	26

## **CHAPITRE 2**

### **APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE ET DECOUPLANTE AU MSAP**

---

2.1. INTRODUCTION.....	28
2.2. COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP.....	29
2.2.1. Principe .....	29
2.2.2. Découplage des courants $i_d$ et $i_q$ ...	30
2.2.3. Boucles de commande du MSAP.....	31
2.2.4. Schéma technologique.....	32
2.2.5. Calculs des régulateurs.....	32
2.2.6. Résultats de simulation .....	34
2.3. COMMANDE PAR LINÉARISATION ENTRÉES-SORTIE DU MSAP.....	38
2.3.1. Principe.....	38
2.3.2. Application au moteur synchrone à aimants permanents.....	38
2.3.3. choix des grandeurs de sortie.....	39

---

2.3.4. Calcul du degré relatif.....	40
2.3.5. Linéarisation du modèle .....	41
2.3.6. Loi de commande interne.....	42
2.3.7. Résultats de simulation.....	43
2.4. CONCLUSION.....	46

### **CHAPITRE 3**

## **COMMANDE NON LINEAIRE ADAPTATIF PAR BACKSTEPPING DU MSAP**

---

3.1. INTRODUCTION.....	47
3.2. APERCU SUR LA COMMANDE ADAPTATIVE.....	48
3.2.1. Commande adaptative directe à modèle de référence.....	48
3.2.2. Commande adaptative indirecte avec identification du modèle.....	49
3.2.3. Commande adaptative non linéaire.....	49
3.3. APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR BACKSTEPPING AU MOTEUR SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS.....	50
3.3.1. Cas d'estimation de la résistance statorique.....	50
3.3.2. Cas d'estimation des inductances.....	56
3.3.3. Cas d'estimation de tous les paramètres.....	59
3.4. CONCLUSION.....	63

### **CHAPITRE 4**

## **OPTIMISATION PAR ALGORITHMES GÉNÉTIQUES DE LA COMMANDE DU MSAP**

---

4.1. INTRODUCTION.....	64
4.2. FONCTION OBJECTIVE.....	65
4.3. CONCEPTION DU REGULATEUR PI-AG POUR LA COMMANDE VECTORIELLE.....	65
4.4. CONCEPTION DU REGULATEUR POUR LA COMMANDE PAR LINÉARISATION ENTRÉE-SORTIE.....	69
4.5. CONCEPTION DU RÉGULATEUR POUR LA COMMANDE ADAPTATIF PAR BACKSTEPPING.....	72
4.6. ETUDE COMPARATIVE DES DIFFERENTES COMMANDES ETUDIEES.....	75
4.7. INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	78
4.5. CONCLUSION.....	79

**CONCLUSION GENERALE.....** 81

**ANNEXES.....** 83

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE.....** 87

---

---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

---

Vu les progrès technologiques des matériaux utilisés en électrotechnique, les systèmes d'excitation classique (bobinage) dans les machines synchrones sont remplacés par des inducteurs de types aimants permanents. Ainsi, le développement parallèle de ces derniers et de l'électronique de puissance ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone existée par des aimants d'où leur nom: machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Aujourd'hui, le moteur synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent à celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples par rapport à ces deux types d'actionneurs. On peut citer principalement :

- Un facteur de puissance et un rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Une robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu et précision de sa commande ;
- Une augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague - balais dans ces machines ;
- Un flux inducteur crée sans perte d'excitation. L'utilisation des aimants permet de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative ;
- Un développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et la forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème d'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'autopilotage du MSAP.

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs mégawatts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable et la traction.

Pour commander un système, on s'appuie en général sur un modèle obtenu à partir de connaissance à priori comme les lois physiques ou à partir d'observations expérimentales. Dans beaucoup d'applications, on se contente d'une approximation linéaire autour d'un point de fonctionnement ou d'une trajectoire. Il est tout de même très important d'étudier les systèmes (ou les modèles) non-linéaires et leur commande pour les raisons suivantes. Tout d'abord, certains systèmes ont, autour de points de fonctionnement, une approximation linéaire qui n'est pas commandable de

sorte que la linéarisation est inopérante, même localement. En second lieu, et même si le système linéarisé est commandable, on ne peut élargir le domaine de fonctionnement au-delà du domaine de validité de l'approximation linéaire.

L'automatique non linéaire est un domaine de recherche intensif et beaucoup d'outils mathématiques ont vu leurs émergences ces dernières décennies. Nous avons classé ces méthodes en trois grandes catégories, la commande dite vectorielle, la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande adaptative par backstepping. Ce classement n'est pas exhaustif, car l'horizon des commandes appliquées aux machines électriques est vraiment très large.

La commande vectorielle à flux orienté a été introduite par Blaschke en 1972 sous le titre de commande découplée, découplage entre le flux et le couple de la machine. Elle assure de bonne performance en régime dynamique et a permis à la commande des machines à courant alternatif de connaître une véritable révolution, car jusque-là on n'utilisait que la commande scalaire. Désormais, cette commande constitue la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courants alternatifs.

La technique de linéarisation au sens des entrées-états ou des entrées-sorties basées sur la théorie de la géométrie différentielle offre une solution parfaite au problème de découplage en régime transitoire comme en régime permanent. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en des sous systèmes linéaires monovariables indépendants. Chaque sous système représente une boucle de commande indépendante d'une variable donnée.

D'une manière générale, l'accroissement des performances dynamiques d'un entraînement à vitesse variable nuit globalement à sa robustesse. Vu qu'elle est basée sur le modèle du système, elle peut être affectée par des incertitudes liées aux variations d'un ou plusieurs paramètres du modèle considéré. Afin de tenir compte de toutes ces variations et incertitudes, on fait appel aux méthodes de commande adaptatives non-linéaires.

La technique de la commande adaptative par backstepping dont l'objectif principal est d'étudier la robustesse est de minimiser la dégradation des performances face à des perturbations paramétriques a été développée au début des années 90 (Kokotovic, 1992). L'arrivée de cette commande a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaire. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaire qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov. L'idée de base de la commande est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui

leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique vis-à-vis de la régulation et l'estimation des paramètres.

L'homme a tout le temps espéré la perfection, quelque soit ce qu'il entreprend. Il désire atteindre tout ce qui est meilleur en améliorant ses performances (maximisation) et en diminuant ses erreurs (minimisation). Ainsi, l'optimisation cherche à améliorer une performance en se rapprochant le plus possible d'un ou plusieurs points optimaux. Parmi les nombreuses méthodes d'optimisation, l'optimisation par algorithmes génétiques fait partie de l'intérêt de ce travail. Bien que déjà présents dans d'autres domaines, ils constituent un fort outil d'optimisation dans le domaine d'électrotechnique, tels que la maximisation du rendement d'un moteur, la conception des machines électriques... On a voulu savoir quel pourrait être l'apport de cette méthode appliqué à la commande de la machine synchrone à aimants permanents en examinant plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. L'estimation des paramètres de la machine par AG fait aussi l'objet de ce travail.

## **1. OBJECTIFS**

L'objectif principal cible la commande et la régulation d'un MSAP en utilisant les techniques de commande non linéaire; à savoir la commande vectorielle, la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande adaptative par backstepping. L'application de la technique d'optimisation par les algorithmes génétiques pour la conception des contrôleurs de courant et de vitesse ainsi qu'à l'estimation des paramètres de la machine fait partie de ce but.

## **2. STRUCTURE DE LA THESE**

La structure du présent document est composée de quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, on donnera un rappel sommaire sur le moteur synchrone à aimants permanents, sa modélisation dans le plan triphasé puis biphasé ainsi que son alimentation par un convertisseur statique. Par la suite, on mettra l'accent aussi bien sur la conception que sur l'utilisation de différentes techniques de commandes, vectorielle, par linéarisation entrée-sortie et par backstepping. Enfin, une méthode d'optimisation par algorithmes génétiques sera présentée et des notions directement inspirées de la théorie de l'évolution qui interviennent dans ces algorithmes seront explicités.

L'application de ces méthodes fait l'objet du chapitre deux. La commande vectorielle du moteur ainsi que les modèles utilisés pour la simulation et pour le contrôle sera présenté. Le concept

de la linéarisation entrée-sortie permet de décomposer le modèle en deux sous-systèmes (vitesse, courant) linéaires mono variables et la dynamique du système linéarisé sera choisie par placement de pôles.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande non linéaire adaptative. Pour les méthodes non linéaires, la stabilité passe au premier plan pour devenir l'élément clé du modèle. La conception de la commande adaptative par backstepping avec estimation des paramètres de la machine sera donc présentée.

Enfin dans le quatrième et dernier chapitre une méthode d'optimisation par algorithmes génétiques appliquée à la commande de la MSAP sera présentée. La conception d'un régulateur PI par algorithme génétique pour la commande vectorielle, la conception de la régulation pour la commande par linéarisation entrée-sortie et enfin pour la commande adaptative par backstepping avec estimation des paramètres seront exposées.

Une conclusion générale, résumera les différents résultats de simulation et donnera un aperçu sur les performances ainsi que les insuffisances du système développé et une idée sur les problèmes à résoudre ultérieurement.

# **CHAPITRE 1**

---

---

## **ETAT DE L'ART ET NOTIONS DE BASE**



## 1.1 INTRODUCTION

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et d'industriels à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques-machines synchrones à aimants permanents. De plus, l'apparition des processeurs numériques de signaux (DSP) a rendu possible l'implémentation à moindre coûts des lois de commande sophistiquées, telles que la commande vectorielle par orientation du flux, [2-7-8], les commandes de linéarisation entrées-sorties, [9-10-19], le contrôle direct du couple, [8], la commande par backstepping, [10-41-45-48], etc... Cette évolution a permis aujourd'hui de contrôler les alimentations des machines avec un degré de précision remarquable. Cela a permis aussi de retrouver avec la machine synchrone à aimants permanents, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromécanique naturellement obtenues avec la machine à courant continu.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler. Le modèle doit être capable de représenter les différentes dynamiques présentées tout en ayant une structure compatible avec le calcul de la loi de commande.

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, tels que la saturation, les courants de Foucault,... Cependant, on ne tiendra pas compte de ces phénomènes, car d'une part leur formulation mathématique est difficile, d'autre part leurs incidences sur le comportement de la machine sont considérées comme négligeable dans certaines conditions. Ceci a permis d'obtenir des équations simples et traduisant fidèlement le fonctionnement de la machine, [3-5].

Dans ce chapitre, on mettra l'accent sur la modélisation mathématique de la machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension contrôlé par modulation de la largeur d'impulsion (MLI) avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande. On exposera un aperçu sur les principales techniques utilisées pour la conception des lois de commande répondues dans le domaine automatique-électrotechnique à savoir: l'autopilotage de la machine, la commande vectorielle, la commande par linéarisation entrée-sortie, la commande par backstepping et l'optimisation par algorithmes génétiques.

## 1.2 DESCRIPTION DE LA MSAP

L'électrotechnique moderne a été bouleversée par l'apparition sur le marché d'aimants de plus en plus performants tels que les aimants à terres rares. Ces derniers sont très appréciés des constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la

machine pour une même puissance, d'obtenir des couples massiques élevés et ils autorisent des courants statoriques élevés, [14-15].

La puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques, [1-16].

Une large variété de moteurs synchrones à aimants permanents a été développée jusqu'à ce jour. Selon les vitesses de rotation envisagées, les aimants sont disposés suivant différentes structures, [14-16].

- structure de type périphérique ;
- structure de type intérieur ;
- structure de type axial.

Les machines à aimants les plus usuelles sont à structure de type périphérique, leur classification est basée sur la façon de disposer les aimants et de les associer avec les matériaux magnétiques. Ainsi, on distingue deux classes de machines à aimants périphériques selon la structure du rotor, les machines avec et sans pièces polaires, [6-16].

### **1.2.1 Structures avec pièces polaires (APP)**

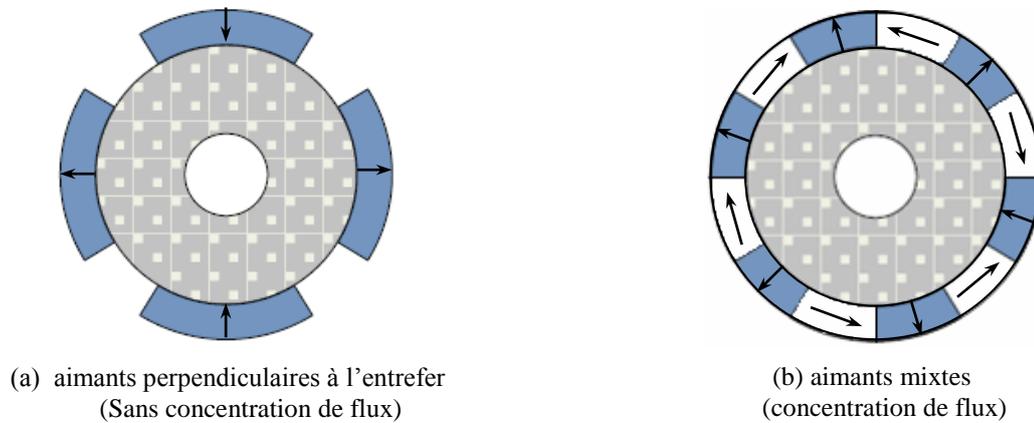
Les machines (APP) servent à la concentration du flux d'induction magnétique dans l'entrefer. Pour ce type de machine, il existe aussi plusieurs structures qui diffèrent suivant le sens des aimants et la disposition des pièces polaires au rotor figure (1.1-a) et figure (1.1-b). Dans cette structure, l'inductance de l'induit est en fonction de la position du rotor ou on peut distinguer une inductance dans l'axe longitudinal notée  $L_d$  et une autre dans l'axe transversal notée  $L_q$ .

Les structures avec pièces polaires entraînent l'existence d'un couple de réductance qui se superpose au couple électromagnétique résultant du couplage rotor-stator, ceci affecte la qualité du couple dont les ondulations seront plus importantes.

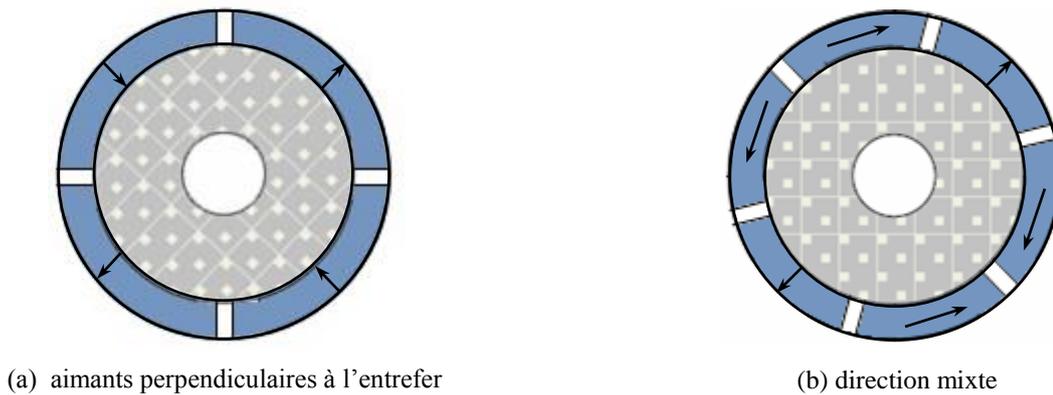
### **1.2.2 Structures sans pièces polaires (SPP)**

Dans cette structure, les aimants sont directement placés dans l'entrefer à la surface du rotor constitué d'un noyau central magnétique et maintenu par une frette en fibre de verre ou de carbone. La perméabilité des aimants étant voisine de  $\mu_0$ , le rotor vu de l'induit se comporte d'un point de vue magnétique comme un rotor lisse. L'inductance de l'induit est donc indépendante de sa position angulaire.

Dans cette structure l'aimantation des aimants est perpendiculaire à l'entrefer, figure (1.2-a). Des aimantations mixtes (perpendiculaire et parallèle à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées, figure (1.2-b).



**Figure (1.1)** Structure d'une MSAP à rotor avec pièce polaire.



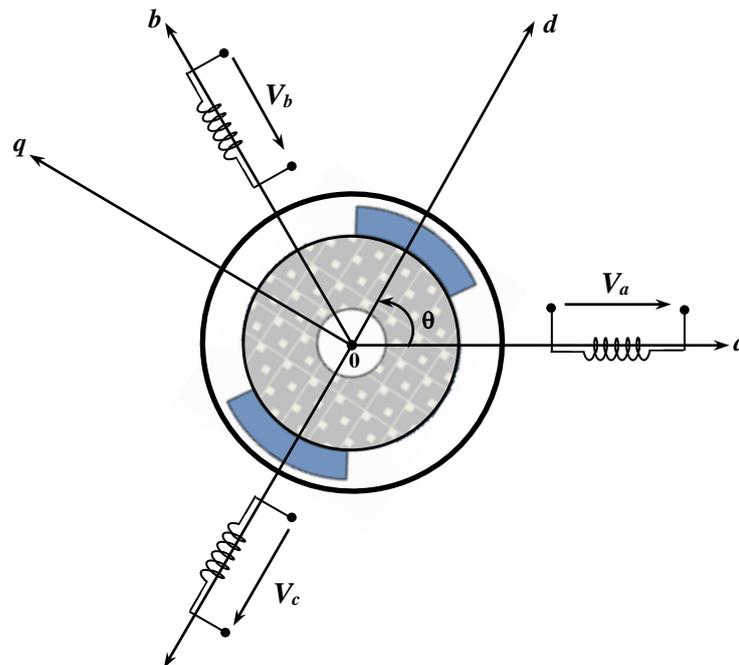
**Figure (1.2)** Structure d'une MSAP à rotor sans pièce polaire.

### 1.3 MODELISATION DU MSAP

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. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique, [3-5-12-14-16].

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit:

- l'effet d'amortissement au rotor est négligé,
- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- la répartition des forces magnétomotrices (FMM) est sinusoïdale,
- les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.



**Figure (1.3)** Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

La structure générale d'une machine synchrone à aimants permanents est présentée sur la figure (1.3). Par convention, on lie au rotor deux axes caractéristiques :

- l'axe d'aimantation rotorique (d), appelé axe direct ou longitudinal;
- L'axe interpolaire (q), appelé axe en quadrature ou transversal déphasé de  $\pi/2$  sur l'axe (d);
- La position du rotor est repérée par l'angle  $\theta$  que fait son axe (d) avec l'axe immobile de la phase (a) du stator.

### 1.3.1 Equations électriques

En adoptant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, on considérera le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné, qu'on particularisera ensuite en posant le courant d'excitation  $i_f$  constant dans les équations.

$$[V] = [R][I] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[\phi] = [L][I] \quad (1.2)$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix}, [\phi] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos(2\theta) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos(\theta) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & L_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f \cos(\theta) & M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix}$$

Dans l'équation (1.1) :

$R_s$  : représente la résistance d'une phase de l'induit ;

$R_f$  : représente la résistance du bobinage inducteur ;

$L_s + L'_s$  : la valeur maximale de l'inductance propre d'une phase de l'induit ;

$M_s$  : la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit ;

$M_f$  : la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur est une phase de l'induit ;

L'angle  $\theta$  est une donnée géométrique variable liée à la rotation du rotor de la machine. Ainsi les coefficients de mutuelle-inductance entre les phases statoriques et rotoriques sont donc toujours variable en fonction du temps, donc la résolution du système d'équations (1.1) est très difficile.

### 1.3.2 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r) - f\omega_r \quad (1.3)$$

Avec :

- $C_{em}$  : Couple électromagnétique;
- $C_r$  : Couple de charge (couple résistant);
- $f$  : Coefficient de frottement;
- $J$  : Moment d'inertie;
- $\omega_r$  : Vitesse mécanique.

### 1.3.3 Transformation de PARK

Pour éliminer  $\theta$  de [L] afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statoriques (a,b,c) sont remplacés par deux enroulements (d,q) en quadrature figure (1.4). le passage des grandeurs électriques du stator (a,b,c) aux grandeurs électriques (d,q) qui assurent la conservation de la F.m.m et de la puissance instantanée est obtenu par la transformation de Park, [3-5].

Cette transformation notée  $P(\theta)$  est la suivante :

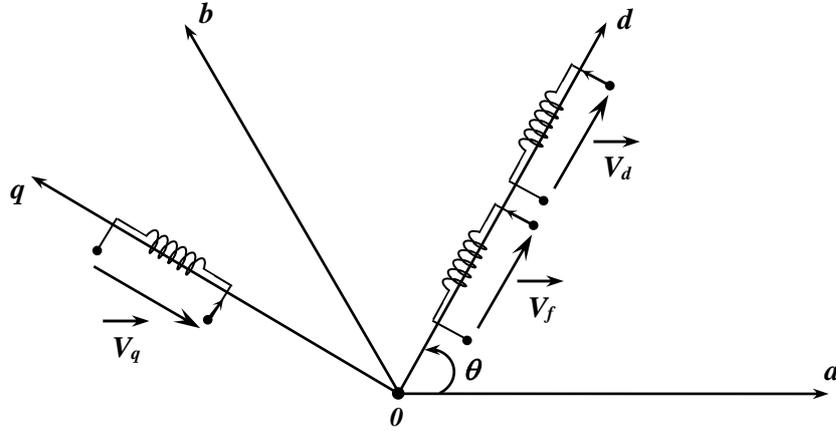
$$P(\theta) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La transformation inverse de Park s'effectue par la matrice ci-dessous :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

### 1.3.4 Modèle de la machine dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statoriques (1.1) dans un référentiel lié au rotor. On obtient un schéma équivalent représenté sur la figure (1.4).



**Figure (1.4)** – Schéma équivalent d'une machine synchrone dans le référentiel de Park.

Le passage du système triphasé au système (d,q) lié au rotor figure (1.4), se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.6)$$

Les équations (1.1) prennent alors la forme suivante dans le référentiel de Park, [14-20] :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -P\omega_r L_q & M_f S \\ P\omega_r L_d & R_s + L_q S & P\omega_r M_f \\ M_f S & 0 & R_f + L_f S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Où :

$$\begin{aligned} L_d &= L_s - M_f + \frac{3}{2} L'_s \\ L_q &= L_s - M_f - \frac{3}{2} L'_s \end{aligned}$$

Dans un moteur synchrone à aimants permanents, le flux engendré par les aimants est constant. Le modèle de ce moteur s'obtient donc en posant ( $I_f$  constant) ce qui donne, [14-20]:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -P\omega_r L_q \\ P\omega_r L_d & R_s + L_q S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ P\omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

### 1.3.5 Calcul du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine  $C_{em}$  est essentielle pour la commande de la machine. On le développe sur la base de l'équation de la puissance instantanée  $P(t)$  qui s'écrit pour le stator dans le repère (d,q) :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (1.9)$$

La puissance électrique absorbée s'exprime par :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left( R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + (i_q \phi_d - i_d \phi_q) \omega \right) \quad (1.10)$$

On déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (1.11)$$

En combinant les expressions (1.3), (1.8) et (1.11), on obtient le schéma bloc de la figure (1.5). C'est sur cette base de modèle que sont développés les algorithmes de commande du moteur synchrone à aimants permanents qui seront présentés dans la suite de ce travail.

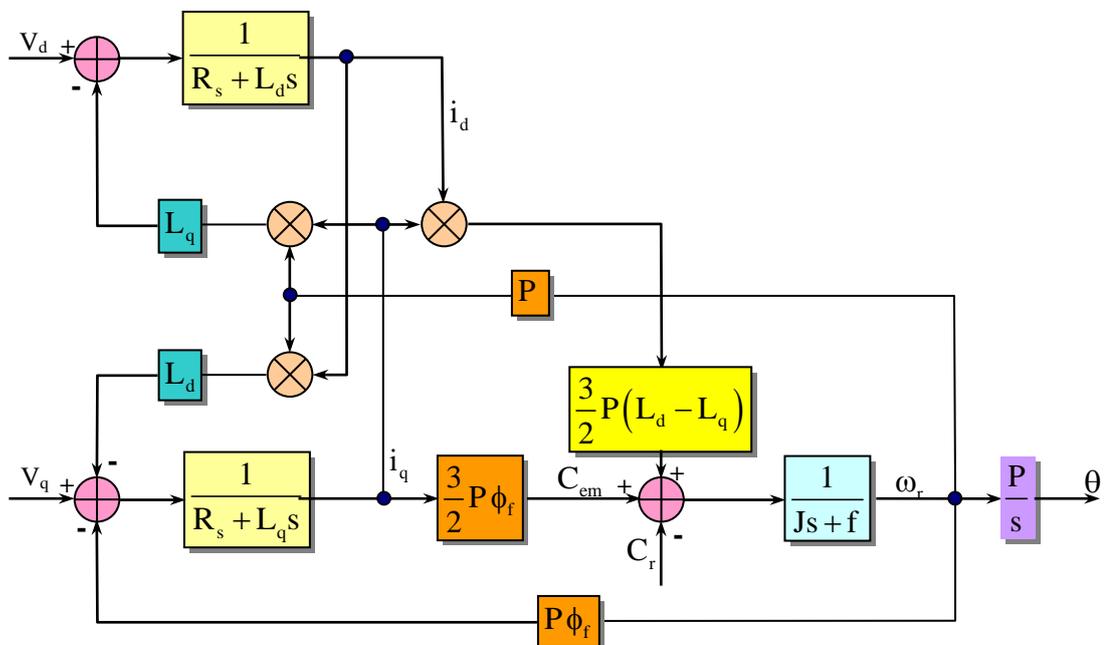
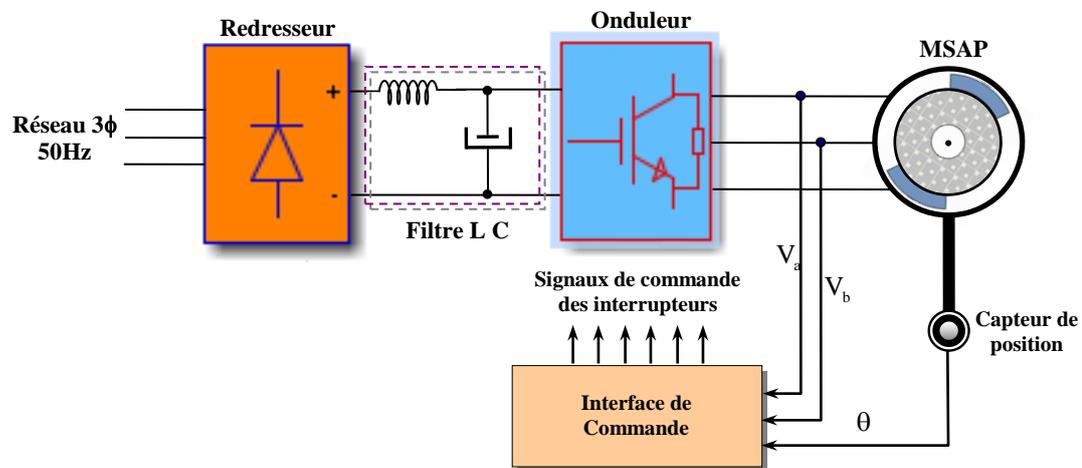


Figure (1.5) Schéma bloc du moteur synchrone à aimants permanents.

## 1.4 MODELISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE

La mise en œuvre de la variation de vitesse dans le cas d'une machine synchrone n'est envisageable qu'à partir d'une alimentation par convertisseur statique. Pour réduire l'effet des harmoniques qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Son modèle est défini par: [4-13].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$



**Figure (1.6)** Structure générale de l'alimentation d'une MSAP par onduleur de tension.

## 1.5 COMMANDE DE LA MSAP

### 1.5.1 Commande autopilotée

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable, pour faire varier cette vitesse, il existe deux procédés, [11-14] :

- La fréquence est délivrée par un dispositif (convertisseur de fréquence) dont la commande est indépendante du moteur. La machine fonctionne alors en boucle ouverte. Ce mode de fonctionnement direct présente de grands risques d'instabilité ainsi la machine décroche dans le cas où la charge devient importante.
- La fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de l'arbre moteur de manière à assurer le synchronisme ( $\omega = \omega_r$ ). le moteur élabore lui même en tournant sa

fréquence d'alimentation (fonctionnement autopiloté). Cette méthode élimine tous les risques d'instabilité propre au mode d'alimentation précédent. Le fonctionnement autopiloté nécessite la détection de la position du rotor de la machine et une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être synchronisée par rapport à une référence extérieure.

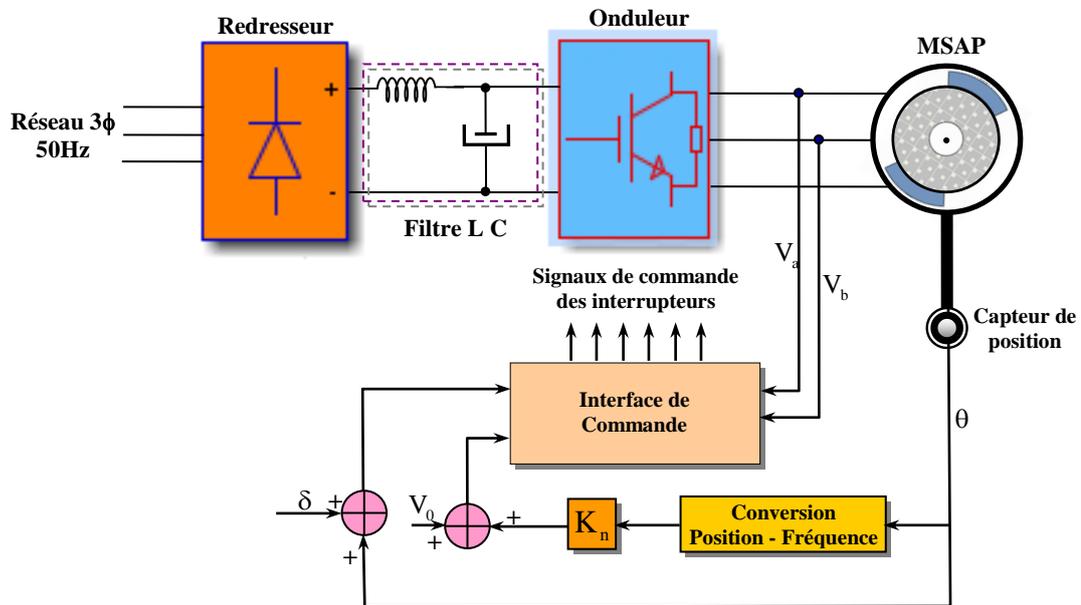


Figure 1.7 – Schéma de principe d'une MSAP autopilotée alimentée en tension.

### 1.5.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système commandé. Cette appellation vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont plus complexes que celles des commandes scalaires; mais en contrepartie, elles permettent d'obtenir de meilleures performances en régime transitoire, [7-8-16-17].

La grande différence entre une commande scalaire et une commande vectorielle vient du modèle représentant la machine que l'on veut commander. Un modèle scalaire n'utilise qu'une seule phase et ne permet pas de connaître le module et l'orientation du champ magnétique. Afin que ces derniers soient exploités, les commandes vectorielles font appel au modèle vectoriel établi en se reposant sur les relations de base des enroulements de la machine. Parmi les commandes vectorielles les plus répandues dans les domaines automatique et électrotechnique :

- Le contrôle direct du couple, (direct torque control) DTC ;
- La commande vectorielle par orientation du flux, (field oriented control) FOC.

### 1.5.2.1 Contrôle direct du couple (DTC)

La structure de contrôle direct du couple a été introduite par Depenbrock et Takahashi pour concurrencer les méthodes classiques. De nombreux travaux ont été menés et ont permis de développer la connaissance de cette commande. Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple, robustesse contre les variations paramétriques et l'absence des transformations de coordonnées. Cependant, lors d'une étude comparative entre le contrôle vectoriel par orientation du flux et le contrôle direct du couple, ce dernier a montré une certaine difficulté de commande à très basse vitesse, [8].

### 1.5.2.2 Commande vectorielle par orientation du flux (FOC)

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux est d'obtenir des performances comparables à celles d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple est naturel. Cette approche est largement répandue dans les variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972. Elle assure de bonnes performances en régime dynamique et a permis à la commande des machines à courant alternatif de connaître une véritable révolution. Désormais, cette commande constitue la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif, [7-8-16].

## 1.5.3 Commande par linéarisation entrées-sorties

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle (Annexe B) pour la commande des systèmes non linéaires. En particulier, la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne des systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie, [9-19-21-22].

Cette technique consiste à transformer un système à  $p$  entrées et  $p$  sorties non linéaire d'ordre  $n$  appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \quad (1.13)$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, 3 \dots p \quad (1.14)$$

Où :

$x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$  est le vecteur des états  $\in \mathfrak{R}^n$  ;

$u = [u_1, u_2, \dots, u_p]$  est le vecteur des commandes  $\in \mathfrak{R}^m$  ;

$y = [y_1, y_2, \dots, y_p]$ , représente le vecteur des sorties qu'on souhaite découpler ;

$f, g$  et  $h$  sont des fonctions lisses.

En un système linéaire et contrôlable. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_j^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^n L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad j=1, 2, 3 \dots p \quad (1.15)$$

Où :  $L_j^i h_j$  et  $L_g^i h_j$  sont les  $i^{\text{ème}}$  dérivées de Lie (Annexe B), le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus, et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante  $u$  qui permet de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on réécrit l'expression (1.15) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = A(x) + D(x)u \quad (1.16)$$

Avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix}$$

Et

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix}$$

La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = D(x)^{-1} [-A(x) + V] \quad (1.17)$$

$D(x)$  : matrice de découplage du système. Elle doit être inversible.

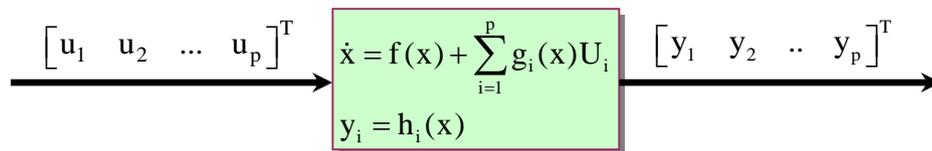
Le vecteur ( $V$ ) représente les nouvelles commandes qui sont conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique. Le choix suivant de  $V$  (variable représentant une consigne externe) :

$$V(t) = y_{\text{ref}}^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r k_i (y_{\text{ref}}^{(r-i)} - y^{(r-i)}(t)) \quad (1.18)$$

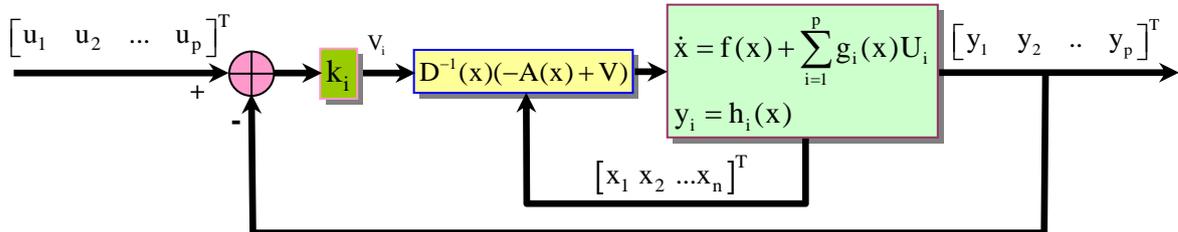
Conduit à la dynamique

$$e^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^r k_i e^{(r-i)}(t) = 0$$

Où  $e = y - y_{\text{ref}}$  : erreur de poursuite, si  $k_i$  sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à 0 de l'erreur de poursuite est garantie [9-19-24]. Le schéma bloc de la linéarisation est donné par la figure (1.8).



**Figure (1.8.a)** Modèle non linéaire.



**Figure (1.8.b)** Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

### Remarques :

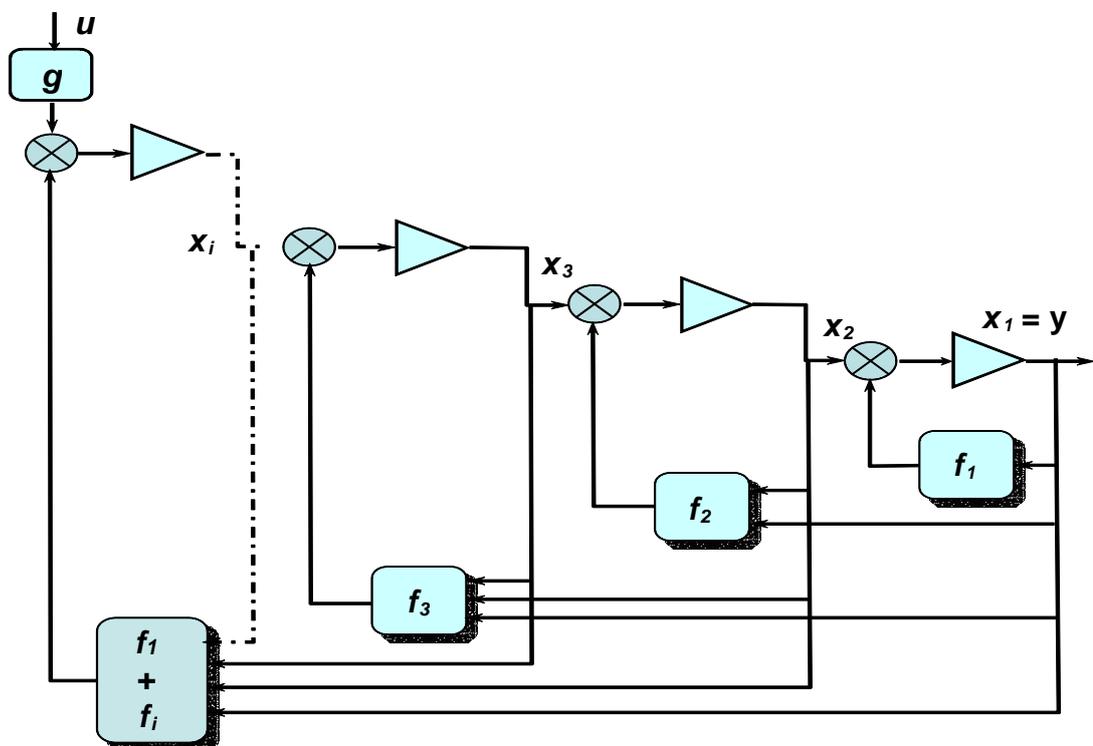
- Si on dérive  $n$  fois et la commande n'apparaît pas alors le système n'est pas linéarisable par retour d'état.
- Si le degré relatif ( $r$ ) est égal au degré du système  $n$ , alors on a linéarisé complètement le système.
- Si le degré relatif ( $r$ ) est strictement inférieur au degré du système  $n$ , alors le retour linéarisant rend certaines dynamiques non observables et de ce fait apparaît ce qu'on appelle la dynamique des zéros (qui joue un rôle comparable à celui des zéros dans le cas linéaire). Si cette dynamique est asymptotiquement stable, la commande linéarisante assurera la stabilité interne du système en boucle fermée, [19-21].

## 1.5.4 Commande par backstepping

### 1.5.4.1 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [20-23-26]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du première ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée.

Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet, figure (1.9). Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarité utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF).



**Figure (1.9)** Procédure générale de la conception de la commande par backstepping

### 1.5.4.2 Méthode de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à lineariser le système à commander afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov (Annexe C) qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant, [20].

### 1.5.4.3 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, [20], telle que l'indique la représentation suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\tag{1.19}$$

avec :  $x=[x_1, x_2 \dots, x_n]^t \in \mathfrak{R}^n$ ,  $u \in \mathfrak{R}$

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système  $y = x_1$  désire suivre le signal de référence  $y_{ref}$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes.

#### **Etape 1 :**

On commence par la première équation du système (1.19), où  $x_2$  sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref}\tag{1.20}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0\tag{1.21}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0\end{aligned}\quad (1.22)$$

Pour un tel système, on construit d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (1.23)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0]\end{aligned}\quad (1.24)$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendrait  $\dot{V}_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (1.22)

Pour cela, prenons :  $x_2 = \alpha_1$  telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (1.25)$$

Où  $k_1 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (1.22) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (1.26)$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (1.27)$$

### **Etape 2 :**

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (1.22)

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (1.28)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (1.29)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1\end{aligned}\quad (1.30)$$

Pour le système (1.30), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (1.31)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (1.32)$$

Le choix de  $x_3$  qui stabilisera la dynamique du système (1.30) et rendra  $\dot{V}_2$  négative est :  $x_3 = \alpha_2$  telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2 \quad (1.33)$$

Où  $k_2 > 0$  est une constante de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système (1.30) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (1.34)$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1) [-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (1.35)$$

Un tel choix implique:

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (1.36)$$

### **Étape n :**

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (1.37)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (1.38)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (1.39)$$

Pour le système (1.39), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (1.40)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ &= -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (1.41)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier. Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (1.42)$$

Où  $k_n > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (1.43)$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (1.44)$$

## 1.5.5 Optimisation par algorithmes génétiques

### 1.5.5.1 Choix de la méthode d'optimisation

L'homme a tout le temps espéré la perfection, quelque soit ce qu'il entreprend. Il désire atteindre tout ce qui est meilleur en améliorant ses performances (maximisation) et en diminuant ses erreurs (minimisation).

Ainsi l'optimisation cherche à améliorer une performance en se rapprochant le plus possible d'un ou plusieurs points optimums. Elle permet d'augmenter de façon sensible les performances des systèmes sur laquelle elle est appliquée. Ces systèmes, quelque soit leur nature, sont souvent représentés par des équations mathématiques. Le but de l'optimisation sera donc, de trouver les valeurs de ou des variables qui maximisent ou minimisent ces fonctions. [25-60]

Nombreuses sont les méthodes d'optimisation. Cependant dans la littérature ont les classes en deux grandes catégories. Les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Dans la première classe, on rencontre toutes les méthodes qui cherchent le minimum d'une fonction en se basant sur la connaissance d'une direction de recherche, souvent donnée par le gradient de cette fonction, dans le cas d'optimas multiples, elles s'arrêtent sur le premier rencontré. Les méthodes stochastiques s'appuient sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires. Ces méthodes ont une grande capacité à trouver l'optimum global du problème. Elles ne nécessitent ni point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale, [60-61-63].

Dans la plus part des problèmes en électrotechnique, la fonction à optimiser a plusieurs minimas. Dans ce cas, les méthodes déterministes locales ne peuvent conduire à la solution, sauf si le point de départ est voisin de la solution globale, ce qui est peu probable.

Les méthodes stochastiques sont l'alternative pour résoudre ces problèmes à plusieurs minimas. Elles sont capables de trouver le minimum global d'une fonction même dans des cas très difficile, alors que la fonction considérée présente un grand nombre de minimas relatifs. Cependant, le temps de calcul peut être élevé.

En conclusion, les méthodes stochastiques sont certainement bien adaptées à la résolution des problèmes d'optimisation dans le domaine de l'électrotechnique. Les algorithmes génétiques sont parmi ces méthodes et sont développés dans le paragraphe suivant:

#### **1.5.5.2 Définition des algorithmes génétiques**

Les algorithmes génétiques sont développés pour des fins d'optimisation. Ils permettent la recherche d'un extremum global d'une fonction définie sur un intervalle de données. Fondés sur la théorie de l'évolution de Darwin et sur les lois de la génétique, les algorithmes fonctionnent (évoluent) de la façon dont peut évoluer une population en passant par les étapes: sélection, croisement et mutation, [25-65-73]

En se basant sur les informations délivrées par la fonction à optimiser, les algorithmes génétiques contrairement aux autres méthodes explorent plusieurs points de l'espace (population). A chaque génération seule les points qui correspondent aux valeurs les plus élevées de la fonction à optimiser seront sélectionnés. Ils engendreront suite un croisement et une mutation de nouveaux points (une nouvelle population). A chaque génération, un optimum est calculé.

Pour exploiter un tel algorithme, il est nécessaire de procéder suivant le processus schématisé par l'organigramme représenté par la figure (1.10), [25].

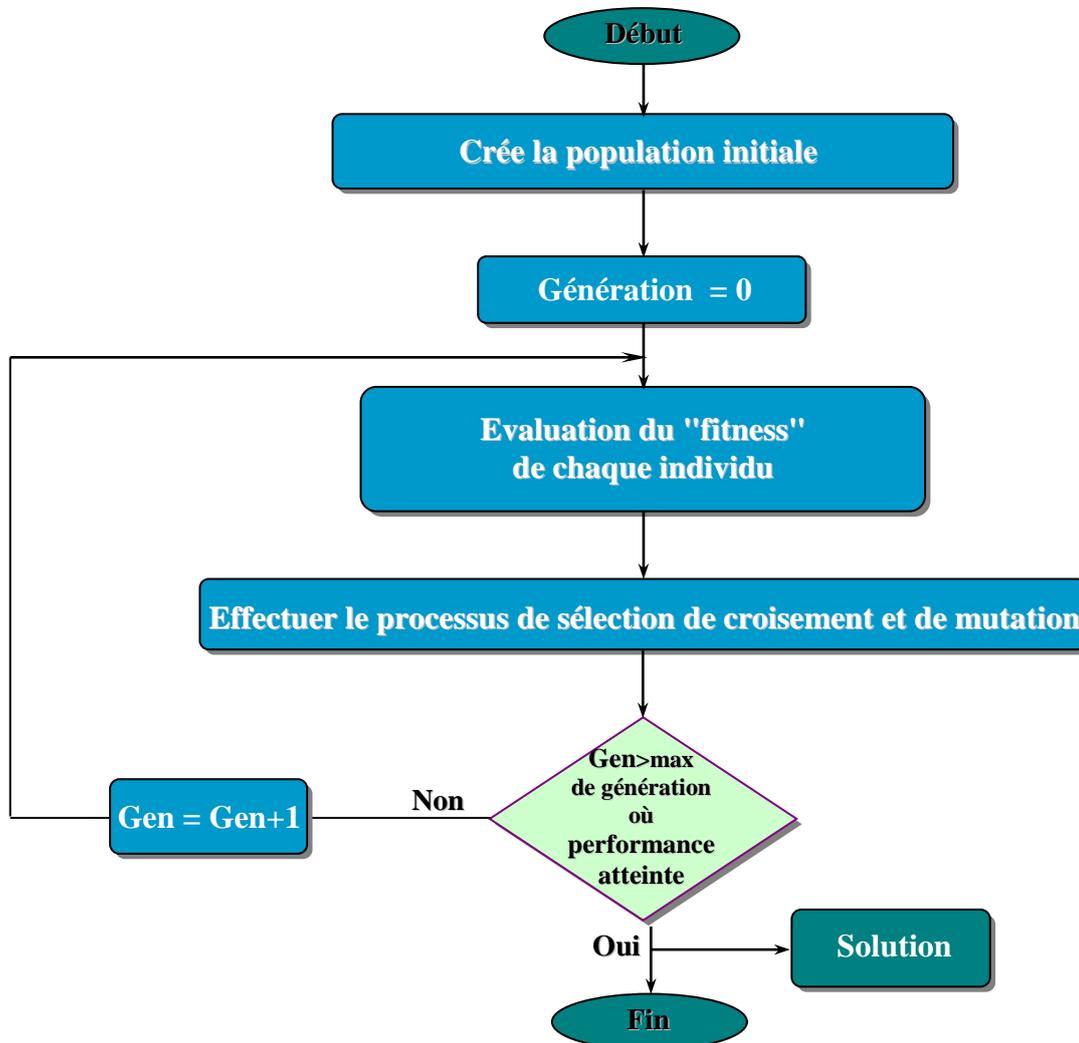


Figure (1.10) – Organigramme de l'algorithme génétique.

### 1.5.5.3 Les opérateurs génétiques

Dans chaque génération, les opérateurs génétiques sont appliqués pour choisir les individus à partir de la population actuelle dans le but de créer une nouvelle population. Généralement, les trois principaux opérateurs génétiques de reproduction, de croisement et de mutation sont employés. Par l'utilisation des différentes probabilités pour l'application de ces opérateurs, la vitesse de convergence peut être contrôlée. Les opérateurs de croisement et de mutation doivent être choisis soigneusement, parce que leur choix contribue amplement aux performances de l'algorithme génétique entier, [25-69]

## **A- Reproduction**

La reproduction est un mécanisme de sélection des parents en fixant à partir de la génération précédente quels individus qui pourront se produire pour créer une génération plus performante. Il y'a un certain nombre de méthodes de sélection et il appartient à l'utilisateur de choisir la méthode appropriée pour chaque processus. Toutes les méthodes de sélection sont basées sur le même principe: c.-à-d donnant à des chromosomes plus convenables une plus grande probabilité de sélection. il existe quatre méthodes de sélection:

- 1- Sélection par la roue de loterie.
- 2- Prélèvement universel stochastique.
- 3- Choix géométrique normal.
- 4- Sélection par tournoi

## **B- croisement**

Le croisement est l'opérateur qui assure l'échange d'information et la création de nouveaux points. Il se fait avec deux parents et donne généralement par la suite deux enfants. Sous cet opérateur, un chromosome choisi est coupé en deux parts et recombine avec un autre chromosome choisi qui a été dédoublé au même point de croisement. Typiquement cet opérateur est appliqué à un taux de 60% à 80% de la population, et le point de croisement et chaque paire est aléatoirement choisie.

## **C- Mutation**

L'opérateur de mutation est délicat à mettre en œuvre et son rôle est fondamental en génétique (aussi bien naturelle qu'artificielle). L'opérateur de mutation permet en général de s'extraire d'un optimum local, et évite ainsi l'appauvrissement de la population. Malgré le fait que la mutation peut servir un rôle essentiel dans un algorithme génétique, il convient de noter qu'elle se produit avec un petit taux de probabilité de 0.1% à 10% de la population entière.

### **1.5.5.4 Domaines d'utilisation**

Les applications des algorithmes génétiques sont nombreuses et diverses, en plus de l'optimisation des fonctions, ils sont appliquées à d'autres domaines de la science comme, [60]:

- La biologie, simulation de la cellule biologique (Rosenberg 1967 et Weinberg 1970).
- La reconnaissance des formes (cavicchio 1970).
- Traitement d'image (alignement de photos satellites, reconnaissances de suspects....).
- Optimisation du design.

- Contrôle de systèmes industriels (Beasley 1993).
- Apprentissage des réseaux de neurones (Renders 1995).
- Dans l'industrie d'électronique, la réalisation de circuit à très haute échelle d'intégration conduit à la minimisation des distances entre connexions.

En électrotechnique l'utilisation est très vaste, on cite quelques applications, [55,58,60,62]:

- Maximisation du rendement d'un moteur à courant continu sans balais pour la propulsion d'un véhicule électrique.
- Minimisation du coût d'un transformateur triphasé à trois colonnes et à deux enroulements concentriques par colonne.
- Dans l'exploitation des matériaux de façon à minimiser les coûts de fabrication et augmenter le rendement.
- Conception d'un moteur en prenant en compte les phénomènes physiques (magnétique, électrique, thermique) indispensables à son dimensionnement.

#### **1.5.5.5 Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques**

Les algorithmes génétiques présentent de nombreux avantages, [69] :

- ✓ Ils peuvent gérer des variables discrètes et continues ;
- ✓ N'exigent pas le calcul des dérivés de fonction ;
- ✓ Ils sont adaptés au calcul parallèle qui reste les moyens actuels pour lesquels les microordinateurs essayent de gagner des augmentations significatives dans la puissance de traitement ;
- ✓ Peuvent fournir une liste de variable optimale ;
- ✓ Peuvent gérer des surfaces de cout complexes;
- ✓ Peuvent gérer un grand nombre de variables.

Malgré les nombreux avantages, les algorithmes génétiques possèdent un processus de large espace de recherche, cet inconvénient entraîne un temps de calcul élevé associé au traitement et à la recherche d'un grand espace de solution. Un tel coût de calcul se traduit normalement par un processus de calcul lent et une forte demande pour la mémoire.

## **1.6 CONCLUSION**

Après un bref aperçu sur les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents, la première partie de ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine. Afin d'analyser le comportement dynamique de l'association onduleur de tension machine et de travailler

au niveau des algorithmes de commande avec des grandeurs continues, le modèle de Park est adopté. Ce dernier a permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles.

Dans la deuxième partie, on a présenté les bases nécessaires à la compréhension des méthodes à base de linéarisation entrée-sortie, backstepping et d'algorithmes génétiques. Le vocabulaire utilisé par les communautés qui étudient et développent ces méthodes est assez vaste et non encore uniformisé. Il nous a donc semblé nécessaire de préciser celui utilisé ici afin de permettre une lecture claire et sans ambiguïté des chapitres qui vont suivre.

En présentant les techniques de commandes envisagées, on gardera de faire des conclusions trop hâtives en ce qui concerne leur supériorité par rapport aux méthodes classiques. Ce n'est pas parce qu'une méthode est nouvelle qu'elle est forcément plus efficace. On les comparera donc de manière objective aux méthodes classiques. On mettra en lumière ce que ces techniques apportent comme améliorations sans occulter leurs inconvénients.

## **CHAPITRE 2**

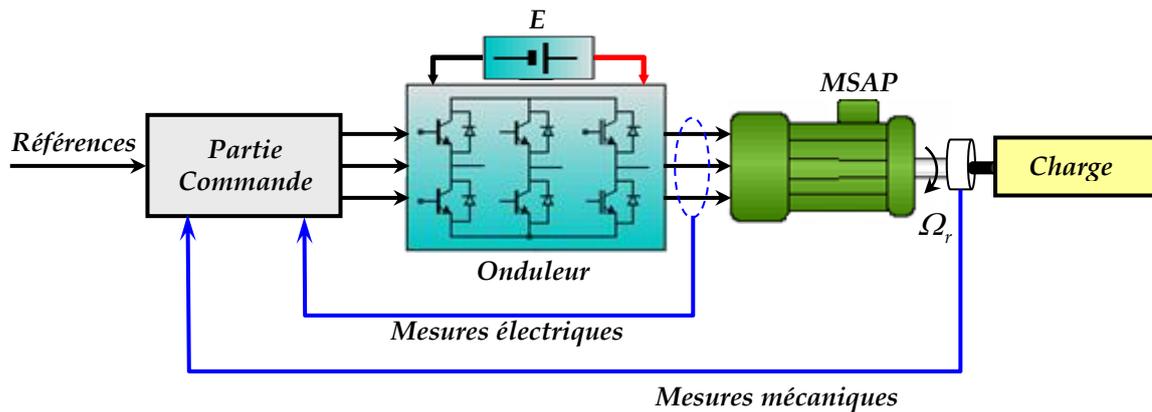
---

---

# **APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE ET DECOUPLANTE AU MSAP**

## 2.1 INTRODUCTION

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapide de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. La figure (2.1) représente l'ensemble commande-onduleur-machine, [7-26].



**Figure (2.1)** Ensemble commande-onduleur-machine.

Malgré les qualités du MSAP abordés au chapitre précédent, sa commande performante a longtemps été difficile à cause de la non linéarité de son modèle, de ces paramètres mal connus ainsi que de sa dynamique rapide. Tout ceci rend la mise en œuvre d'une loi de commande très compliquée. Cependant, ces dernières années, un intérêt considérable a été accordé aux MSAP grâce d'une part à l'évolution des microprocesseurs et d'autre part aux progrès dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires.

Dans ce chapitre, une attention particulière est portée sur les commandes non linéaires appliquées à la machine synchrone à aimants permanents. On présentera d'abord la commande standard dite commande vectorielle à flux rotorique orienté, puis la commande de type linéarisation entrée-sortie sera abordée.

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera le principe de la commande vectorielle, sa structure générale ainsi que les différents éléments qui la compose. Par la suite, la commande par linéarisation entrée sortie basée sur le concept de la géométrie différentielle et utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie et transformant ainsi le système non linéaire en un système linéaire sera exposée. Enfin la dernière partie sera consacrée à la présentation des résultats de simulation

## 2.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, le modèle de la machine synchrone est non linéaire. La commande non linéaire s'avère donc plus appropriée même s'il existe déjà des commandes linéaires. La méthode que l'on se propose d'étudier ici est dite contrôle par orientation du champ (Field Oriented Control), [7].

C'est Blaschke qui fut le premier à introduire ce type de commande et c'est Leonhard qui en développa le principe. L'objectif principal de la commande vectorielle est d'améliorer le comportement statique et dynamique des machines à courant alternatif, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu, [26-27-32-33-36-37].

### 2.2.1. Principe

D'une manière générale, le couple électromagnétique développé par une machine synchrone à aimants permanents peut s'écrire dans le référentiel de Park (d,q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (2.1)$$

Etant donné que le flux rotorique  $\phi_f$  est fixe, pour contrôler le couple, il est nécessaire de contrôler le (vecteur) courant, ceci en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard  $\psi$  par rapport à la f.e.m, soit ses composantes suivant l'axe direct  $i_d$  et l'axe en quadrature  $i_q$ .

Si on impose le courant  $i_d = 0$ , dans ce cas le couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \phi_f i_q = k_t i_q \quad (2.2)$$

avec  $k_t = \frac{3}{2} p \phi_f$

Le couple est directement proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendante. Physiquement cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation. La commande maintenant le courant  $i_d = 0$  à également comme avantage de minimiser les pertes joules.

### 2.2.2. Découplage des courants $i_d$ et $i_q$

Pour commander le moteur synchrone à aimants permanents, il est impératif de contrôler le couple, celui-ci dépend uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère d-q équation (2.1).

Comme, il est admis de le remarquer, les courants  $i_d$  et  $i_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $V_d$  et  $V_q$ . On peut dire que le système est couplé et multivariables deux entrées deux sorties. Afin de pouvoir mettre en place des commandes monovariabiles, on va à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur rechercher une contre réaction non linéaire qui découple le système.

A partir des équations suivantes :

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\omega_r L_q i_q \quad (2.3)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\omega_r L_d i_d + P\omega_r \phi_f \quad (2.4)$$

Pour découpler l'évolution des courants  $i_d$  et  $i_q$  par rapport aux commandes, on peut définir des termes de compensations  $E_d$  et  $E_q$  tel que :

- Pour la première composante du courant statorique, on aura :

$$V_d + P\omega_r L_q i_q = V'_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (2.5)$$

avec :

$$E_d = -P\omega_r L_q i_q = -P\omega_r \phi_q \quad (2.6)$$

- Pour la seconde composante :

$$V_q - P\omega_r L_d i_d - P\omega_r \phi_f = V'_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2.7)$$

avec :

$$E_q = P\omega_r L_d i_d + P\omega_r \phi_f = P\omega_r \phi_d \quad (2.8)$$

A partir des équations (2.5), (2.7) et des nouvelles entrées  $V'_d$  et  $V'_q$ , on peut définir deux transmittances mono variables :

$$\frac{i_d(s)}{V_d'(s)} = \frac{1}{R_s + L_d s} \tag{2.9}$$

$$\frac{i_q(p)}{V_q'(p)} = \frac{1}{R_s + L_q s} \tag{2.10}$$

Avec ce découplage, on obtient le schéma bloc suivant :

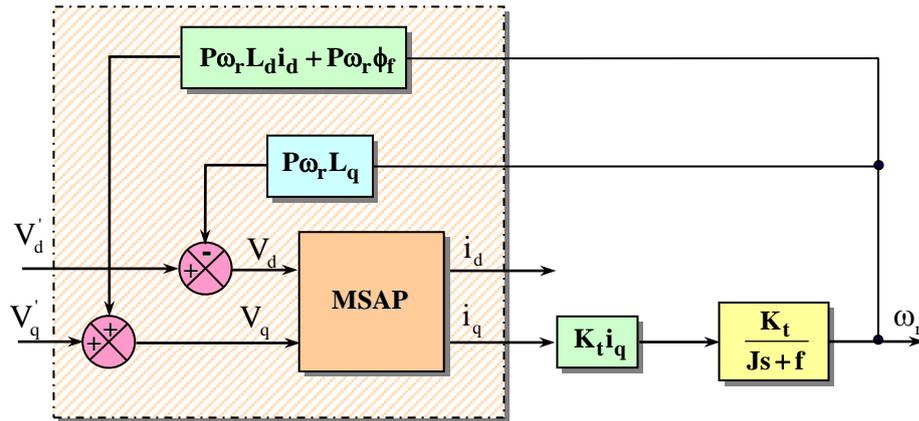


Figure (2.2) Découplage de la machine synchrone à aimants permanents

### 2.2.3. Boucles de commande de la MSAP

Pour piloter les deux courants  $i_d$  et  $i_q$ , il est nécessaire de faire la synthèse de deux correcteurs  $K_d$  et  $K_q$ , ceux-ci étant définis, un troisième correcteur  $K_\omega$  assura la commande de la vitesse en fournissant la consigne du couple (référence  $i_q^*$ ) à la boucle  $i_q$ .

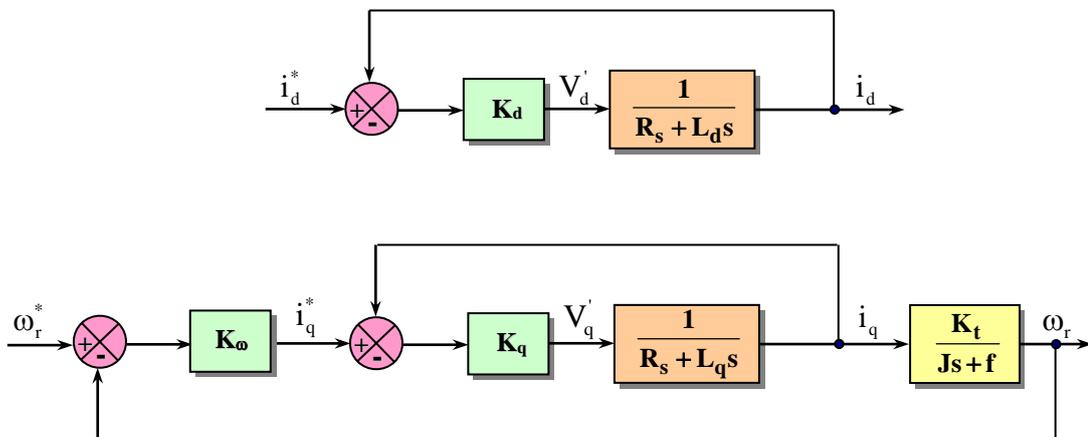


Figure (2.3) Boucles de commande

### 2.2.4. Schéma technologique

La structure de la commande vectorielle en boucle fermée avec régulation du courant  $i_d$  et  $i_q$  est représentée sur la figure (2.4). Le bloc de découplage fournit les tensions statoriques. Le passage aux grandeurs réelles se fait par le biais d'une transformation de coordonnées (dq-abc).

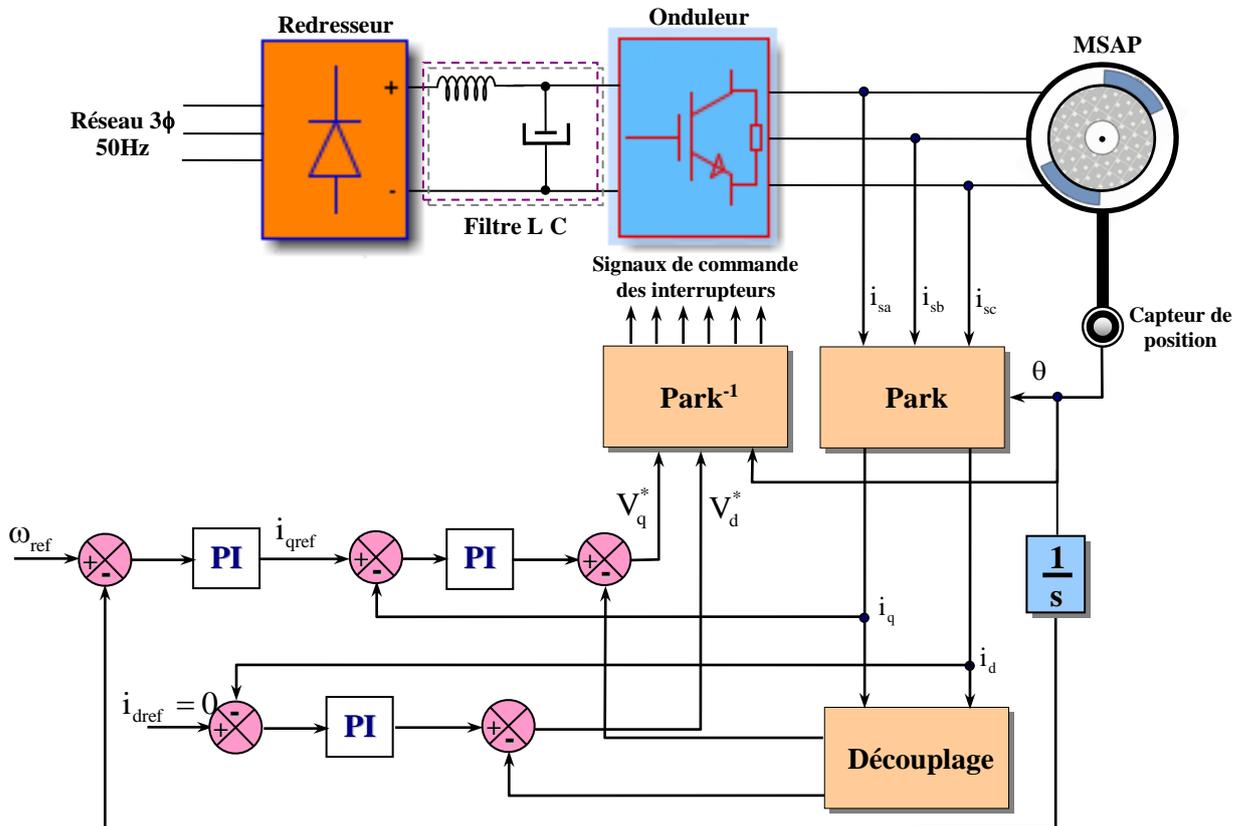


Figure (2.4) Schéma de principe d'une CV du MSAP

### 2.2.5. Calculs des régulateurs

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante :

$$\text{L'équation mécanique donne : } \frac{\omega_r(s)}{C_e(s)} = \frac{1}{Js + f}$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on aura :

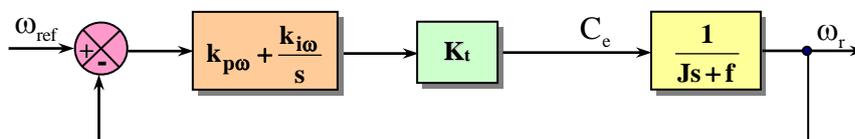


Figure (2.5) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma ci-dessus est donnée par:

$$\frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{(K_{p\omega} \cdot s + K_{i\omega}) \frac{K_t}{J}}{D(s)} \quad (2.11)$$

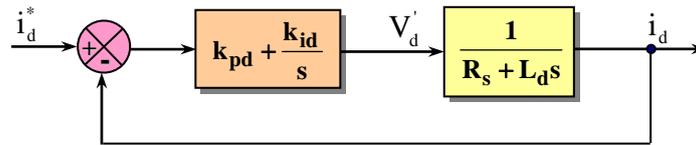
L'équation caractéristique  $D(s)$  est :

$$D(s) = s^2 + \frac{f + K_{p\omega} K_t}{J} s + \frac{K_{i\omega} K_t}{J} \quad (2.12)$$

En imposant deux pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho (-1 \pm j)$  en boucle fermée, et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on obtient :

$$K_{i\omega} = \frac{2J\rho^2}{K_t} \quad \text{et} \quad K_{p\omega} = \frac{2\rho J - f_r}{K_t}$$

Le schéma de la boucle de régulation du courant  $i_d$  est donné par la figure (2.6) :



**Figure (2.6)** Schéma de la boucle de régulation du courant  $i_d$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{(K_{pd} \cdot s + K_{id}) \frac{1}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + K_{pd}}{L_d} s + \frac{K_{id}}{L_d}} \quad (2.13)$$

En imposant deux pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho (-1 \pm j)$  en boucle fermée, et par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on obtient :

$$K_{id} = 2L_d \rho^2 \quad \text{et} \quad K_{pd} = 2\rho L_d - R_s$$

De la même manière que le calcul précédent et en imposant la même dynamique en boucle fermée, les coefficients  $K_{iq}$  et  $K_{pq}$  du régulateur de courant  $i_q$  sont semblable à ceux du régulateur du courant  $i_d$  :

$$K_{iq} = 2L_q \rho^2 \quad \text{et} \quad K_{pq} = 2\rho L_q - R_s$$

### 2.2.6 Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés donnent les réponses de la vitesse, du couple, des courants  $i_d$  et  $i_q$  à un échelon de vitesse. Le démarrage est effectué à couple maximal et le courant  $i_d$  atteint rapidement une valeur moyenne nulle, le couple est alors proportionnel au courant  $i_q$ . Les résultats montrent que la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents présentent des performances acceptable de point de vu poursuite de la consigne.

La figure (2.7-a) concernent un démarrage à vide de la MSAP pour une vitesse de référence de 100 rd/s avec inversion du sens de rotation à -100 rd/s à  $t = 0.5s$ . Lors d'un changement de la consigne, le régulateur PI se trouve soumis à un écart de réglage très important. L'action proportionnelle dont le but est de réduire l'écart risque de provoquer un grand dépassement. ce dernier peut être amorti, soit en diminuant la rapidité du réglage par action sur le placement de pôles et on perd la robustesse vis-à-vis des perturbations, soit en introduisant un filtre correcteur pour la grandeur de consigne afin d'atténuer l'impact de la variation brusque.

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par:

$$\frac{\omega_f}{\omega_{ref}} = \frac{I}{(I + \tau_f s)} \quad (2.14)$$

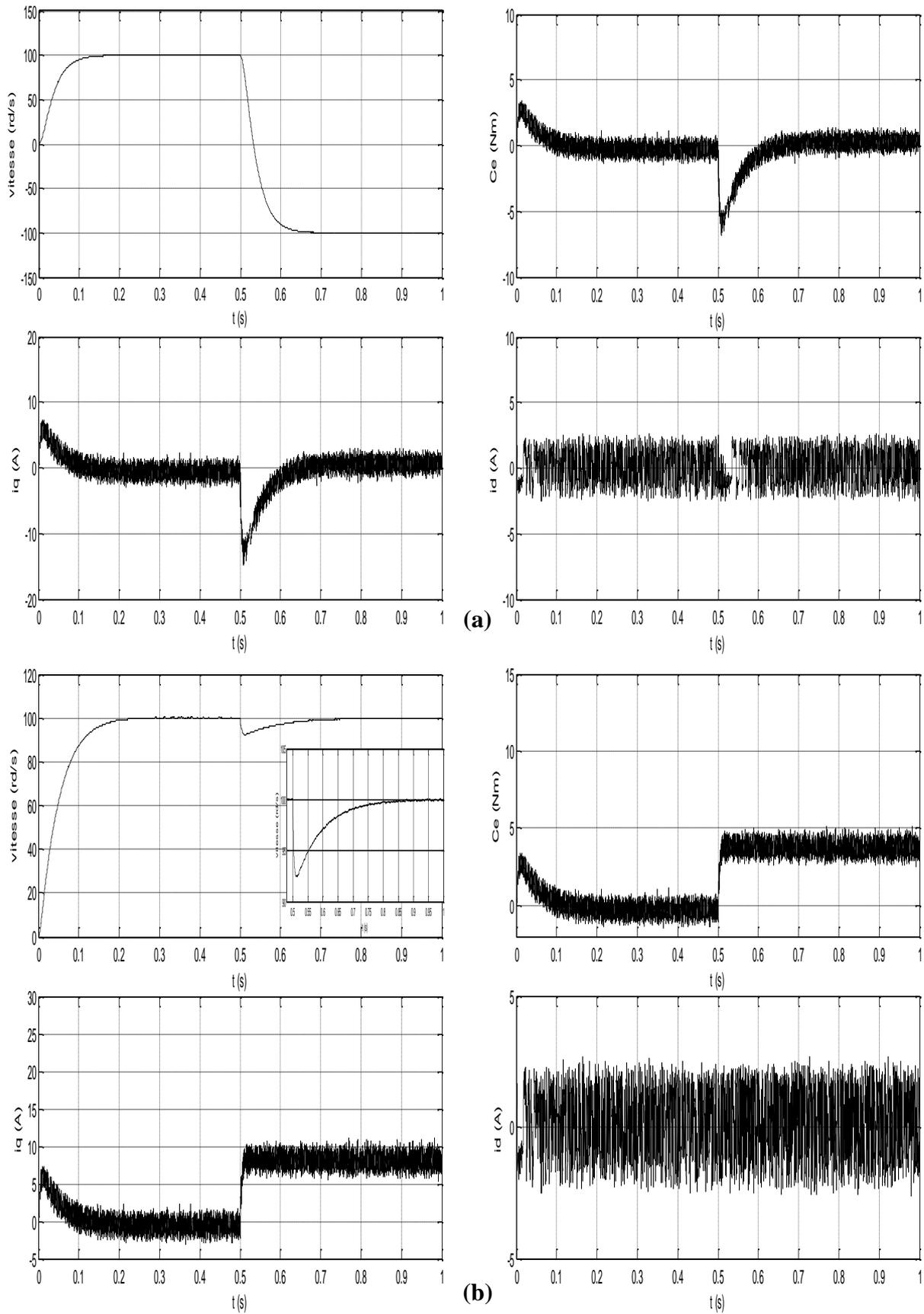
$\tau_f$  est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

$$\tau_f = \frac{k_p}{k_i}$$

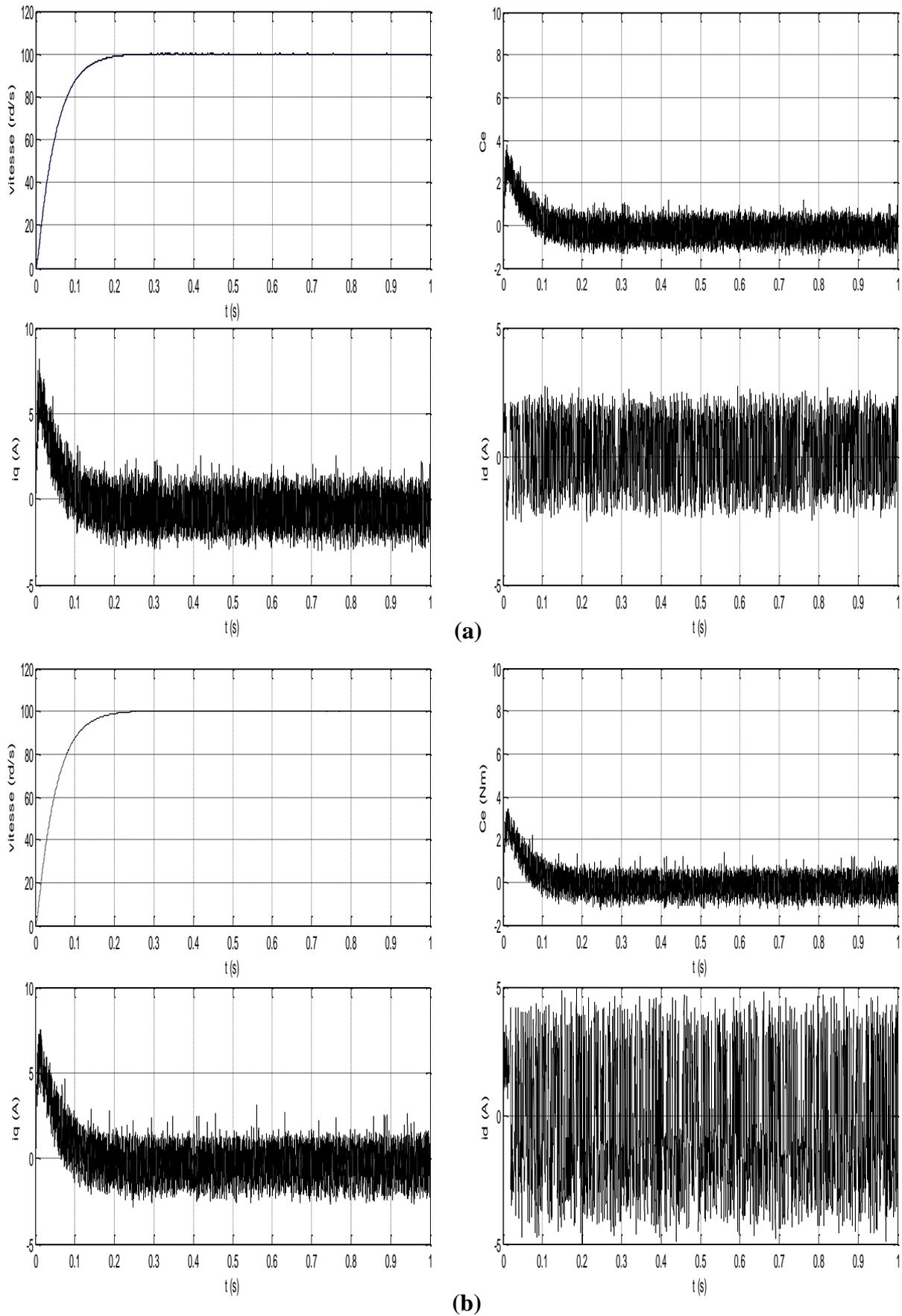
Lors de l'application d'une perturbation du couple de charge figure (2.7-b), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge. Le découplage des courants  $i_d$  et  $i_q$  est maintenu car le courant  $i_d$  reste pratiquement constant durant la variation du courant  $i_q$ .

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis des variations des paramètres, on simule son comportement dynamique pour une variation de +50% de la résistance statorique et -50% des inductances figures (2.8) et (2.9-a), On constate que les variations influent sur la dynamique de la vitesse. Une augmentation du pic du courant donc du couple principalement lors de la variation simultanée de tous les paramètres.

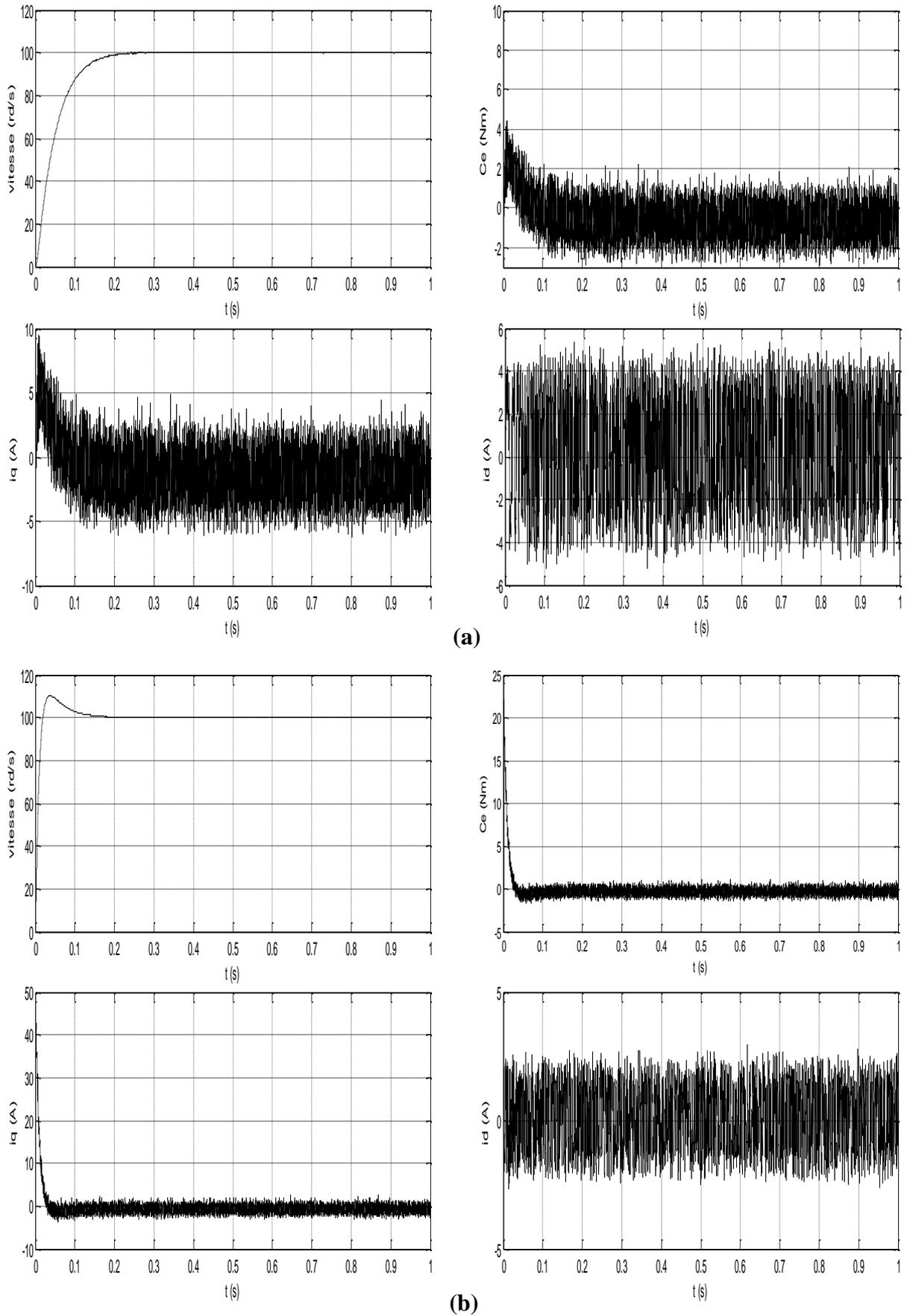
La figure (2.9-b) montre le comportement dynamique de la MSAP en régulation de la vitesse sans filtre. On constate bien que le filtre placé sur la grandeur de référence permet de réduire les dépassements constatés lors du démarrage.



**Figure (2.7)** Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse lors d'une variation (a) de la consigne, (b) de la charge



**Figure (2.8)** Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse  
 (a) lors d'une variation de +50% de la résistance (b) lors d'une variation de -50% de l'inductance



**Figure (2.9)** Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse  
 (a) lors d'une variation simultanée de tout les paramètres (b) sans filtre

### 2.3. COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE SORTIE DU MSAP

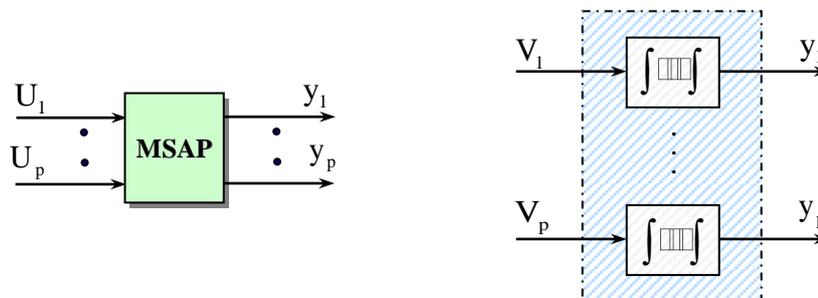
La commande par linéarisation entrée-états ou entrée-sortie est une commande non linéaire qui fut introduite par Porter dans les années 70. Elle a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en système possédant un comportement entrée-sortie ou entrée-état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire. Lorsque les dynamiques des zéros sont stables, il est possible de transformer le système non linéaire en une chaîne d'intégrateurs. Après linéarisation, les techniques classiques du linéaire peuvent être appliquées, [9-21-28-30-31-34-35-38-39].

#### 2.3.1 Principe

Soit le système défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{avec : } \begin{cases} x \in \mathbb{R}^n \\ u \in \mathbb{R}^m \\ y \in \mathbb{R}^p \end{cases} \quad (2.15)$$

La phase de découplage consiste à transformer par bouclage le système de p sorties et p entrées en p sous systèmes mono-variables indépendants :



Et en dérivant la sortie y, on obtient l'équation suivante que l'on peut écrire sous forme :

$$\dot{y} = A(x) + D(x)U \quad (2.16)$$

#### 2.3.2 Application au moteur synchrone à aimants permanents

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est exprimé dans le référentiel lié au rotor en considérant les vecteurs d'état :

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad \omega_r]^T$$

$$U = [U_1 \quad U_2]^T = [V_d \quad V_q]^T$$

Ce modèle est régi par  $\dot{x} = f(x) + g(x)U$  :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_d}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_q}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}P\omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q}P\omega_r + \frac{1}{L_q}V_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J}[(L_d - L_q)i_q i_d + \phi_f i_q] - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r \end{cases} \quad (2.17)$$

$C_r$  est le couple de charge supposé constant ou variable. On le considère comme étant une perturbation. Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x).U_1 + g_2(x).U_2 \quad (2.18)$$

Où les champs vectoriels  $f$  et  $g$  sont :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}P\omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}P\omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q}P\omega_r \\ \frac{3P}{2J}[(L_d - L_q)i_q i_d + \phi_f i_q] - \frac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix}$$

Et :

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 2.3.3 Choix des grandeurs de sortie

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statoriques  $i_d$  est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées-sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties. Dans ce volet, les sorties doivent être la vitesse du rotor ( $\omega_r$ ) et le courant ( $i_d$ ):

$$y_1 = i_d \quad \text{et} \quad y_2 = \omega_r \quad (2.19)$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement à couple maximal nous mène à imposer  $i_{dref}$  tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être un échelon ou une trajectoire quelconque définie par  $\omega_{ref}$ .

### 2.3.4 Calcul de degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système. On calcule le degré relatif  $r_i$  associé à chaque grandeur de sortie  $y_i$  choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée  $U$ .

#### 2.3.4.1 Degré relatif du courant

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_g h_2(x) U_d \quad (2.20)$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = f_1(x)$$

$$L_g h_1(x) = (g_1 \quad 0)$$

$$\text{Donc : } \dot{y}_1 = \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} V_d \quad (2.21)$$

ainsi, l'entrée  $V_d$  apparaît. On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif  $r_1 = 1$ .

#### 2.3.4.2 Degré relatif de la vitesse

En la dérivant une fois, on a:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) U_d + L_{g2} h_2(x) U_q \\ &= \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot U_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot U_q \\ &= \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] - \frac{f}{J} \omega_r \end{aligned} \quad (2.22)$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois:

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} (L_f h_2(x)) \cdot V_d + L_{g2} (L_f h_2(x)) \cdot V_q$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q f_1(x) + \frac{3p}{2J} (\phi_f + (L_d - L_q) i_d) f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \\
&\quad + \frac{3P}{2JL_d} (L_d - L_q) i_q V_d + \frac{3P}{2JL_q} (\phi_f + (L_d - L_q) i_d) V_q
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Les deux entrées ( $V_d$  et  $V_q$ ) apparaissent et le degré relatif est donc ( $r_2 = 2$ ). Le degré relatif total est ( $r = r_1 + r_2 = 3$ ), nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.

### 2.3.5 Linéarisation du modèle

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q \\ \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_q f_1(x) + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \end{bmatrix}$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3P}{2JL_d} (L_d - L_q) i_q & \frac{3P}{2JL_q} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] \end{bmatrix}$$

Ainsi la loi de commande par linéarisation entrée-sortie est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[ -A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \tag{2.25}$$

Le déterminant de la matrice de découplage  $D(x)$  est :

$$\det[D(x)] = \frac{3P[(L_d - L_q) i_d + \phi_f]}{2JL_d L_q} \neq 0 \quad \text{ou encore } \phi_f \neq (L_d - L_q) i_d$$

### 2.3.6 Loi de commande interne

Pour assurer la régulation du courant et de la vitesse vers leurs références respectives  $i_{dref}$  et  $\omega_{ref}$ , les entrées internes  $v_1$  et  $v_2$  sont calculées de la manière suivante:

$$v_1 = K_{11}(i_{dref} - i_d) + \frac{d}{dt}(i_{dref} - i_d) \tag{2.26}$$

$$v_2 = K_{22}(\omega_{ref} - \omega_r) + K_{21} \frac{d}{dt}(\omega_{ref} - \omega_r) + \frac{d^2}{dt^2}(\omega_{ref} - \omega_r)$$

Conduit à la dynamique

$$\frac{d}{dt}e_1 + K_{11}e_1 = 0 \tag{2.27}$$

$$\frac{d^2}{dt^2}e_2 + K_{21} \frac{d}{dt}e_2 + K_{22}e_2 = 0$$

Où les erreurs de poursuite  $e_1$  et  $e_2$  sont définies par :

$$e_1 = i_{dref} - i_d$$

$$e_2 = \omega_{ref} - \omega$$

Les coefficients  $k_{11}$ ,  $k_{21}$  et  $k_{22}$  sont choisis tels que  $s + k_{11} = 0$  et  $s^2 + k_{21}s + k_{22} = 0$  soient des polynômes d'Hurwitz. Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure (2.10) suivante:

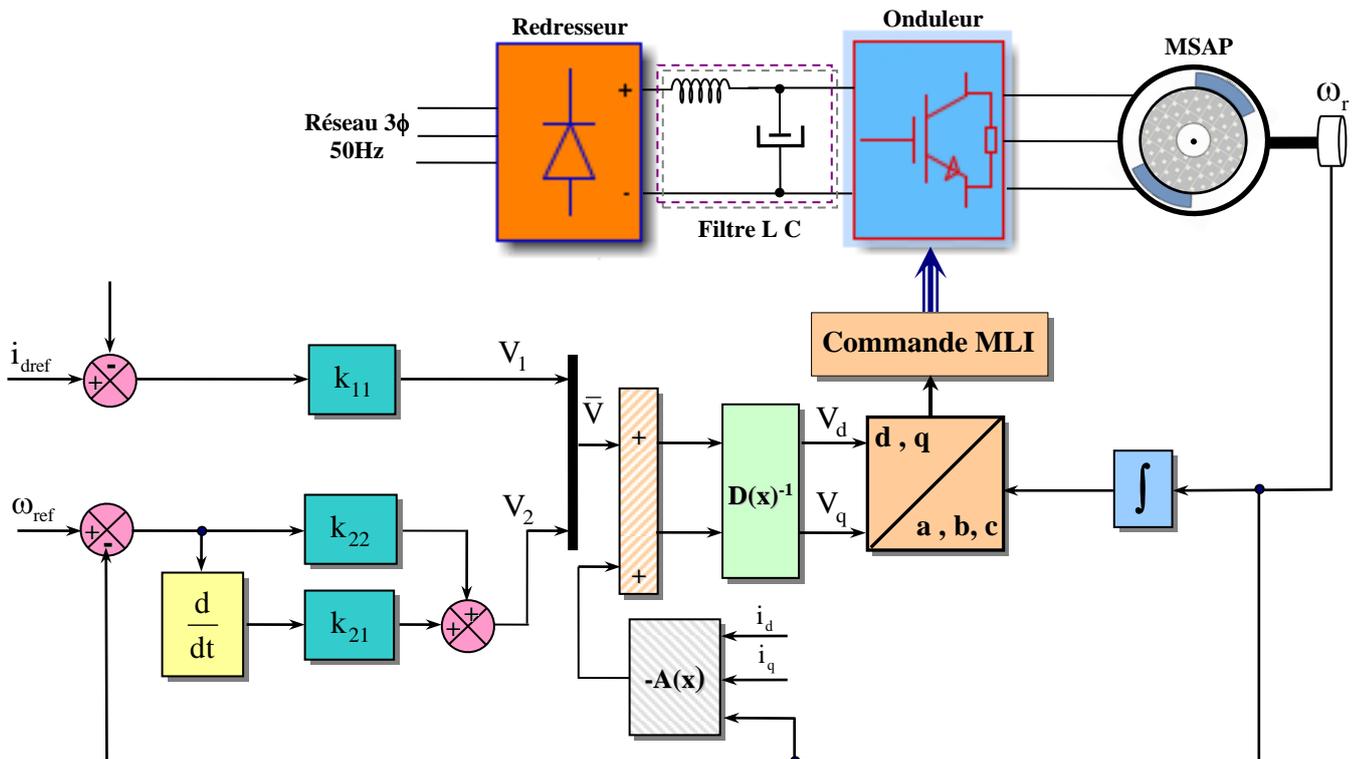


Figure (2.10) Principe de la commande par linéarisation entrée-sortie

2.3.7 Résultats de simulation

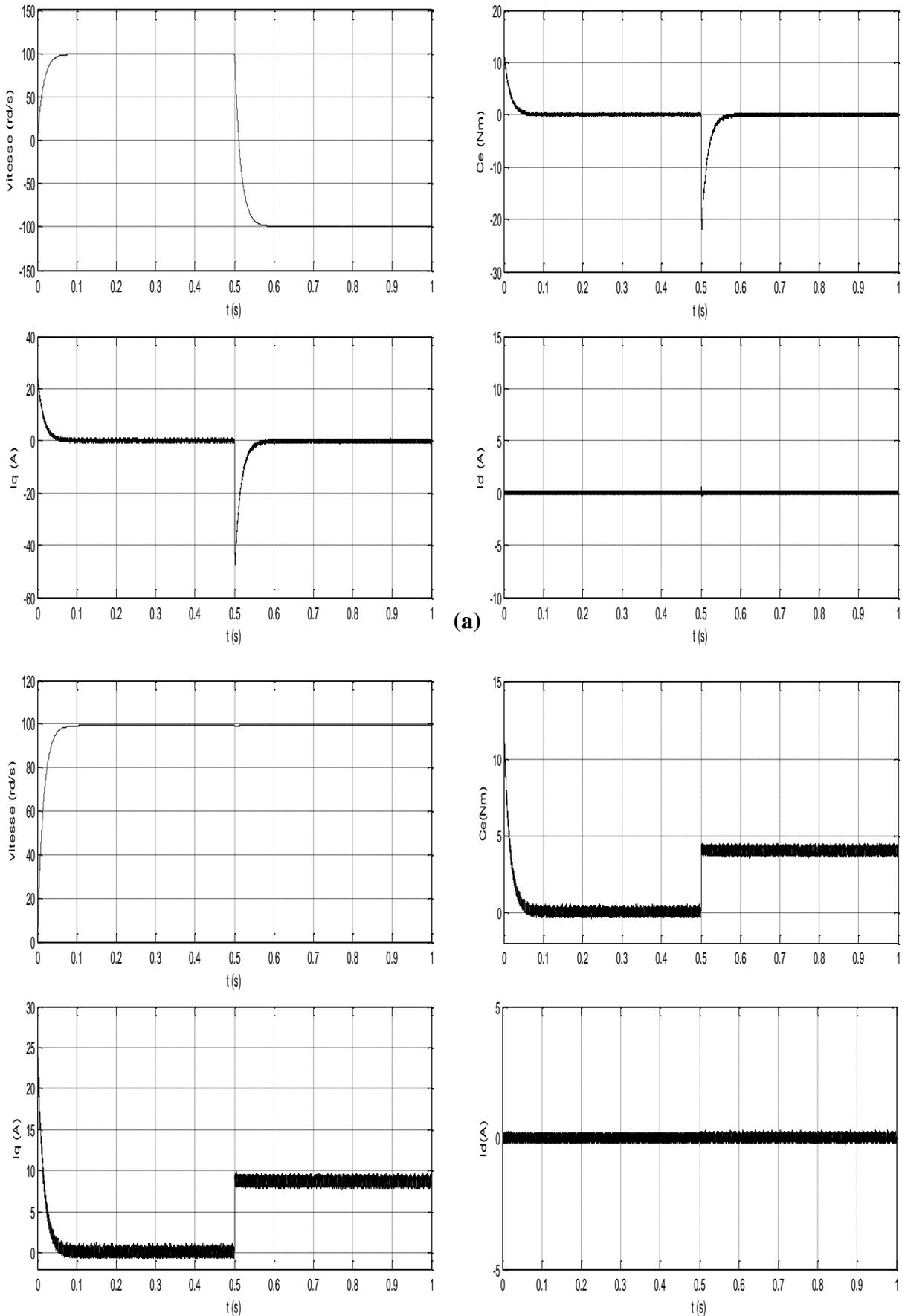
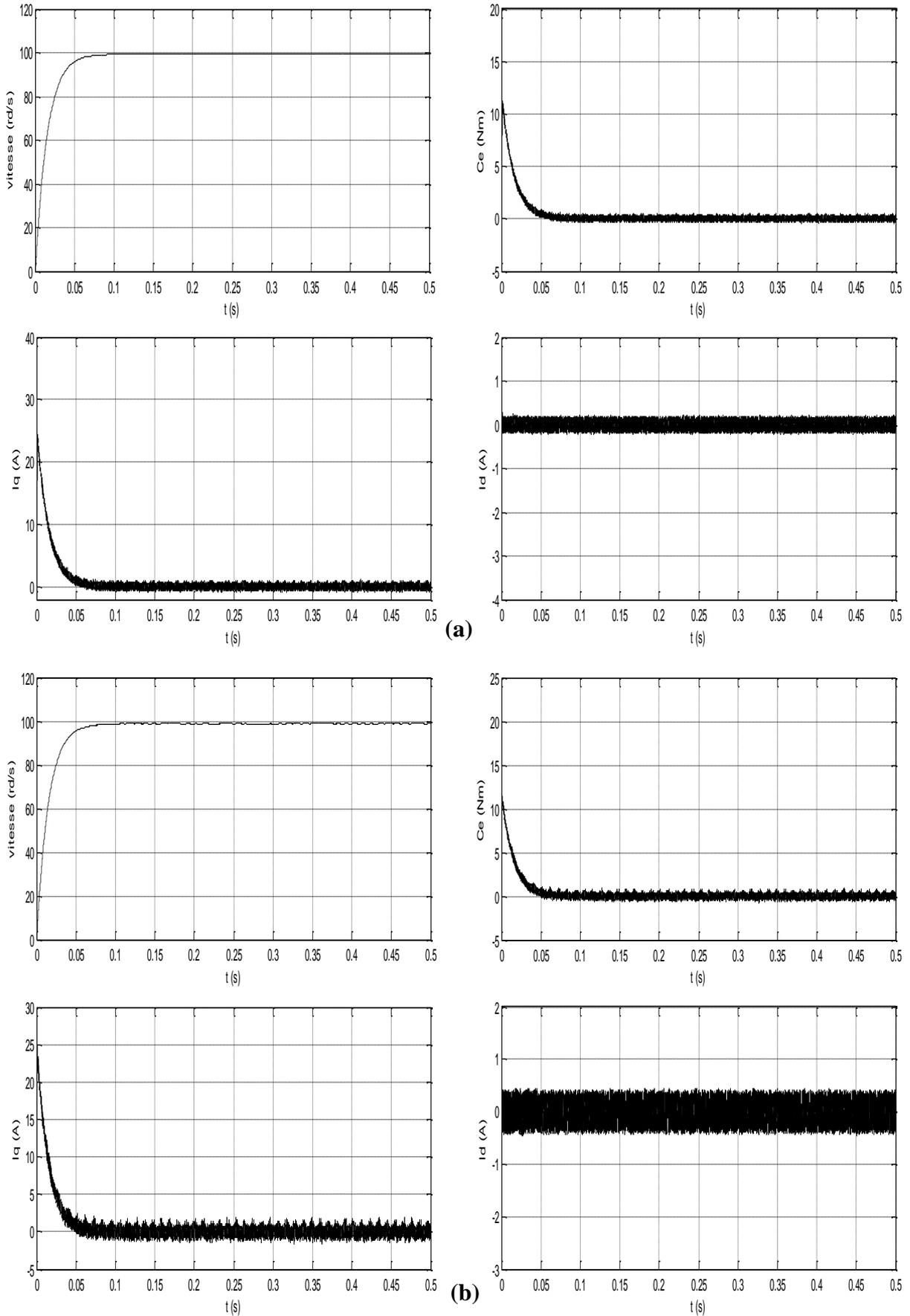
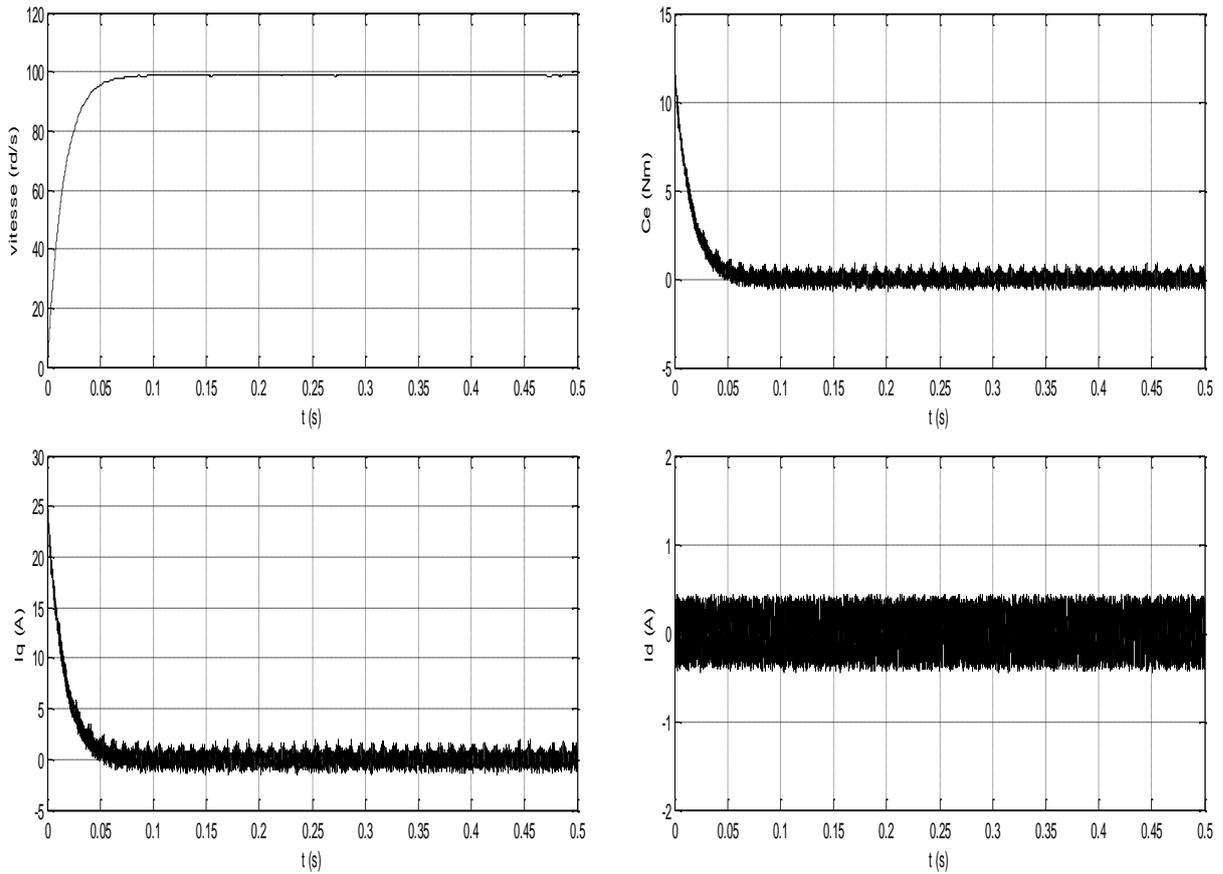


Figure (2.11) Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse lors d'une variation (a) de la consigne, (b) de la charge



**Figure (2.12)** Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse  
 (a) lors d'une variation de +50% de la résistance (b) lors d'une variation de -50% de l'inductance



**Figure (2.13)** Comportement dynamique de la MSAP en régulation de vitesse lors d'une variation simultanée de tout les paramètres

Les résultats présentés sur les figures ci-dessus confirment la nature linéaire et découplé du système en boucle fermée et les réponses obtenues sont satisfaisantes de point de vue poursuite de la consigne.

La figure (2.11-a) montre la variation de la vitesse de rotation. On applique une consigne de vitesse de 100  $\text{rd/s}$ , puis une inversion du sens de rotation de -100  $\text{rd/s}$  est appliquée à  $t = 0.5\text{s}$ . On constate que la vitesse suit sa référence avec exactitude au régime permanent et en régime transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement, le courant  $i_q$  et le couple électromagnétique ont la même allure ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé. Lors de l'application du couple de charge figure (2.11-b), la réponse des courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$  montre bien le découplage introduit par la commande non linéaire ( $i_d = 0$ ), le couple dépend seulement de la composante  $i_q$ .

Les figures (2.12) et (2.13) montrent la sensibilité du contrôleur non linéaire lors des variations paramétriques. On remarque que cette variation affecte légèrement le contrôleur et provoque une diminution de la vitesse lors de la variation simultanée de tous les paramètres.

## 2.4 Conclusion

Afin de mieux évaluer les différences avec les techniques de commande adoptées et développées dans ce chapitre, au début un aperçu théorique sur la commande vectorielle a été donné, une simulation de la commande a été effectuée. On a pu noter que cette dernière a assuré le découplage entre le couple et le flux. Les régulateurs classiques PI en boucle interne pour la régulation des courants et en boucle externe pour contrôler la vitesse ont été utilisés afin de garantir les performances désirées.

Néanmoins, certaines performances ne peuvent être garanties en présence de variations paramétrique. Le principe de la commande entrée-sortie a été entamé dans la deuxième partie, l'objectif étant de chercher une commande non linéaire pour linéariser le comportement entrée-sortie de la MSAP. Son application a permis un découplage exact, la puissance des lois de commande non linéaire a permis de mieux maîtriser la dynamique de la machine qui est naturellement non linéaire. Les réponses obtenues sont satisfaisantes de point de vue poursuite de la consigne et variation de la charge.

Cependant sa limitation fait face aux variations paramétriques. Dans un souci de robustesse du système, la commande adaptative s'avère nécessaire. Cette dernière sera abordée dans le chapitre suivant.

## **CHAPITRE 3**

---

---

# **COMMANDE NON LINEAIRE ADAPTATIF PAR BACKSTEPPING DU MSAP**



### 3.1 INTRODUCTION

La linéarisation globale par bouclage n'est souvent pas possible, les systèmes ne sont en générale que partiellement linéarisable puisque le modèle d'un procédé même relativement complexe, n'est jamais parfait.

La linéarisation est basée sur la compensation des termes non linéaires, or les paramètres d'un système ne sont connus qu'approximativement en général et le modèle lui-même peut être incertain. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire du système, 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.

Un grand nombre de recherches ont été destinés aux développements des méthodologies adaptatives non linéaires combinant la technique de linéarisation avec les méthodes adaptatives, [10-42-44]. La plupart des méthodes sont destinées au cas où les paramètres incertains rentrent d'une façon linéaire dans le modèle.

La méthode proposée par Akhrif-Blenkchip (conditions de triangularité), [19] ne se limite pas pour le cas où les paramètres incertains rentrent d'une façon linéaire dans le modèle, mais il s'applique aussi aux modèles dont les paramètres incertains rentrent d'une façon non linéaire. Marino [53] a montré que le modèle de la machine asynchrone satisfait les conditions proposé par Akhrif-Blenkchip.

La conception d'un contrôleur adaptatif non linéaire destiné à la régulation de la vitesse du MSAP a été largement détaillée par Kaddouri, [19], dans laquelle, il a présenté deux cas; dans le premier, il a considéré que les paramètres rentrent d'une façon linéaire dans le modèle (la résistance statorique et le couple de charge) et dans le deuxième cas, les paramètres rentrent d'une façon non-linéaire (l'inductance statorique et le moment d'inertie). La technique proposée nécessite de bonnes connaissances en automatiques. De plus, le développement du modèle mathématique est insurmontable vue l'ordre des termes dérivés des estimés qui apparaissent dans la loi de commande.

Cependant parmi les travaux récents, la technique du backstepping (commande stabilisante non linéaire) est apparue comme une autre alternative. Elle s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires (strict feedback system). Le backstepping est moins restrictif et n'oblige pas le système à devenir linéaire. L'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser la loi de commande d'une manière récursive. Certaines composantes du vecteur d'état sont considérées

comme des commandes virtuelles et des lois de commande intermédiaires sont élaborées, [10-20-23-54].

On se propose donc dans ce chapitre de faire la synthèse d'une loi de commande pour l'estimation des paramètres du moteur synchrone à aimants permanents. Les paramètres incertains sont principalement la résistance statorique (qui dépend de la température), les inductances (qui dépendent du niveau de saturation) et le couple de charge (qui est difficilement quantifiables) en utilisant la technique du backstepping et dont le problème de stabilité est pris en compte par la fonction de Lyapunov, (Annexe ©).

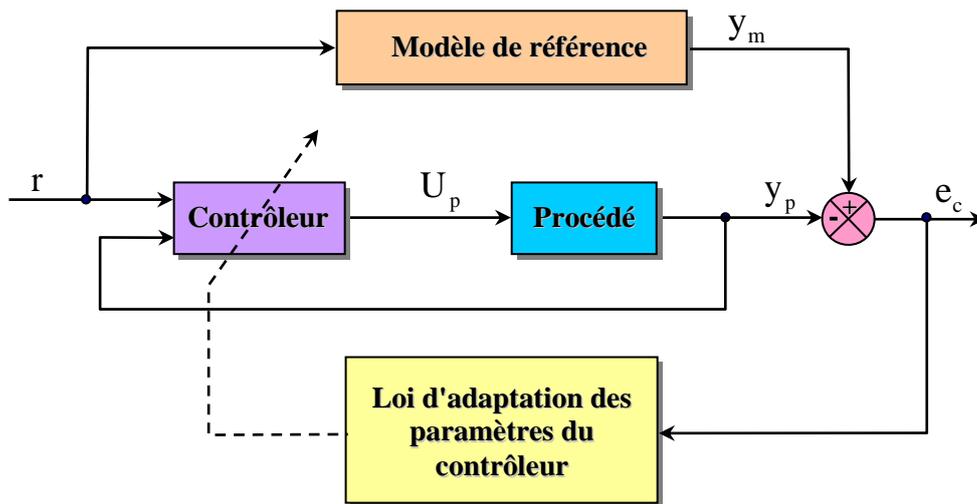
## **3.2 APERÇU SUR LA COMMANDE ADAPTATIVE**

L'origine de la commande adaptative remonte aux années 1950, Elle est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de la commande adaptative est l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps. Un système adaptatif peut s'envisager comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui prend en compte toutes les variations des signaux d'entrée et de sortie et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus, c'est elle qui rend le système adaptatif, [21-74].

Les différentes méthodes de commande se différencient par la structure choisie pour réaliser la remise à jour en temps réel des paramètres du régulateur en fonction des variations du processus à commander. Les stratégies résultantes conduisent aux deux techniques adaptatives simples à mettre en œuvre et largement utilisées à ce jour en pratique

### **3.2.1 Commande adaptative directe à modèle de référence**

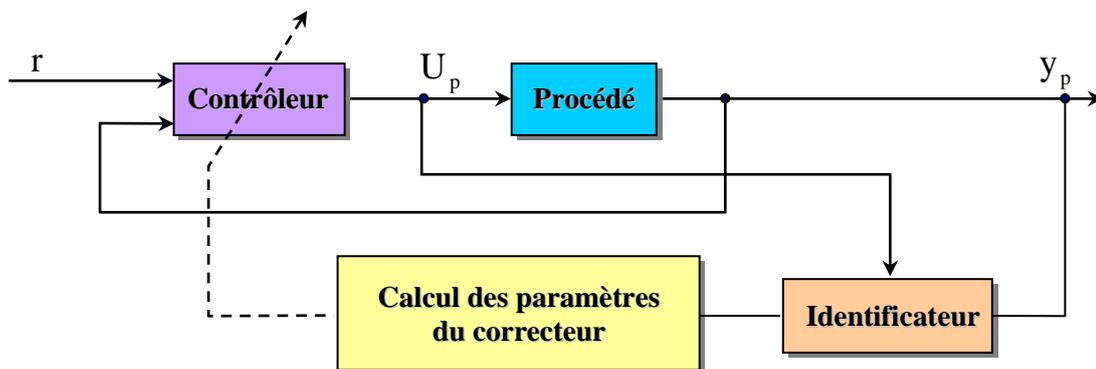
La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961. L'objectif de la loi d'adaptation est d'ajuster les paramètres du contrôleur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire  $e_c$  vers zéro. Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non-modélisées et d'incertitudes paramétriques, figure (3.1).



**Figure (3.1)** Schéma de principe de la commande adaptative par modèle de référence

### 3.2.2. Commande adaptative indirecte avec identification du modèle

La commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC), encore appelée commande auto-ajustable a été introduite en 1958. Cette stratégie est avant tout conçue selon les principes de séparation et d'équivalence certaine. Un régulateur adaptatif est élaboré selon le principe de séparation si l'estimation du modèle du procédé est effectué séparément de la conception du régulateur et selon le principe d'équivalence certaine reposant sur l'hypothèse que les paramètres du modèle estimé sont identiques à ceux du procédé réel. Pour l'élaboration du régulateur aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte, figure (3.2).



**Figure (3.2)** Schéma de principe d'un auto-régleur

### 3.2.3. Commande adaptative non-linéaire

La commande adaptative non linéaire a connu un grand intérêt à la fin des années 80 avec la première version de la linéarisation entrée-sortie adaptative, cette technique a donnée des résultats satisfaisant mais elle limite la structure du modèle et la manière dont il dépend des paramètres incertains. Depuis 1990, la commande non linéaire dite backstepping est devenue l'une des

techniques de commande les plus populaires pour une large gamme de classes des systèmes non linéaires. Elle se distingue par sa capacité à garantir facilement la stabilisation globale du système, même en présence des incertitudes paramétriques. La conception de la loi de commande est basée principalement sur la construction des fonctions de Lyapunov associées, [20].

L'idée de base de la commande backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. Le principal avantage est que l'ordre du contrôleur adaptatif est minimal ainsi que l'ensemble vers lequel les états et les estimés convergent, [41-44-52].

### 3.3 APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR BACKSTEPPING AU MSAP [1-6]

#### 3.3.1 Cas d'estimation de la résistance statorique

##### 3.3.1.1 Modèle utilisé

Le système d'équations différentielles représentant la machine synchrone à aimants permanents défini dans le premier chapitre peut se mettre sous une forme dite strict feedback ou forme paramétrique pure. Par conséquent, on peut lui appliquer la commande par backstepping.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - P\omega_r i_d - \frac{P\omega_r \phi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \omega_r) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$C_{em} = \frac{3P}{2} [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.2)$$

Le modèle présenté ci-dessus est non linéaire dû au couplage entre la vitesse et les courants électriques. De plus, les paramètres peuvent variés avec la température et la saturation durant le fonctionnement du moteur. Par conséquent, quand les performances de la machine sont exigées, les non linéarités, les incertitudes et les variations du couple de charge doivent être pris en considération par la loi de commande.

### 3.3.1.2 Développement et procédure de la commande

Dans ce qui suit, la stratégie adoptée va permettre de linéariser le système non linéaire en présence des paramètres inconnus. L'avantage de cette commande est que durant la stabilisation, les non linéarités du système reste intactes.

#### Etape 1 "boucle de vitesse"

On a comme trajectoire de référence  $\omega_{ref}$  à faire poursuivre par le procédé, ce qui va se traduire par le calcul permanent de l'erreur de vitesse:

$$e = \omega_{ref} - \omega_r \quad (3.3)$$

sa dynamique est donnée par:

$$J \dot{e} = J \dot{\omega}_r = f \omega_r + C_r - \frac{3P}{2} [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.4)$$

comme l'erreur de la vitesse doit être réduite à zéro, les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont identifiés comme des éléments de commande virtuels pour stabiliser la vitesse du moteur. Pour déterminer la fonction stabilisante, la fonction de Lyapunov est définie comme suit:

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (3.5)$$

En dérivant la fonction de Lyapunov, on obtient:

$$\dot{V} = e \dot{e} = -k_s e^2 + \frac{e}{J} (f \omega_r + C_r - \frac{3P}{2} \phi_f i_q + k_s J e) - \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q e \quad (3.6)$$

où  $k_s$  est un gain positive.

La poursuite de la vitesse est obtenue si les fonctions stabilisantes suivantes sont définies par:

$$\begin{cases} i_{qref} = \frac{2P}{3\phi_f} (f \omega_r + C_r + k_s J e) \\ i_{dref} = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

si les erreurs des courants définies par :

$$\begin{cases} e_d = i_{dref} - i_d \\ e_q = i_{qref} - i_q \end{cases} \quad (3.8)$$

tendent vers zéro, alors la fonction de Lyapunov (3.5) devient:

$$\dot{V} = -k_s e^2 \quad (3.9)$$

ceci réalise la stabilité asymptotique globale.

Puisque le couple de charge est inconnu, il doit être estimé de manière adaptative, alors on définit:

$$\hat{i}_{qref} = \frac{2}{3P\phi_f} (f \omega_r + \hat{C}_r + k_s J e) \quad (3.10)$$

tel que  $\hat{C}_r$  est la valeur estimée du couple de charge. Donc à partir de l'équation (3.4) et (3.10), la dynamique de l'erreur de la vitesse sera donnée par l'équation suivante:

$$\dot{e} = \frac{1}{J} \left[ -\tilde{C}_r + \frac{3P}{2} \phi_f e_q - k_s e J + \frac{3P}{2} (L_d - L_q) e_d i_q \right] \quad (3.11)$$

$$\text{Où: } \tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$$

### **Etape 2 " Boucle de couple et de flux"**

pour stabiliser les courants  $i_d$  and  $i_q$ , on définit leur dynamique d'erreurs comme suit:

$$\dot{e}_d = -\dot{i}_d = \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{P\omega_r L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} V_d \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_q &= \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q = \frac{2}{3P\phi_f} \left( f \frac{d\omega_r}{dt} + k_s J \frac{de}{dt} \right) - \frac{di_q}{dt} \\ &= \frac{2(f - k_s J)}{3P\phi_f J} \left[ \frac{3P}{2} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - f \omega_r - C_r \right] + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{P\omega_r L_d}{L_q} i_d + \frac{P\omega_r \phi_f}{L_q} - \frac{V_q}{L_q} \end{aligned} \quad (3.13)$$

### **Etape 3**

On va supposer que les paramètres inconnus à estimés sont  $R_s$  et  $C_r$ . Alors la structure de Lyapunov peut se traduire sous la forme suivante:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{C}_r^2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{R}^2) \quad (3.14)$$

tel que:  $\tilde{R} = \hat{R} - R$

$\gamma_1$  et  $\gamma_2$  sont des gains constants.

En dérivant la fonction de Lyapunov (3.14), on obtient l'expression:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 = & e\dot{e} + e_d\dot{e}_d + e_q\dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{C}_r\dot{\tilde{C}}_r + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{R}_s\dot{\tilde{R}}_s = -k_s e^2 - k_1 e_d^2 - k_2 e_q^2 \\
& + e_d \left[ \frac{\hat{R}_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q \omega_r}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} V_d + k_1 e_d + \frac{3p(L_d - L_q)}{2J} i_q \right] \\
& + e_q \left\{ \frac{2(f - k_s J)}{3p\phi_f J} \left[ \frac{3}{2} p(\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \tilde{C}_r - f \omega_r \right] \right. \\
& \left. + \frac{\hat{R}_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d \omega_r}{L_q} i_d + \frac{p\phi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} V_q + k_2 e_q + \frac{3pe}{2J} \phi_f \right\} \\
& + \tilde{C}_r \left[ \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{C}}_r + \frac{e}{J} - \frac{2(f - k_s J)}{3p\phi_f J} e_q \right] + \tilde{R}_s \left[ \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{R}}_s + \frac{e_d i_d}{L_d} + \frac{e_q i_q}{L_q} \right]
\end{aligned} \tag{3.15}$$

La réalisation de la stabilité implique la dérivée de la fonction de Lyapunov suivante;

$$\dot{V}_2 = -k_s e^2 - k_1 e_d^2 - k_2 e_q^2 \leq 0 \tag{3.16}$$

alors, il faut sélectionner les lois de commande comme suit;

$$V_d = \hat{R}_s i_d - L_q p \omega_r i_q + k_1 L_d e_d + \frac{3pL_d}{2J} (L_d - L_q) e_i \tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
V_q = & \frac{2(f - k_s J)}{3p\phi_f J} \left[ \frac{3}{2} p(\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \hat{C}_r - f \omega_r \right] \\
& - \hat{R}_s i_q + L_d p \omega_r i_d + p \phi_f \omega_r + k_2 L_q e_q + \frac{3peL_q}{2J} \phi_f
\end{aligned} \tag{3.18}$$

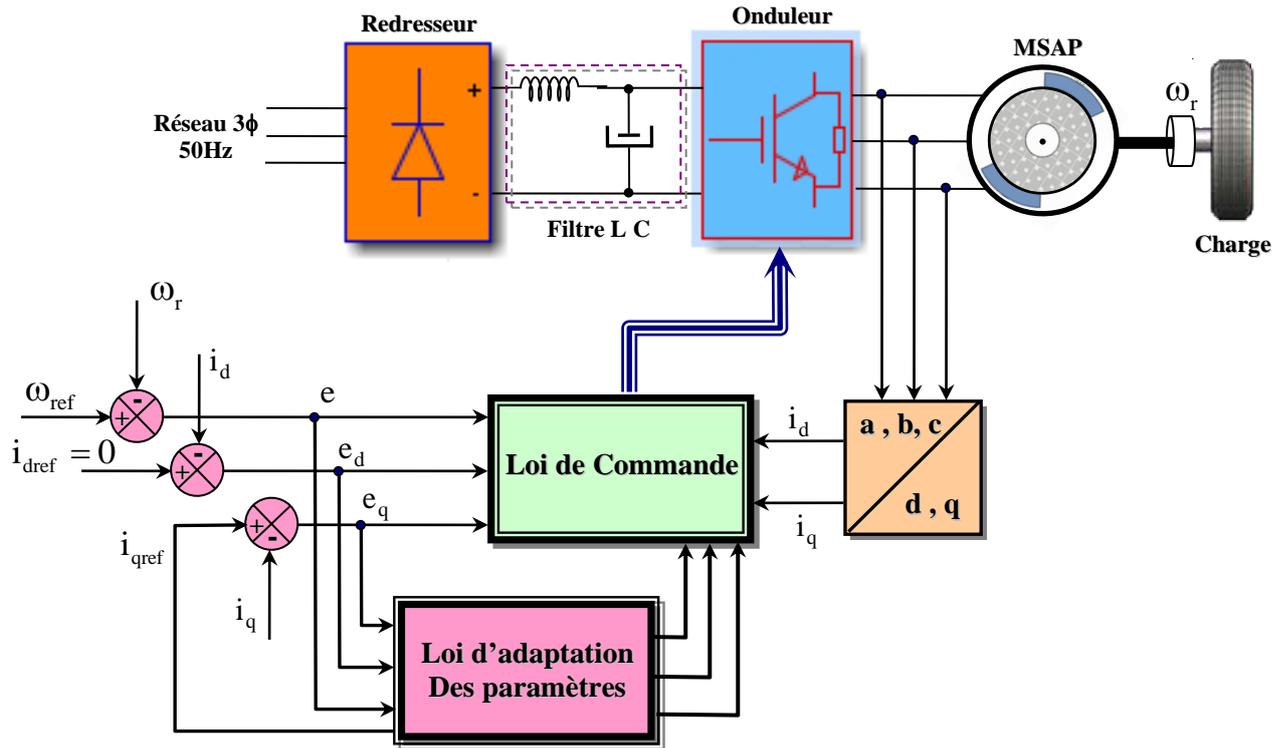
Et choisir les lois de mise à jour des paramètres estimés représentés par :

$$\dot{\tilde{C}}_r = -\gamma_1 \left[ \frac{e}{J} - \frac{2(f - k_s J)}{3p\phi_f J} e_q \right] \tag{3.19}$$

$$\dot{\tilde{R}}_s = -\gamma_2 \left[ \frac{e_d i_d}{L_d} + \frac{e_q i_q}{L_q} \right] \tag{3.20}$$

### 3.3.1.3 Résultats de simulations

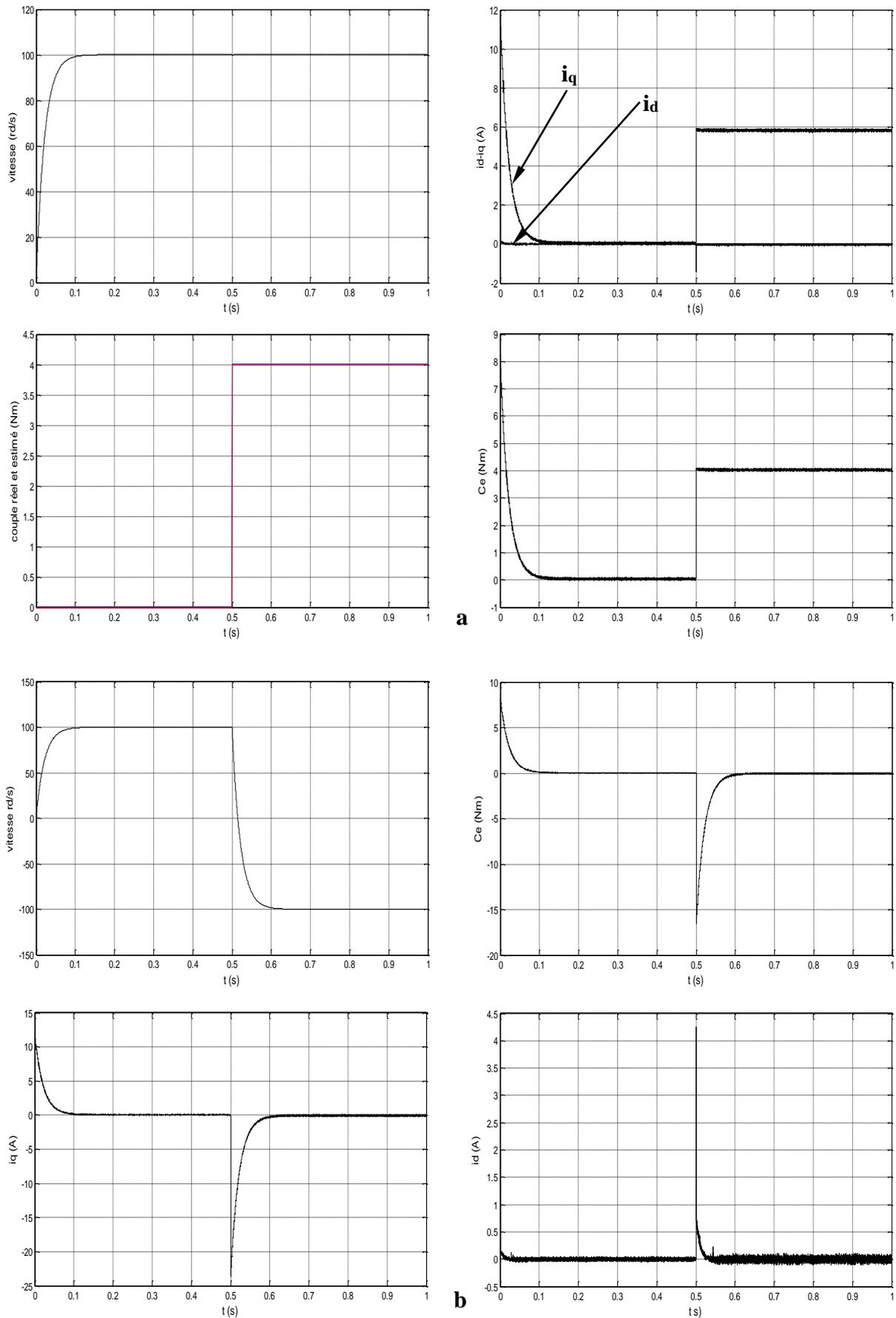
Le schéma de simulation correspondant au principe proposé ci-dessus est représenté par la figure (3.3). Pour illustrer l'efficacité et les performances de cette approche, on présente les résultats de simulation sur les figures (3.4) et (3.5)



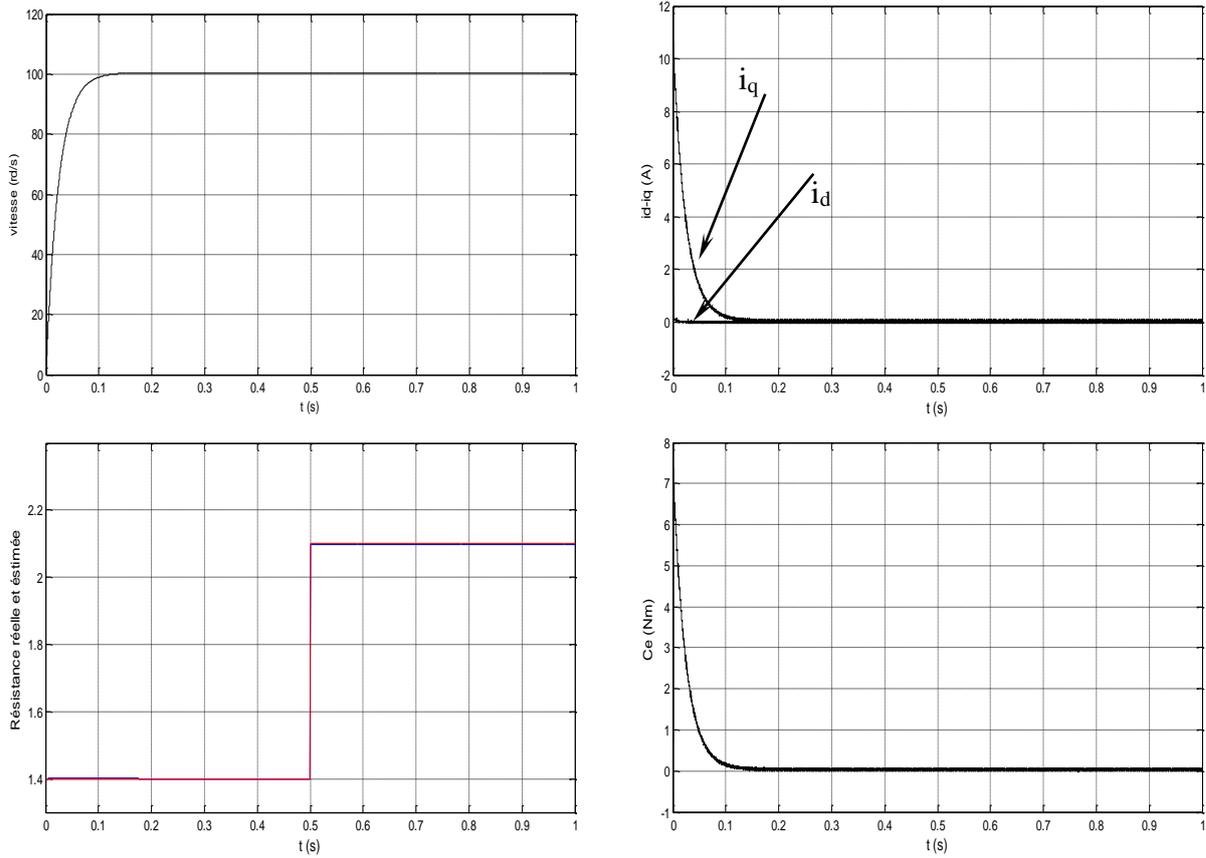
**Figure (3.3)** Schéma de principe de la commande proposée du MSAP

La figure (3.4) montre une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence vis-à-vis de la variation de la charge et d'inversion du sens de rotation. La figure (3.4-a) montre que le couple estimé suit parfaitement le couple résistant ce que le couple électromagnétique traduit en poursuite de cette charge. Le découplage des courants  $i_d$  et  $i_q$  est maintenu car le courant  $i_d$  reste pratiquement nul durant la variation du courant  $i_q$ .

La figure (3.5) montre les résultats de simulation lors de la variation de la résistance de (+50%) de sa valeur nominale. On remarque la robustesse de cette technique vis-à-vis de cette variation, la résistance estimée suit parfaitement la variation appliquée, la vitesse présente un bon suivi vers sa consigne et le découplage entre les courants est toujours réalisé.



**Figure (3.4)** Comportement dynamique de la MSAP avec  
 (a) estimation de la charge, (b) variation de la consigne



**Figure (3.5)** Comportement dynamique de la MSAP avec estimation de la résistance statorique (variation de  $R_s$  de +50%)

### 3.3.2 Cas d'estimation des inductances $L_d$ et $L_q$

#### 3.3.2.1 Développement et procédure de la commande

Dans ce cas, les étapes 1 et 2 sont les mêmes que précédemment sauf l'étape 3 qui change, en considérant que les inductances varient avec la saturation. Les incertitudes considérées dans le système sont  $L_d$ ,  $L_q$  et  $C_r$ , par conséquent, il est nécessaire de les estimer adaptativement, d'où on peut considérer leurs estimés par  $\hat{L}_d$ ,  $\hat{L}_q$  et  $\hat{C}_r$ . Maintenant, on définit une nouvelle fonction de Lyapunov en tenant compte des erreurs des courants et des erreurs des variables estimées:

$$V_2 = \frac{1}{2} (e^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{L}_d^2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{L}_q^2 + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{C}_r^2) \quad (3.21)$$

tel que:  $\tilde{L}_d = \hat{L}_d - L_d$ ,

$\tilde{L}_q = \hat{L}_q - L_q$ ,

$\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  et  $\gamma_3$  sont des gains constants.

En dérivant la fonction de Lyapunov ci-dessus et après réarrangement de l'équation, il est nécessaire de sélectionner les tensions de commande par:

$$V_d = R_s i_d - P \hat{L}_d \omega_r i_q + k_1 \hat{L}_d e_d + \frac{3P}{2J} \hat{L}_d (\hat{L}_d - \hat{L}_q) e_i \quad (3.22)$$

$$V_q = R_s i_q + P \hat{L}_d \omega_r i_d + P \phi_f \omega_r + k_2 \hat{L}_q e_q + \frac{3P}{2J} \phi_f e \hat{L}_q + \frac{2(f - k_s J) \hat{L}_q}{3P \phi_f J} \left[ \frac{3}{2} P (\phi_f i_q + (\hat{L}_d - \hat{L}_q) i_d i_q) - \hat{C}_r - f \omega_r \right] \quad (3.23)$$

Et les lois de mise à jour des paramètres estimés peuvent être représentés par:

$$\dot{\hat{C}}_r = -\gamma_3 \left( \frac{e}{J} + \frac{2(f - k_s J)}{3P \phi_f J} e_q \right) \quad (3.24)$$

$$\dot{\hat{L}}_d = -\gamma_1 \left[ -\frac{3P e e_d}{2J} i_q - \frac{e_q (f - K_s J) i_d i_q}{\phi_f J} - \frac{e_q P \omega_r i_d}{L_q} \right] \quad (3.25)$$

$$\dot{\hat{L}}_q = -\gamma_2 \left[ \frac{3P e e_d}{2J} i_q + \frac{e_q (f - K_s J) i_d i_q}{\phi_f J} + \frac{e_d P \omega_r i_q}{L_d} \right] \quad (3.26)$$

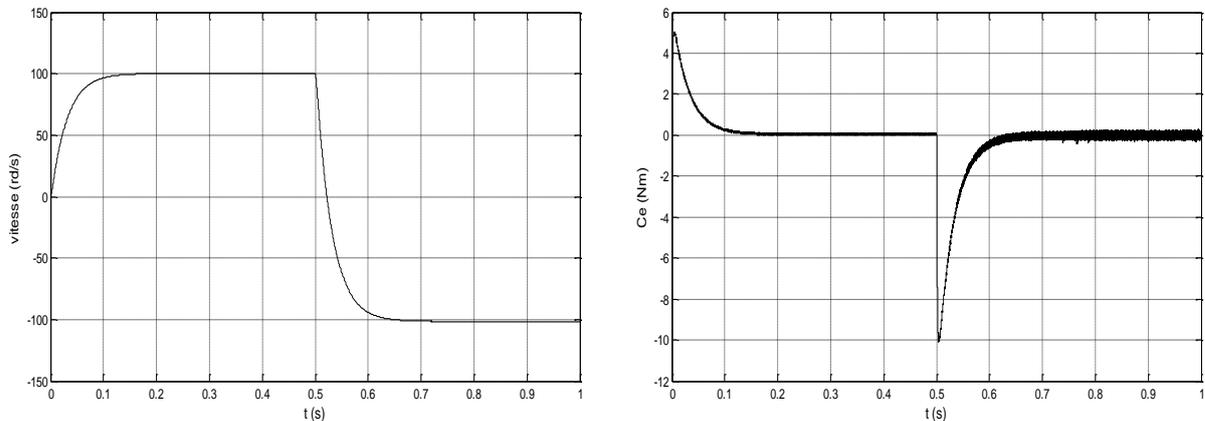
Enfin la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'expression suivante:

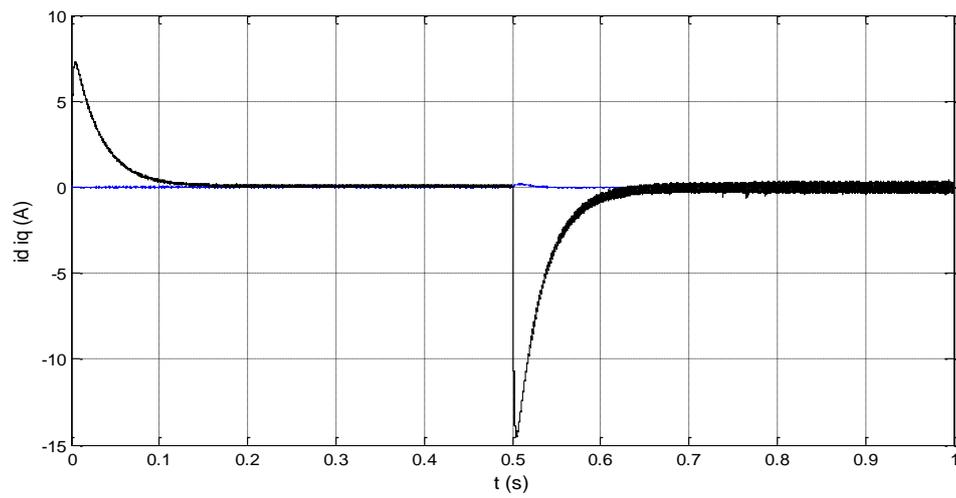
$$\dot{V}_2 = -k_s e^2 - k_1 e_d^2 - k_2 e_q^2 \leq 0 \quad (3.27)$$

Il est prouvé que l'équation (3.27) garantit la stabilité asymptotique globale. Par conséquent les lois de commande obtenues permettent d'assurer la stabilité de la machine par un choix judicieux des paramètres  $k_s$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$ .

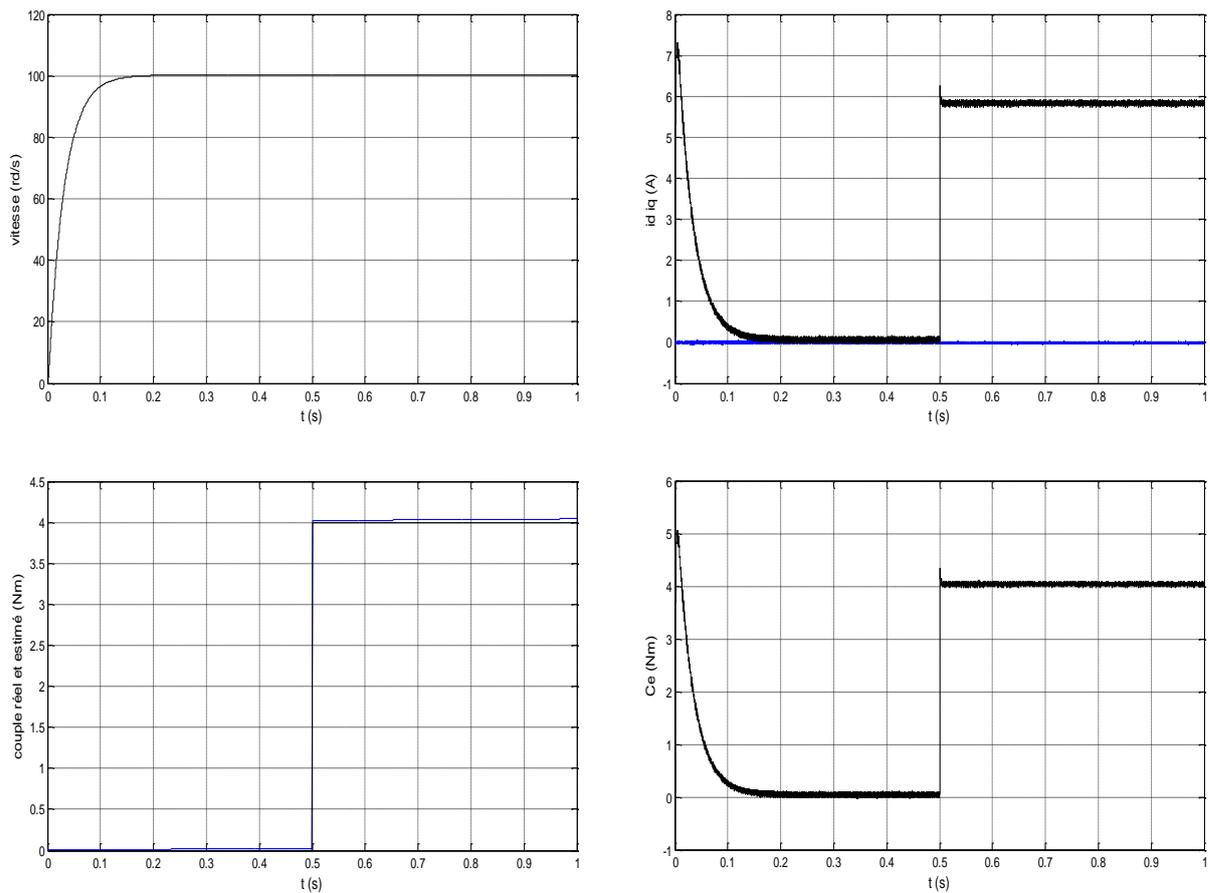
### 3.3.2.2 Résultats de simulation

Pour illustrer l'efficacité et les performances de cette approche, on présente les résultats de simulations suivantes:

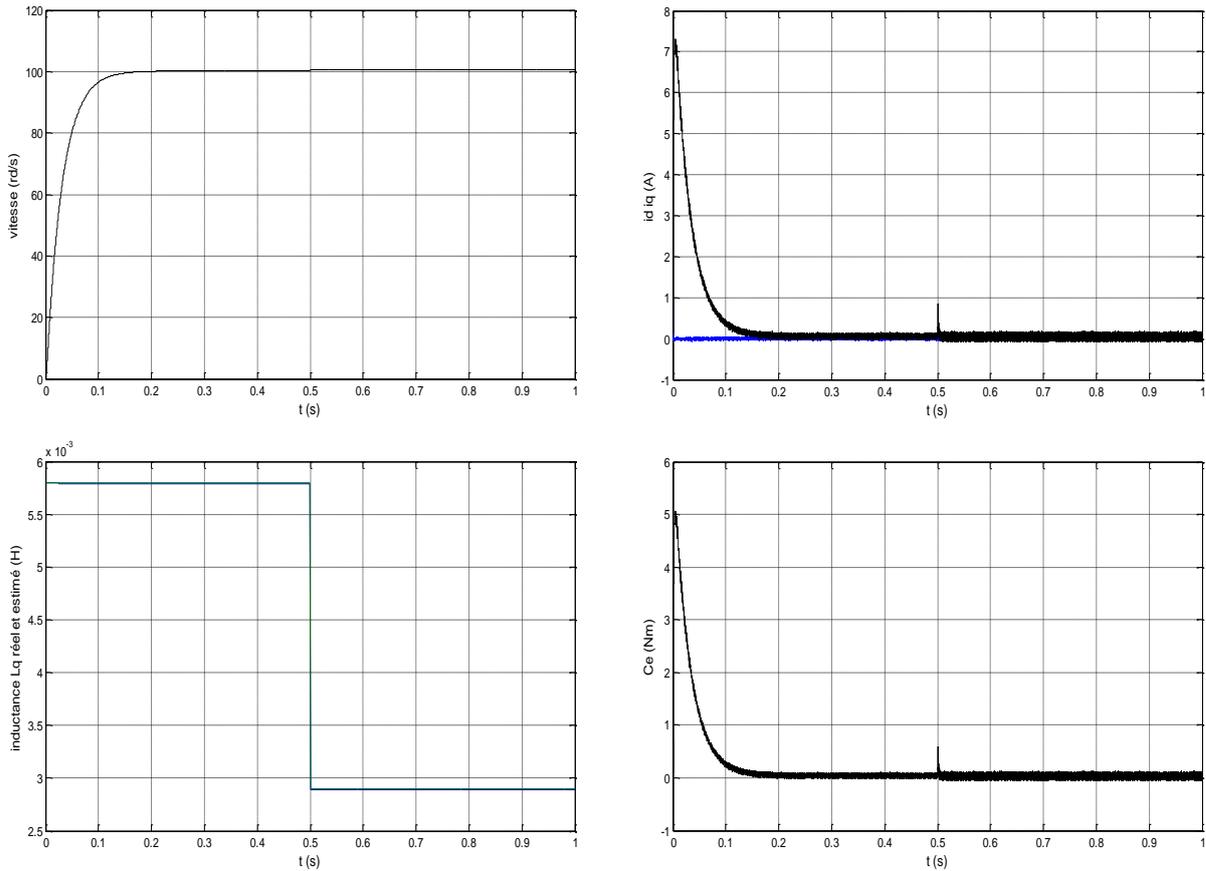




**Figure (3.6)** Comportement dynamique de la MSAP lors de l'inversion du sens de rotation



**Figure (3.7)** Comportement dynamique de la MSAP avec estimation du couple résistant



**Figure (3.8)** Comportement dynamique de la MSAP avec estimation de l'inductance ( variation de  $L_q$  de -50%)

### 3.3.3 Cas d'estimation de tous les paramètres

#### 3.3.3.1 Développement et procédure de la commande

La même procédure que précédemment est appliquée pour les étapes 1 et 2. Pour l'étape 3, on prendra en compte la variation de tous les paramètres à savoir, la résistance statorique  $R_s$ , les inductances  $L_d$   $L_q$  ainsi que le couple de charge. Maintenant, on définit une nouvelle fonction de Lyapunov afin de réduire les erreurs des variables estimées à zéro:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\theta_1} \tilde{L}_d^2 + \frac{1}{\theta_2} \tilde{L}_q^2 + \frac{1}{\theta_3} \tilde{C}_r^2 + \frac{1}{\theta_4} \tilde{R}_s^2) \quad (3.28)$$

tel que:  $\tilde{L}_d = \hat{L}_d - L_d$ ,

$\tilde{L}_q = \hat{L}_q - L_q$ ,

$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$

$\tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$

$\theta_1$  ,  $\theta_2$  ,  $\theta_3$  et  $\theta_4$  sont des gains constants.

En dérivant la fonction de Lyapunov ci-dessus et après réarrangement de l'équation, il est nécessaire de sélectionner les tensions de commande par:

$$V_d = \hat{R}_s i_d - P \omega_r \hat{L}_q i_q + k_1 \hat{L}_d e_d + \frac{3P}{2J} \hat{L}_d (\hat{L}_d - \hat{L}_q) e_i \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} v_q = & \hat{R}_s i_q + P \omega_r \hat{L}_d i_d + P \phi_f \omega_r + k_2 \hat{L}_q e_q + \frac{3P}{2J} \phi_f e \hat{L}_q \\ & + \frac{2(f - k_s J) \hat{L}_q}{3P \phi_f J} \left[ \frac{3}{2} P (\phi_f i_q + (\hat{L}_d - \hat{L}_q) i_d i_q) - \hat{C}_r - f \omega_r \right] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Et les lois de mise à jour des paramètres estimés peuvent être représentés par:

$$\dot{\hat{R}}_s = -\theta_4 \left[ \frac{e_d}{L_d} i_d + \frac{e_q}{L_q} i_q \right] \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{C}}_r = -\theta_3 \left( \frac{e}{J} + \frac{2(f - k_s J)}{3P \phi_f J} e_q \right) \quad (3.32)$$

$$\dot{\hat{L}}_d = -\theta_1 \left[ -\frac{3P e e_d}{2J} i_q - \frac{e_q (f - K_s J) i_d i_q}{\phi_f J} - \frac{e_q P \omega_r i_d}{L_q} \right] \quad (3.33)$$

$$\dot{\hat{L}}_q = -\theta_2 \left[ \frac{3P e e_d}{2J} i_q + \frac{e_q (f - K_s J) i_d i_q}{\phi_f J} + \frac{e_d P \omega_r i_q}{L_d} + \frac{3P}{2J} \phi_f e e_q \right] \quad (3.34)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'expression suivante:

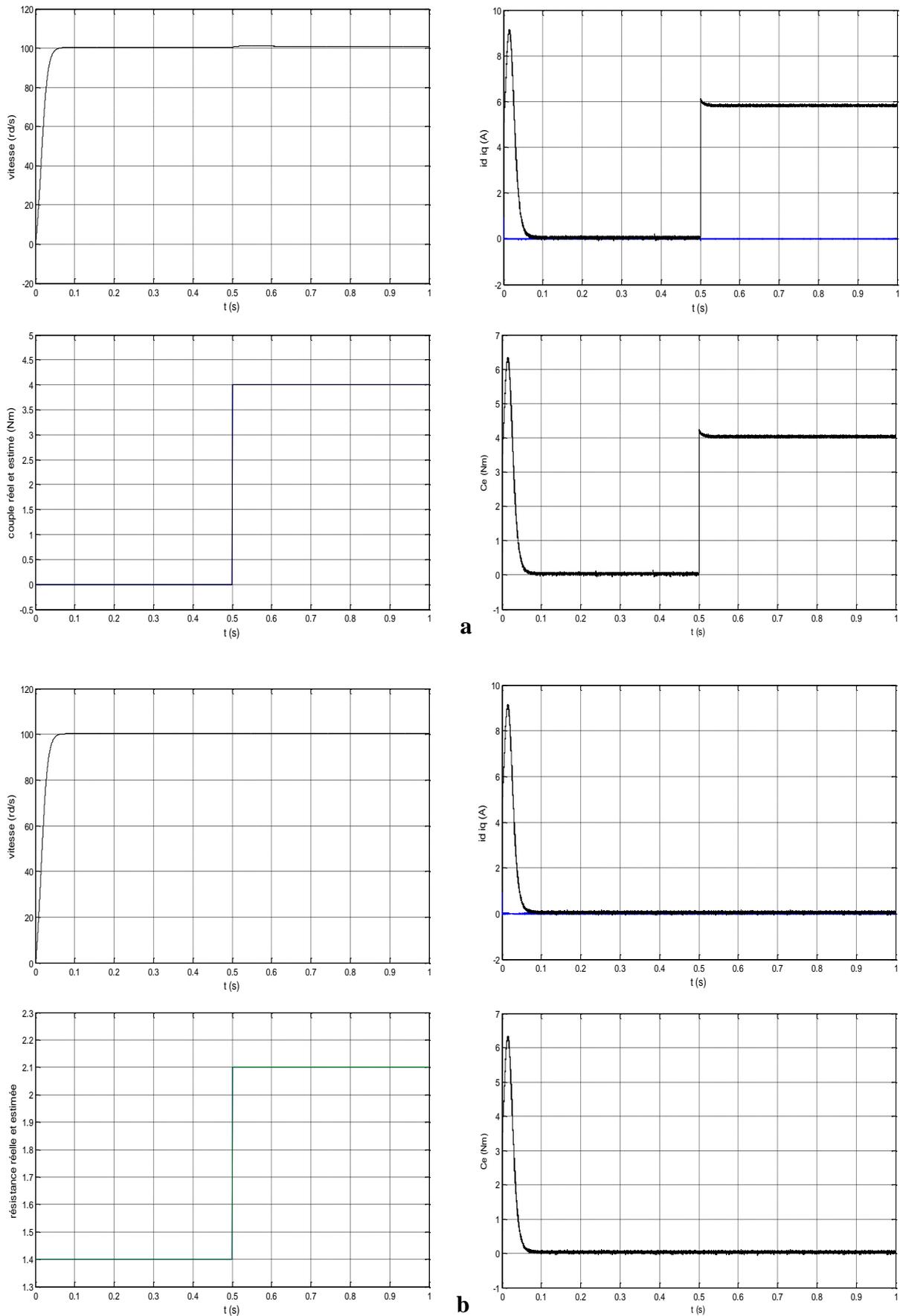
$$\dot{V}_2 = -k_s e^2 - k_1 e_d^2 - k_2 e_q^2 \leq 0 \quad (3.27)$$

Comme précédemment, l'équation (3.27) garantit la stabilité asymptotique globale, et les lois de commande obtenus permettent d'assurer la stabilité de la machine par un choix judicieux des paramètres  $k_s, k_1, k_2, \theta_1, \theta_2, \theta_3$  et  $\theta_4$ .

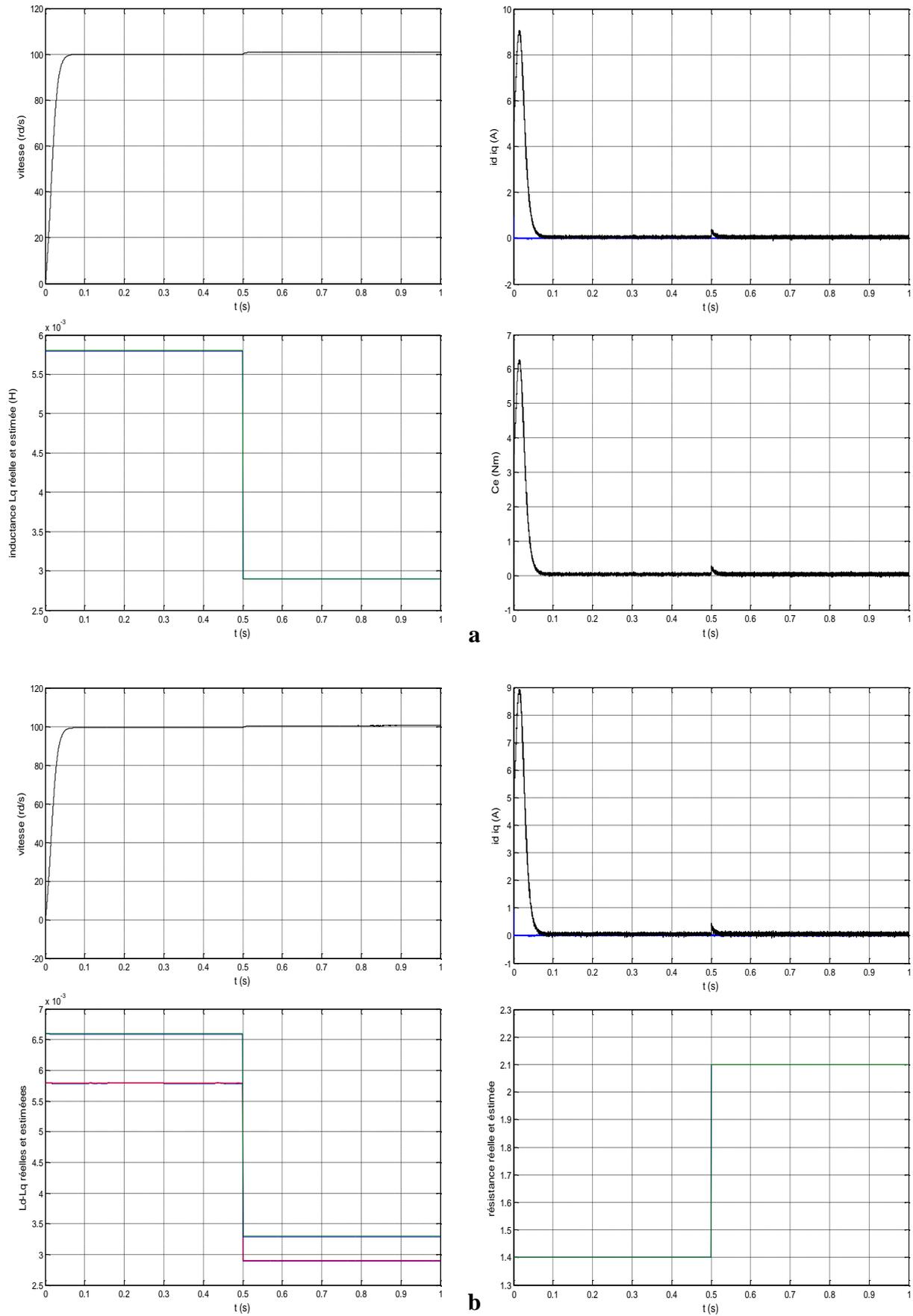
### 3.3.3.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont présentés par les figures (3.9) et (3.10).

Partant du modèle mathématique obtenu précédemment, les figures (3.9) et (3.10-a) montrent la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation du couple de charge, de la résistance (+50%) et de l'inductance (-50%). La figure (3.10-b) montre l'efficacité de la commande lors de la variation de tous les paramètres, la vitesse converge vers sa référence et le découplage des courants est maintenu.



**Figure (3.9)** Comportement dynamique de la MSAP avec  
 a- estimation du couple de charge; b- estimation de la résistance (+50%)



**Fig (3.10)** Comportement dynamique de la MSAP avec  
 a- estimation de l'inductance (-50%) b- estimation de tous les paramètres

### 3.4 CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à l'application de la technique du backstepping au moteur synchrone à aimants permanents.

Etape par Etape, une commande est conçue et une analyse de stabilité est établie. A l'étape finale, une loi de commande globale assurant la stabilité en boucle fermée du système est construite via une fonction de Lyapunov et la sortie du système suit sa référence.

Au cours de ce chapitre, on a essayé d'apporter le plus grand soin au développement de cette technique, en adoptant une procédure de régulation et d'estimation des paramètres. Les résultats de simulation obtenus montrent la robustesse de cette technique en terme de quantité de calcul, sa convergence globale, sa conception constructive et sa validité pour une classe de systèmes non linéaires.

## **CHAPITRE 4**

---

---

# **OPTIMISATION PAR ALGORITHMES GÉNÉTIQUES DE LA COMMANDE DU MSAP**

## 4.1 INTRODUCTION

L'optimisation des systèmes artificiels se traduit par l'amélioration de leur robustesse et de leur capacité d'adaptation. Ces améliorations sont d'une importance capitale puisqu'elles permettent la réduction des coûts de conception et l'augmentation de la durée de vie de ces systèmes.

Les algorithmes génétiques font partie des réseaux adaptatifs non linéaires (RAN). Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agents (chromosomes). Ils interagissent entre eux d'une manière non linéaire et sans contrôle central. Si l'environnement extérieur dans lequel ils baignent est capable de leur fournir une rétroaction, alors les agents et leurs interactions sont modifiés par des opérateurs de telle sorte que le système global s'adapte progressivement à son environnement et améliore sa réponse. Les algorithmes génétiques permettent l'optimisation de fonctions complexes et à variables multiples tout en respectant les contraintes et les conditions imposées [27].

Jusqu'à présent, le calcul des paramètres des régulateurs est basé sur la méthode de placement de pôles. Le choix des paramètres est personnel et dépend généralement de l'expérience de l'opérateur dans la manipulation de ce type de régulateur. Ce choix ne peut échapper au dilemme précision et stabilité. Le choix des pôles qui assure la diminution, voir même l'élimination de l'erreur et des dépassements donne lieu à des systèmes instables où au meilleur des cas à des systèmes trop rapides où trop longs. C'est à partir de ce moment que la nécessité de l'optimisation par algorithmes génétiques se fait principalement ressentir. L'algorithme génétique ne servira pas à calculer les paramètres des gains seulement, mais de plus, il est appliqué pour optimiser les performances du régulateur, [55-73].

Au cours de ce présent travail, on procédera à l'optimisation des gains du régulateur PI utilisés pour la régulation de la vitesse et des courants de la commande vectorielle, des gains de la loi de commande par linéarisation entrée-sortie et à l'estimation des paramètres de la machine via la commande par backstepping. Les résultats de simulations seront présentés pour illustrer l'efficacité de la méthode proposée. Ce chapitre se présentera comme suit :

- Détermination de la fonction objective.
- Définition de la structure de la technique d'optimisation.
- Application à la commande de la machine.

## 4.2 FONCTION OBJECTIVE

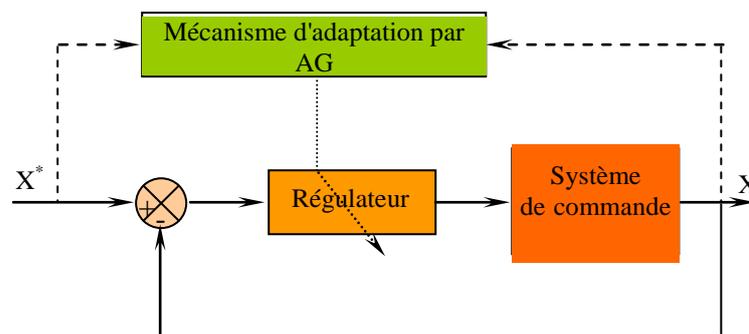
L'optimisation d'un système de commande se traduit par l'optimisation de la fonction objective  $F_{obj}$ . La fonction objective utilisée est donnée par la relation suivante, [64] :

$$F_{obj} = \int_0^{t_{sim}} e^2(t).dt \quad (4.1)$$

$e$  : erreur

$t$  : temps de simulation de la boucle

Les algorithmes génétiques peuvent être utilisés pour modifier les gains du régulateur afin d'assurer les performances optimales de la commande pour la MSAP. Le schéma fonctionnel de la technique d'optimisation est donné par la figure ci-dessous.



**Figure (4.1)** Structure de la technique d'optimisation d'un régulateur par AG

## 4.3 CONCEPTION DU RÉGULATEUR PI-AG POUR LA COMMANDE VECTORIELLE

En utilisant la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, on va présenter la conception d'un régulateur proportionnel intégral PI par algorithmes génétiques pour contrôler la vitesse et les courants  $i_d$ ,  $i_q$  du moteur. Par conséquent, la technique d'optimisation par AG est utilisée dans cette partie pour trouver simultanément les gains optimaux de ces derniers. Le principal avantage de cette méthode est sa simplicité, basée sur un critère défini à l'aide d'une fonction objective, elle apporte une aide pour le calcul optimal des paramètres du régulateur. Plusieurs tests de poursuite et de régulation seront présentés et comparés au régulateur PI classique à la fin du chapitre. La stratégie de commande avec un régulateur PI par algorithme génétique est montrée sur la figure (4.2).













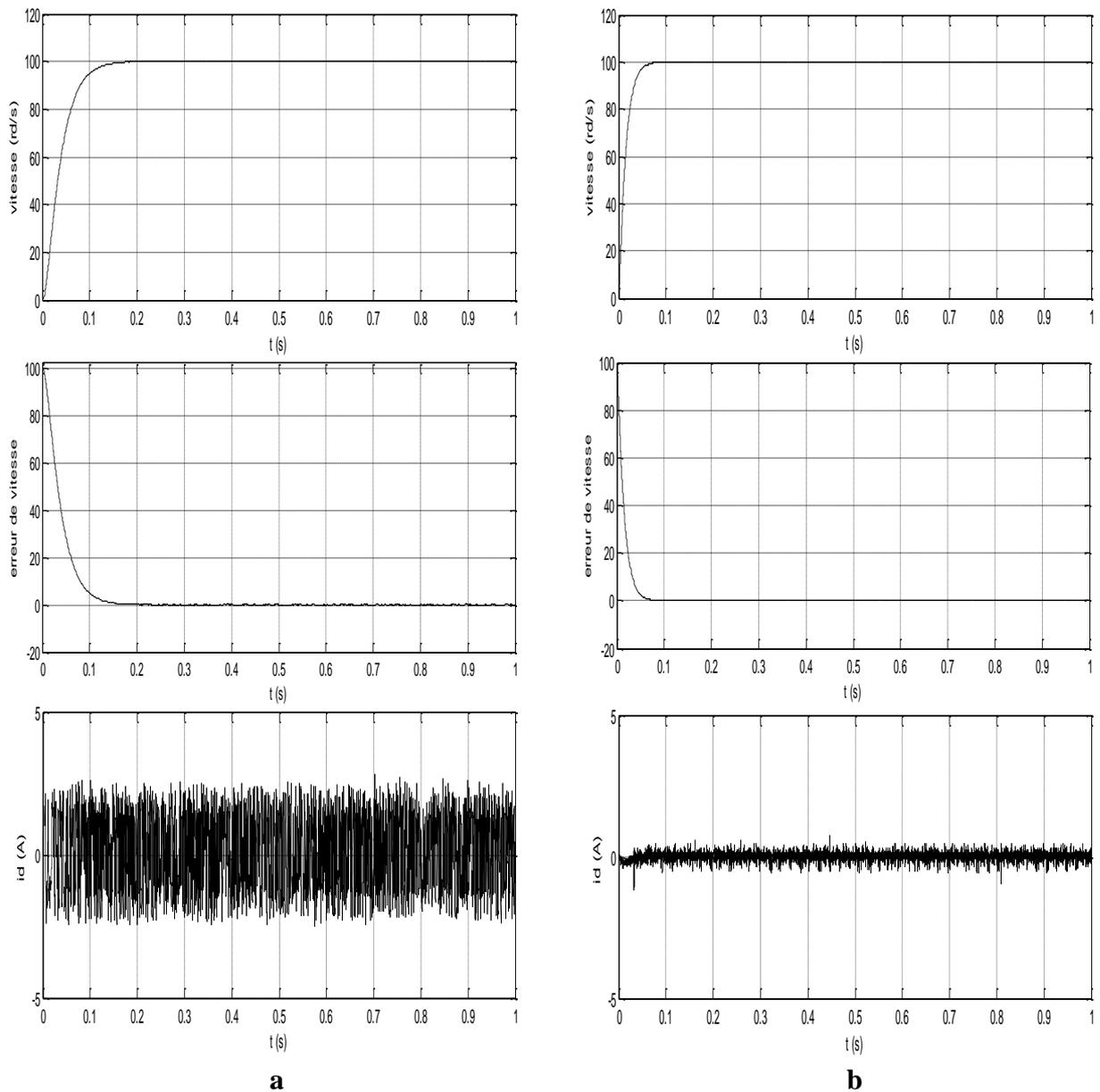






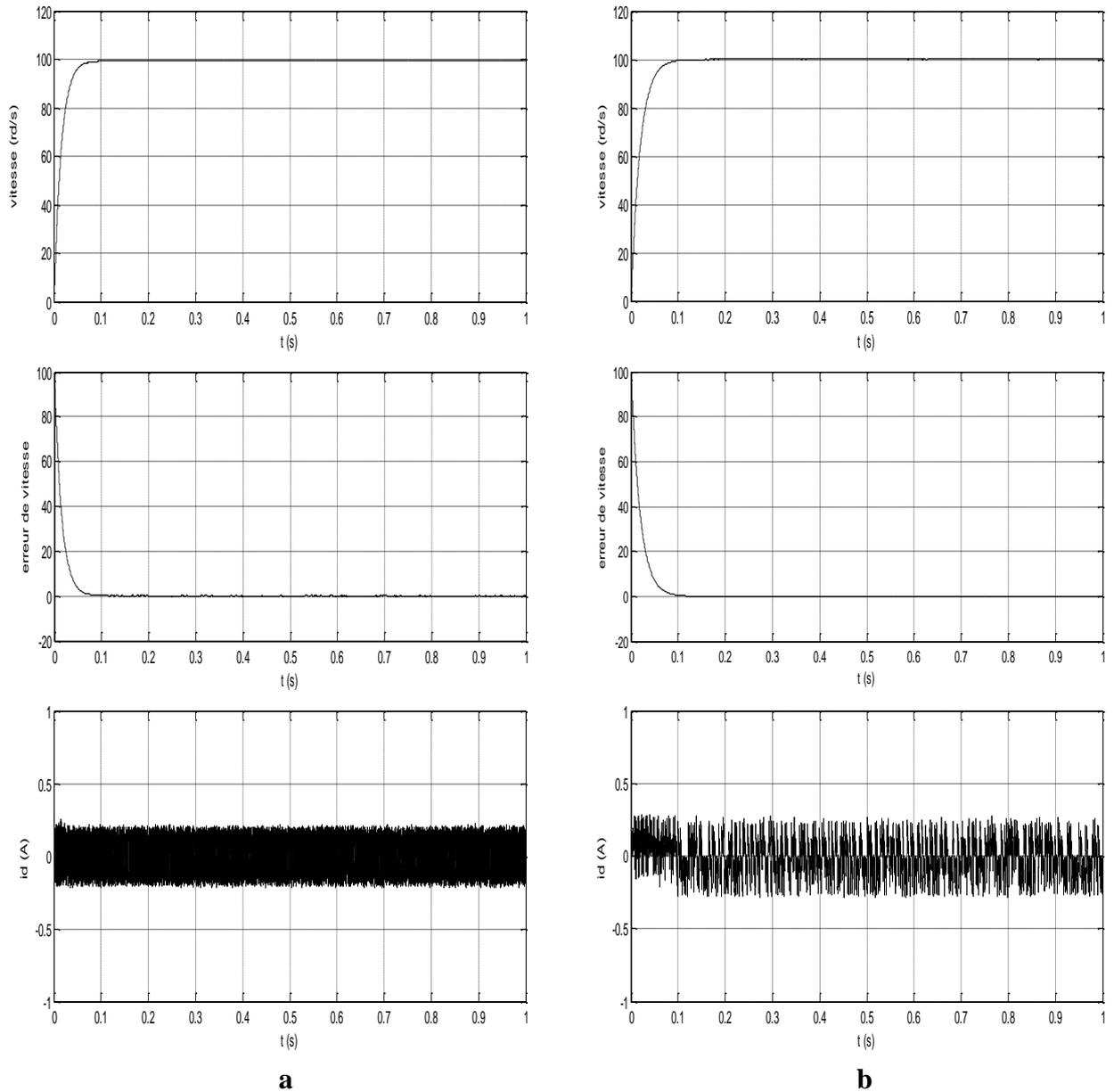
## 4.5 ETUDE COMPARATIVE DES DIFFÉRENTES COMMANDES ÉTUDIÉES

- Cas de la commande vectorielle



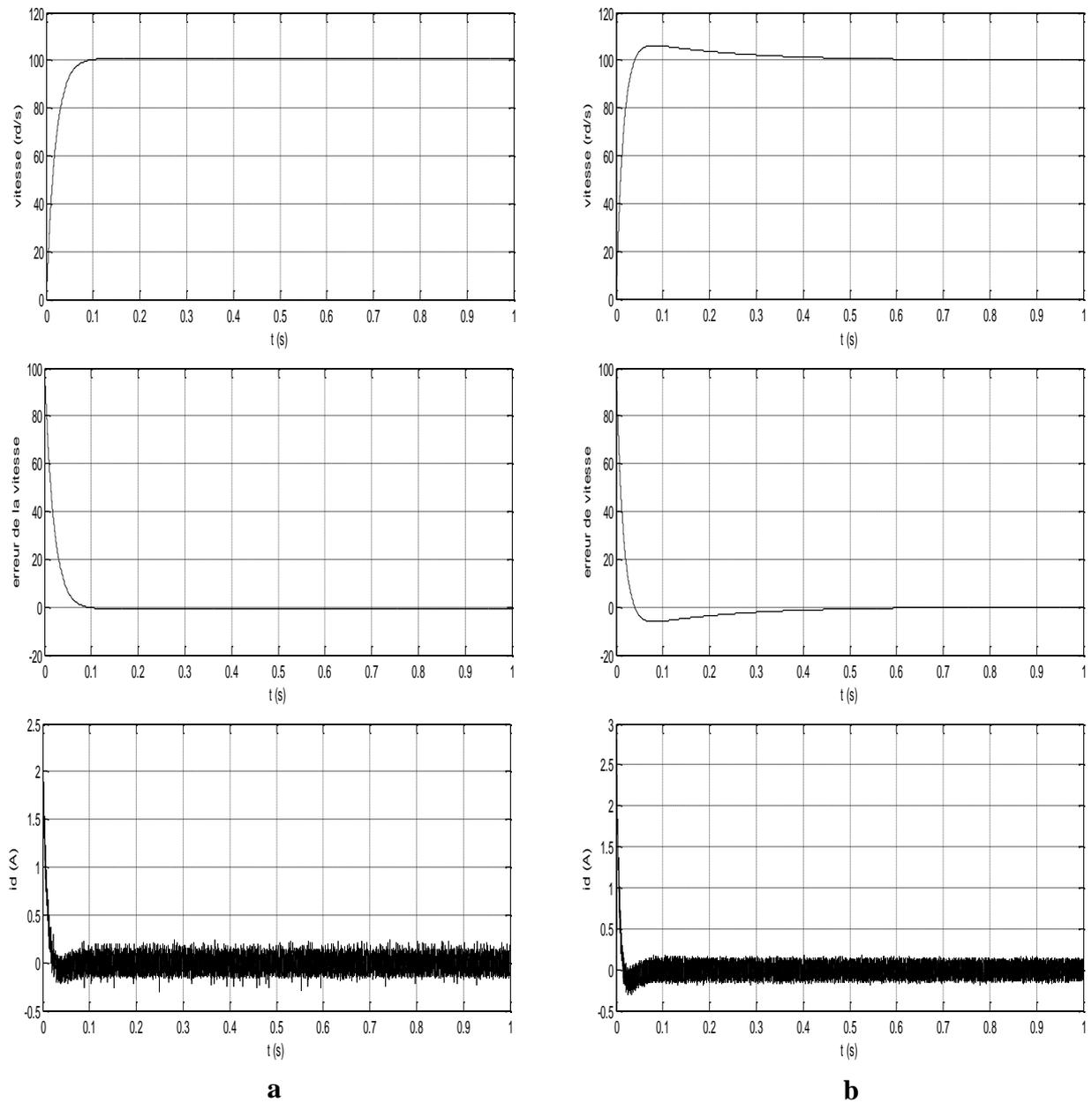
**Figure (4.11)** Résultats de simulation de la commande vectorielle  
a- en adoptant un régulateur PI conventionnel  
b- en adoptant un régulateur PI optimisé par AG

- Cas de la commande par linéarisation entrée-sortie



**Figure (4.12)** Résultats de simulation de la commande LES  
a- en adoptant un régulateur conventionnel  
b- en adoptant un régulateur optimisé par AG

## - Cas de la commande par backstepping



**Figure (4.13)** Résultats de simulation de la commande par backstepping  
a- en adoptant l'estimation de  $R_s$  et  $C_r$   
b- en adoptant l'estimation de  $R_s$  et  $C_r$  par AG

Ce tableau sera le lieu d'une comparaison des commandes étudiées par rapports à plusieurs tests en adoptant la notation suivante:

++ : Très bon

+ : Bon

- : Mauvais

Commande vectorielle Tests	Sans optimisation	Avec optimisation
Poursuite	++	++
Précision	+	++
Rapidité	+	++

Commande L-E-S Tests	Sans optimisation	Avec optimisation
Poursuite	++	++
Précision	+	++
Rapidité	++	++

Commande par backstepping Tests	Sans optimisation	Avec optimisation
Poursuite	++	+
Précision	++	+
Rapidité	++	+
Robustesse / $R_s$	++	+
Robustesse / $C_r$	++	+

## 4.6 INTERPRÉTATIONS DES RÉSULTATS

Afin de vérifier la validité de la commande proposée, les résultats de simulation présentés ci-dessus montrent que:

- L'optimisation de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents passe par l'optimisation des gains des régulateurs qui lui sont implantés. Cette opération a été effectuée en plusieurs étapes, appuyées par des tests de poursuite et de régulation, figures

## 4.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a exposé la technique d'optimisation par algorithme génétique appliquée à trois méthodes de commandes pour premièrement l'optimisation des régulateurs utilisés dans la commande vectorielle et la commande par linéarisation entrée-sortie, deuxièmement pour l'estimation des paramètres via la commande par backstepping, une comparaison des résultats de simulation a été abordé à la fin de ce chapitre.

En premier lieu pour la commande vectorielle et la commande linearisante E-S, on note que l'introduction des AG a conduit à une amélioration de la régulation de la vitesse du MSAP par rapport aux tests faits avec une convergence et une poursuite des grandeurs de la machine. Ceci nous amène à dire que l'optimisation par AG donne la possibilité de concevoir un régulateur puissant en optimisant ses paramètres .

En second lieu malgré que la commande par backstepping présente de très bon résultats en poursuite et en régulation et permet une estimation des paramètres en temps réel, par contre l'estimation de ces derniers par algorithme génétique s'avère acceptable et ceci d'après les résultats obtenus, on peut conclure qu'il faut séparer la régulation de l'estimations des paramètres, on proposant la poursuite de travail en maintenant la commande par backstepping pour la poursuite et la régulation et utilisée la commande par mode glissant où bien par réseaux de neurone pour l'estimation des paramètres.



---

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

---



Le travail présenté dans cette thèse est consacré d'une part à l'étude des principales stratégies de commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents; à savoir la commande vectorielle, la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande adaptative par backstepping, et à l'application de la technique d'optimisation par les algorithmes génétiques pour la conception des contrôleurs de courant et de vitesse ainsi qu'à l'estimation des paramètres de la machine d'autre part.

Dans la première partie de notre travail, on a présenté le modèle de la machine synchrone à aimants permanents utilisé de façon standard dans la littérature du contrôle des machines à courant alternatif ainsi que son alimentation à travers un onduleur de tension commandé par MLI. Le modèle ainsi obtenu n'est pas linéaire. Pour commander un tel système, il est possible de développer des commandes linéaires à partir d'une approximation linéaire de leur modèle au détriment de performances obtenues. De ce fait, un état de l'art a été présenté des commandes dites non linéaires. Ces commandes ont été classées en trois catégories: vectorielle, découplante par linéarisation entrée-sortie et adaptative par backstepping. Par ailleurs, le développement des méthodes d'optimisation répond aux besoins de l'ingénieur, en automatisant l'exploration de l'espace de conception en lui garantissant l'obtention de la meilleure solution, l'optimisation par AG a fait partie de l'intérêt de ce travail.

Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, la commande vectorielle a été appliquée. Les résultats obtenus lors des différentes simulations tendent à prouver l'efficacité de cet outil de contrôle, à même d'apporter des résultats très probants en ce qui concerne le découplage et le réglage de la vitesse. Cependant le découplage dans cette technique n'est assuré qu'asymptotiquement, les régulateurs PI dépendent des paramètres de la machine ce qui est reproché à cette commande sa sensibilité aux variations paramétriques. Dans le but d'améliorer encore plus les performances dynamiques de la commande, la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie a été introduite. La conception de la commande s'articule sur le modèle réel du moteur et non sur son approximation linéaire. Cette technique permet un découplage exact et la puissance des lois de commande non linéaire permet de mieux maîtriser la dynamique de la machine qui est naturellement non linéaire. Cependant sa limitation fait face aux variations paramétriques. Dans un souci de robustesse du système, la commande adaptative s'avère être la solution à ce problème .

L'approche adaptative par la technique du backstepping pour la commande de la MSAP a été l'un des objectifs de notre travail. Les étapes de l'algorithme, ainsi que l'analyse de la stabilité ont été montrés en détails. Cette méthode montre sa puissance dans le sens où elle permet d'adapter la résistance statorique, le couple de charge et les inductances, vu comme des paramètres inconnu. Les résultats de simulation sont ceux attendus et permettent d'affirmer la puissance de cette technique.

Enfin, l'étude de la technique d'optimisation par algorithmes génétiques et son application aux trois techniques de commandes confirment les performances élevées et par conséquent l'efficacité de l'optimisation lors de la commande vectorielle et la commande par linéarisation entrée-sortie à travers les résultats de simulation obtenus. Cependant, son exploitation pour l'estimation des paramètres via la commande par backstepping s'avère juste acceptable vu que cette dernière travaille en temps réel.

Néanmoins, tous ces résultats n'excluent pas des améliorations qui peuvent être apportées dans le futur à cette modeste contribution par:

- L'implantation expérimentale de la technique de commande adaptative par backstepping en tenant compte des estimations des paramètres de la machine proposée;
- L'association backstepping-réseaux de neurones afin d'assurer un apprentissage rapide en temps réel pour l'estimation des paramètres;
- L'intégration de la commande par mode glissant dans la commande par linéarisation entrée-sortie pour compenser les variations paramétriques, et par conséquent augmenter la robustesse.

---

---

# **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

---

---

- 
- [1] G.LACROUX, " *Les aimants permanents*", Techniques et Documentation Lavoisier, 1989.
- [2] J.P.CARON, J.P.HAUTIER, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Edition Technip, Paris, 1995.
- [3] R. ABDESSEMED, M. Kadjoudj, " *Modélisation des machines électriques*", presses de l'université de Batna, 1997.
- [4] B. K.BOSE, " *Modern power electronic and AC drives*", Prentice Hall, PTR, 2002.
- [5] CHATELAIN, " *Machines électriques*", 2ème édition, presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne, suisse, 1983.
- [6] R. CHAUPRADE, " *Commande électronique des moteurs à courant alternatif* ", Tome 2, Edition Eyrolles, Paris, France 1984.
- [7] C. CHAIGNE, E.ETIEN, " *Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*", Hermes science, 2005.
- [8] C. CANUDAS, " *Commande des moteurs asynchrone, modélisation contrôle vectoriel et DTC*" Edition Hermès, Sciences Europe 2000.
- [9] A.ISIDORI, " *Nonlinear control systems*", 2nd édition, Newyork, Springer verlag, 1989.
- [10] H.K. KHALIL, " *Nonlinear control system*", Edition Prentice Hall, 1996.
- [11] G. LACROUX, G. HARRAUDEAU, " *Les moteurs synchrones autopilotés - une nouvelle génération d'actionneurs électrique*", Revue d'électronique de puissance N°18, pp (1-4). 1987.
- [12] M. LAJOIE-MAZENC, P. VIAROUGE, " *Alimentation des machines synchrones*", Technique de l'ingénieur, N°D3630-D3631, 1991, pp (1-12).
- [13] S. REBBOUH, " *Contribution à l'étude par simulation numérique de la machine synchrone autopilotée avec et sans capteur de position*", Thèse de Magister, Université de Batna, 1999.
- [14] R. IBTIOUENE, " *Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents insérés*", Thèse de doctorat en sciences appliquées, Vandoeuvre-Nancy, 1993.
- [15] T. REKIOUA, " *Contribution à la modélisation et la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*", Thèse de doctorat ENP, Juillet 1991.
- [16] K. BENMANSOUR, " *Etude et implantation de contrôleurs robustes et floue d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel*" Thèse de Magister ENP, Nov 1999.
- [17] M. EZZAT, " *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents*", Thèse de doctorat en automatique, Ecole centrale de Nantes, 2011.
- [18] A. TLEMÇANI, " *Sur la commande adaptative par les systèmes flous, Application à la machine synchrone à aimants permanents*", Thèse de Magister en ELT ENP, 2003.
- [19] A. KADDOURI, " *Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*", Thèse de Ph.D Université de Laval, Canada, 2000.
- [20] N. EZZIANI, " *Commandes adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur*", Thèse de doctorat en automatique, Reims, 2010.
-

- 
- [21] A. CHIBANI, "*Commande non linéaire adaptative de la machine asynchrone*", Thèse de Magister en électrotechnique, Batna, 2005.
- [22] I. BAKHTI, "*Etudes des différents commandes non linéaires de la MAS avec observateurs de lux et de vitesse*", Thèse de Magister en électrotechnique, Batna, 2011.
- [23] L. DOUHA, "*Commande Adaptative par Backstepping en utilisant les Réseaux de. Neurones*", Thèse de Magister en ELN, Université de Batna, 2004.
- [24] A. BEN FERDIA, "*Commande non linéaire d'un moteur synchrone à aimants permanents*", Thèse de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2006.
- [25] L. BAGHLI, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999.
- [26] A. BOSCAYROL & T. COMMUNAL, "*Approche globale de la commande dynamique de machines électriques*", Revue 3EI, pp (73 - 79), 1999.
- [27] J.C. BALDA, P. PILLAY, "*Speed controller design a vector-controlled permanent magnet synchronous motor drive with parameter variations*", IEEE, pp (163 - 168), 1990.
- [28] G. ZHU, A. LOUIS, O. AKHRIF, A. KADDOURI, "*Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer*", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 47, N°2, pp. 346-354, April 2000.
- [29] F.J. LIN, "*Robust speed-controlled induction-motor drive using EKF and RLS estimators*", IEE Proc. - Electr. Power Appl, Vol. 143 N°3, pp (186-192), May 1996.
- [30] Y. GUO, Z. XI, D. CHENG, "*Speed regulation of permanent magnet synchronous motor via feedback dissipative Hamiltonian realisation*", IET Control Theory Appl. Vol. 1, N°.1, pp (281-290), January 2007.
- [31] T. LIU, X-Y. LI, "*Robust adaptive control of nonlinear systems represented by input-output models*", IEEE Trans. Automatic Control, vol. 47, N°2, pp. 1041-1045, April 2003.
- [32] S. K. SAHOO, A. RAMULU "*Salient features of vector control on AC motor drives*", Scientific research and essays, Academic Journal, pp (1649-1657), 2013.
- [33] T. SENJYU, T. SHIMABUKURO, N. URASAKI, K. UEZATO "*Vector control of PMSM with on-line parameter measurement including stator iron loss*", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IEEE IECON, Vol 3, pp (1717-1722), 1996.
- [34] B. BELABBES, A. MEROUFEL, M.K. FELLAH, M.ABID, "*Commande a structures par linéarisation exacte de l'écart d'un moteur synchrone a aimants permanents*", Mediamira science publisher, Vol.49,N°.2 pp (167-173), 2008.
- [35] A. MEROUFEL, M.MASSOUM, B. BELABBES, M.K. FELLAH, "*Linéarisation entrée-sortie d'une machine asynchrone alimentée en courant*", Proceedings First International Conference on Electrical Systems PCSE'05, pp (248-253), May 2005, Oum El Bouaghi Univ, Algeria.
- [36] P-O. NYMAN, W.SULKOWSKI, "*PMSM Robust current control with adaptive tuning of axis decoupling*", IEEE. in Industrial Electronics Society,IECON'03, pp (2239-2244), 2003.
-

- 
- [37] I.K. BOUSSERHANE, A. HEZZAB, M. RAHLI, M. KAMLI, B. MAZARI, "*Direct field-oriented control using backstepping strategy with fuzzy rotor resistance estimator for induction motor speed control*", ISSN 1392-124x Information Technology and Control, Vol. 35, N°. 4, pp (403-411), 2006.
- [38] J. LAU, M.N. UDDIN, "*Performance of a nonlinear controller based PMSM drive*", Conference on Electrical and Computer Engineering, pp (755-758), 2004.
- [39] R. YAZDANPANA, J. SOLTANI, G.R. ARAB MARKADEH, "*Nonlinear torque and stator flux controller for induction motor drive based on adaptive input-output feedback linearization and sliding mode control*", Energy conversion and management, Elsevier journal, pp(541-550), 2006.
- [40] T.H.LIU, D.F.CHEN, "Nonlinear controller design and implementation for a matrix-converter-based PMSM drive system", IEEE.Proc-Electr, Power Appl, Vol 152 N°5, 2005.
- [41] M. VILATHGAMUWA, M.A. RAHMAN, "*Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor*", IEEE Trans. Automatic Control, vol. 47, N°2, pp (1115-1119), April 2000.
- [42] Z. DING, "*Adaptive stabilisation of extended nonlinear output feedback systems*", IEE Proc. - Control Theory Appl, Vol. 148 N°3, pp (268-272), May 2001.
- [43] I.C. BAIK, K.H. KIM, M.J. YOUN, "*Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques*", IEEE Proc. Electr Power Appl, Vol 145, N°4. pp (369-376), 1998.
- [44] M. JALALIFAR, A.F. PAYAM, S.M.S. NEZHAD, H. MOGHBELI, "*Dynamic Modeling and simulation of an induction motor with adaptive backstepping design of and input-output feedback linearization controller on series hybrid electric vehicle*", Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 4, N°. 2, pp (119-132), November 2007.
- [45] M.T. ALRIFAI, J.H. CHOW, D.A. TORREY, "*Backstepping nonlinear speed controller for switched-reluctance motors*", IEE Proc. - Electr. Power Appl., Vol. 150, N°. 2, pp (193-200), March 2003.
- [46] A. LAGRIOUI, H. MAHMOUDI, "*Nonlinear adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor PMSM*", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 29, N°. 1, pp (1-9), 15<sup>th</sup> July 2011.
- [47] Q. XIE, Z. HAN, H. KANG, "*Adaptive backstepping control for hybrid excitation synchronous machine with uncertain parameters*", Expert Systems with Applications 37 (2010), pp (7280-7284), Elsevier journal.
- [48] J. ZHOU, Y. WANG, "*Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor*", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 149, N°. 2, pp (165-172), March 2002.
- [49] J. ZHOU, Y. WANG, "*Real-Time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor*", Control Engineering Practice 13, pp (1259-1269), Elsevier journal, 2005.
- [50] F. BOUDJEMA, A. BENCHAI, A. RACHID, "*Backstepping Approach for nonlinear Sliding mode control of an Induction motor*", Mediamira Science Publisher, PO Box 117 3400 Cluj-Napoca, România, 1998.
-

- 
- [51] S. CHAOUCH, A. HERIZI, H. SERRAI, Med.S. NAIT SAID, "*Lyapunov and Backstepping Control Design of Induction Motor System*", Fourth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, March 19-22, 2007 - Hammamet, Tunisia.
- [52] J. YU, J. GAO, Y. MA, H. YU, S. PAN, "*Robust adaptive fuzzy control of chaos in the permanent magnet synchronous motor*", Hidawi publishing corporation, pp(1-13), 2010.
- [53] R. MARINO, S. PERESADA, P. VALIGI, "*Adaptive input-output linearizing control of induction motors*", IEEE Transactions on automatic control, vol 38.N°2, pp (208-221), 1993.
- [54] M. KARABACAK, H-I. ESKIKURT, "*Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control*", Mathematical and Computer Modelling, pp (2015-2030), Elsevier journal, 2011.
- [55] E. POIRIER, M. GHRIBI, A. KADDOURI, "*Loss Minimization Control of Induction Motor Drives Based on Genetic Algorithms*", School of Engineering, University of Moncton, IEEE, pp (475-478), 2001.
- [56] H. HU, Q. HU, Z. LU, D. XU, "*Optimal PID Controller Design in PMSM Servo System Via Particle Swarm Optimization*", School of Electrical Engineering, Zhejiang University china, IEEE, pp (79-83), 2005.
- [57] D-H. KIM, "*GA-PSO Based vector control of indirect three phase induction motor*", Applied soft Computing, pp (601-611), Elsevier journal, 2007.
- [58] D-H. KIM, K. HIROTA, "*Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO*", Applied soft Computing, pp (1692-1702), Elsevier journal, 2008.
- [59] K-C. YU, S-P. HSU, Y-H. HUNG, "*Optimization of Fuzzy Controller of Permanent Magnet Synchronous Motor*", National Chin-yi University of Technology, Journal of Applied Sciences, pp (2725-2735), 2007.
- [60] S.E. SKAAR, R. NILSSEN , "*Genetic Optimization of Electric Machines, a State of the Art Study*", Department of Electrical Power Engineering, NTNU, Trondheim, Norway.
- [61] M.N UDDIN, M.A. ABIDO, M.A. RAHMAN, "*Real-Time Performance of a Genetic Algorithm Based Fuzzy Logic Controller for IPM Motor Drives*", IEEE, pp (731-737), 2003.
- [62] R. NOLAN, P. PILLAY, T. HAQUE, "*Application of Genetic Algorithms to Motor Parameter Determination*", IEEE, pp (47-54), 1994.
- [63] M.A. MARRA, B.L. WALCOTT, "*Stability and optimality in genetic algorithm controllers*", IEEE International Symposium on Intelligent control, pp (492-496), 1996.
- [64] M. CHEBRE, A.MROUFEL, Y.BENDAHA "*speed control of Induction motor using genetic algorithm-based PI controller*", ACTA Polytechnica Hungarica , vol 8,pp (141-148), 2011.
- [65] F. MOREL, X. LIN SHI, J-M. RÉTIF, B. ALLARD, "*A predictive current control applied to a permanent magnet synchronous machine, comparison with a classical direct torque control*", Electric Power Systems Research78, pp(1437-1447), Elsevier journal, 2008.
-

- 
- [66] C. ELMAS, O. USTUN, HASAN H. SAYAN, "*Neuro-fuzzy controller for speed control of a permanent magnet synchronous motor drive*", Expert systems with Applications, Elsevier Journal, pp (657-664), 2008.
- [67] Y.GU, Y.SHI J.WANG, "*Sensorless Vector Control of AC Servo System with Artificial Neural Network Observer and fuzzy Speed Controller*", Przegląd Elektrotechniczny, pp (150-153), 2012.
- [68] F-J. LIN, H-J. SHIEH, K-K. SHYU, P-K.H, "*ON-Line gain IP. Controller using real-coded genetic algorithm*", Electric power systems Research, Elsevier Journal, pp (157-169), 2004.
- [69] A. LOUKDACHE, J. ALAMI, M. ELBELKACEMI, A.I. LIMRANI, "*New control approach for permanent magnet synchronous motor*", pp (449-456 ), 2007.
- [70] W.W. KUNTO, S-K. JEONG, "*Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control*", J. Cent. South Univ, pp (3042-3048), 2013.
- [71] M.M. KAYALVIZHI, M. AKILANDESWARI, "*Design and implementation of speed regulator for a PMSM using genetic algorithm*", IJRSET journal, pp (866-872), 2014.
- [72] T.S. VISHWANATH, S.K. SUBHASH, B. C. SHIVSHANKAR, "*Robust control of PMSM using genetic algorithm analysis with PID*", International Journal of Research in Engineering and Technology, pp (287-293), 2013.
- [73] T.S. VISWANATH, S.K. SUBHASH, "*A Genetic Algorithm-based Technique to Enhance Controller: Stabilizes Acceleration in PMSM*", International Journal of Engineering Science and Technology, Vol. 2 (12), 2010, pp (7540-7549).

## Publications & Journal International

### • Journal International

1. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed and A. Haddoun, "Nonlinear control by input-output linearization scheme for electric-vehicle permanent-magnet synchronous motor," Electromotion International Scientific Quarterly, Vol. 15, Issue 3, July-September 2008.

### • Communications internationales

1. S. Rebouh, R. Abdessemed, A. Kaddouri, "Study of the Vector and Nonlinear Control Performances of a Permanent Magnet Synchronous Motor" third IEEE international conference on systems, signals and devices, SSD'05, March 22-24 sousse Tunisia 2005.
2. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, A. Haddoun, "Design of a Nonlinear Adaptive Controller for a Permanent Magnet Synchronous Motor », 1st EEC07, FEEE, University of Aleppo-Syria, 26-28 June 2007.
3. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed and A. Haddoun, "Nonlinear Control by Input-Output Linearization Scheme for EV Permanent Magnet Synchronous Motor", The IEEE vehicle power and Propulsion Conference, Arlington Texas, USA, Sep 9-12, 2007.
4. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, A. Haddoun, "Nonlinear Controller design for a permanent magnet synchronous motor" in *Proceedings of the IEEE IEMDC'07*, pp. 776-780, Antalya (Turkey), May 2007.
5. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, « Adaptive Backstepping Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor », Fourth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, March 19-22, 2007–Hammamet, Tunisia, ISBN 978-9973-959-06-5 / SSD © 2007.
6. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, "Adaptive Backstepping Speed Control for PMSM", IEEE International conference on Management Science (MASS2011), August 12-14, 2011, in Wuhan, China pp 1-4.
7. S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, A. Haddoun, "Robustness Adaptive Control For a Permanent Magnet Synchronous Motor", ACEMP-International AEGEAN conference on Electrical machines, on power Electronics, Electromotion 2011, 8-10 sep 2011 Istambul- Turkey, pp 55-58.

---

---

# **ANNEXES**

---

---

**Annexe A****PARAMETRES DE LA MACHINE**

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents sont donnés par :

Puissance nominale	$P_a = 1.38 \text{ kW}$
Vitesse nominale	$N = 1000 \text{ tr/mn}$
Nombre de paire de pôles	$P = 3$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q = 0.0058$
Flux à vide	$\phi_f = 0.1564 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.0003881 \text{ mN/(rd/s)}$

**Annexe B**

**NOTION DE LA GEOMETRIE DIFFERENTIELLE**

Dans cette section, on présente quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la techniques de linéarisation au sens des entrées-sorties. On considère le système suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{B.1}$$

Avec :

$$\begin{aligned} f &= (f_1, f_2, \dots, f_n)^T \\ g &= (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \\ x &= (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \end{aligned}$$

### B.1 Difféomorphisme

Une fonction,  $\phi: \Omega \rightarrow \mathfrak{R}^n$  définie dans une région  $\Omega$  est un difféomorphisme local si :

1.  $\phi(x)$  est une bijection
2.  $\phi(x)$  et  $\phi(x)^{-1}$  sont différentiables

Si ces conditions sont vérifiées pour tout  $x \in \mathfrak{R}^n$  ( $\Omega \in \mathfrak{R}^n$ ), le difféomorphisme est dit globale.

### B.2 Dérivée de Lie

On considère une fonction scalaire  $h: \mathfrak{R}^n \longrightarrow \mathfrak{R}$  et deux champs de vecteur:

$f, g: \mathfrak{R}^n \longrightarrow \mathfrak{R}$ . La dérivée de Lie de  $h$  suivant le champ de vecteur  $f$  est une fonction scalaire définie par :

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \tag{B.2}$$

Les dérivée de Lie d'ordre supérieur sont donnée par :

$$L_f^0 h = h \tag{B.3}$$

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1}h) = \nabla(L_f^{i-1}h)f \quad i = 1,2$$

La dérivée de la fonction  $L_f h$  suivant le champ de vecteur  $g$  est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h)g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (B.4)$$

### B.3 Crochet de Lie

Soit  $f$  et  $g$  deux champs de vecteurs dans  $\mathfrak{R}^n$ . Le crochet de Lie de  $f$  et  $g$  et un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \nabla g f - \nabla f g \quad (B.5)$$

Le crochet de lie d'ordre supérieur est défini comme suit :

$$ad_f^0 g = f$$
$$ad_f^i g = [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1,2,\dots \quad (B.6)$$

### B.4 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le vecteur ligne  $\nabla h(x)$ , défini par  $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ . D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur  $f(x)$  est défini par le Jacobien de  $f$  (matrice de  $(n \times n)$  éléments) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (B.7)$$

<b>Annexe C</b>
-----------------

### **Théorèmes fondamentaux**

#### **C.1 Stabilité ordinaire : 1<sup>er</sup> théorème e Lyapunov**

La condition suffisante pour qu'un équilibre défini par  $\dot{X} = F(X, t)$  avec  $F(0, t) = 0$  soit stable est qu'il existe une fonction  $V(X, t)$  définie positive, telle que sa dérivée totale par rapport au temps,  $\dot{V}(X, t)$ , ne soit pas positive.

- $V(X, t)$  définie positive
- $\dot{V}(X, t)$ , non positive.

#### **C.2 Stabilité asymptotique : 2<sup>ème</sup> théorème de Lyapunov**

La condition suffisante pour qu'un équilibre défini par  $\dot{X} = F(X, t)$  avec  $F(0, t) = 0$  soit asymptotiquement stable est qu'il existe une fonction  $V(X, t)$  définie positive et décroissante telle que sa dérivée totale par rapport au temps  $\dot{V}(X, t)$ , soit définie négative.

#### **C.3 Stabilité asymptotique globale (théorème de Barbashin et Krasowski)**

La condition suffisante pour qu'un équilibre défini par  $\dot{X} = F(X, t)$  avec  $F(0, t) = 0$  soit globalement asymptotiquement stable est qu'il existe une fonction de Lyapunov  $V(X, t)$  définie positive dans tout l'espace des mouvements, décroissante et dont la dérivée totale par rapport au temps le long de la trajectoire soit définie négative.

## **Résumé**

Les systèmes non linéaires représentent une grande partie des systèmes étudiés dans l'industrie, parmi lesquels, on trouve la machine synchrone à aimants permanents. Ce travail porte sur la régulation et la commande de cette dernière. La synthèse du régulateur par la technique de linéarisation entrée-sortie a été utilisée. Les performances dynamiques de la structure de commande ont été comparées à la commande vectorielle par rapport aux diverses contraintes telles que l'inversion de la vitesse, l'augmentation de la charge, et la variation paramétrique du modèle de la machine. Afin de renforcer la robustesse de la structure de commande, une commande non linéaire adaptative par backstepping a été mise en œuvre. Une étude par simulation numérique a permis de montrer de bonnes performances. Par ailleurs, une étude complémentaire d'optimisation par les algorithmes génétiques pour la conception des contrôleurs de courant, de vitesse ainsi qu'à l'estimation des paramètres de la machine, a été adoptée. Des résultats de simulation encourageant concernant cette méthode ont été obtenus.

**Mots clés :** Machine synchrone à aimants permanents, Commande vectorielle, Commande par linéarisation entrée-sortie, Commande par backstepping, algorithmes génétiques.

## **Abstract**

Nonlinear systems represent a large part of systems studied in the industry, among which there is the permanent magnet synchronous motor (PMSM). This work deals with the regulation and control of the latter. The synthesis of the regulator by the input-output linearizing technique was used. The dynamic performance of the control structure were compared with the field oriented control (FOC) in relation to various constraints, such as reversing speed, the increase of the load, and the variation of the parametric model of the machine. To enhance the robustness of the control structure, a nonlinear adaptive control by backstepping was implemented. A study by numerical simulation has shown good performance. Furthermore, an addition study of optimization by genetic algorithms for the design of current controllers, speed and the estimation of the parameters of the machine, was adopted. Encouraging the simulation results for this method was obtained.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor (PMSM), field oriented control (FOC), Input-output linearization control, Backstepping control, Genetic algorithms.