



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Electrotechnique  
Commande Electrique

Réf. : .....

---

Présenté et soutenu par :  
**Khalida MIMOUNE**

Le : dimanche 7 juillet 2019

## Commande Floue, type Takagi-Sugeno appliquée à la machine synchrone à aimants permanents 'MSAP'

---

### Jury :

Dr.	HAMMOUDI Mohamed Yasmine	MCA	Université de Biskra	Examineur1
Dr.	ACHOUR Betka	Pr	Université de Biskra	Encadreur
Dr.	CHAROUF Omar	MCA	Université de Biskra	Examineur2



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Electrotechnique  
Commande Electrique

---

Présenté et soutenu par :  
**Khalida MIMOUNE**  
Le : dimanche 7 juillet 2019

## Commande Floue, type Takagi-Sugeno appliquée à la machine synchrone à aimants permanents 'MSAP'

---

Présenté par :  
**Khalida MIMOUNE**

Avis favorable de l'encadreur :  
**Dr.ACHOUR Betka** *signature*

### Avis favorable du Président du Jury

**Dr.HAMMOUDI Mohamed Yasine**

*Signature*

**Cachet et signature**

## *Dédicace*

*Au nom de l'amour de l'obéissance et du respect, je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents.*

*A ma mère, cette amie qui m'a donné la vie, cette déesse de douceur toujours prête à dire que tout ira bien, cette maman, qui partage avec nous les joies et les peines avec tout son cœur.*

*A mon père, ce grand homme, toujours près à me tendre la main lorsqu'e j'en Ai besoin, ce repère toujours présent pour guider mes pas, ce merveilleux père qui n'a jamais hésité à tout sacrifier pour ces enfants.*

*Aujourd'hui et du fond de mon cœur, je vous dis 'MERCI mes parant 'la source de courage.*

*A mes chers frères .*

*A ma adorable sœur .*

*A mes tantes.*

*A MA grande famille et surtout mes cousines.*

*A mes chère camarades : Maroua ferhat , Kamilia chebabi, Hajdila saad saoud ,.....*

*Khalida MIMOUNE*

## *Remerciements*

*Je remercie d'abord dieu Le tout puissant de m'avoir accordé le courage, la volonté et la puissance pour accomplir ce modeste travail.*

*Je tiens à remercier profondément mon directeur de ce travail de recherche Pr **Ahour BETKA** pour son aide et ses conseils précieux, pour ses intéressants commentaires sur ce mémoire et avec qui j'ai beaucoup appris.*

*Mes sincères remerciements vont à Messieurs le Professeur **Mohamed Yacine HAMMOUDI** et le professeur **Omar CHAROUF** qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger mon travail.*

*Je remercie tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Biskra.*

*Je tiens à remercier mes amies pour l'aide amical et pour les encouragements.*

*Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches, qui m'ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.*

# Table des matières

Dédicace.....	I
Remerciement.....	II
Table des matières.....	III
Liste des figures.....	VII
Nomenclature.....	X
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>

## Chapitre 1 :

### *Etat de l'art sur les entrainements basées sur une 'MSAP' avec sa modélisation*

I.1 Introduction .....	4
I.2 Stratégies de commande .....	4
I.2.1 Commande scalaire.....	5
I.2.2 Commande vectorielle .....	6
I.2.2.1 Principe de la commande vectorielle .....	6
I.2.2.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle du MSAP .....	7
I.2.3 Commande DTC de la MSAP .....	8
I.2.3.1 Principes généraux de la commande directe du couple.....	8
I.2.3.2 Limites de la commande directe du couple .....	10
I.2.4 Commande par linéarisation entrées-sorties : .....	10
I.2.5 Commande prédictive .....	10
I.2.5.1 Principe de la commande prédictive .....	10
I.2.5.2 Stratégie de commande prédictive .....	11
I.2.5.3 Avantages et inconvénients de la commande prédictive .....	11

I.3 Présentation de la MSAP .....	12
I.3.1 Stator.....	12
I.3.2 Rotor .....	13
I.4 Analyse du fonctionnement de la MSAP .....	14
I.5 Les avantages et les inconvénients de la MSAP .....	14
I.6 Les domaines d'application.....	15
II.7 Hypothèses simplificatrices : .....	15
II.8 Mise en équation de la MSAP en triphasé .....	16
II.8.1 Equations électriques .....	16
II.8.2 Équations magnétiques .....	17
II.8.3 Équation mécanique : .....	17
II.8.4 Transformation triphasé – diphasé .....	18
II.8.4.1 Principe de la transformation de Park .....	18
II.8.4.2 Modélisation du MSAP dans le plan de Park .....	19
I.8.5 L'équation électromagnétique .....	20
II.8.6 Mise sous forme d'équation d'état : .....	20
I.9 Conclusion : .....	21

## Chapitre II :

### *Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent 'MSAP'*

II.1 Introduction.....	22
II.2 La commande vectorielle.....	22
II.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	23
II.2.2 Découplage par compensation : .....	24
II.2.3 Détermination des régulateurs.....	27
REGULATEUR DU COURANTS .....	27
REGULATEUR DE LA VITESSE .....	28
II.2.4 Modélisation de l'onduleur .....	29

a) Convertisseur statique continu-alternatif .....	29
b) Types d'onduleurs.....	29
c) Association MSAP-Onduleur de tension .....	30
II.2.5 Schéma global de simulation .....	31
II.2.6 Résultats de simulation.....	32
II.3 Conclusion.....	40

### Chapitre III :

#### *Modélisation Floue, type Takagi-Sugeno*

III.1 Intrductuion .....	41
III.2 Ver la représentation multi-modèles .....	41
III.2.1 Espace de fonctionnement .....	43
III.2.2 Variable de prémisse .....	43
III.2.3 Zone de fonctionnement.....	43
III.2.4 Sous-modèle.....	44
III.2.5 Fonction d'activation .....	44
III.2.6 Multi-modèles .....	44
III.2.6.1 Structure couplée .....	44
III.2.6.2 Structure découplée .....	45
III.3 Modèle flou de type Takagi-Sugeno .....	46
III.3.1 Modèle flou TS .....	46
III.3.2 Construction d'un modèle flou TS :.....	47
III.4 Application à la machine synchrone à aimants permanents .....	48
III.5 Analyse de la stabilité des modèles flous Takagi-Sugeno (TS) .....	49
III.5.1 Stabilité au sens de Lyapunov.....	50
III.5.2 Stabilité quadratique .....	51
III.6 Stabilisation des modèles flous TS.....	51
III.6.1 Stabilisation par retour d'état .....	51
III.6.2 Observateur pour les système Takagie-Sugeno .....	52

III.7 Synthèse d'observateur par l'approche MVT .....	54
III.7.1 Position du problème .....	54
III.7.2 Théorème de la valeur moyenne.....	55
III.7.3 Synthèse d'observateur par l'approche MVT.....	55
III.7.4 Analyse de stabilité.....	56
III.8 Conception du contrôleur non linéaire .....	57
III.8.1 Analyse de stabilité .....	57
III.9 Conclusion.....	58

### Chapitre IV :

#### *Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT avec ou sans capteur mécanique*

IV.1 Introduction .....	59
IV.2 Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT avec capteur .....	59
IV.2.1 Modélisation et commande vectorielle PDC de la machine MSAP .....	60
IV.2.1.1 Modèle dans le plan (d-q).....	60
IV.2.1.2 Équation du couple électromagnétique .....	60
IV.2.1.3 Modèle floue de la MSAP .....	60
IV.2.2 Générateur de références et Commnde Feed-Forward .....	62
IV.2.3 Contrôle et estimation des états de la MSAP sur la base de la théorie MVT .....	62
Conception de contrôleurs MVT.....	63
Conception de l'observateur par l'approche MVT .....	70
IV.3 Conclusion.....	84
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>85</b>
<b>Bibliography .....</b>	<b>86</b>
<b>Annexe .....</b>	<b>89</b>
<b>Annexe A .....</b>	<b>89</b>
<b>Annexe B .....</b>	<b>90</b>
<b>Annexe C .....</b>	<b>92</b>



## Liste des figures

(1.1)	Schéma bloc du principe de la commande vectorielle d'une MSAP. ....	7
(I.2)	Schéma synoptique de la commande DTC.....	9
(I.3)	Structure de la commande prédictive. ....	11
(1.4)	Machine PMSM.....	12
(I.5)	Déférents structures des rotors des MSAP. ....	13
(I.6)	Caractéristique du couple-angle électrique. ....	14
(I.7)	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.....	16
(I.8)	Référentiel (a, b, c) et référentiel (d, q). ....	19
(II.1)	Différentes catégories de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique. ....	22
(II.2)	Principe de la commande vectorielle .....	24
(II.3)	Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux' .....	24
(II.4)	Description du couplage. ....	25
(II.5)	Principe de découplage par compensation. ....	26
(II.6)	Le principe de découplage par compensation. ....	26
(II.7)	Commande découplée.....	27
(II.8)	Boucle de régulation du courant Id. ....	27
(II.9)	Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse.....	28
(II.10)	Schéma d'un onduleur de tension associé au MSAP.....	30
(II.11)	Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).....	32
(II.12)	Vitesse de rotation (rad/s) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s). ....	32
(II.13.a)	Courant Id (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s). ....	33
(II.13.b)	Zoom sur le courant Id (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s).....	33
(II.14.a)	Courant Iq (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s). ....	34
(II.14.b)	Zoom sur le courant Iq (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s).....	34

(II.15.a) Le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s). ..... 35

(II.15.b) Zoom sur le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s)..... 35

(II.16.a) Vitesse de rotation (rad/s) avec avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a t=0.2s a t=0.8)..... 36

(II.16.b) Zoom sur la vitesse de rotation (rad/s) avec avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a t=0.2s a t=0.8)..... 36

(II.17.a) Courant Id (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8). ..... 37

(II.17.b) Zoom sur le courant Id (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8)..... 37

(II.18.a) Courant Iq (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation..... 38

(II.18.b) Zoom sur le courant Iq (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation. .... 38

(II.19.a) Le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation..... 39

(II.19.b) Le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation..... 39

(III.1) Complexité et précision de la représentation des systèmes non linéaires..... 42

(III.2) Schéma de principe de l’approche multi-modèle. .... 43

(III.3) Principe de la régulateur floue PDC. .... 52

(IV.1) Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PDC à gain unique. .... 66

(IV.2) Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur mécanique avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s. .... 68

(IV.3) Résultats avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s. .... 70

(IV.4) Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle sans capteur, par un observateur PDC à gain unique. .... 72

(IV.5) Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s.. .... 75

(IV.6) Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s. .... 77

(IV.7) Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s. .... 81

(IV.9) Résultats avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm ) à t=0.8s à t=1.5s ..... 83

## *Abréviations*

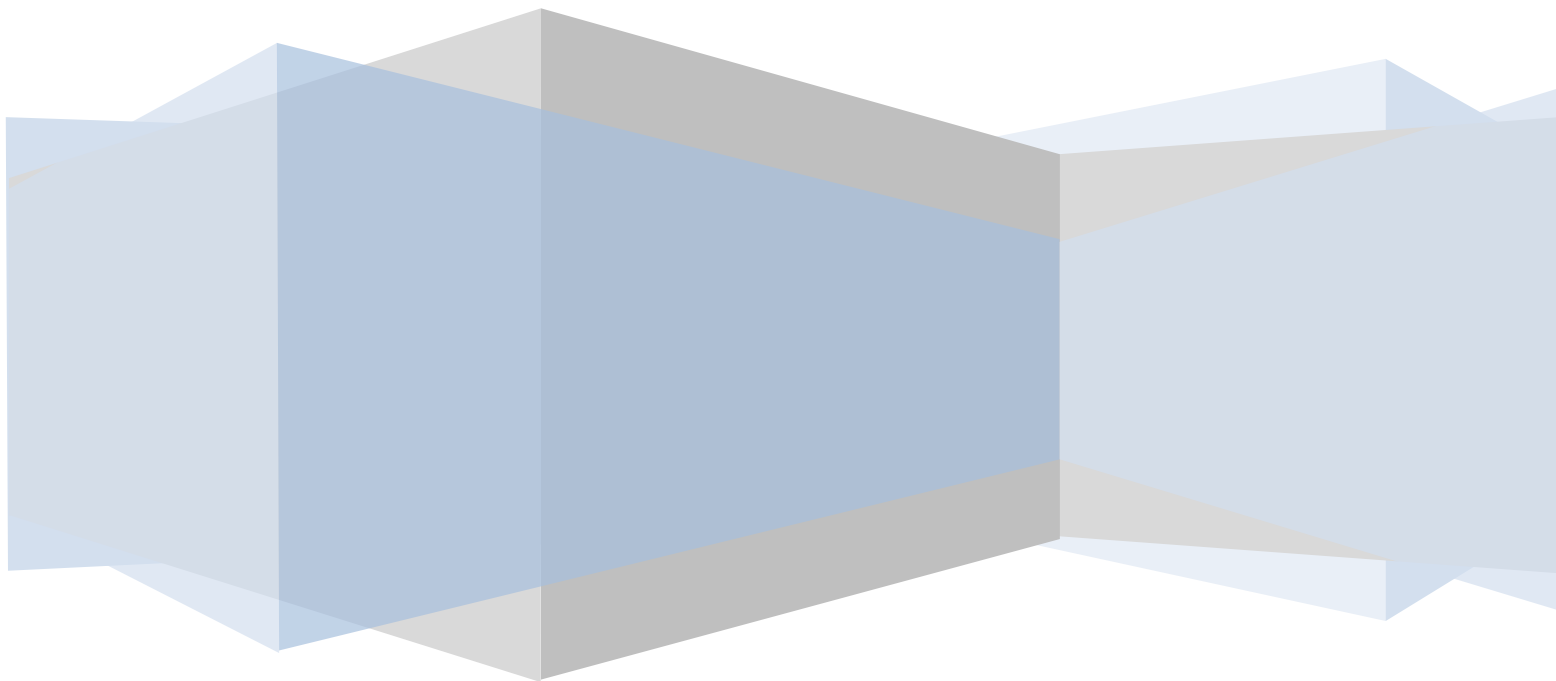
<b>MSAP</b>	<b>Machine synchrone à aimants permanents.</b>
<b>F. M. M</b>	Force magnétomotrice
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>FOC</b>	La commande vectorielle « flux oriented control »
<b>DTC</b>	La commande directe du couple « Direct Torque Control »
<b>PI</b>	Régulateur Proportionnel Intégrateur
<b>PDC</b>	Parallel distributed compensation
<b>TP</b>	Transformation polytopique
<b>MM</b>	Multi- Model
<b>LPV</b>	Linear parameter variable
<b>MVT</b>	Théorème de la valeur moyenne
<b>TS</b>	Modèles flous de type Takagi-Sugeno
<b>LMI</b>	Inégalités Linéaires Matricielles
<b>LTI</b>	Linéaire time invariant

## *Notations et symboles*

<b>d, q</b>	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
<b>t</b>	Temps(s)
<b>S</b>	Opérateur de Laplace
<b>V<sub>s</sub></b>	Tension instantanés des phases statorique (V)
<b>I<sub>s</sub></b>	Courant instantanés des phases statorique (A)
<b>i<sub>a</sub> , i<sub>b</sub> , i<sub>c</sub></b>	Courants des phases statorique (A)
<b>V<sub>a</sub> , V<sub>b</sub> , V<sub>c</sub></b>	Tensions des phases statorique (V)

$L_a, L_b, L_c$	Inductances propres des phases a, b, c respectivement (H)
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	Flux des phases statoriques (Wb)
$\phi_s$	Flux statorique (Wb)
$L_{ss}$	Inductance statorique (H)
$R_s$	Résistance statorique ( $\Omega$ )
$f$	Coefficient de frottement visqueux (Nm/Rad/s)
$J$	Inertie de l'entraînement (Kg.M <sup>2</sup> )
$p$	Nombre de pair de pôles
$\Omega$	Vitesse de rotation mécaniques (Rad/s)
$\Omega_{réf}$	Vitesse de référence (Rad/s)
$\omega$	Pulsation électrique de rotor (rad/s)
$C_e$	Couple électromagnétique (N.m)
$C_r$	Couple mécanique résistant (N.m)
$\theta$	Position réelle (Rad)
$V_d, V_q$	Tensions statorique du repère de Park (V)
$I_q$	Courants statorique du repère de Park (A)
$\phi_d, \phi_q$	Flux du stator selon les axes d, q (Wb)
$L_d, L_q$	Inductance du stator selon les axes d, q (H)
$\phi_f$	Flux des aimants (Wb)
$k_p$	L'action proportionnelle du régulateur
$k_i$	L'action intégrale du régulateur
$[P]$	La matrice de transformation directe de Park.
$[P]^{-1}$	La matrice inverse de Park.
$F$	Coefficient de frottement visqueux [SI] ou [Nm.s/rd] .
$J$	Moment d'inertie de l'entraînement [ $Kgm^2$ ].
$x_c, \hat{x}$	Grandeur de référence, estimée, respectivement.
$w_i(\xi(t))$	Poids dépend degré d'appartenance des variables de prémisses
$h_i(\xi)$	Fonction d'appartenance
$\xi(t)$	Variable de prémisses
$L_i$ et $K_i$	Gain d'observation et de commande respectivement
$P > 0$	Matrice symétrique, définie positive
$K_0$	Gain de commande

# *Introduction Générale*



# Introduction Générale

Le développement récent des semi-conducteurs de puissance, d'une part, et des techniques numériques d'autre part ont donné un essor considérable à l'automatisation des processus industriels, dont la conduite est généralement assurée à l'aide des machines électriques. [DJA11].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSMs) sont recommandés dans le monde industriel grâce à sont largement utilisé dans les applications servo haute performance en raison de leur haute efficacité, à leur forte densité de puissance et à leur grande rapport couple/inertie. Toutefois, les PMSMs sont des systèmes dynamiques multi variables hautement non linéaires. Sans capteurs de vitesse, et sous charge et paramètre variables, il est difficile de contrôler leur vitesse avec des précisions à l'aide des stratégies de contrôle conventionnelles. [ABR15].

Ainsi, que le développement des techniques de commande; que ce soit la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande directe du couple, pour asservir la vitesse de la charge il faut mesurer celle-ci à l'aide d'un capteur. Le capteur de vitesse est peu fiable, car il est sensible aux perturbations extérieures. Sa présence engendre une augmentation du coût de la commande, la complexité de l'installation. Pour remédier à toutes ces contraintes, la commande sans capteur mécanique requiert l'attention de nombreux industriels. C'est pourquoi, elle est devenue un centre d'intérêt pour la recherche ces dernières années. De ce point de vue, l'objectif principal de cette étude consiste à synthétiser des lois de commande non linéaires sans capteur mécanique pour ce type de machine.

Dans ce mémoire, des approches multi-modèles sont utilisées pour la synthèse d'un contrôleur et d'un observateur linéaire.

Les régulateurs et observateurs étudiés dans ce mémoire sont de type, en utilisant l'approche MVT, ou alternativement l'approche PDC à gain unique.

Les modèles de type TS sont les plus étudiés dans la littérature, ils décrivent un ensemble de sous-modèles partageant un vecteur d'état unique. Deux catégories peuvent être considérées selon la nature des variables intervenant dans les fonctions poids. En effet, ces variables, appelées variables de décision ou variables de prémisse, peuvent être connues (entrée ou sortie du système, ...); ou inconnues (état du système, ...). La catégorie des modèles T-S à variables de décision mesurables (VDM) a fait l'objet de nombreux développements dans divers domaines et notamment en commande, stabilisation, estimation.

L'obtention d'un modèle TS pour la machine synchrone MSAP en commande vectorielle par l'application de la méthode des secteurs non linéaires local (ou global) et la transformation poly topique conduit souvent à inclure l'état dans les variables de décision.

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est d'exploiter la structure T-S à variables de décision mesurables, afin de concevoir des observateurs d'état pour la commande des systèmes non linéaires (Commande MVT de la machine synchrone). La commande vectorielle « field oriented control » est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux qui permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, qui exige une bonne identification des paramètres.

Afin de faciliter notre étude, on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q. Donc on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park, et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

De ce qui précède, le présent travail traite la commande vectorielle en tension de la MSAP avec des régulateurs classiques et par modélisation floue à gain unique.

Dans le **premier chapitre**, nous présenterons une généralité sur la commande des machines synchrones à aimant permanent ; commande scalaire, commande vectorielle et commande DTC (*commande direct de couple*).....etc. On outre, on présentera le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park.

**Le deuxième chapitre** décrit le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI). Pour asservir la vitesse de la machine il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique de vitesse. On synthétise, en premier, la boucle interne qui assure le réglage des courants, puis la boucle externe qui assure la régulation de la vitesse.

Dans **Le troisième chapitre**, où quelques concepts fondamentaux pour la représentation multi-modèles flous de type Takagi-Sugeno sont donnés. L'étude du problème de stabilité et la stabilisation des systèmes non linéaires sont présentés. De plus, les principales approches de conception des observateurs sont ensuite introduites.



Le **dernier chapitre** est consacré à l'application des méthodes de synthèse d'observation et de commande de la machine synchrone. Tout d'abord, le modèle non linéaire de la machine est reformulé afin de le mettre sous la forme des multi-modèles T-S traités dans le troisième chapitre. Ensuite, un contrôleur par retour d'état à gain unique, basé sur l'approche PDC est synthétisé via le logiciel d'optimisation YALMIP, suivi d'une conception analogue d'observateurs d'état basée sur le même concept. Pour permettre la faisabilité de la méthode, une simulation intensive est donnée en fin du chapitre.

*Etat de l'art sur les entraînements  
basées sur une 'MSAP' avec sa  
modélisation*



Chapitre 1

# Chapitre I

## Etat de l'art sur les entraînements basés sur une MSAP avec sa modélisation

### I.1 Introduction

L'augmentation croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif ; ceci grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance.

Le moteur synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisé dans le domaine des vitesses variables. Son choix attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continue grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents. [RAC11]

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile 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 première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. [DJA11]

### I.2 Stratégies de commande :

Les régulations industrielles sera toujours réalisé par des régulateurs PID. Ils ont, quand ils s'appliquent, une efficacité remarquable, et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de rivaliser. Ils sont, pour ces raisons, commercialisés sur une échelle industrielle mondiale et sont un outil de base classique de l'industrie de production. Mais ce régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances s'essouffent dans plusieurs cas, citons: [JAC05]

- Les processus « difficiles », non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard pur, et aussi multi-variables ;

- Lorsque les performances exigées par l'utilisateur sont très tendues : forte atténuation des perturbations, erreur de trainage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sur des contraintes qui affectent soit les variables d'action, soit des variables internes du processus. De nombreux travaux ont été menés dans le but d'obtenir des dynamiques de couple toujours plus grandes, des oscillations en régime permanent toujours plus faibles. Parmi les principales commandes qui sont apparues, la commande vectorielle, la commande directe du couple, la commande scalaire, la commande linéarisant entrée sortie et la commande prédictive. [ARA15]

D'autre part, la commande de telles machines nécessite une connaissance précise de la position du rotor qui assure son autopilotage. Ces informations peuvent être fournies par des capteurs mécaniques. Cela introduit plusieurs inconvénients. Parmi ces inconvénients, on peut citer l'augmentation du volume, le coût global du système et aussi la diminution de la faisabilité du système.[ZOU11]

### I.2.1 Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif. Elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure.[ARA15]

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (*onduleur de tension ou de courant*). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en  $V/f$  (*V sur f*) qui est la plus utilisée.

Son principe est de maintenir ( $V/f=Constant$ ) ce qui signifie garder le flux constant. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N'_r} \left(\frac{v_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (I.1)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (*en régime quasi-statique*) de la machine synchrone. [MUS18]

L'avantage de cette commande est la simplicité d'implantation des lois statiques, mais son inconvénient majeur est sa limitation qui se manifeste par son instabilité dû

principalement au non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation. [ARA15]

## I.2.2 Commande vectorielle

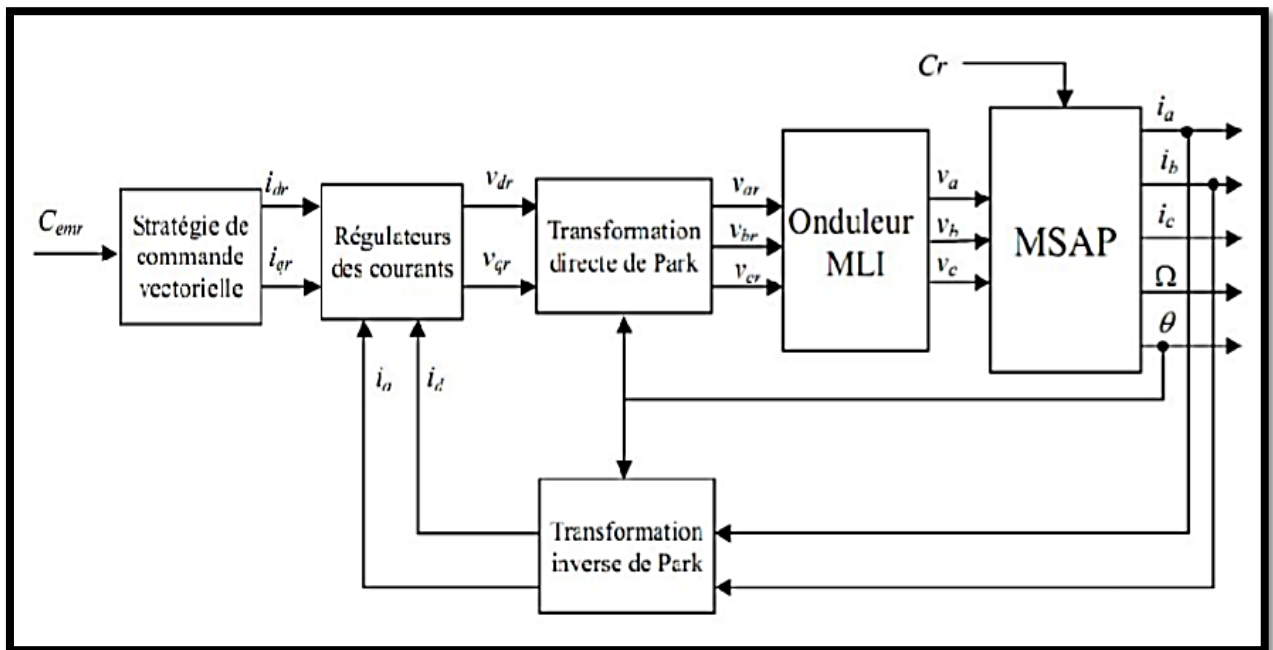
La commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux (*Field Oriented Control*) a été introduite en 1972 par *Blaschke*. Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. Elle a été, ces dernières années, la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Ainsi, de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans des secteurs industriels aussi variés que la production textile, les machines-outils et la traction électrique (*ferroviaire et automobile*). Les techniques de commande vectorielle des machines à courant alternatif sont liées à la maîtrise de vecteur flux (*amplitude et position instantanées*) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires. Ils ont avantageusement remplacé les commandes dites "*scalaires*" basées sur la maîtrise de la seule amplitude du flux, ces dernières sont principalement performantes en régimes permanents. [ZOU11]

### I.2.2.1 Principe de la commande vectorielle

Quel que soit le but de la commande de la machine (*régulation de couple, de vitesse ou de position*), le contrôle du couple est nécessaire [ZOU11]. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la (MSAP) à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet le contrôle le flux de la machine avec la composante du courant statorique. [ARA15] Tandis que, la composante permet de contrôler le couple électromagnétique à travers les deux composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant statorique en imposant les tensions  $v_d$  et  $v_q$  qui conviennent. Ceci correspond à un contrôle du courant statorique en amplitude et en position instantanées d'où l'appellation du contrôle vectoriel. Nous laisse un degré de liberté qui peut être exploité afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application. [ZOU11]

Suivant le critère choisi, nous pouvons réaliser de différentes stratégies de commande qui consistent souvent à améliorer certaines caractéristiques de la machine. L'objectif principal de la commande vectorielle du MSAP est donc de contrôler le couple d'une manière optimale selon un critère choisi. [MUS18]

Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle des MSAP est représenté sur la **Figure (I.1)**:



**Figure (I.1)** : Schéma bloc du principe de la commande vectorielle d'une MSAP.

### I.2.2.2 : Avantages et inconvénients de la commande vectorielle du MSAP [MUS18]

#### ➤ Les avantages :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

#### ➤ Les inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP ...). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.

- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur. [SITIN]

### I.2.3 Commande DTC de la MSAP

Ce type de commande repose sur la détermination «directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes *DTC* étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (*couple, flux*) sur un intervalle de temps très court (*intervalle entre deux commutations*).

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de Park et de la *MLI* pendant la réalisation de la commande *DTC* plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (*20 à 30 KHz*). Elle présente les avantages suivants :

- Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.
- Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.
- Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine. [ZOU11]

#### I.2.3.1 Principes généraux de la commande directe du couple

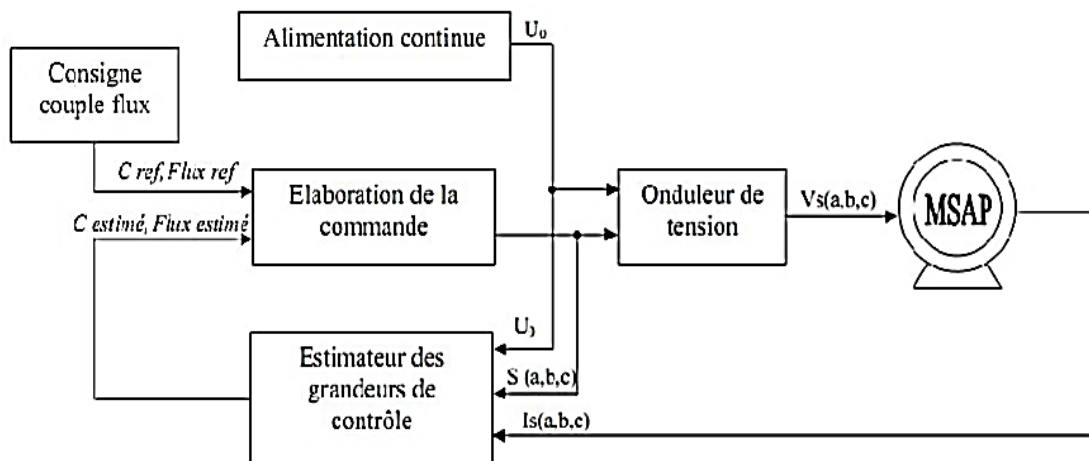
La commande *DTC* d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. [ABD18]

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.

- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis. [ZOU11]

La commande par *DTC* peut être schématisée par la **Figure (I.2)** :



**Figure (I.2)** : Schéma synoptique de la commande DTC.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement *couple/vitesse*, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement. En plus :

- La stratégie de contrôle par *DTC* est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres.
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator)
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple;
- La mise en œuvre des commandes de type *DTC* se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants. [ZOU11]



### **I.2.3.2 Limites de la commande directe du couple**

Par rapport à la commande vectorielle, la commande *DTC* est beaucoup moins sensible aux variations paramétriques (*il n'y a pas de réglage de correcteur*) et permet d'obtenir des dynamiques de couples plus rapides. Mais l'utilisation de correcteurs à hystérésis entraîne inévitablement des oscillations de couple, et à faible vitesse.

Alors que la commande *DTC* détermine une configuration de l'onduleur après qu'une erreur dépasse un seuil, d'autres techniques de commande permettent de déterminer une configuration de l'onduleur qui minimise l'erreur à la fin de l'occurrence de calcul.[ARA15]

### **I.2.4 Commande par linéarisation entrées-sorties :**

Le principe de cette méthode se base sur la recherche d'un retour d'état transformant le modèle non linéaire en un système d'équations linéaires au sens entrées sorties .Une fois que le bouclage linéarisant est fait, nous faisons appel à toute la panoplie de la commande linéaire pour atteindre les performances désirées. Cependant l'inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait qu'elle se base sur les paramètres du modèle. Par conséquent, l'absence de la mesure du couple résistant et l'existence des paramètres incertains pourraient fausser la compensation de non linéarité du système, ce qui pourrait entraîner une dégradation du comportement du système bouclé. [ARA15]

### **I.2.5 Commande prédictive**

#### **I.2.5.1 Principe de la commande prédictive**

Le principe de la commande prédictive consiste à créer pour le système asservi un effet anticipatif par rapport à une trajectoire à suivre connue à l'avance, en se basant sur la prédiction du comportement futur du système et en minimisant l'écart de ces prédictions à la trajectoire au sens d'une certaine fonction cout, tout en respectant des contraintes de fonctionnement. Cette idée est simple et intuitive, pratiquée de façon assez systématique dans la vie quotidienne. Par exemple, un piéton analyse l'état de son chemin sur un horizon assez lointain pour déterminer le chemin le plus rapide à prendre, en tenant compte des différentes contraintes [HAF08]. La commande prédictive se base sur la connaissance a priori du système par l'intermédiaire d'un modèle. [ARA15]

### I.2.5.2 Stratégie de commande prédictive

A partir d'une trajectoire de référence à suivre connue, la commande prédictive réalise en temps réel à chaque période d'échantillonnage les étapes suivantes : [ARA15]

A chaque instant  $t$ , la sortie future du procédé est prédite sur un horizon de temps relativement long (par rapport à la vitesse d'évolution du procédé).

1. Minimiser un critère quadratique à horizon fini portant sur les erreurs de prédictions futures, écarts entre la sortie prédite du système et la consigne future,
2. Obtenir une séquence de commandes futures sur un horizon de commande.
3. Appliquer uniquement la première valeur de cette séquence sur le système,
4. Répéter ces étapes à la période d'échantillonnage suivante, selon le principe de l'horizon fuyant.
5. Bloc commande prédictive.

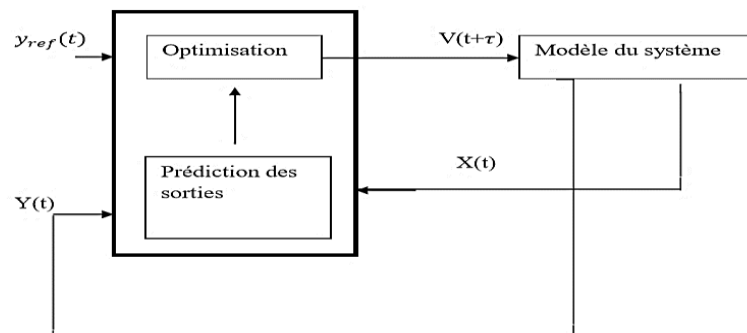


Figure (I.3) : Structure de la commande prédictive.

### I.2.5.3 Avantages et inconvénients de la commande prédictive [ARA15]

#### ✓ Avantages

- \* Applicable à tout type de système théoriquement commandable qu'il soit multi variable, linéaire ou non linéaire et avec contraintes diverses.
- \* Anticipation du futur et amélioration de suivi de consigne.
- \* La robustesse aux variations paramétriques du système.

### ✓ Inconvénients

Elle nécessite une modélisation précise (*difficulté scientifique*) et un ordinateur puissant.

## I.3 Présentation de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique, constitué de deux parties, une partie fixe (*stator*) et une partie mobile (*rotor*). La machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le champ rotorique. [LAH17]



Figure (I.4) : Machine PMSM.

### I.3.1 Stator

IL est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (*a*, *b*, *c*) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électriques. [HOU13]

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. [LAH17]

On note :

$\omega$  : La pulsation des courants statoriques .

$p$  : Le nombre de paires de pôles de la machine.

$\Omega$  ou  $\omega$  : La vitesse de rotation de la machine.

Soit :

$$\Omega = \omega / p \quad (\text{I.2})$$

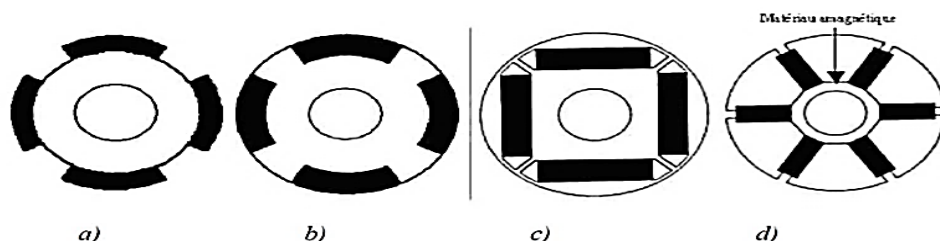
### I.3.2 Rotor

Le rotor se compose des aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (**Figure (I.5)**).

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène. Le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor. L'inductance de l'axe  $d$  est égale à celle de l'axe  $q$ . Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs magnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

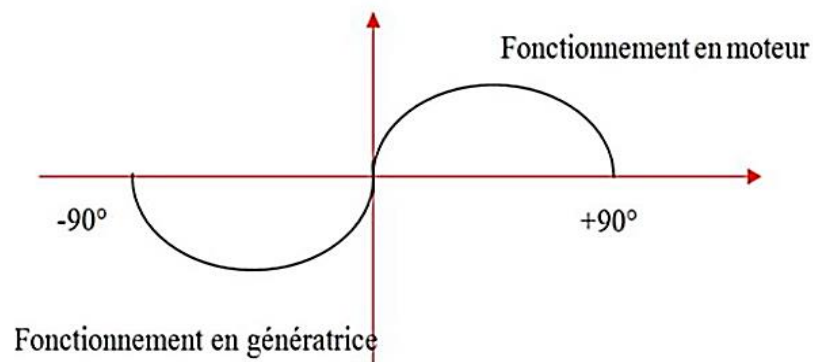
- **Aimants en surface** (*Surface magnet type*) ; comme montré sur la figure (a).
- **Aimants insérés** (*Inset magnet type*) ; comme montré sur la figure (b).
- **Aimants enterrés** (*Interior magnet type*) ; comme montré sur la figure (c).
- **Aimants à concentration de flux** (*Burried magnet type*) ; comme montré sur la figure (d). [LAH17]



**Figure (I.5) :** Différentes structures des rotors des MSAP.

## I.4 Analyse du fonctionnement de la MSAP

Dans notre cas, la machine étudiée est un moteur, elle permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celle-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse  $90^\circ$ . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans **Figure (I.6)** : [LAH17]



**Figure (I.6)** : Caractéristique du couple-angle électrique.

## I.5 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

La MSAP a plusieurs avantages, mais aussi elle a quelques inconvénients : [AZE15]

✓ Les avantages :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importante permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité)
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement à très haute vitesses.

✓ Les inconvénients :

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

### I.6 Les domaines d'application

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme : [HOU13]

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

### II.7 Hypothèses simplificatrices :

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes: [DJA11]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encochage négligeable.

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

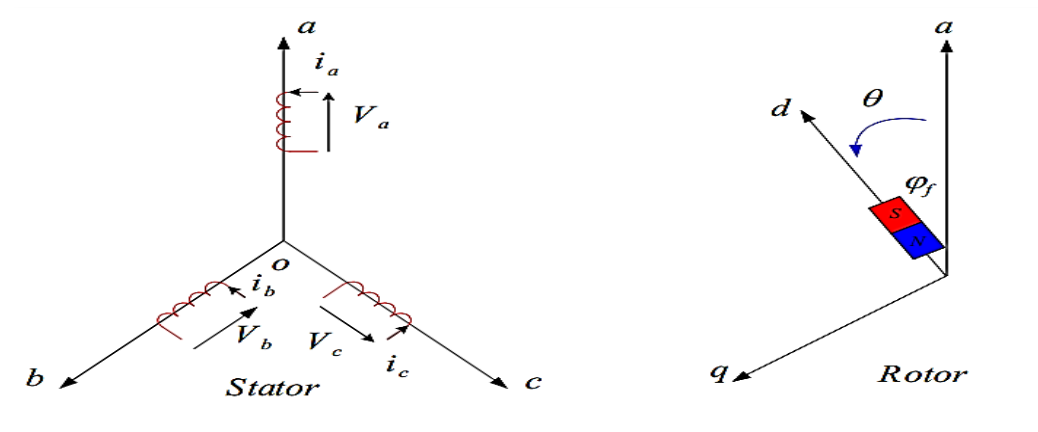
## II.8 Mise en équation de la MSAP en triphasé

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine à savoir : [ABR18]

- 1) - Les équations électriques.
- 2) - Les équations magnétiques.
- 3) - Les équations mécaniques.

### II.8.1 Equations électriques [MUS18]

La **figure (I.7)** donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :



**Figure (I.7) :** Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.

On a :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_{ss} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$R_{ss}$  : La résistance des phases statorique,

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$ :Tensions d'alimentation.

$[i_a \ i_b \ i_c]^t$ :Courants des phases statoriques.

$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t$ : flux des phases statoriques.

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$R_s$  : Résistance par phase statorique.

### II.8.2 Équations magnétiques [ABR18]

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_a \times i_a + M_{ab} \times i_b + M_{ac} \times i_c + M_{af} \times i_f \\ \Phi_b = L_b \times i_b + M_{ba} \times i_a + M_{bc} \times i_b + M_{bf} \times i_f \\ \Phi_c = L_c \times i_c + M_{ca} \times i_a + M_{cb} \times i_c + M_{cf} \times i_f \end{cases} \quad (I.5)$$

Pour un réseau symétrique :  $L_a = L_b=L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta); M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

donc :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Tel que : M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f i_f$  : Flux constant dû aux aimants permanents ( $\Phi_f$ ).

### II.8.3 Équation mécanique

L'équation mécanique déduite au rotor s'écrit : [MUS18]

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.7)$$



Avec :

$\Omega = \omega/P$  : Vitesse de rotation de la machine.

P : Nombre de pair de pole.

$$C_f = f\Omega$$

J : Moment d'inertie du moteur ;

f : Coefficient de frottement visqueux ;

$C_e$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;

$C_r$  : Couple résistant, ou de charge.

D'une façon générale, le couple électromécanique délivré par la machine est obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor. L'est donné par l'expression suivante : [ABD18]

$$C_e = \frac{1}{2} P [i_s]^T \left[ \frac{d[i_s]}{d\theta_r} \right] [i_s] \quad (\text{I.8})$$

Dans ce qui suit, nous allons développer l'expression du couple électromécanique dans le repère lié au rotor. [ABD18]

À partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficient variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations de Park, qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans le repère lié au rotor en utilisant la transformation de Park. [ABD18]

## II.8.4 Transformation triphasé – diphasé [MUS18]

### II.8.4.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par la matrice P, aux vecteurs originaux  $[V_{abc}]$

$[i_{abc}]$  et  $[\Phi_{abc}]$ , la transformation de Park correspond aux vecteurs  $[V_{dqo}]$ ,  $[i_{dqo}]$  et  $[\Phi_{dqo}]$

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P][X_{dqo}] \quad (\text{I.9})$$

$$[V_{dqo}] = [P]^{-1}[V_{abc}]$$

[P] Et [P]<sup>-1</sup> sont la matrice de passage directe et inverse respectivement, elles sont données par :

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

### II.8.4.2 Modélisation du MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques de la machine, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

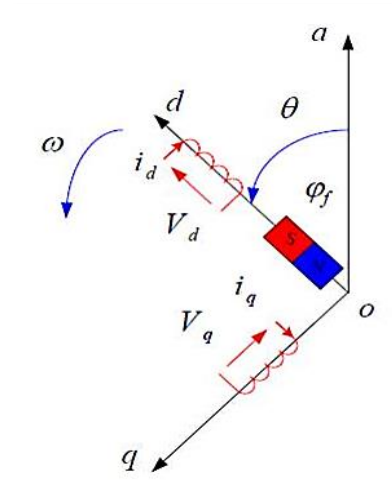


Figure (I.8) :Référentiel (a, b, c) et référentiel (d, q).

Pour passer du système triphasé au biphasé on utilise les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_d \ V_q] = p(\theta)[V_a \ V_b \ V_c] \\ [i_d \ i_q] = p(\theta)[i_a \ i_b \ i_c] \\ [\Phi_d \ \Phi_q] = p(\theta)[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c] \end{cases} \tag{I.12}$$

Alors le modèle de la machine a excitation, le mode s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Ainsi pour la MSAP le modèle suivant est adopté :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

En faisant la même procédure de calcul pour les équations magnétiques on aura :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$\Phi_f$  : présente le flux des aimants traversant le circuit équivalent direct.

### I.8.5 L'équation électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente : [LAH17]

$$C_e = p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_{sf}] \quad (\text{I.16})$$

Si le rotor est lisse ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en:  $C_e = p i_q \Phi_{sf}$

### II.8.6 Mise sous forme d'équation d'état

En prenant les tensions ( $V_d$ ,  $V_q$ ) et le flux d'excitation  $\Phi_f$  comme grandeurs de commande, les courants statorique ( $I_d$ ,  $I_q$ ), comme variables d'état et le couple  $C_r$  comme perturbation. Alors à partir de ça en peut écrire le système sous forme d'équations d'état : [MUS18]

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \\ [X] = [i_d \quad i_q]^t, [V] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système (matrice de transition)

[B] : matrice d'entrée

[V]: vecteur de commande

[X]: vecteur d'état

## Equations électriques

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ \omega \end{bmatrix}$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans la référentiel d-q :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p \omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F \omega) \end{cases} \quad (I.19)$$

## I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques de commandes appliquées à la MSAP. Le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On y montre qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

*Commande vectorielle de la machine  
synchrone à aimant permanent 'MSAP'*



Chapitre 11

## Chapitre II

# Commande vectorielle de la machine Synchrone à aimant permanent 'MSAP'

### II.1 Introduction

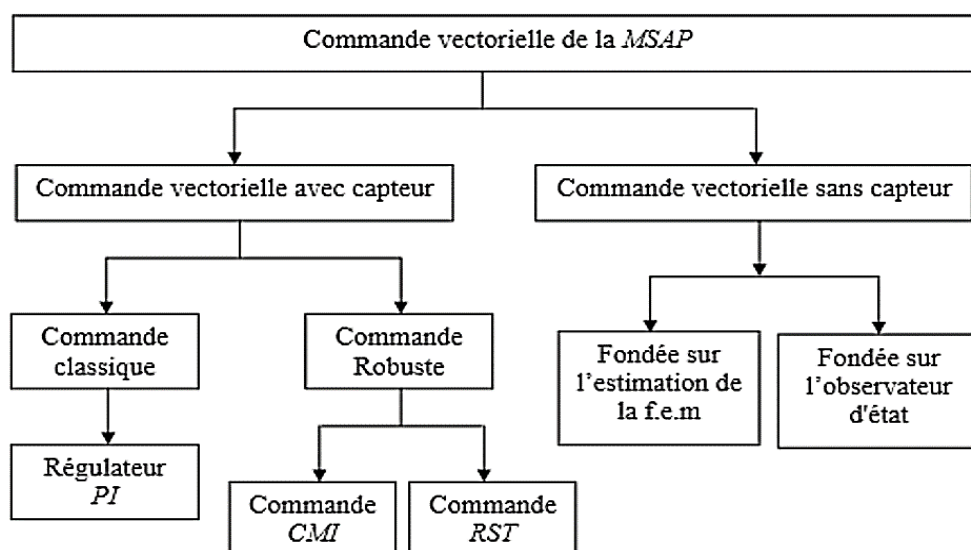
Durant ces dernières années, la commande vectorielle de la MSAP a été le sujet de plusieurs investigations pour obtenir avec cette machine des performances dynamiques et statiques comparables à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. Ce type de commande permet un contrôle séparé du flux et du couple. Grâce à cette propriété, on peut la commander facilement. La production du couple et la création du flux sont indépendantes.

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est de réaliser ce découplage.

Le contrôle de la machine vise une amélioration du temps de réponse et de la qualité du couple. [RAH04]

### II.2 La commande vectorielle

La **figure (II.1)** résume d'une façon schématique les cas traités de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique :



**Figure (II.1) :** Différentes catégories de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique.

### II.2.1 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents. la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature, qui traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine à courant continu.

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct  $I_d$  nul et le courant statorique est réduit à la seule composant  $I_q : (I_s = I_q)$ , qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant ( $I_q$ ) pour le réglage de la vitesse via la tension  $V_q$ , ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.

- La référence du courant direct  $I_d^*$  est fixée égale à zéro.
- Les références des courants  $I_q^*$  et  $I_d^*$  sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine  $id$  et  $iq$ .
- Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI.
- Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d^*$  et  $V_q^*$ . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_q^*$ .
- Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant  $I_d^*$  est imposé nul dans ce cas.
- Les sorties du Bloc de découplage  $V_d^*$  et  $V_q^*$  passent par une transformation biphasé vers une autre triphasée, ce qui nous donne les trois tensions de référence  $V_a^*$ ,  $V_b^*$  et  $V_c^*$  de la commande MLI, et qui doit signaux de l'onduleur à MLI.

La **figure (II.2)** représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère  $(d, q)$ . [MUS18]

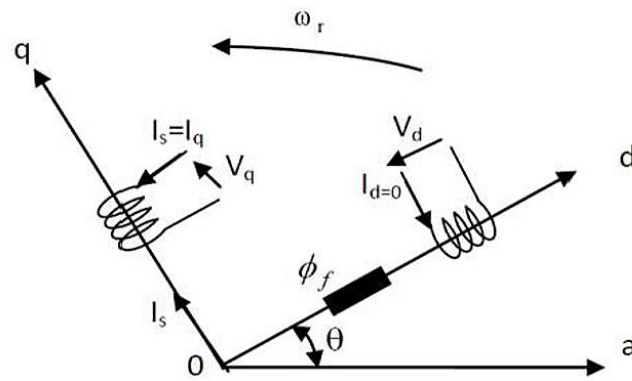


Figure (II.2) : Principe de la commande vectorielle.

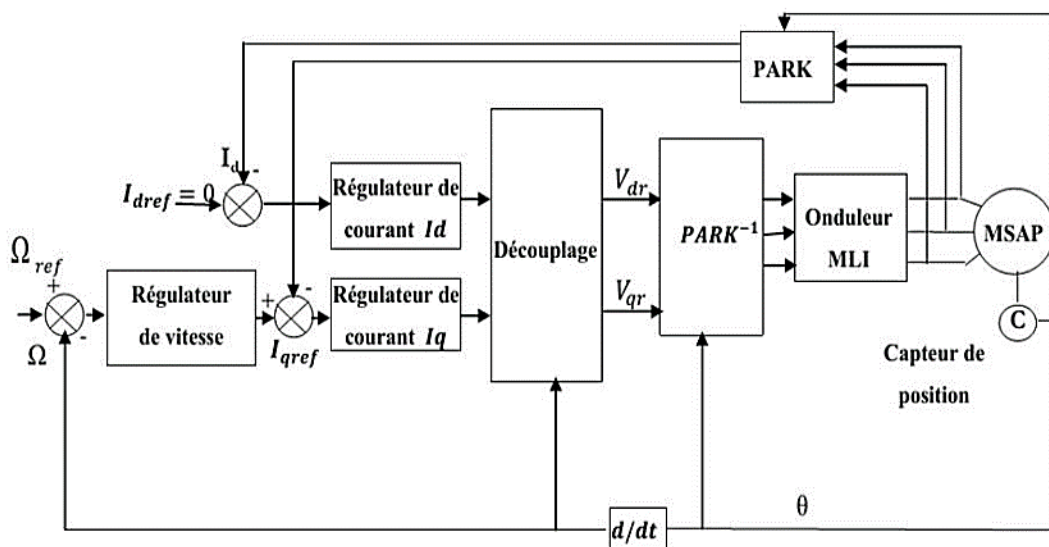


Figure (II.3) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.

### II.2.2 Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes  $d$  et  $q$ . [HOU13]

Les tensions suivant les axes ( $d, q$ ) peuvent être écrites sous les formes suivantes :



$$\begin{cases} V_d = \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left( R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) - \omega (L_q I_q + \varphi_f) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La figure (II.4) représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :

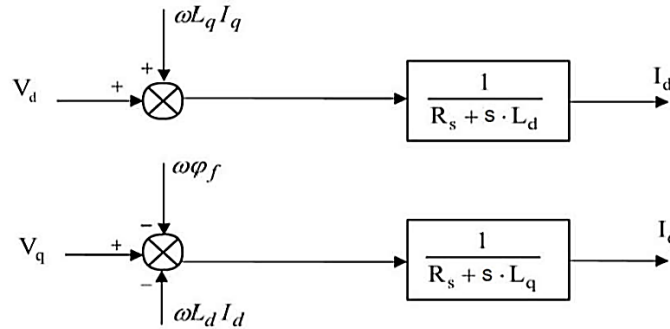


Figure (II.4) : Description du couplage.

Les tensions  $V_d$  et  $V_q$  dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q». On est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires  $e_d$  et  $e_q$

$$\text{avec : } \begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases}$$

A partir de l'équation et (II.1) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{d1} = (R_s + s.L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + s.L_q) I_q \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

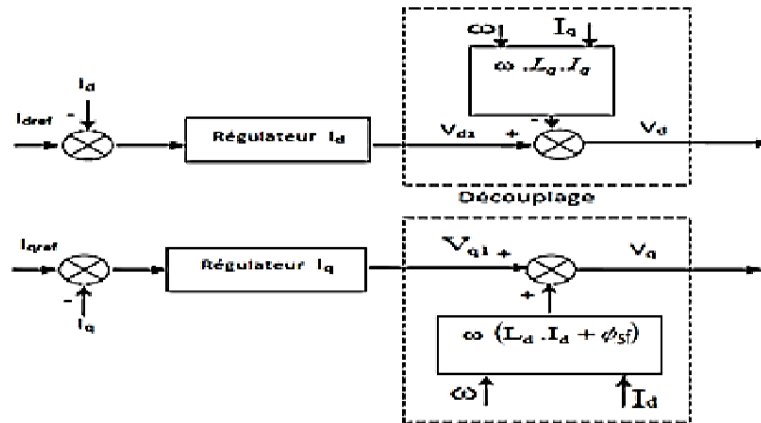
On a donc les courants «Id» et «Iq» qui sont découplés. Le courant Id ne dépend que de  $V_{d1}$ , et Iq ne dépend que  $V_{q1}$ . A partir de l'équation (II.3), les courants Id et Iq s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$s$  : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la **figure (II.5)** ci-dessous:



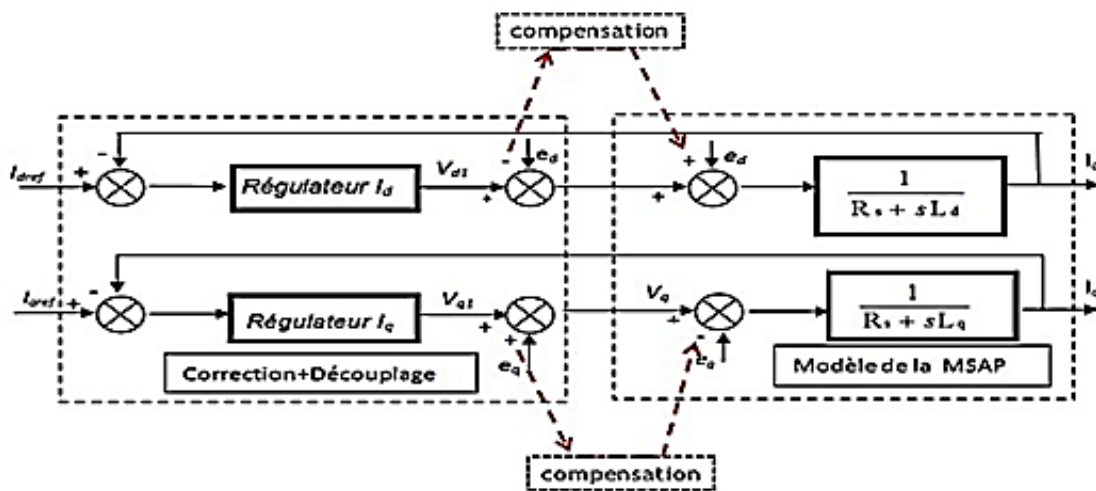
**Figure (II.5) :** Principe de découplage par compensation.

avec :

$V_{d1}$  : la tension à la sortie de régulateur de courant « $I_d$ ».

$V_{q1}$  : la tension à la sortie de régulateur de courant « $I_q$ ».

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la **figure (II.6)** suivante :



structure générale : (machine-découplage par compensation).

**Figure (II.6) :** Le principe de découplage par compensation.

Les actions sur les axes «*d*» et «*q*» sont donc découplés :

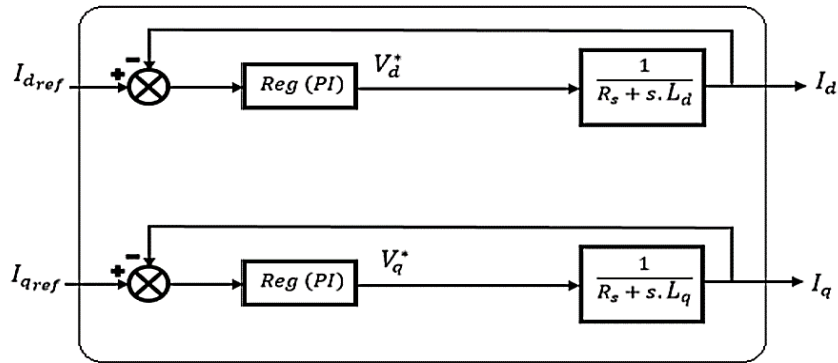


Figure (II.7) : Commande découplée.

### II.2.3 Détermination des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (*proportionnelle, intégrale, dérivée*). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée; donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse. [NAB10]

- **REGULATEUR DU COURANTS**

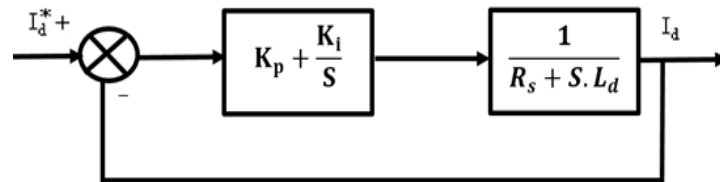


Figure (II.8) : Boucle de régulation du courant Id.

La fonction de transfert en boucle fermée, nous donne un système de type 1<sup>er</sup> ordre avec une constante de temps :  $\tau = \frac{R_s}{K_i}$

$$FT(s) = \frac{1}{\tau.s+1} \tag{II.5}$$

Le temps de réponse  $t_{rep}$  est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut 95 % de la valeur finale donnée lorsque le temps  $t$  devient infini, soit :

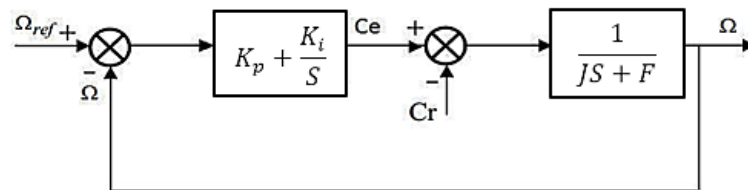
$$t_{rep} = 3. \tau \tag{II.6}$$

$$* K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \qquad * K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}}$$

• **REGULATEUR DE LA VITESSE**

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par : [MUS18]

$$T(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II.7}$$



**Figure (II.9) :** Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse.

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$G(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{1 + \frac{K_p}{K_i} s + \frac{J}{K_i} s^2} \tag{II.8}$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système de second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \tag{II.9}$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad ; \quad \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau$$

on aura :

$$k_p = \frac{4J}{\tau} \quad ; \quad k_p = \frac{4J}{\tau^2}$$

La constante de temps électrique  $\tau$  doit être inférieure à celle de la machine  $\frac{L_q}{R_s}$

## II.2.4 Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu alternatif. [LAH17]

### a) Convertisseur statique continu-alternatif

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle. [LAH17]

### b) Types d'onduleurs

Il existe plusieurs types d'onduleurs :

- **Selon le nombre de niveaux**

On trouve des onduleurs multi niveaux 2, 3, . . . etc, dans notre cas en travaille avec un onduleur à deux niveaux :

- **Selon la source :**

- ❖ Onduleurs de tension :

L'onduleur de tension est utilisé pour assurer la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui

- ❖ Onduleurs de courant.

- **Selon le nombre de phases :** (monophasé, triphasé, etc.)

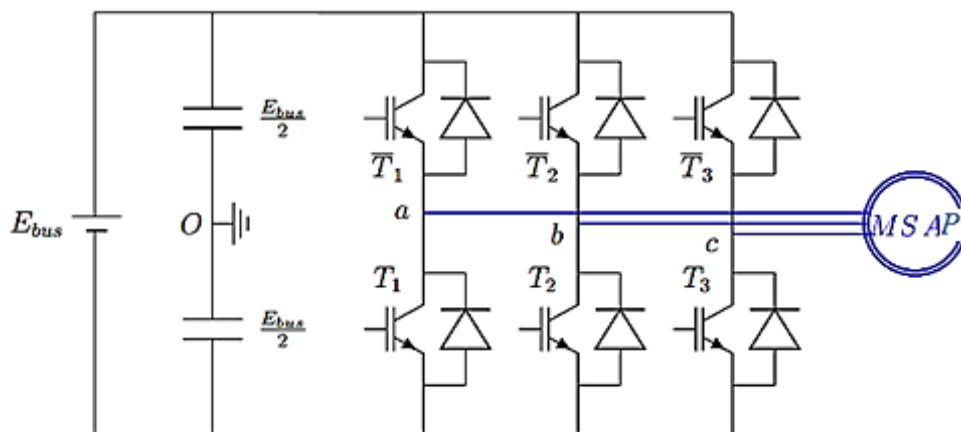
Normalement les onduleurs alimentés à partir d'une source de tension continue  $E_{bus}$ . La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale

transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents.

### c) Association MSAP-Onduleur de tension

Nous pouvons considérer dans un premier temps le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Il est alimenté par une source continue d'amplitude  $E_{bus}$ . [LAH17]

Il est constitué de trois bras, chacun comporte deux cellules de commutation montées en série, généralement à *IGBT* ou *MOSFET* pour les petites et moyennes puissances et *GTO* pour les grandes puissances, munis d'une diode en antiparallèle suivant la puissance à transmettre. Les états des interrupteurs sont imposés par la commande *MLI*. La figure (II.10) illustre la structure d'une association onduleur triphasé - machine asynchrone. [HAM15]



**Figure (II.10)** : Schéma d'un onduleur de tension associé au MSAP.

Des hypothèses ou choix sont faites afin de modéliser l'onduleur de tension, tel que:

- La source de tension continue est modélisée comme une source idéale, sans pertes et de valeur constante.
- Les tensions de sortie de l'onduleur sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O.
- Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur.
- Les temps morts nécessaires pour éviter les court-circuits sont négligés.
- La machine est couplée en étoile. La tension fournie par l'onduleur triphasé, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus-continu et vice-versa, ce qui le rend non linéaire du point de vue instantané.

L'expression des tensions de sortie en fonction des tensions statoriques et du potentiel du neutre  $V_{N0}$  est donnée par :

Où  $V_{N0}$  représente la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif O.

Pour un système équilibré:

$$V_{N0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.10})$$

Les tensions phases-point neutre N peuvent s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les interrupteurs  $T_i$ ,  $\bar{T}_i$   $i \in \{1, 2, 3\}$  sont complémentaires, et les impulsions de commande logiques  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  sont transmises aux gâchettes des interrupteurs statiques des trois bras de l'onduleur. La détermination de  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ) dépend de la stratégie de commande utilisée. Dans ce travail on va choisir l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation de la machine asynchrone.

L'état  $S_i = 1$  représente le mode passant de l'interrupteur  $T_i$ , et l'état  $S_i = 0$  est le mode bloqué de  $T_i$

$$\begin{cases} 1 \text{ si } T_i \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } T_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Si le neutre de la machine est isolé, les tensions statoriques simples sont déduites par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E_{bus}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le courant continu à l'entrée de l'onduleur aura pour expression :

$$i_f = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.13})$$

### II.2.5 Schéma global de simulation :

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec de la MSAP est représenté par la **figure (II.11)**:

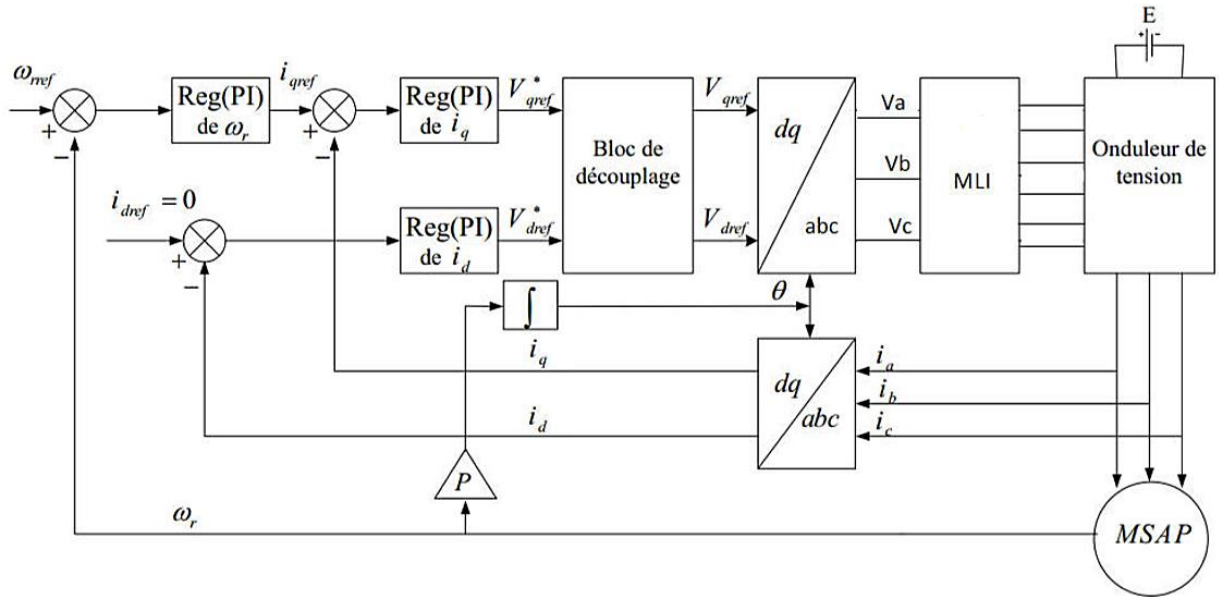


Figure (II.11) : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).

### II.2.6 Résultats de simulation

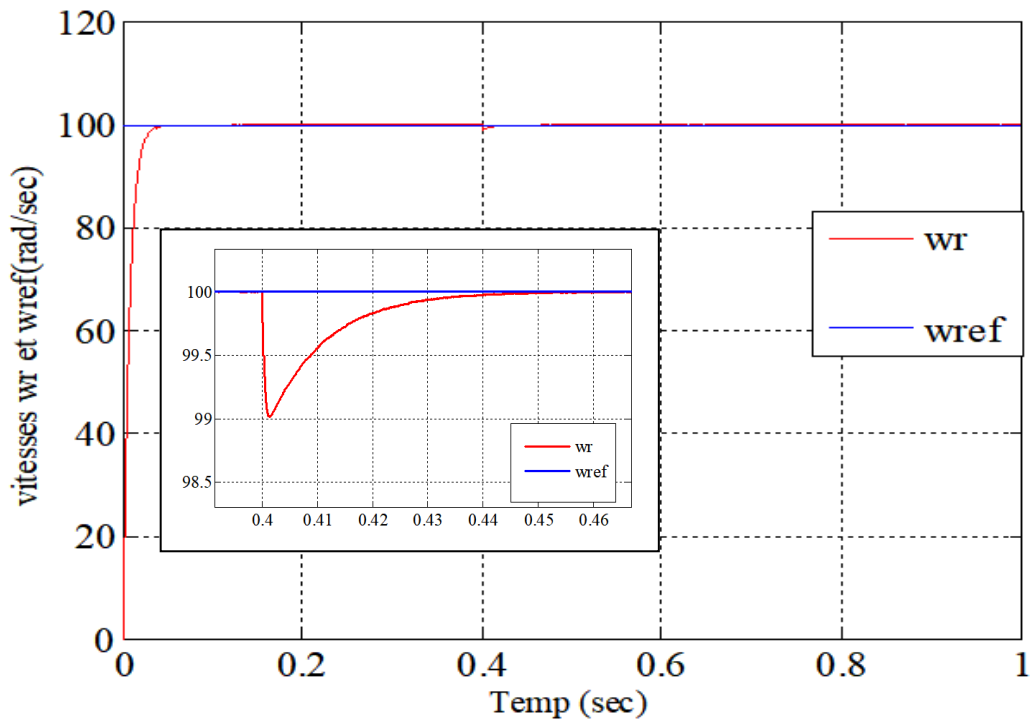


Figure (II.12) : Vitesse de rotation (rad/s) avec une charge de (5 Nm à  $t=0.4$ s).



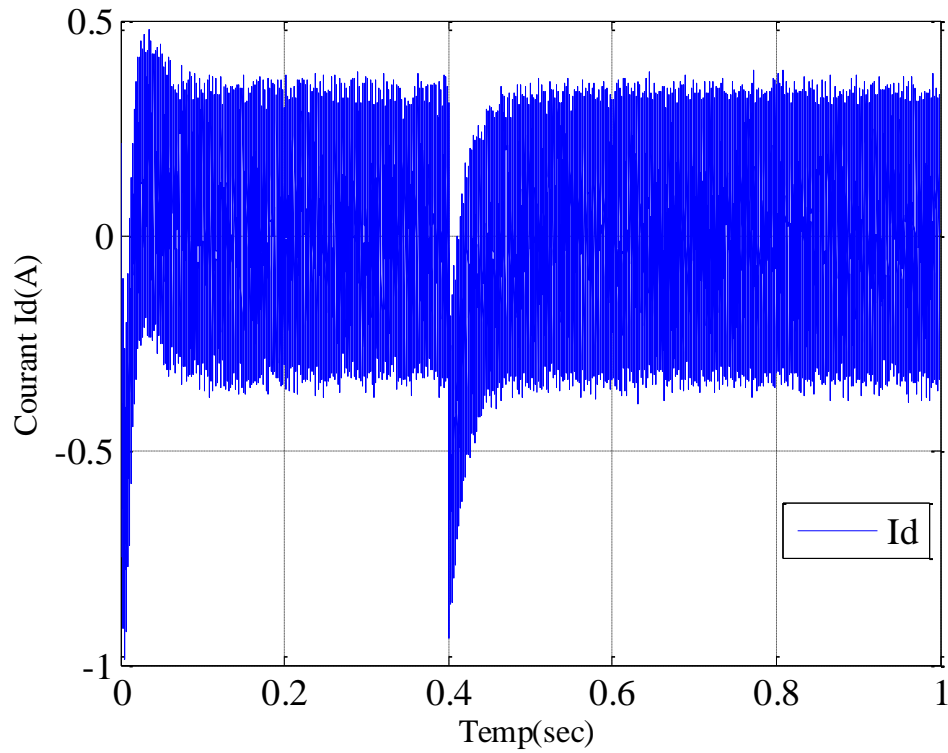


Figure (II.13.a) : Courant  $I_d$  (A) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).

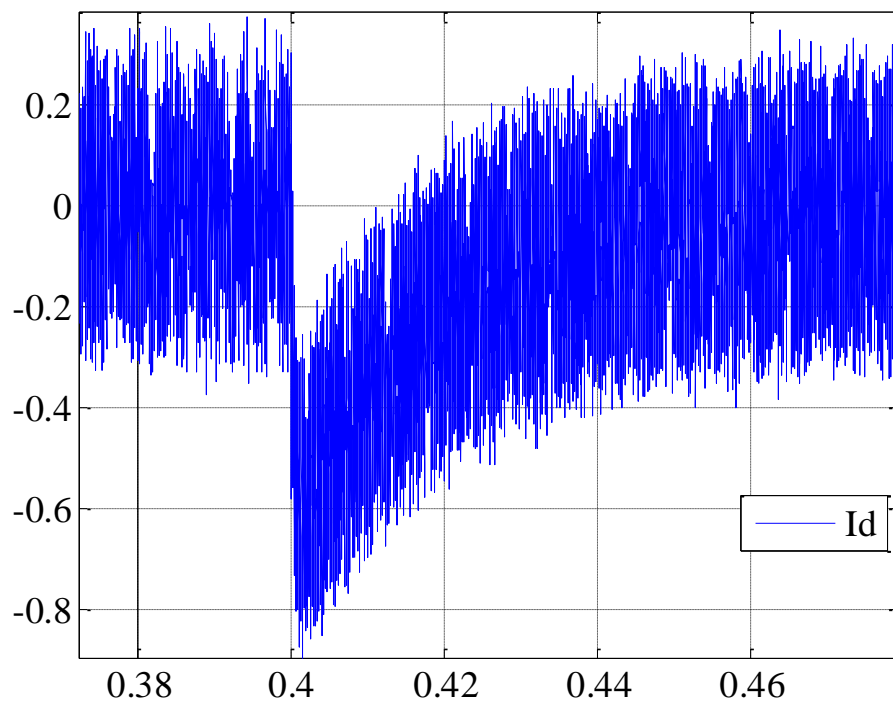


Figure (II.13.b) : Zoom sur le courant  $I_d$  (A) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).

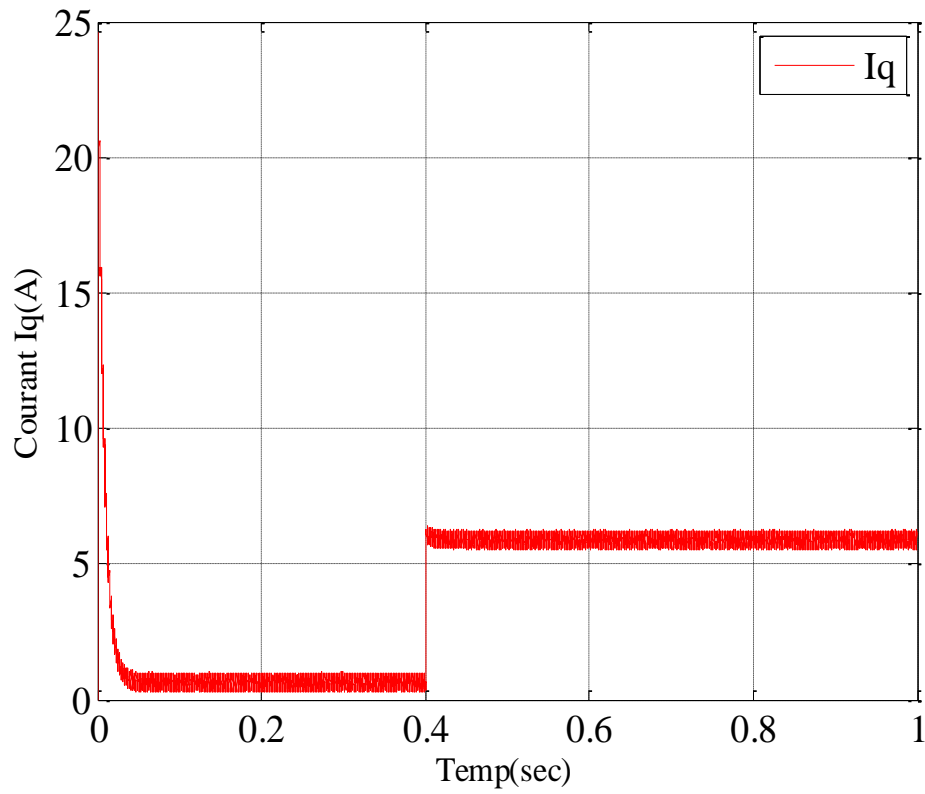


Figure (II.14.a) : Courant  $I_q$  (A) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).

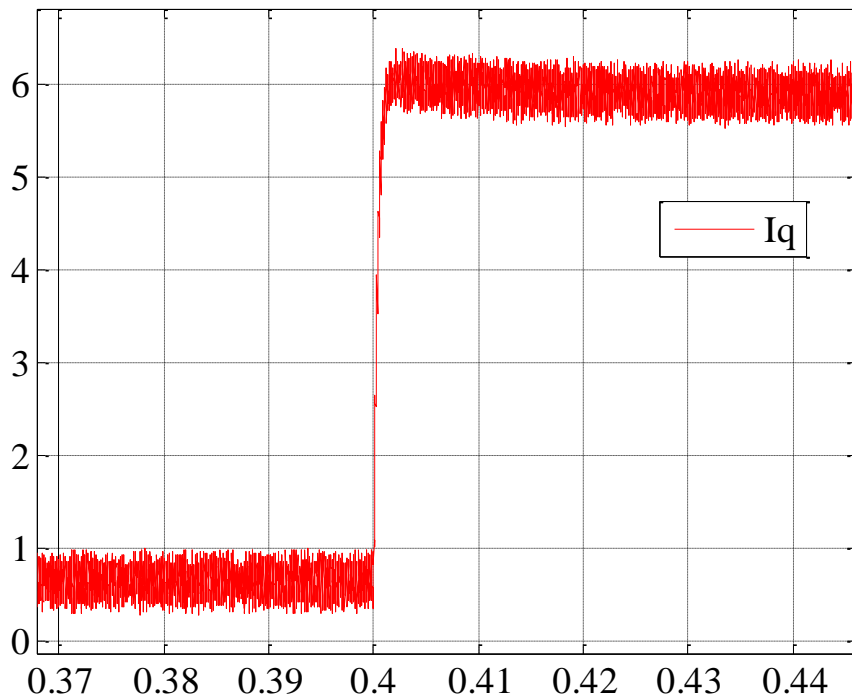
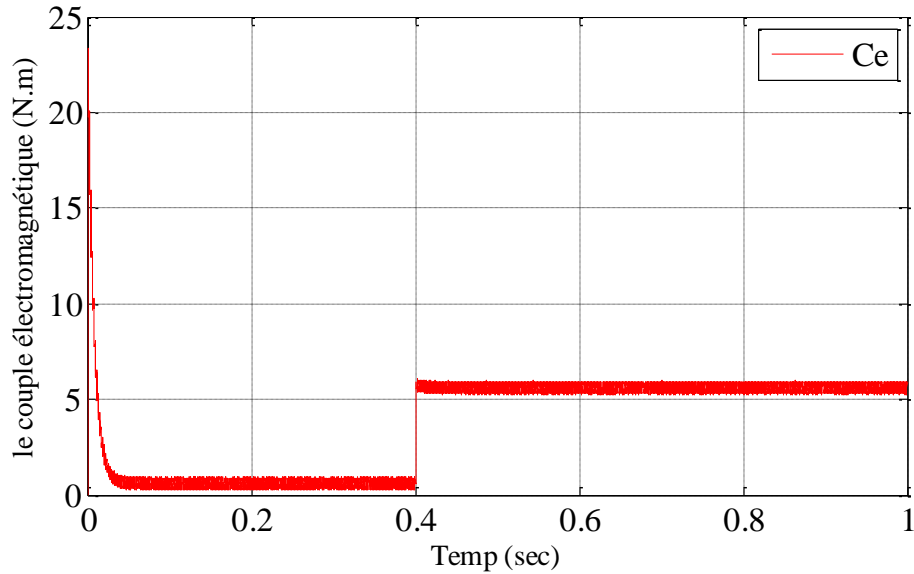
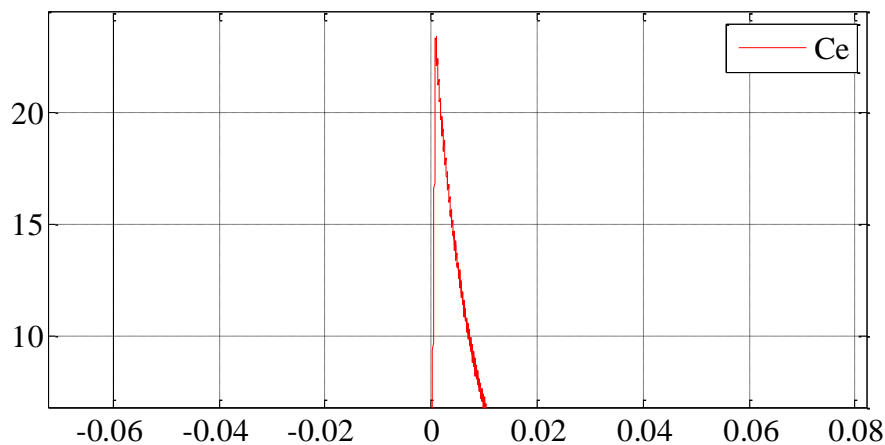


Figure (II.14.b) : Zoom sur le courant  $I_q$  (A) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).



**Figure (II.15.a) :** Le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).



**Figure (II.15.b) :** Zoom sur le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a  $t=0.4s$ ).

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

D'après les figures (II.12), (II.13), (II.14) et (II.15), on effectué un démarrage à vide, puis on charge la machine à  $C_r = 5N.m$  à  $t = 0.4s$ . Sur les figures (II.16), (II.17), (II.18) et (II.19), on a inversé le sens de rotation de  $100 rad/s$  à  $-100 rad/s$  à l'instant  $t = 0.5s$  suivi d'une variation du couple de charge à  $C_r = 5N.m$  à  $t = 0.2s$  à  $t = 0.8$ .

Résultats de simulation avec inversion de sens de rotation

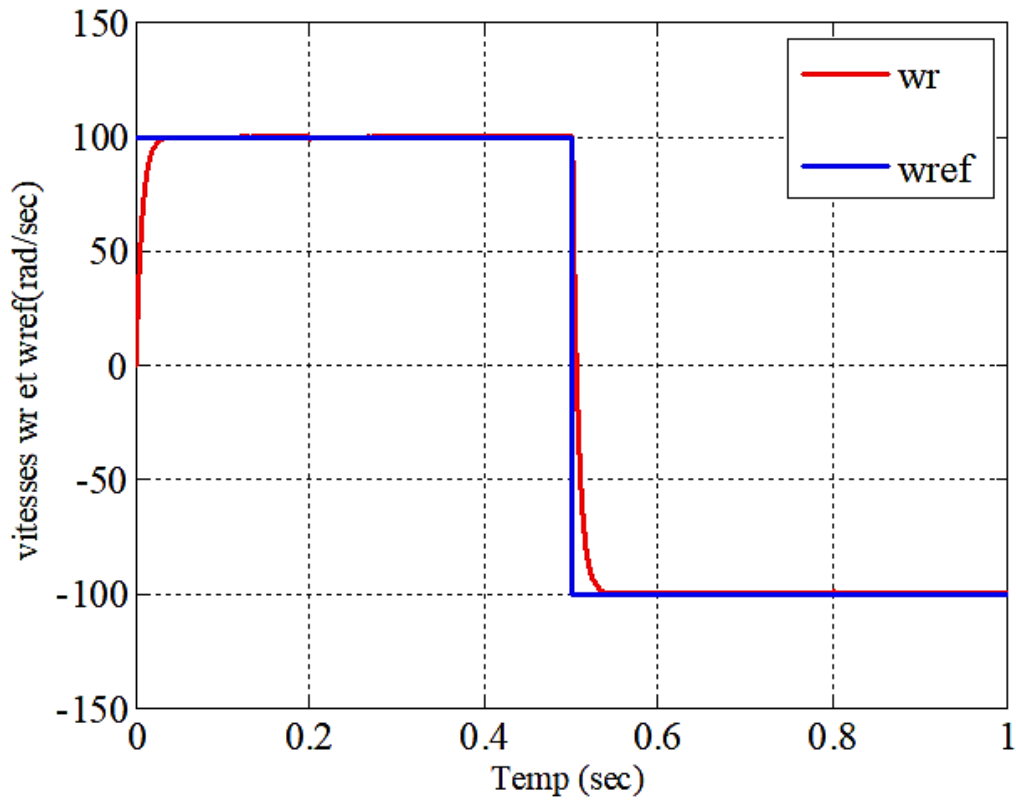


Figure (II.16.a) : Vitesse de rotation (rad/s) avec avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ).

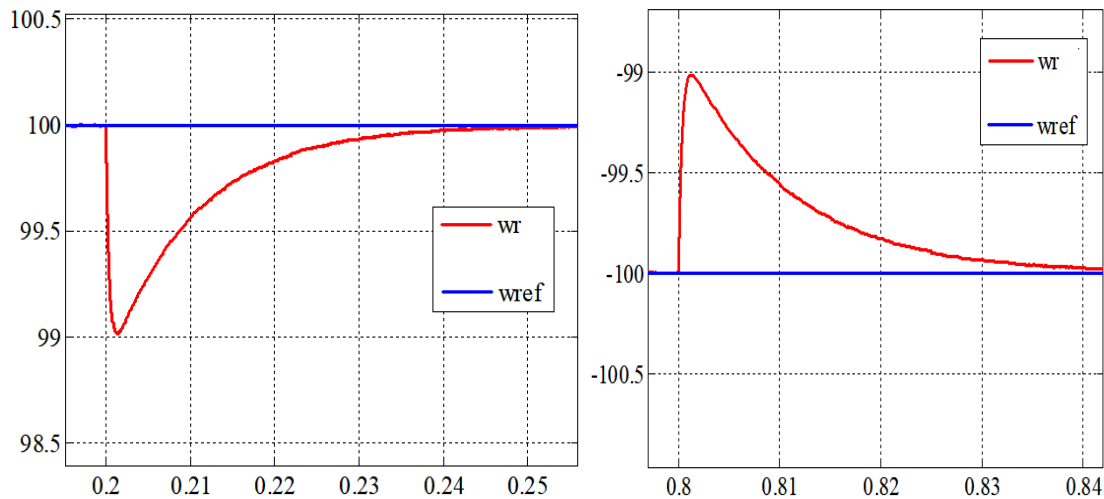


Figure (II.16.b) :Zoom sur la vitesse de rotation (rad/s) avec avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ).

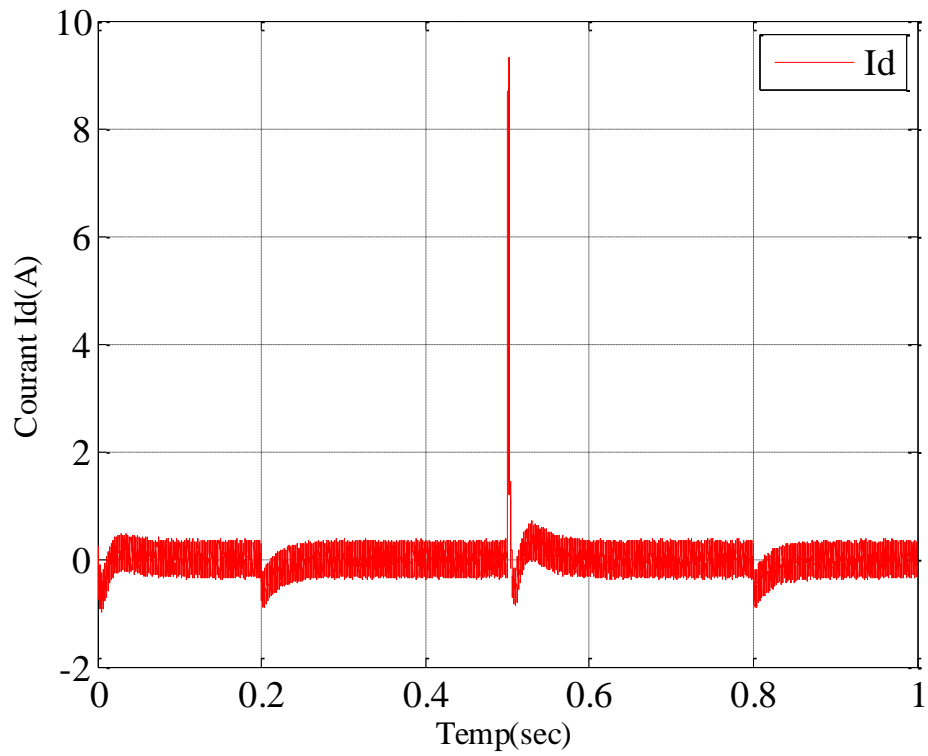


Figure (II.17.a) : Courant  $I_d$  (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ).

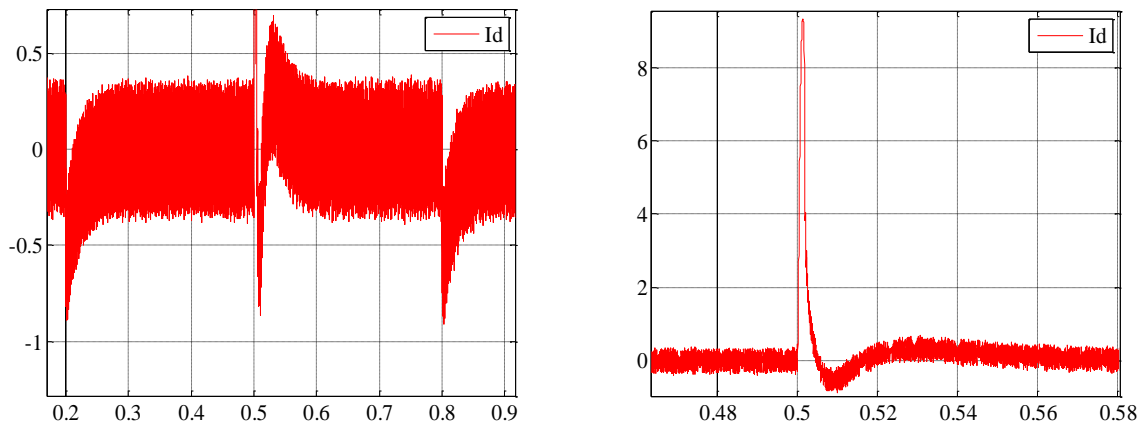
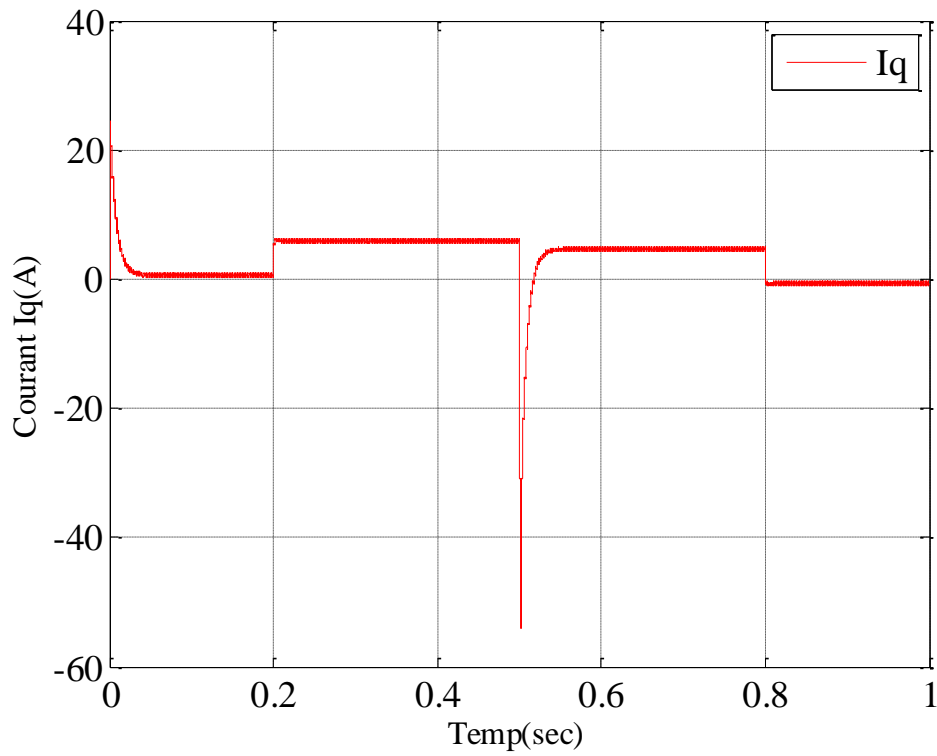
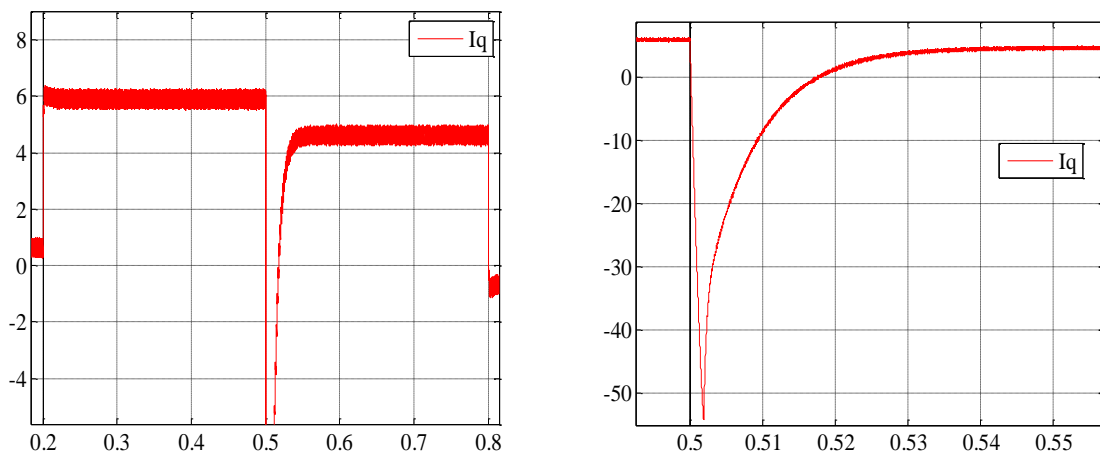


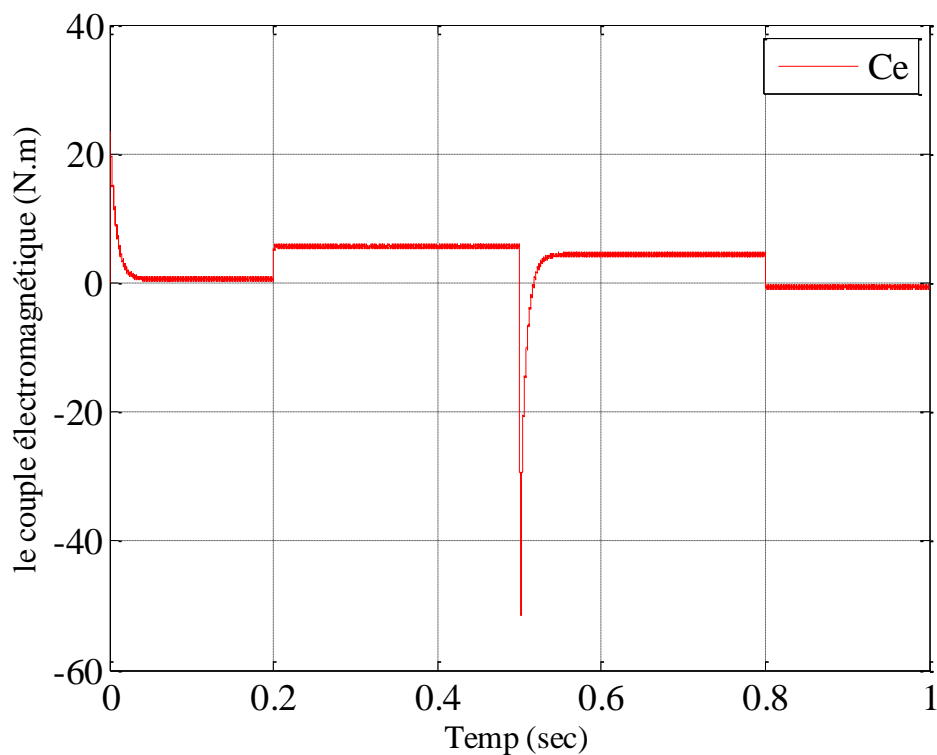
Figure (II.17.b) : Zoom sur le courant  $I_d$  (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ).



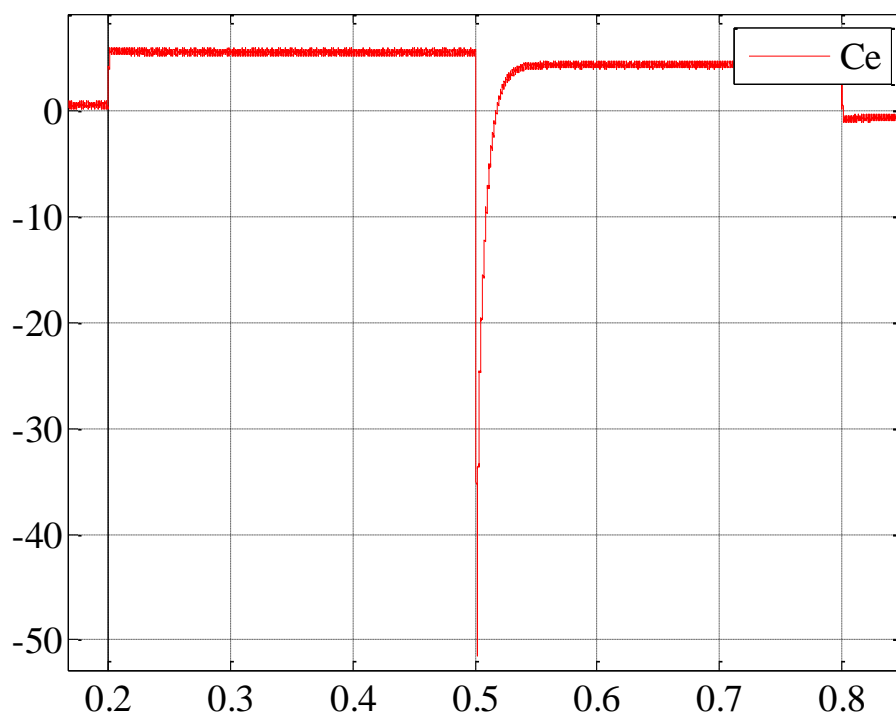
**Figure (II.18.a) :** Courant  $I_q$  (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ) et inversion de sens de rotation.



**Figure II.18.b :** Zoom sur le courant  $I_q$  (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ) et inversion de sens de rotation.



**Figure (II.19.a) :** Le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ) et inversion de sens de rotation.



**Figure (II.19.b) :** Zoom sur le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de (5 Nm a  $t=0.2$ s a  $t=0.8$ ) et inversion de sens de rotation.

On remarque que :

- La vitesse suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 Nm.

- Le découplage de la commande vectorielle de la MSAP est montré bien dans les allures des courants (le courant  $I_d$  est nulle).

- le courant  $I_q$  (l'image du couple), suit parfaitement sa référence dans l'essai.

Dans l'essai des figures de l'inversion de sens de rotation, les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

### II.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la *MSAP*, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse de la *MSAP* par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, mais un comportement sensible aux variations des paramètres (*résistance statorique*).



*Modélisation Floue, type*

*Takagi-Sugeno*



Chapitre III

## Chapitre III

# Modélisation Floue, type

# Takagi-Sugeno

### III.1 Introduction

Les modèles flous TS représentent les systèmes non-linéaires sous forme d'une interpolation entre des modèles linéaires locaux. Chaque modèle local est un système dynamique LTI (*Linear Time Invariant*) valide autour d'un point de fonctionnement. Trois méthodes distinctes peuvent être employées pour l'obtention d'un modèle TS : par identification, par linéarisation autour de différents points de fonctionnement ou par transformation polytopique convexe. Dans ce mémoire, nous utilisons la dernière méthode qui suppose la disponibilité d'un modèle mathématique. [DJA11]

Dans ce chapitre nous présentons d'une part, quelques définitions et théorèmes fondamentaux nécessaires pour une bonne compréhension des outils présentés.

D'autre part, une synthèse bibliographique de quelques problèmes liés aux systèmes non linéaires, plus précisément ceux dédiés à l'observation et la stabilisation des systèmes non linéaires représentés par des multi-modèles TS.

Ce chapitre est organisé de la façon suivante. Dans la première section, nous commençons par une introduction aux systèmes non linéaire et l'approche multi-modèles TS. Après nous intéressons au principe d'estimation d'état et la synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires ainsi le principe de base de la stabilité et la stabilisation des multi-modèles flous de Takagi-Sugeno [HAM15]. Nous y présentons, ensuite, le modèle flou de la machine synchrone à aimants permanents. [DJA11]

### III.2 Ver la représentation multi-modèles

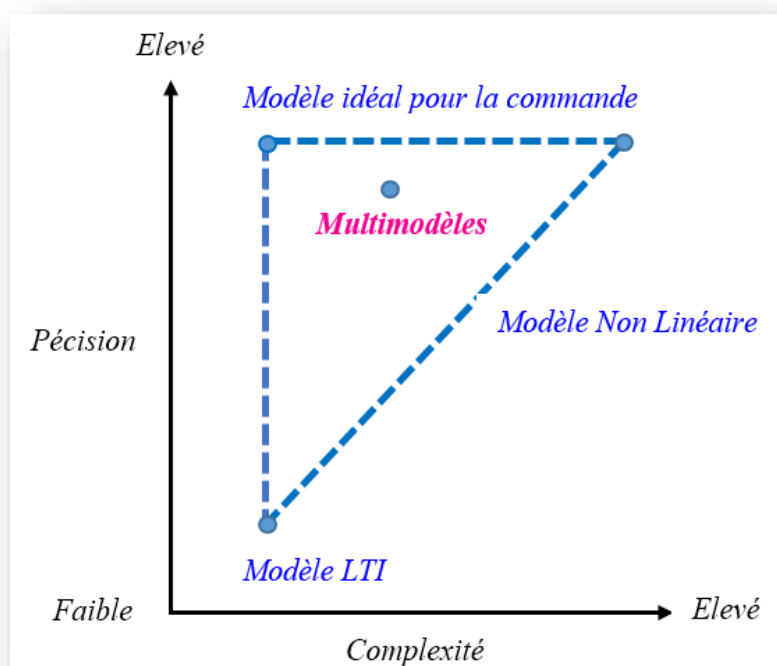
Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles décrits sous la forme suivante (représentation d'état explicite): [HAM15]

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où  $x$  représente les variables d'état décrivant l'état interne du système,  $u$  et  $y$  sont respectivement les grandeurs d'entrée et de sortie du système et  $f$  et  $h$  représentent les fonctions linéaires et/ou non linéaires.

La commande d'un processus repose généralement sur une bonne modélisation du système. Cette dernière devient plus délicate lorsqu'il s'agit des systèmes complexes et fortement non-linéaires; c'est pour cela, il y a deux situations, soit de, on utilise des hypothèses simplificatrices et dans ce cas, le modèle obtenu ne tient pas compte toute la complexité du système, ou bien, on obtient un modèle très complexe, ce qui le rend parfois inexploitable pour la commande. En effet, la représentation multi-modèles est une approche pratique et alternative pour appréhender le comportement d'un processus dans différentes zones de fonctionnement. A ce moment-là, deux méthodes pour représenter un système par une structure multi-modèles, soit par la construction direct de la forme multi-modèles, mais l'inconvénient de cette méthode, est la perte d'information due à la linéarisation du système. Ou alternativement, en utilisant l'approche par secteur non linéaire qui est la plus souvent utilisée. [HAM15]

Actuellement l'approche multi-modèle (*MM*) est un outil très utilisé pour la modélisation des systèmes non linéaires. Dans la littérature, plusieurs terminologies, qui sont équivalentes, pour définir ce type de modèle: le multi-modèles, le modèle flou de Takagi-Sugeno, le modèle linéaire polytopique. L'idée principale de cette approche s'appuie sur la contribution des sous-modèles au modèle global du système. Cette contribution quantifiée par une fonction de pondération (*fonction d'activation*), est une combinaison convexe des sous-systèmes. [HAM15]



**Figure (III.1)** : Complexité et précision de la représentation du système non linéaire.

### III.2.1 Espace de fonctionnement

C'est un espace vectoriel à l'intérieur duquel les variables du système évoluent. [MAR10]

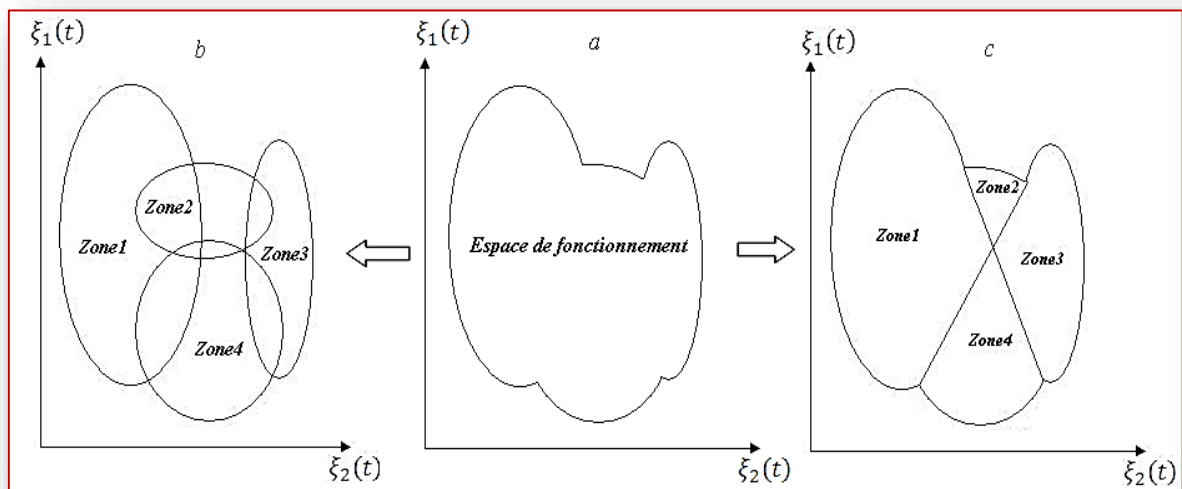
### III.2.2 Variable de prémisse

Variable de prémisse (ou décision). Ce nom est attribué à la variable  $\xi(t)$  intervenant dans les fonctions de pondération  $w(t)$ . [MAR10]

C'est une variable vectorielle caractéristique du système qui peut être mesurable ou non mesurable. Elle peut être par exemple une variable d'état ou un signal de commande du système. [HAB12]

### III.2.3 Zone de fonctionnement

Les zones de fonctionnements représentent les domaines de validité des modèles locaux. Chaque domaine est défini autour d'un point de fonctionnement. Ces domaines peuvent être de validité disjoints ou bien avec recouvrement comme l'indique dans la figure (III.2).



**Figure (III.2):** Schéma de principe de l'approche multi-modèles.

a)- Système non linéaire, b - c)- Représentation multi-modèles

Dans le cas où le domaine est de validité disjoint, les fonctions d'activation ne peuvent prendre que des valeurs 0 ou 1 et à un instant donné, il n'y a qu'un seul modèle qui est valable et les autres sont nulles. Ce type de partitionnement est fréquent dans le cas des systèmes à configurations multiples ou à plusieurs modes de fonctionnement, le modèle obtenu est appelé (*affine par morceaux*). L'autre situation qui peut être aussi rencontrée dans une description

multi-modèles est le cas où les domaines de validité se chevauchent ou possèdent des zones communes. [HAM15]

### III.2.4 Sous-modèle

Sous-modèle (ou sous-système) est un modèle généralement simple de structure quelconque, qui représente le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement spécifique. [MAR10]

### III.2.5 Fonction d'activation

La fonction d'activation  $w_i(\xi(t))$  détermine le degré d'activation du  $i$ ème modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global (multimodèle). Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions sont généralement de forme triangulaire, sigmoïdale ou Gaussienne, et doivent satisfaire les propriétés suivantes: [ABD04]

$$h_i(\xi(t)) = \frac{w_i(\xi(t))}{\sum_{i=1}^n w_i(\xi(t))} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} 0 \leq h_i(\xi(t)) \leq 1 \\ \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) = 1 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

### III.2.6 Multi-modèles:

Dans ce contexte de modélisation, les sous-modèles peuvent être agrégés de multiples façons, donnant tout lieu à différentes classes de multi-modèles. Deux grandes familles de multi-modèles sont recensées selon que les sous-modèles partagent le même espace d'état (multi-modèles couplés ou de Takagi-Sugeno) ou un espace d'état différent (multi-modèles découplés). [HAB12]

#### III.2.6.1 Structure couplée

La structure couplée, où le vecteur d'état étant une somme pondérée des états des modèles locaux, s'appelle aussi le modèle flou de Takagi-Sugeno (*Fuzzy T-S model*), et elle est basée sur des règles du type *SI* prémisse *Alors* conséquence, dans cette situation la représentation multi modèle est obtenue par interpolation de  $r$  modèles locaux linéaires.

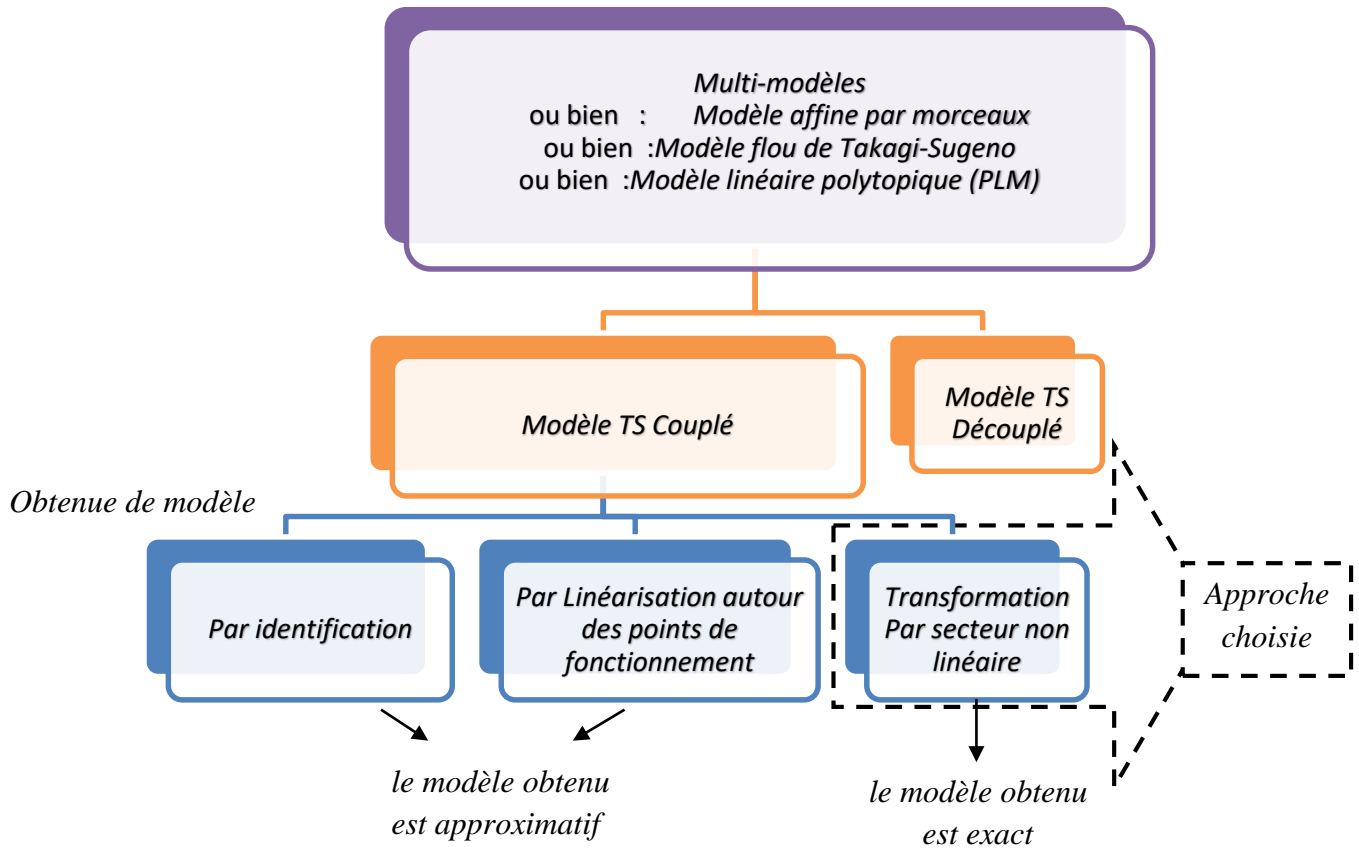


Figure (III.3): Obtenir le modèle flou.

Cette représentation (structure couplée) étant la plus largement utilisée, et par l'utilisation de la transformation par secteurs non linéaires, on peut déduire facilement le modèle sans aucune perte d'information. [HAM15]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \quad (III.4)$$

### III.2.6.2 Structure découplée

La deuxième famille c'est la structure découplée ou bien les multi-modèles locaux [HAM15], la représentation d'état dans cette structure suppose que le processus est composé de modèles locaux découplés et admet des vecteurs d'états indépendants. Cette structure proposée par Filev, est issue d'une interpolation de sous-modèles à états découplés. En conséquence, chaque sous-modèle est caractérisé par un espace d'état propre à l'intérieur duquel il évolue indépendamment des autres sous-modèles, peut être donné par : [HAB12]

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x_i(t) + B_i u(t)) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) \end{cases} \quad (III.5)$$

### III.3 Modèle flou de type Takagi-Sugeno

#### III.3.1 Modèle flou TS

Le modèle flou proposé par Takagi-Sugeno [TAK85] est décrit par des règles floues : "si prémisse alors conséquence" [HAB12]. Sa caractéristique principale est qu'il représente localement les relations entrées-sorties d'un système en exprimant chaque conclusion par un système linéaire.

La  $i^{\text{ème}}$  règle du modèle flou s'écrit :

$$\text{Si } \xi_1 \text{ est } F_i^1 \text{ et...et } \xi_j \text{ est } F_i^j \text{ alors : } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C x(t) \end{cases}, \quad i = 1, \dots, r \quad (\text{III.6})$$

où :  $F_i^j$  est l'ensemble flou et  $r$  est le nombre de règles 'Si-Alors',  $x(t) \in R^n$  représente le vecteur d'états,  $u(t) \in R^m$  est le vecteur de commande,  $y(t) \in R^q$  est le vecteur de sortie du système,  $A_i \in R^{n \times n}$ , est la matrice d'état,  $B_i \in R^{n \times m}$ , est la matrice d'entrée du système,  $C_i \in R^{q \times n}$  est la matrice de sortie et  $\xi_j$  sont les prémisses, fonction des états ou des sorties. [DJA11]

Pour une paire  $(y(t), u(t))$  donnée, l'inférence du système flou est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(\xi(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{w_i(\xi(t))} \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(\xi(t)) C x(t)}{w_i(\xi(t))} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Où :

$$\xi(t) = [\xi_1(t), \xi_2(t) \dots \xi_j(t)], w_i(\xi(t)) = \prod_{i=1}^r F_i^j(\xi_j(t)) \text{ avec : } i = 1, 2, \dots, r$$

$F_i^j(\xi_j(t))$  est la valeur de la fonction d'appartenance  $\xi_j(t)$  dans l'ensemble flou.

Avec :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r w_i(\xi(t)) > 0 \\ w_i(\xi(t)) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En-posant :

$$h_i(\xi(t)) = \frac{w_i(\xi(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(\xi(t))} \quad (\text{III.9})$$

Le modèle flou TS s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Les  $h_i(\xi(t)) \geq 0$  possèdent la propriété de somme convexe :

$$\forall t \geq 0, \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) = 1 \quad (\text{III.11})$$

### III.3.2 Construction d'un modèle flou TS :

Pour obtenir un modèle flou TS, trois méthodes distinctes peuvent être utilisées :

- La première, dite par identification, le problème d'identification des systèmes non linéaires est réduit à l'identification des sous-systèmes définis par des modèles locaux linéaires et des fonctions d'activation. [HMD15]
- La seconde, consiste à linéariser le modèle autour d'un ensemble de points de fonctionnement judicieusement choisis. Dans ce cas, il s'agit de modèles locaux affines pour lesquels le modèle flou est obtenu par interpolation des modèles locaux avec des fonctions d'activation conçues de manière judicieuse en fonction des spécifications souhaitées. [DJA11]
- La troisième, est adaptée pour les systèmes non-linéaires de complexité modérée [DJA11]. Cette méthode garantit la construction d'un modèle T-S représentant exactement un modèle non linéaire sur un espace compact des variables d'état. Notons que l'approche par secteur non linéaire permet d'associer une infinité de modèles TS pour un système non linéaire suivant le découpage des non-linéarités réalisé. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires repose sur le lemme suivant: [ABR18]

Dans les deux dernières approches, on suppose la disponibilité d'un modèle mathématique non-linéaire. On doit noter aussi que pour un système donné, l'obtention d'un modèle flou TS n'est pas unique. [DJA11]

Pour obtenir à partir d'une non linéarité les fonctions d'appartenance associée à un modèle flou [DJA11], on utilise le lemme suivant [MOR01]:

#### **Théorème III.1 :**

Si  $\forall x \in [-b, a], a, b \in \mathbb{R}^+, f(x) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction bornée sur  $[-b, a]$  alors il existe deux fonctions  $W_1(x)$  et  $W_2(x)$  ainsi que deux réels  $\alpha$  et  $\beta$  tels que :

$$f(x) = \alpha \cdot W_1(x) + \beta \cdot W_2(x) \quad (\text{III.12})$$

$$W_1(x) + W_2(x) = 1, W_1(x) \geq 0, W_2(x) \geq 0$$



**Preuve :** Considérons la fonction  $f(x)$  bornée tel que  $f_{min} \leq f(x) \leq f_{max}$ , on peut alors toujours écrire:

$$f(x) = \alpha \cdot W_1(x) + \beta \cdot W_2(x) \quad (\text{III.13})$$

avec :

$$\alpha = f_{max}, \beta = f_{min}, W_1 = \frac{f(x)-f_{min}}{f_{max}-f_{min}}, \quad W_2 = \frac{f_{min}-f(x)}{f_{max}-f_{min}}$$

Dans ce cas, le modèle TS (III.12) obtenu représente de façon exacte le modèle non linéaire pour  $x \in R^n$  et comporte  $2^{nl}$  règles floues.  $nl$  correspond au nombre de non linéarités du système non linéaire réel. [ABR18]

### III.4 Application à la machine synchrone à aimants permanents [DJA11]

Le système d'équation qui représente la dynamique de la machine synchrone à aimants permanents est :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - p\omega i_d - \frac{\Phi_f}{L}p\omega + \frac{1}{L}u_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left(\frac{3p}{2}(\Phi_f i_q) - C_r - F\omega\right) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Ce système peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = A(\omega)x + Bu + \Delta \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & p\omega & 0 \\ -p\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{p}{L}(\Phi_f) \\ 0 & \frac{3p}{2J}(\Phi_f) & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, x = [i_d \quad i_q \quad \omega], u = [u_d \quad u_q],$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J}T_L \end{bmatrix}$$

La matrice de commande  $B$  est constante alors que la matrice d'états  $A$  est fonction de la vitesse angulaire  $\omega$ .

Si on suppose que la vitesse angulaire est bornée telle que :  $\omega \in [d, D]$

Alors on peut écrire :

$$\omega = F_{11}D + F_{12}d$$

avec :

$$F_{11} = \frac{\omega - d}{D - d}, \quad F_{12} = \frac{D - \omega}{D - d}$$

et la matrice ( $\omega$ ) peut s'écrire sous la forme :

$$A = F_{11}A_1 + F_{12}A_2$$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & pD & 0 \\ -pD & -\frac{R}{L} & -\frac{p}{L}(\Phi_f) \\ 0 & \frac{3p}{2J}(\Phi_f) & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & pd & 0 \\ -pd & -\frac{R}{L} & -\frac{p}{L}(\Phi_f) \\ 0 & \frac{3p}{2J}(\Phi_f) & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$

La machine synchrone à aimants permanents peut être décrite par le modèle flou à deux règles suivant :

$$\text{Règle 1 : Si } \xi_1(t) \text{ est } F_{11} \text{ alors : } \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + \Delta_1$$

$$\text{Règle 2 : Si } \xi_1(t) \text{ est } F_{12} \text{ alors : } \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + \Delta_2$$

Avec  $z_1(t) = \omega(t)$  est la variable prémisse,  $F_{11}$  et  $F_{12}$  sont les fonctions d'appartenances.

$$h_1 = F_{11}, h_2 = F_{12}$$

où :

$$F_{11} = \frac{\omega - d}{D - d}, \quad F_{12} = \frac{D - \omega}{D - d}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & pD & 0 \\ -pD & -\frac{R}{L} & -\frac{p}{L}(\Phi_f) \\ 0 & \frac{3p}{2J}(\Phi_f) & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & pd & 0 \\ -pd & -\frac{R}{L} & -\frac{p}{L}(\Phi_f) \\ 0 & \frac{3p}{2J}(\Phi_f) & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Delta_1 = \Delta_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{j}T_L \end{bmatrix}$$

### III.5 Analyse de la stabilité des modèles flous Takagi-Sugeno (TS)

La structure simple des modèles TS sous forme d'interpolation de modèles linéaires locaux, a permis de l'exploiter dans l'analyse de la stabilité et la stabilisation des systèmes non linéaires dans toutes leurs complexités. Souvent, l'étude de la stabilité et de la

stabilisation fait appel à la théorie de Lyapunov, notamment, la seconde méthode. Des propriétés de stabilité peuvent alors déduites par la résolution d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires (LMIs). Les LMIs, s'ils s'avèrent qu'elles admettent une solution, peuvent être résolues à l'aide d'outils issus du domaine de l'optimisation convexe [ABR18].

Cette section, on présente un bref rappel sur quelques approches permettant l'étude de la stabilité des modèles TS et la synthèse de lois de commande. Parmi ces approches, on cite l'approche quadratique de Lyapunov, et les approches LMI; un rappel sur LMI dans l'annexe B.

### III.5.1 Stabilité au sens de Lyapunov

La stabilité des systèmes non linéaires a fait l'objet de nombreux travaux . L'analyse de la stabilité des modèles flous est généralement basée sur les fonctions de lyapunov candidates. Le concept principal de cette théorie est basé sur l'idée si' il y a une fonction ayant forme énergétique soit dissipée dans le temps, alors elle tend vers un point d'équilibre. Dans ce contexte, l'utilisation de la fonction de lyapunov est une mesure de distance entre les variables d'états et le point d'équilibre. La difficulté de cette méthode repose sur la détermination de ces fonctions [DJA.18]. Cependant, il existe 2 grandes familles des fonction de lyapunov (*les fonctions quadratiques et non quadratiques* ).

Cette classe de fonction joue un rôle très important dans l'étude de la stabilité et la stabilisation des contrôleurs et/ou observateurs. et: [ABR18]

$$V(x(t)) = x^T(x(t))Px(t) \quad (\text{III.16})$$

Avec :  $P = P^T > 0$

$V(x(t))$  : Une fonction de l'état x du système.

Le principal résultat montre que pour un système autonome à temps continu  $\dot{x} = f(x)$  ; l'origine est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction positive vérifiant les conditions suivantes :

$$\text{Cas continu : } \begin{cases} i) V(x(t)) > 0 \\ ii) \dot{V}(x(t)) < 0 \\ iii) V(0) = 0 \text{ et } V(\infty) \rightarrow \infty \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

### III.5.2 Stabilité quadratique

Soit les modèles TS en boucle ouverte définie comme suit :

$$\triangleright \text{Cas continu} : \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))A_i x(t) \quad (\text{III.18})$$

La stabilité quadratique s'étudie en calculant la dérivée de la fonction  $(x(t))$  et avec remplaçons (III.18) dans la dérivée.

On utilise le théorème de Le premier résultat concernant la stabilité des modèles TS a été donné par Tanaka et Sugeno [TAN92]:

**Théorème III.2 : (cas continu)** *L'équilibre du modèle TS (III.17) est asymptotiquement stable, s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$  telle que :*

$$A_i^T P + P A_i < 0, \forall i \in I_n \quad (\text{III.19})$$

**Preuve :** *la dérivée de la fonction de Lyapunov quadratique associée au système (III.17)*

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T P \dot{x}(t) = \dot{x}(t) [\sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (A_i^T P + P A_i)] x(t) \quad (\text{III.20})$$

*Si  $A_i^T P + P A_i < 0$  alors  $\dot{V}(x(t)) < 0, \forall i \in I_n$*

## III.6 Stabilisation des modèles flous TS

### III.6.1 Stabilisation par retour d'état

**➤ Concept PDC (Parallèle Distributed Compensation)**

Ce concept utilise une loi de commande linéaire pour chaque sous-modèle. Le résultat est non linéaire en général. L'idée est de créer un compensateur pour chaque règle du modèle flou. La procédure est la suivante [ABR18]:

- représentation floue TS du système à commander.
- chaque règle de commande est conçue à partir de la règle du modèle flou précédemment défini.
- $k_i$  un gain de commande par retour d'état constitue la partie conclusion de chaque sous modèle flou tel que:

$$u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(\xi(t)) k_i x(t) ; i = 1, \dots, r \quad (\text{III.21})$$

Le régulateur ainsi conçu partage la même base de règles que le modèle flou (pour sa partie prémisse), alors s'écrit :

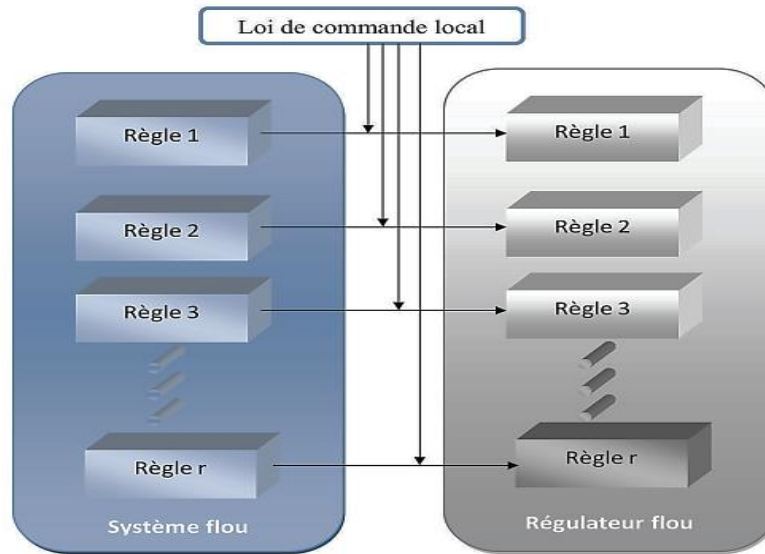


Figure (III.4) : Principe du régulateur flou PDC.

### III.6.2 Observateurs pour les systèmes de Takagi-Sugeno

Les règles du modèle flou utilisé sont les bases des règles floues de l'observateur flou. Les observateurs flous dans le cas continu (OFC) sont définis:

Règle de l'observateur :

Si  $\xi_1(t)$  est  $F_1^i$  et  $\xi_2(t)$  est  $F_2^i$ .....et  $\xi_p(t)$  est  $F_p^i$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (III.22)$$

Avec les notations :  $h_i(\hat{x}(t)) = \frac{w_i(\hat{\xi}(t))}{\sum_{i=1}^n w_i(\hat{\xi}(t))}$  ; et  $\begin{cases} 0 \leq h_i(\hat{x}(t)) \leq 1 \\ \sum_{i=1}^n h_i(\hat{x}(t)) = 1 \end{cases}$

L'inférence floue de l'observateur le plus largement développé dans le littérature est une extension de celui de Luenberger : [ABR18]

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))C_i \hat{x}(t) \end{cases} \quad (III.23)$$

Les  $h_i(\hat{x}(t))$  possèdent la propriété de somme convexe  $\forall t \geq 0, \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) = 1$ . Le calcul des poids de chaque règle s'effectue à partir des variables de prémisse. Deux cas sont envisager : [DJA18]

- Cas 1 : Les variables de prémisse sont mesurables. Il est possible de calculer les poids des règles de l'observateur, en remplaçant  $h_i(\hat{x}(t))$  par  $h_i(x(t))$ .
- Cas 2 : Les variables de prémisse sont non mesurables. Il faut donc les reconstruire et utiliser leurs estimées dans le calcul des poids des règles de l'observateur par  $h_i(\hat{x}(t))$ .

Afin de déterminer les gains de l'observateur, la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état est étudiée, cette dernière étant définie par : [ABR18]

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{III.24})$$

La dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'explique :

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \quad (\text{III.25})$$

La majeure partie des travaux effectués sur la conception d'observateurs d'état pour les systèmes TS s'appuie sur l'hypothèse de disponibilité des variables de décision. De ce fait, l'observateur utilise les mêmes variables de décision que le modèle du système ce qui permet une factorisation par les fonctions d'activation lors de l'évaluation de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état. Plus précisément, cette dernière s'écrit : [ABR18]

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i - L_i C)e(t) \quad (\text{III.26})$$

Les gains  $L_i$  de l'observateur sont déterminés par analyse de la stabilité du système TS (III.26), via une fonction de Lyapunov quadratique a permis l'obtention de conditions LMI pour la synthèse de l'observateur [PAT98]:

**Théorème III.3 :** *l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro pour une matrice  $P = P^T$  et des matrices  $M_i \in \mathbb{R}^{n \times l}$  telles que les conditions suivantes soient satisfaites:*

$$PA_i + A_i^T P - M_i C - C^T M_i^T < 0, i = 1, \dots, r \quad (\text{III.27})$$

*Les gains de l'observateur sont obtenues à partir de l'équation :*

$$L_i = P^{-1} M_i \quad (\text{III.28})$$

En utilisant (III.21) et (III.22), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) - h_i(\hat{x}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t)) - L_i C e(t) \quad (\text{III.29})$$

### III.7 Synthèse d'observateur par l'approche MVT:

Cette section aborde la conception d'un observateur d'état à gain constant pour un système non linéaire présenté par un multi-modèles de type TS.[HAM15]

#### III.7.1 Position du problème

Pour des raisons de réécriture de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état, une transformation sur le système (III.21) et (III.22) est nécessaire.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t)) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Tel que :

$$A_0 = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r A_i, \quad B_0 = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r B_i$$

$$\bar{A}_i = A_i - A_0, \quad \bar{B}_i = B_i - B_0 \quad (\text{III.31})$$

Par substitution des matrices  $A_0, \bar{A}_i, B_0$  et  $\bar{B}_i$  dans le système (III.22) peut être réécrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + L_0 (y(t) - \hat{y}(t) + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t))) \\ \hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Les matrices  $A_0$  et  $B_0$  représentent les matrices moyennes des matrices  $A_i$  et  $B_i$ .

L'erreur de reconstruction d'état est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{III.33})$$

En utilisant (III.30) et (III.32), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_0 - LC)e(t) + \sum_{i=1}^r \bar{A}_i (h_i(x(t))x(t) - h_i(\hat{x}(t))\hat{x}(t)) + \bar{B}_i (h_i(x(t)) - h_i(\hat{x}(t)))u(t) \quad (\text{III.34})$$

Tel que :

$$\dot{e}(t) = (A_0 - LC)e(t) + \Delta(x(t), \hat{x}(t), u(t)) \quad (\text{III.35})$$

Où :

$$\Delta(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = \sum_{i=1}^r (\bar{A}_i (h_i(x(t))x(t) - h_i(\hat{x}(t))\hat{x}(t) + \bar{B}_i (h_i(x(t)) - h_i(\hat{x}(t))))u(t) \quad (\text{III.36})$$

L'objectif de ce travail est d'assurer la convergence asymptotique de l'erreur de poursuite vers zéro. Afin de formuler les conditions de stabilité sous forme des *LMI*s pour déterminer le gain statique  $L_0$  de l'équation (III.22), il y'a d'autre techniques mathématiques sont nécessaires.

### III.7.2 Théorème de la valeur moyenne

Dans cette section nous présentons Le théorème de la valeur moyenne pour les fonctions scalaires et vectorielles ainsi que la méthode de transformation par secteurs non linéaires permettent d'exprimer la dynamique de l'erreur d'estimation d'état sous la forme d'un système perturbé à la forme classique d'un système T-S. un rappel sur MVT dans l'annexe C.

### III.7.3 Synthèse d'observateur par l'approche MVT

En peut réécrire la dynamique de l'erreur d'estimation d'état (III.34) sous la forme suivante:

$$\dot{e} = (A_0 - L_0 C)e(t) + (\varphi(x(t), u(t)) - \varphi(\hat{x}(t), u(t))) \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi(x(t), u(t)) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + B_i u(t)) \\ \varphi(\hat{x}(t), u(t)) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t)) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Les travaux concernant la conception des observateurs d'état pour les systèmes décrits par les multi-modèles TS, suppose que les variables de décisions sont mesurables. Pour résoudre ce problème, nous utilisons la théorie des valeurs moyennes modifiée. [HAM15][ABR18]

Dans ce contexte, il existe un vecteur  $c(t) \in Co(x, \hat{x})$  tel que:

$$\varphi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = \varphi(x(t), u(t)) - \varphi(\hat{x}(t), u(t)) \quad (\text{III.39})$$

$$\varphi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = \left( \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \varphi_j(c_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{\hat{x}_i < c_i < x_i} \right) (x(t) - \hat{x}(t)) \quad (\text{III.40})$$



En exploitant l'approche de transformation par secteurs non linéaires pour réécrire les quantités  $\frac{\partial \varphi_j(c_i(t))}{\partial x_j}$  sous forme des sommes comme suit:

$$\frac{\partial \varphi_j(c_i(t))}{\partial x_j} = \sum_{k=1}^2 H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk}(c_j) \quad (\text{III.41})$$

Alors, la dynamique de l'erreur d'estimation (III.37) peut être représentée par:

$$\dot{e}(t) = (A_0 - L_0 C + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^2 H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk}(c_j)) e(t) \quad (\text{III.42})$$

Pour des raisons de simplification, nous définissons :

$$H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk}(c_j) = \tilde{A}_i + A_0 - L_0 C \quad (\text{III.43})$$

L'approche par transformation par secteurs non linéaires permet de mettre l'équation régissant la dynamique de l'erreur d'estimation d'état sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \left( \sum_{i=1}^{q \leq 2n^2} h_i(x(t)) (\tilde{A}_i + A_0 - L_0 C) \right) e(t) \quad (\text{III.44})$$

### III.7.4 Analyse de stabilité [ZEG18]

Dans ce paragraphe, et afin d'obtenir le gain d'observateur, la stabilité est étudiée par la fonction de Lyapunov fonction quadratique qui est donnée comme suit :

$$V(e(t)) = e^T(t) P e(t) \quad (\text{III.45})$$

La stabilité est vérifiée lorsque la dérivée de la fonction Lyapunov est inférieure à zéro :

$$\dot{V}(e(t)) \leq 0 \quad (\text{III.46})$$

L'erreur d'estimation d'État converge asymptotiquement à zéro s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$  telles que les LMI suivantes soient vérifiées :

$$A^T P + P A + \tilde{A}_i^T P + P \tilde{A}_i - M C - M^T C^T + \tilde{\alpha} P < 0 \quad (\text{III.47})$$

où :

$\tilde{\alpha}$  est un coefficient dépendant du temps, pondération la convergence de l'erreur d'estimation

et  $i = (1, 2, \dots, 2n)$

Ensuite, le gain d'observateur peut être facilement obtenu en résolvant les LMI (III.47). le gain d'observateur est calculée comme :

$$L = P^{-1}M \quad (III.48)$$

### III.8 Conception du contrôleur non linéaire

De manière analogue que pour l'observateur, un seul gain  $k$  du contrôleur est reçu, en introduisant l'erreur de poursuite :

$$\dot{e}_c = (A_0 - K_0B)e_c(t) + (\varphi(x(t), u(t)) - \varphi(x_c(t), u(t))) \quad (III.49)$$

où  $e = x - x_c$  avec  $x_c$  est l'état de référence et  $K$  est le gain du contrôleur.

En introduisant l'approche MVT mentionnée ci-dessus à  $\varphi(x) - \varphi(x_c)$ , la forme finale du erreur de suivi devient aussi :

$$\dot{e}_c(t) = \left( \sum_{i=1}^{q \leq 2n^2} h_i(x(t))(\bar{A}_i + A_0 - K_0B) \right) e_c(t) \quad (III.50)$$

#### III.8.1 Analyse de stabilité [ABR15]

Dans cette sous-section, et afin d'obtenir le gain du contrôleur, la stabilité est étudiée par la fonction de Lyapunov quadratique, donnée comme suit :

$$V(e(t)) = e_c^T(t)Pe_c(t) \quad (III.51)$$

La stabilité est vérifiée lorsque la dérivée de la fonction Lyapunov est inférieure à zéro :

$$\dot{V}(e_c(t)) \leq 0 \quad (III.52)$$

L'erreur de poursuite converge asymptotiquement à zéro s'il existe une matrice  $P = P^T > 0$  telles que les LMI suivantes soient vérifiées :

$$A^T P + PA + P\bar{A}_i^T + \bar{A}_i P - BY - B^T Y^T + \alpha P < 0 \quad (III.53)$$

Ensuite, le gain du correcteur peut être facilement obtenu en résolvant les LMI (III.53).

$$K = YP^{-1} \quad (III.54)$$

### **III.9 Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à un rappel de quelques définitions relatives à la conception d'observateur d'état ainsi que la stabilisation des systèmes non linéaires présentés par des multi modèles de Takagi-Sugeno. Tout d'abord, nous avons présenté les différentes techniques pour l'obtention d'un multi-modèles. Ensuite, nous avons exposé quelques types des contrôleurs pour assurer la stabilisation quadratique de ce genre de systèmes. En outre, l'approche MVT a été mentionnée pour la synthèse d'un seul contrôleur et d'un seul correcteur pour le système floue.

*Commande vectorielle de la MSAP*  
*basée sur l'approche MVT avec ou sans*  
*capteur mécanique*



*Chapitre IV*

## Chapitre IV

# Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT avec ou sans capteur mécanique

### IV.1.Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps les différents modèles d'état non linéaires de la machine synchrone. Une modélisation globale connue sous le nom générique d'approche multi-modèle est investiguée. Son principe s'appuie sur la réduction de la complexité d'un système non linéaire par le fractionnement de son espace de fonctionnement en un nombre fini de zones de fonctionnement. Sous un sous-modèle de structure simple et souvent linéaire peut alors servir à la description du comportement dynamique du système dans chaque zone. Le comportement global du système est ensuite présenté en considérant judicieusement la contribution relative de chaque sous-modèle au moyen d'une fonction d'activation associée à chaque zone de fonctionnement.

Notre contribution dans ce mémoire est d'analyser et d'implanter des nouveaux algorithmes d'observation et de commande similaires aux techniques classiques (*retour d'état*) par une approche basée sur la théorie MVT (*differential mean value theorem*) et l'approximation par secteur non linéaire appliquées au moteur synchrone.

Pour le test de ces algorithmes, une simulation intensive pour la commande et l'observation est planifiée.

### IV.2.Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT avec capteur

La commande vectorielle à flux orienté (*FOC*) est la stratégie la plus élaborée pour les machines synchrones. Afin de commander la vitesse de la machine, le contrôle du couple électromagnétique est nécessaire. L'objectif du *FOC* est d'avoir un couple proportionnel au composante du courant statorique  $i_{qs}$  de manière similaire à une machine à courant continu à excitation séparée. [HAM15]

### IV.2.1 Modélisation et commande vectorielle PDC de la machine MSAP

Dans le cas d'une régulation en vitesse , le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant (d-q) est d'écrit par le système ci-dessous :[DJA18]

#### IV.2.1.1 Modèle dans le plan (d-q)

Dans un repère (d-q) lié au champ tournant, deux équations électriques régissent le stator, alors que l'équation mécanique décrit l'évolution de la vitesse de rotation.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\omega) \end{cases} \quad (IV.1)$$

#### IV.2.1.2 Équation du couple électromagnétique

Le couple généré par la conversion d'énergie est utilisé pour piloter des charges mécaniques. Son expression est lié aux paramètres mécaniques par la Loi fondamentale de la dynamique: [ABR15]

$$C_e = 1.5p[(L_d - L_q)i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (IV.2)$$

La première partie du couple d'écrit la partie réluctance; alors que le deuxième terme, est le couple synchrone.

#### IV.2.1.3. Modèle floue de la MSAP

Le système non linéaire de la MSAP peut être représenté par une approche floue de type Takagie-Sugeno , en utilisant un certain nombre de règles floues Si-Alors. Nous avons choisi les variables de prémisses suivante :[DJA18]

$$\xi(t) = \begin{cases} \xi_1(t) = i_d(t) \\ \xi_2(t) = i_q(t) \\ \xi_3(t) = \omega(t) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Dans ce cas, le modèle T-S obtenu et comporte  $2^{nl}$  règles floues Où :  $nl$  : correspond au nombre de non linéarités du système non linéaire réel. Donc : $nl=3$  Alors  $2^3 = 8$

En supposant que la variable de prémisses est bornée comme suit :

$$\begin{aligned} i_{dmin} &\leq i_{dr}(t) \leq i_{dmax} \\ i_{qmin} &\leq i_{qr}(t) \leq i_{qmax} \\ \omega_{min} &\leq \omega_r(t) \leq \omega_{max} \end{aligned} \quad (IV.4)$$

Par conséquent, le modèle flou global peut être rédigé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^8 h_i(\xi(t))(A_i x(t) + Bu(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où :

$$\begin{cases} h_i(\xi(t)) = \frac{w_i(\xi(t))}{\sum_{i=1}^8 w_i(\xi(t))} \\ h_i(\xi(t)) = \prod_{j=1}^3 F_{ij} \xi_j(t) \\ 0 \leq h_i(\xi(t)) \leq 1 ; \sum_{i=1}^8 h_i(\xi(t)) = 1 \end{cases} \quad (IV.6)$$

Donc, le système non-linéaire (IV.1) peut être représenté par le modèle flou Si-Alors suivant:

- **Règle floue 1:** Si  $\xi_1(t)$  est max,  $\xi_2(t)$  est max et  $\xi_3(t)$  est max Alors  $x(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t)$
- **Règle floue 2 :** Si  $\xi_1(t)$  est min,  $\xi_2(t)$  est max et  $\xi_3(t)$  est max Alors  $x(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t)$
- **Règle floue 3 :** Si  $\xi_1(t)$  est max,  $\xi_2(t)$  est min et  $\xi_3(t)$  est max Alors  $x(t) = A_3 x(t) + B_3 u(t)$
- **Règle floue 4 :** Si  $\xi_1(t)$  est min,  $\xi_2(t)$  est min et  $\xi_3(t)$  est max Alors  $x(t) = A_4 x(t) + B_4 u(t)$
- **Règle floue 5 :** Si  $\xi_1(t)$  est max,  $\xi_2(t)$  est max et  $\xi_3(t)$  est min Alors  $x(t) = A_5 x(t) + B_5 u(t)$
- **Règle floue 6 :** Si  $\xi_1(t)$  est min,  $\xi_2(t)$  est max et  $\xi_3(t)$  est min Alors  $x(t) = A_6 x(t) + B_6 u(t)$
- **Règle floue 7 :** Si  $\xi_1(t)$  est max,  $\xi_2(t)$  est min et  $\xi_3(t)$  est min Alors  $x(t) = A_7 x(t) + B_7 u(t)$
- **Règle floue 8 :** Si  $\xi_1(t)$  est min,  $\xi_2(t)$  est min et  $\xi_3(t)$  est min Alors  $x(t) = A_8 x(t) + B_8 u(t)$

La commande de PDC est alors synthétisée par le calcul d'un gain  $K_i$  pour chaque zone, et la commande par retour d'état est obtenue, par l'équation suivante :

$$u = -\sum K_i x_i \quad (\text{PDC}) \quad (IV.7)$$

### IV.2.2 Générateur de références et Commnde Feed-Forward

#### Signaux de références :

Dans cette section, une conception de la stratégie de contrôle de la boucle ouverte du PMSM est suggéré en remplaçant les états du PMSM :  $x = [i_d \quad i_q \quad \omega]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T$  par les signaux de référence:  $x_r = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad \omega_r]^T$

Cette commande permet d'annuler l'erreur statique de la commande FOC. Ces commandes sont déduites par inversion du modèle sous un contrôle vectoriel.

Les expressions des lois de commande en boucle ouverte sont données par:

$$\begin{cases} u_{d \text{ feed}} = -L_q p i_{qr} \omega_r \\ u_{q \text{ feed}} = L_q \left( i_{qr} \dot{\omega}_r + \frac{R}{L_q} i_{qr} - \frac{\Phi_f}{L_q} p \omega_r \right) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Où :

$$\begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = \frac{2J}{3p\Phi_f} \left( \dot{\omega}_r + \frac{1}{J} C_e + \frac{1}{J} F \omega_r \right) \\ \omega_r \text{ choisie} \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

### IV.2.3 Contrôle et estimation des états de la MSAP sur la base de la théorie MVT

Le modèle non linéaire du MSAP peut être écrit sous la forme d'espace d'état suivante :[DJA18]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \varphi(x(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$$\Rightarrow \dot{x}(t) = f(x(t)) + B_0 u(t)$$

$$f(x(t)) = A_0 x(t) + \varphi(x(t), u(t)) = A_0 x(t) + \varphi(x(t))$$

En adoptant le vecteur d'état du système :  $x = [i_d \quad i_q \quad \omega]^T$

Le modèle de la machine est alors:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_q} x_2 - \frac{L_d}{L_q} p x_3 x_1 - \frac{\Phi_f}{L_q} p x_3 + \frac{1}{L_q} u_q \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{J} (1.5p(\Phi_f x_2) - C_r - F x_3) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Avec :  $L_d = L_q$  (machine à pole lisses)



Par comparaison de (IV.1) et (IV.11), on a :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_2 x_3 + \frac{1}{L_d} u_1 \\ -\frac{R_s}{L_q} x_2 - \frac{L_d}{L_q} p x_3 x_1 - \frac{\Phi_f}{L_q} p x_3 + \frac{1}{L_q} u_2 \\ \frac{1}{J} (1.5p(\Phi_f x_2) - C_r - F x_3) \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Avec :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p \frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2} p \frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad u = [u_q \quad u_d]^T$$

### ➤ Conception de contrôleurs MVT

Notre contribution dans ce mémoire est d'analyser et d'implanter de nouveaux algorithmes de commande et d'observation similaires aux techniques classiques (retour d'état et observateur de Luenberger) par une approche basée sur la théorie MVT (*Mean Value Theorem*) et l'approximation par secteur non linéaire ou TP (*transformation polytopique*) qui seront appliquées à la commande vectorielle de la machine synchrone (MSAP). [ABR18]

Dans le cas où les variables de prémisses ne sont pas mesurables, la propriété de principe de séparation existe, les seuls gains de commande  $K_0$  et d'observation  $L_0$  peuvent se calculer séparément. [ABR18]

La contribution principale de ce mémoire, et contrairement au contrôle et à l'observation par PDC, qui nécessite pour chaque secteur linéaire la détermination d'un gain  $K_i$  et  $L_i$  respectivement, proportionnels aux prémisses  $Z_i$  ; dans ce mémoire, un seul gain de commande  $K_0$  et d'observateur  $L_0$  stabilisant le système sont déterminés. Ces contrôleurs sont désignés, en considérant une matrice de transition  $A_0$  moyenne, avec un seul gain stabilisant le système sur les vertexes (limites).

Donc on doit suivre les étapes suivantes : [ABR15]

1) Formons  $A_i$  du modèle TS et cherchons le gradient de  $f(x)$  :

$$\varphi(x) = f(x) - A_0 \Rightarrow \frac{\partial \varphi}{\partial x} = \frac{\partial f(x)}{\partial x} - A_0 \quad (IV.13)$$

$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & px_3 & px_2 \\ -px_3 & -\frac{R_s}{L} & -px_1 - p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

2) Formons les fonctions  $\varphi_i$  :

En considérant 8 secteurs non linéaires le système, le système (IV.14) peut être dissocié ainsi :

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\max} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\max} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\max} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\max} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\min} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\min} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\min} \\ \frac{\partial f(\xi)}{\partial x} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1\min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2\min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3\min} \end{aligned} \right\} \quad (IV.15)$$

Avec :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -p\frac{\Phi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2}p\frac{\Phi_f}{J} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}; \quad AX1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad AX2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad AX3 = \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Donc, les matrices  $A_i$  faisant varier le système non linéaire peuvent être écrit :

$$A_i = AX1 x1 + AX2 x2 + AX3 x3 \quad (IV.16)$$

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \max} \\
 A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \max} \\
 A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \max} \\
 A_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \max} \\
 A_5 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \min} \\
 A_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \max} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \min} \\
 A_7 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \max} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \min} \\
 A_8 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{1 \min} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{2 \min} + \begin{bmatrix} 0 & p & 0 \\ -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{3 \min}
 \end{aligned} \quad (IV.17)$$

La déduction du contrôleur par retour d'état, est obtenue en considérant l'équation de commande suivante :

$$u(t) = u_{feed}(t) - k_0(x(t) - x_c(t)) \quad (IV.18)$$

Avec :  $x_c(t)$  consigne à suivre

A cet effet, deux procédures peuvent être utilisées :

- a) Approche MVT :  $A_0 = \frac{1}{r} \sum A_i$
- b) Stabilisation sur les vertexes :  $A_0 = A_{00}$  ; Cette dernière technique est adoptée avec :

$$u_{feed}(t) = \begin{bmatrix} u_d \text{ feed} = -L_q p i_{qr} \omega_r \\ u_q \text{ feed} = L_q \left( \dot{i}_{qr} + -\frac{R}{L_q} i_{qr} - \frac{\phi_f}{L_q} p \omega_r \right) \end{bmatrix} \quad (IV.19)$$

- c) Le gain  $K_0$  est résolu par les inégalités matricielle linéaires LMI, en utilisant le logiciel YALMIP sous MATLAB/simulink.

$$A_{00}^T P + P A_{00} + A_i^T P + P A_i - B^T M^T - M B + \alpha P \leq 0 \quad (IV.20)$$

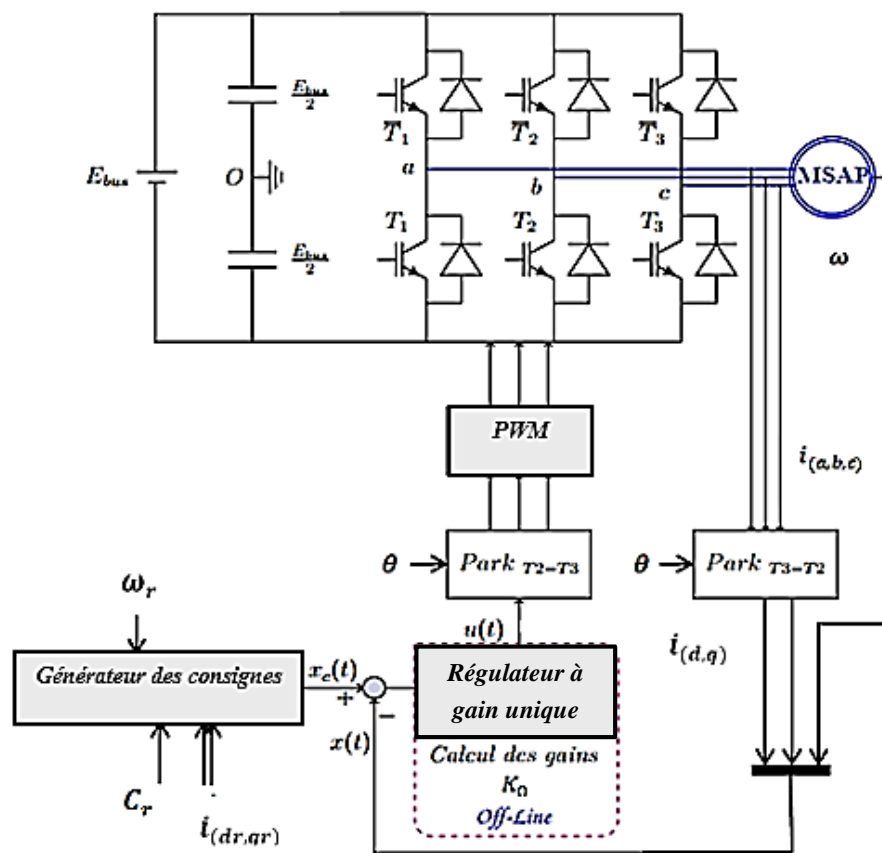
Le gain du contrôleur  $K_0$  est déduit ainsi :  $K_0 = P^{-1}M$

Dans cette application ;

$$K_0 = \begin{bmatrix} -3.2445 & -0.1448 & -0.0082 \\ 0.1458 & -3.2684 & 0.3057 \end{bmatrix} \text{ avec } \alpha = 3$$

**Schéma de commande :**

La commande vectorielle de la MSAP avec régulateur PDC à gain sans observateur qui est donné par le schéma synoptique suivant (Figure IV.1) :



**Figure (IV.1) :** Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PDC à gain unique.

Résultats de simulation :

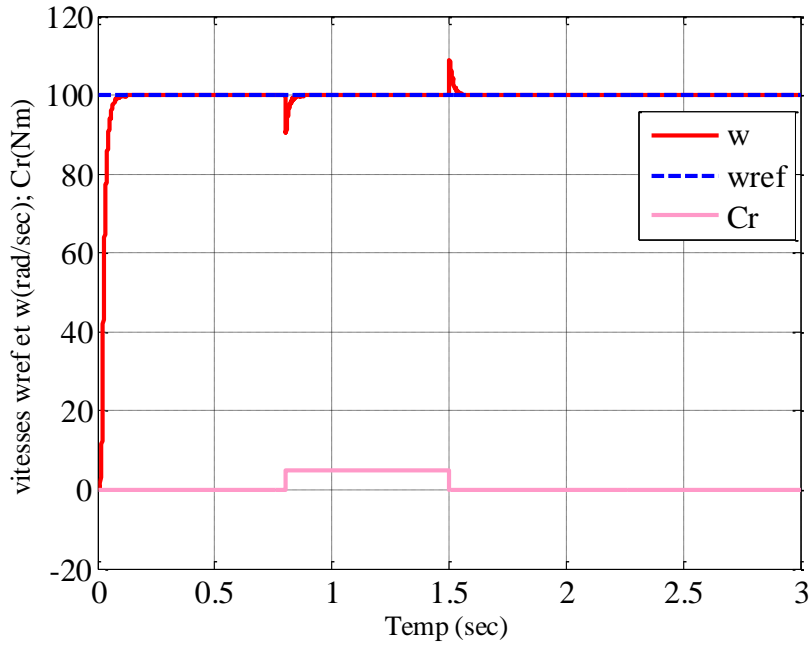


Figure (IV.2.a) : Vitesses ( $w$  et  $w_{ref}$ ) (rad/s).

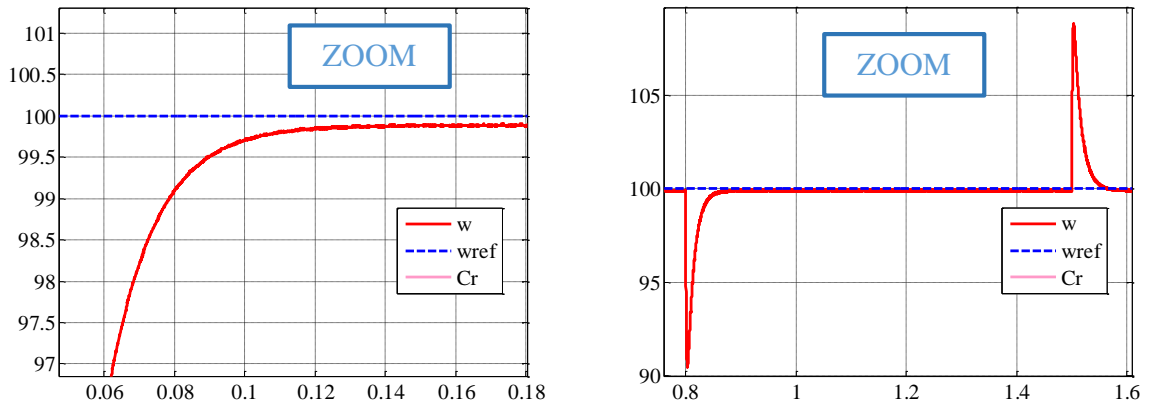


Figure (IV.2.b) : Zoom sur les vitesses ( $w$  et  $w_{ref}$ ) (rad/s) .

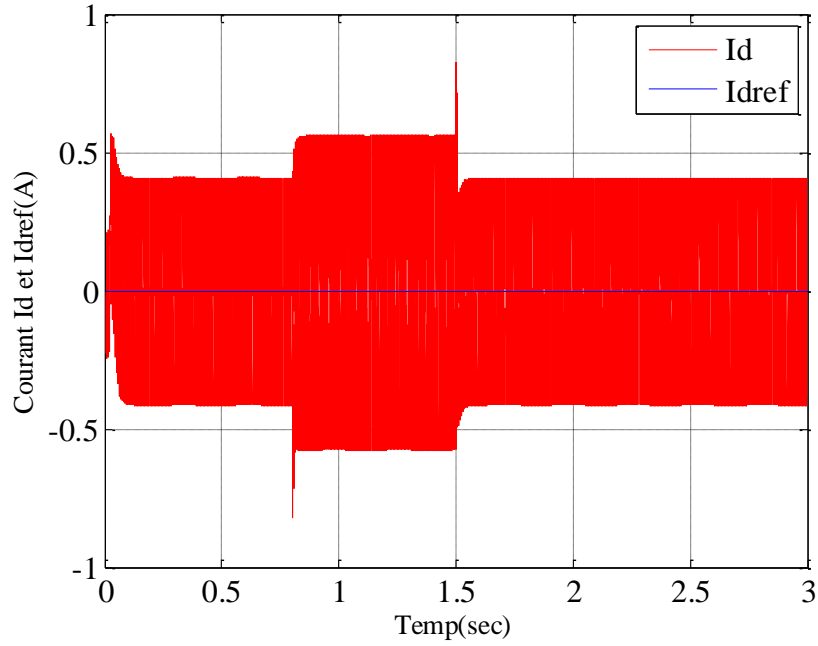


Figure (IV.2.c) : Courants ( $I_d$  et  $I_{dref}$ ) (A) .

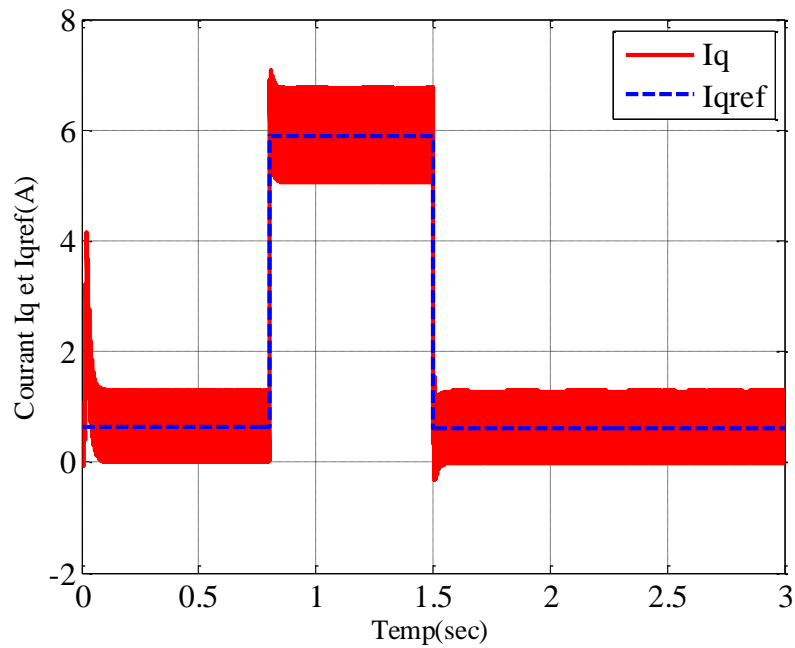


Figure (IV.2.d) : Courants ( $I_q$  et  $I_{qref}$ ) (A) .

**Figure (IV.2) :** Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur mécanique avec une charge de (5 Nm) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

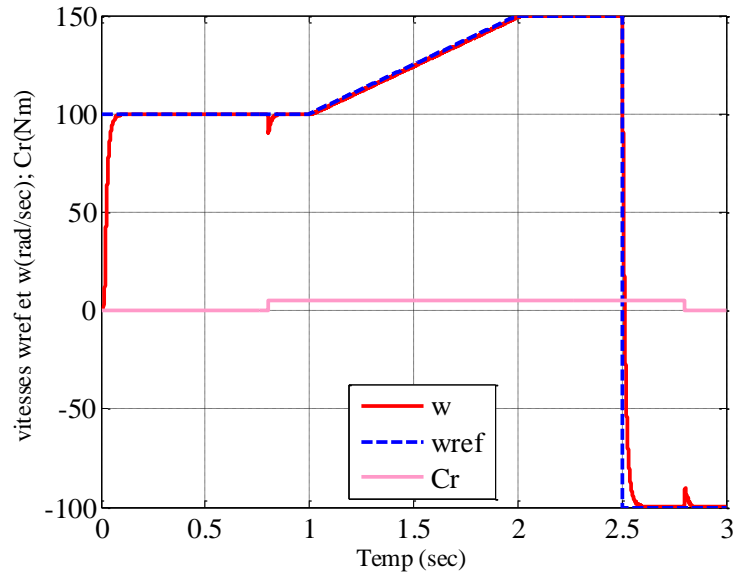


Figure (IV.3.a) : Vitesses ( w et wref) (rad/s) avec inversion se sens de rotation .

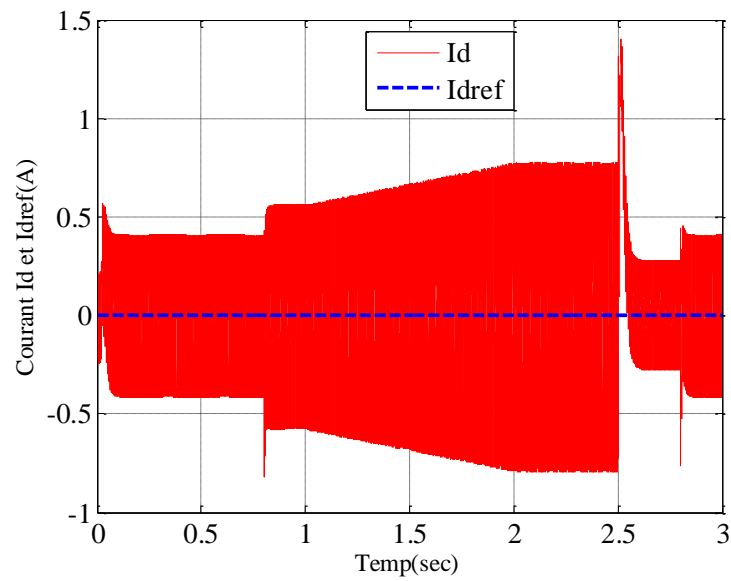
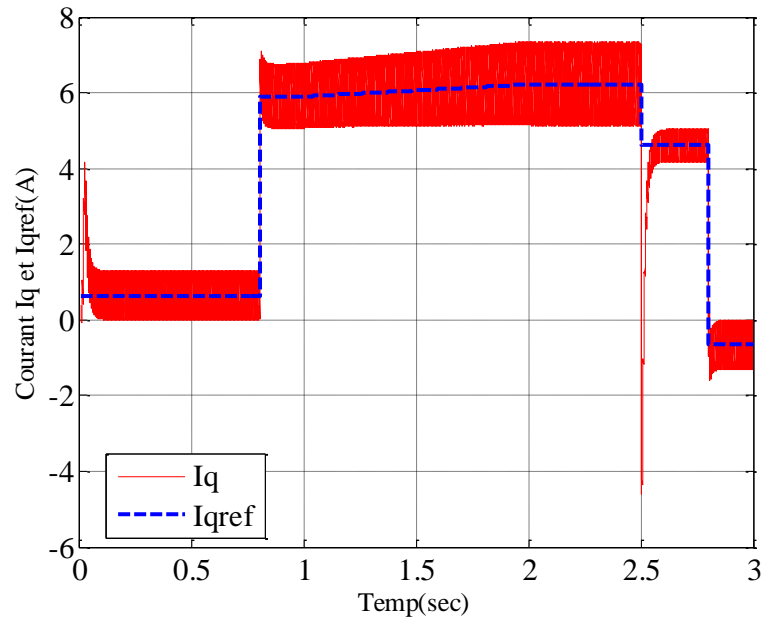


Figure (IV.3.b) : Courants (Id et Idref) (A) avec inversion de sens de rotation .



**Figure (IV.3.c) :** Courants ( $I_q$  et  $I_{qref}$ ) (A) avec inversion de sens de rotation .

**Figure (IV.3) :** Résultats avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm ) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

### Interprétation des résultats

Sur les figures (IV.2) et (IV.3) sont illustrées les évolutions de  $i_d, i_q$  et  $\omega_r$  par la techniques proposée.

Sur la figure (IV.2), on a effectué un démarrage à vide, puis on charge la machine à  $C_r = 5N.m$  à  $t = 0.8s$  à  $t = 1.5$ . Sur la figure (IV.3), une inversion de rotation de  $100 rad/s$  à  $-100 rad/s$  à l'instant  $t = 1s$  suivi d'une variation du couple de charge est faite. Les résultats mettent en évidence la faisabilité de la commande vectorielle du MSAP avec capteur mécanique. De ces graphes on remarque que:

1. La vitesse rejoint la référence sans dépassement.
2. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  suivent parfaitement leurs références, et le courant  $i_d$  est maintenu égal à zéro, ce qui prouve que le découplage est respecté.

### ➤ Conception de l'observateur par l'approche MVT

L'équation d'état de l'observateur peut également être présentée dans le formalisme de Lipchitz suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + \varphi(x(t)) + L_0(y(t) - \hat{y}(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (IV.22)$$



$$\Rightarrow \hat{\mathbf{x}}(t) = f(\hat{\mathbf{x}}(t)) + B_0 u(t) + L_0 (y(t) - \hat{y}(t)) \quad (\text{IV.23})$$

Avec :  $\hat{\mathbf{x}}(t)$  état observé; et  $L_0$  :gain de l'observateur.

La commande MVT est utilisée comme précédemment:

$$u(t) = u_{feed}(t) - k_0 (x_c(t) - \hat{x}(t)) \quad (\text{IV.24})$$

L'erreur de reconstruction d'état :

$$e(t) = x_c(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{IV.25})$$

De manière analogue, le gain de l'observateur  $L_0$  est déterminé via logiciel d'optimisation YALMIP, on résolvant les égalités matricielles linéaires :

$$A_{00}^T P + P A_{00} + A_i^T P + P A_i - C^T M^T - M C + \gamma P < 0 \quad (\text{IV.26})$$

$$L_0 = P^{-1} M \quad (\text{IV.27})$$

Il est à noter que la matrice (vecteur)  $C$  est choisie en fonction du choix de la variable à estimer :

❖ Commande sans capteur mécanique :

1. Vitesse estimée :  $\hat{\mathbf{x}}_3(t) = \omega_r$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

1. Commande sans capteurs de courants :  $\hat{\mathbf{x}}_1(t) = i_d$  ,  $\hat{\mathbf{x}}_2(t) = i_q$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (\text{IV.29})$$

Pour le premier cas , et en choisissant  $\gamma = 0$ , on obtient :

$$L_0 = \begin{bmatrix} -307.2742 & 2.2183 \\ -2.0625 & -308.9725 \\ -0.7193 & 74.0928 \end{bmatrix}$$

$$K_0 = \begin{bmatrix} -3.2445 & -0.1448 & -0.0082 \\ 0.1458 & -3.2684 & 0.3057 \end{bmatrix}$$

dans le deuxième cas, et en choisissant  $\gamma = -0.01$ , on obtient :

$$L_0 = 1.0e + 04 * [0.0000 \quad -4.2870 \quad -0.0009]$$

$$K_0 = \begin{bmatrix} -3.2445 & -0.1448 & -0.0082 \\ 0.1458 & -3.2684 & 0.3057 \end{bmatrix}$$

Schéma de commande :

La commande vectorielle de la MSAP avec régulateur PDC à gain avec observateur qui est donné par le schéma synoptique suivant (Figure IV.4) :

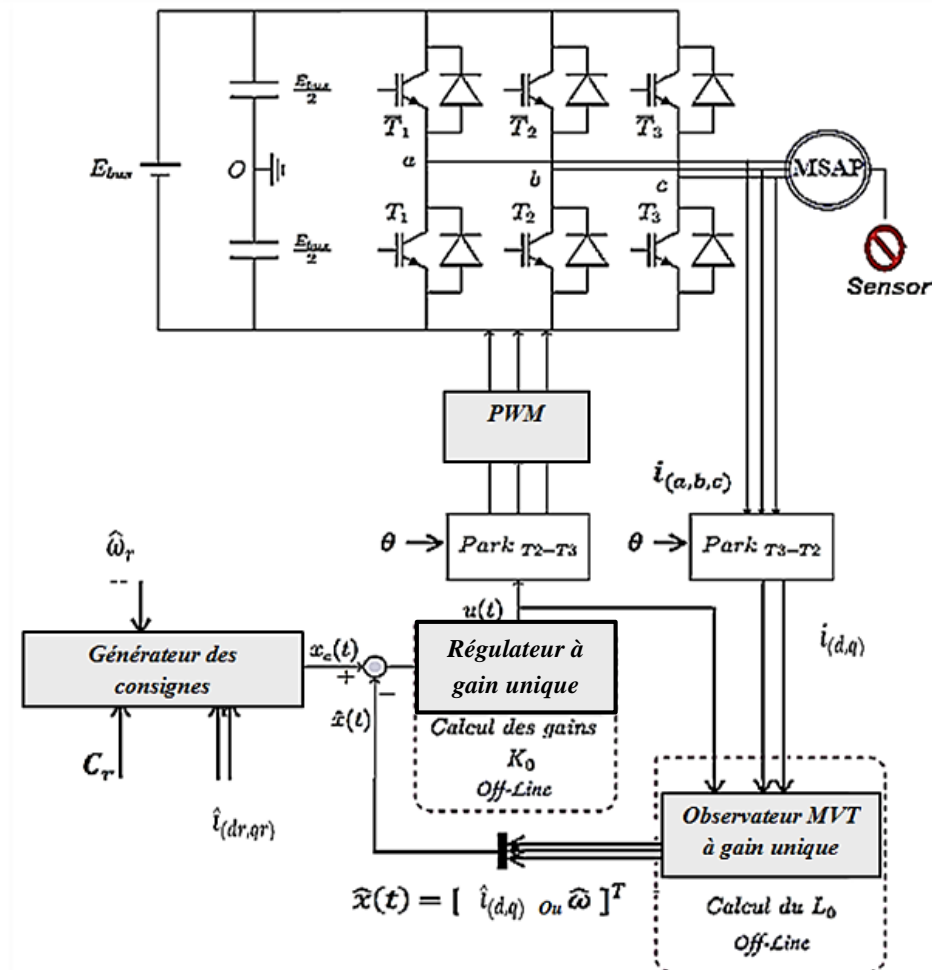


Figure (IV.4) : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle sans capteur, par un observateur PDC à gain unique.

Remarque :

Dans ce schéma, la conception à été faite pour la commande PDC à gain unique.

Premier cas (estimation de la vitesse):

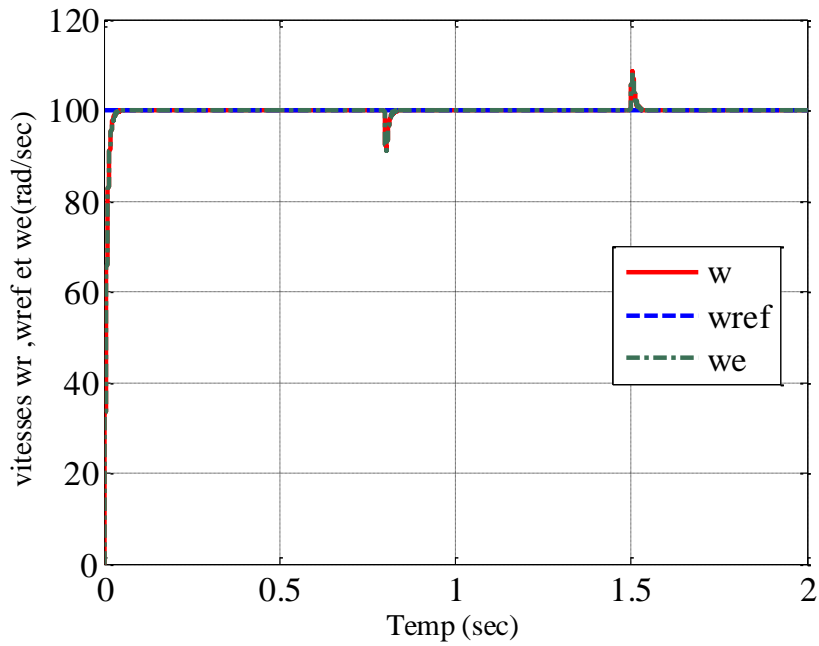


Figure (IV.5.a) : Vitesses ( w, wref et we) (rad/s).

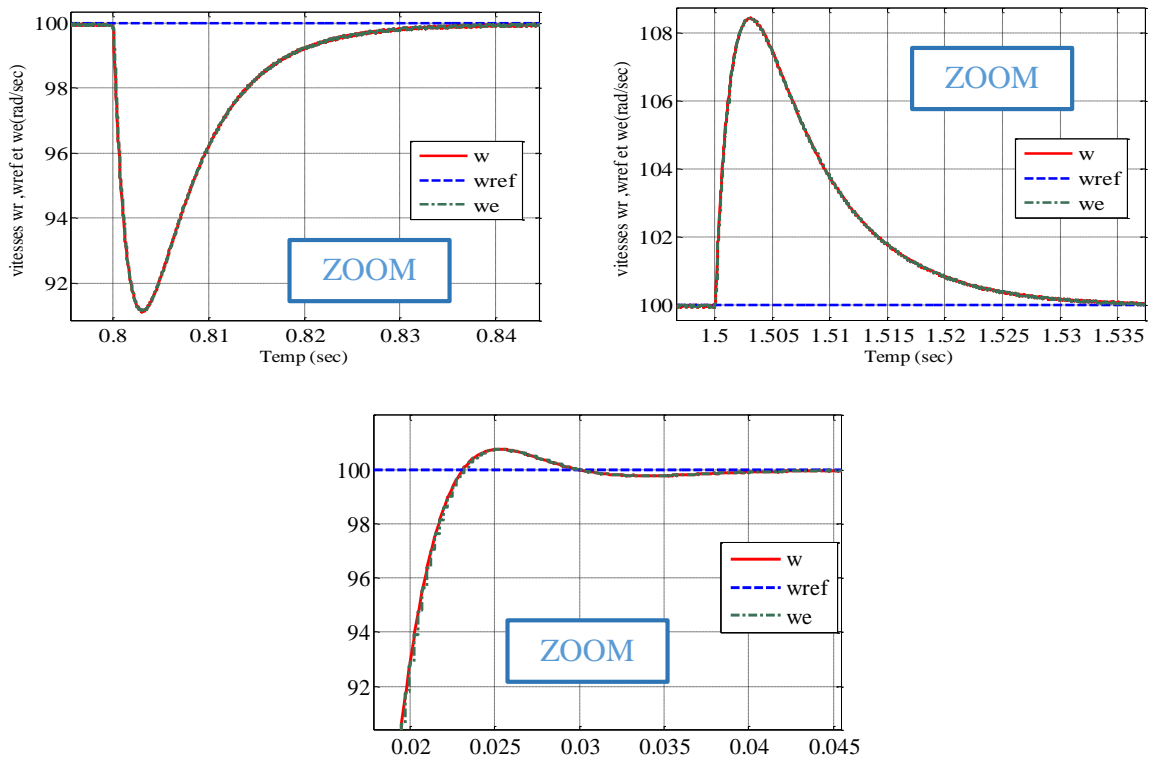


Figure (IV.5.b): Zoom sur les vitesses ( w, wref et we) (rad/s) .

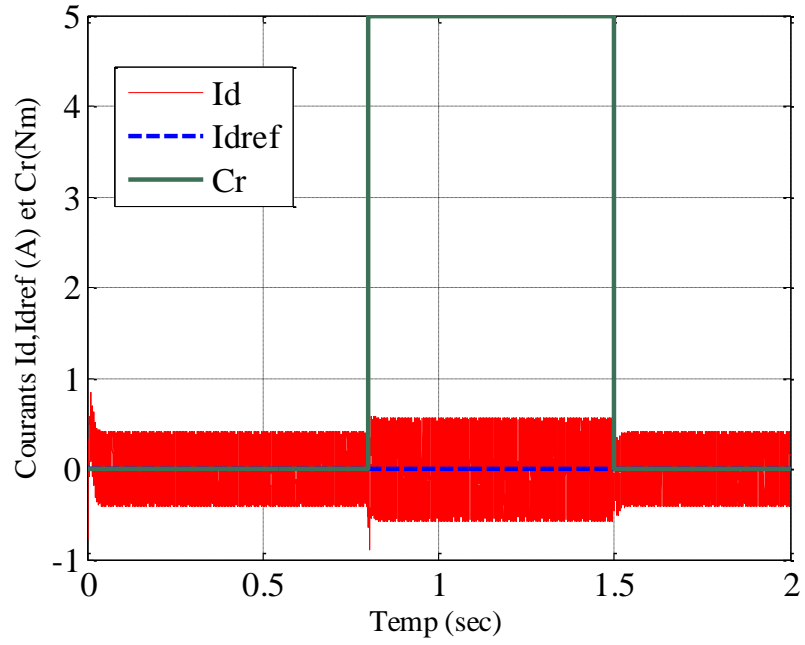


Figure (IV.5.c) : Courants (Id et Idref) (A) .

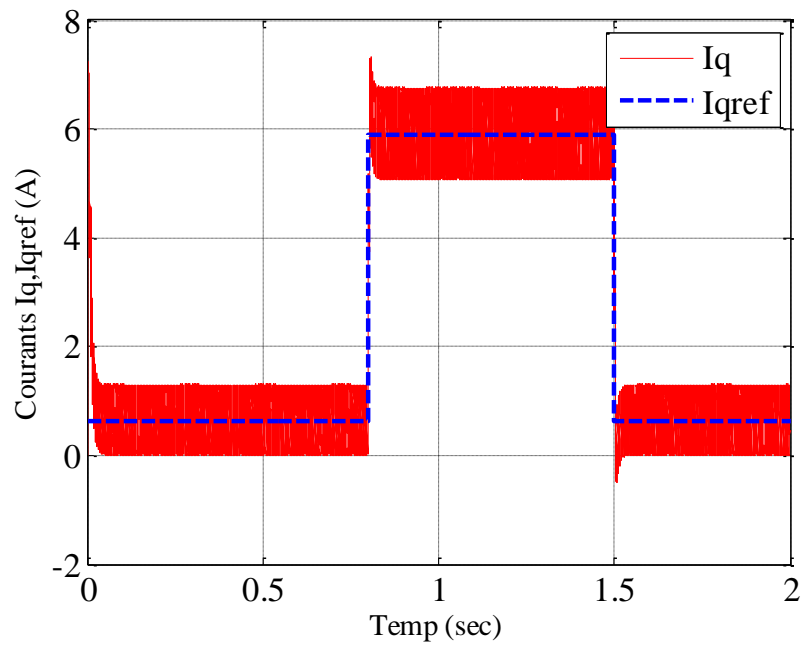
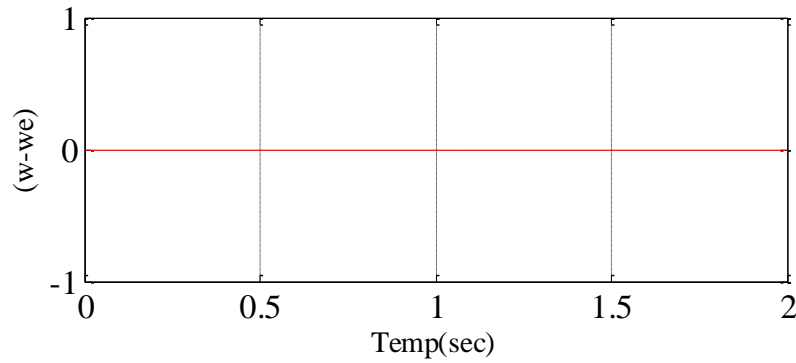


Figure (IV.5.d) : Courants (Iq et Iqref) (A)



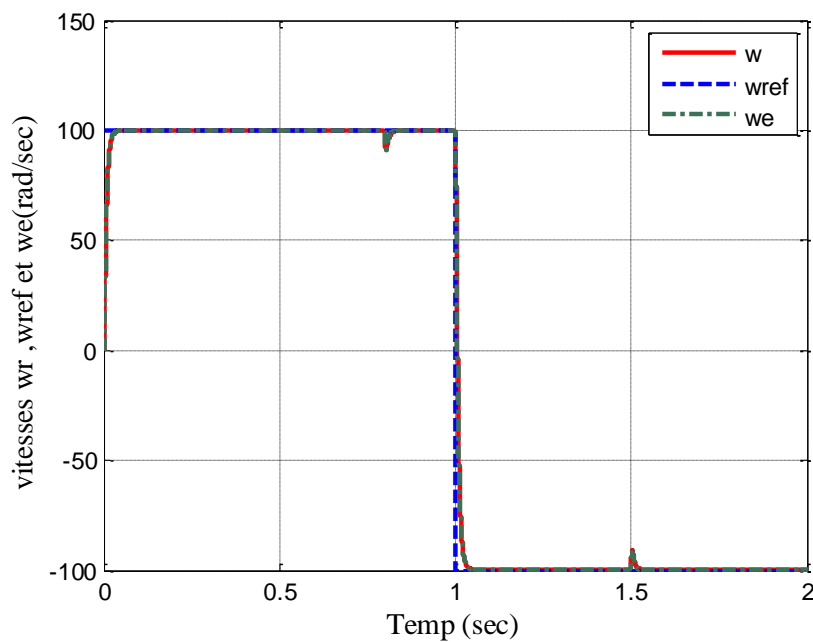
**Figure (IV.5.e) : Erreur (w-we)**

**Figure (IV.5) :** Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur mécanique avec une charge de (5 Nm ) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

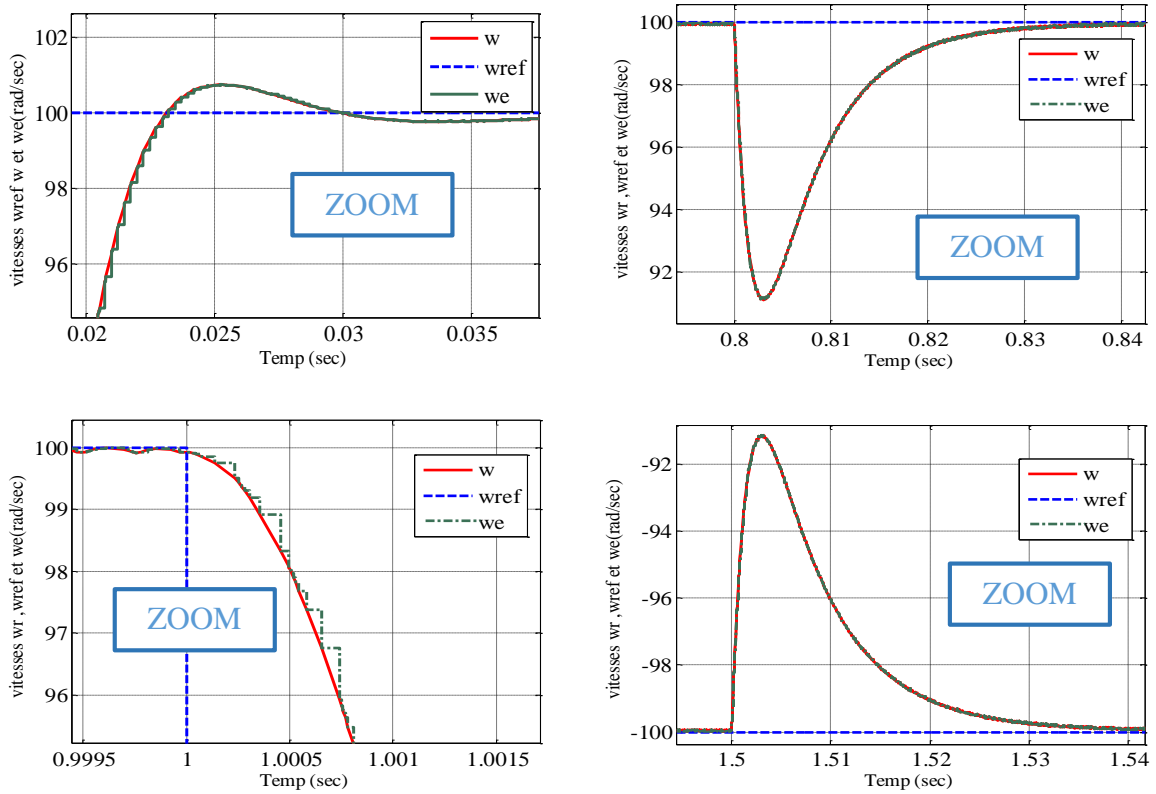
Nous effectuons la simulation de la commande de la MSAP par les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

Sur les figures (IV.5) et (IV.6) sont illustrées les évolutions de  $i_d, i_q$  et  $\omega_r$ , ainsi que leurs estimations par la technique proposée.

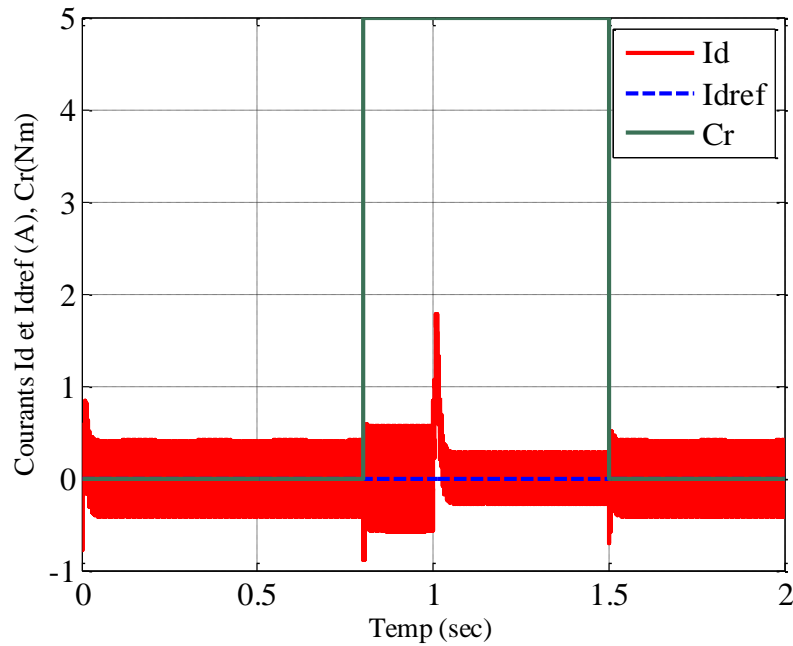
Sur la figure (IV.5), on a effectué un démarrage à vide, puis on charge la machine à  $C_r = 5N.m$  à  $t = 0.8s$  à  $t = 1.5$ . Sur la figure (IV.6), on inversé le sens de rotation de  $100 rad/s$  à  $-100 rad/s$  à l'instant  $t = 1s$  suivi d'une variation du couple de charge.



**Figure (IV.6.a) :** Vitesses ( w, wref et we ) (rad/s) avec inversion de sens de rotation.



**Figure (IV.6.b) :** Zoom sur les vitesses ( $w$ ,  $w_{ref}$  et  $w_e$ ) (rad/s) avec inversion de sens de rotation.



**Figure (IV.6.c) :** Courants ( $I_d$  et  $I_{dref}$ ) (A) avec inversion de sens de rotation.

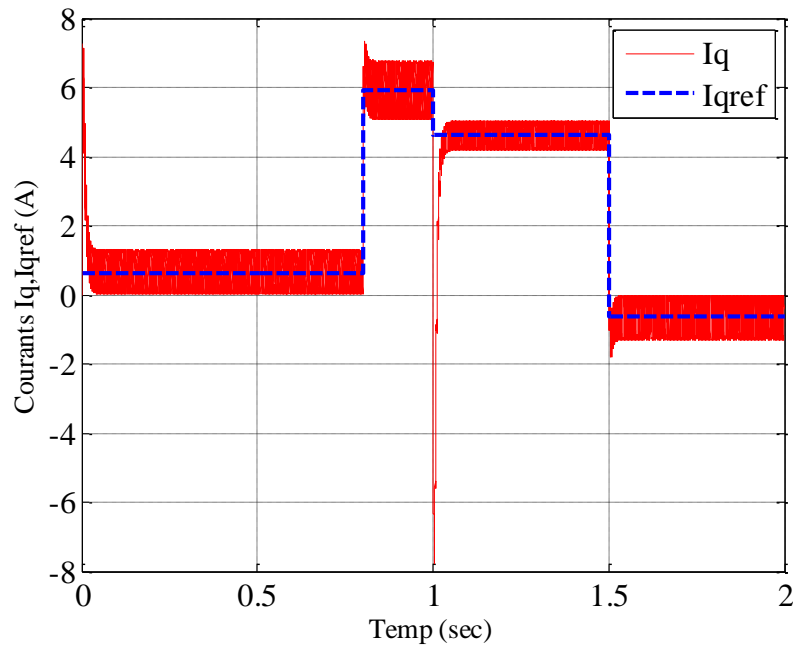


Figure (IV.6.d) : Courants ( $I_q$  et  $I_{qref}$ ) (A) avec inversion de sens de rotation.

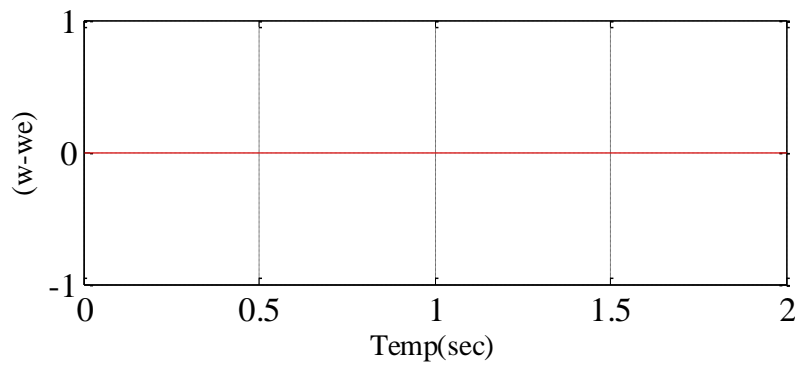


Figure (IV.6.e) : Erreur ( $w-w_e$ ).

**Figure (IV.6)** : Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur mécanique avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

Deuxième cas (estimation des courants  $i_d$  et  $i_q$ ):

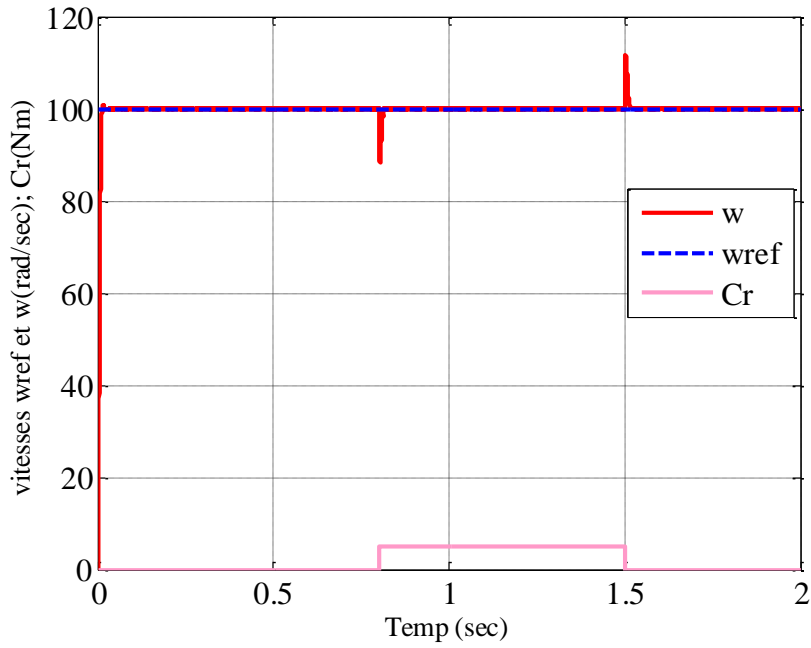


Figure (IV.7.a) : Vitesses ( w et wref) (rad/s) .

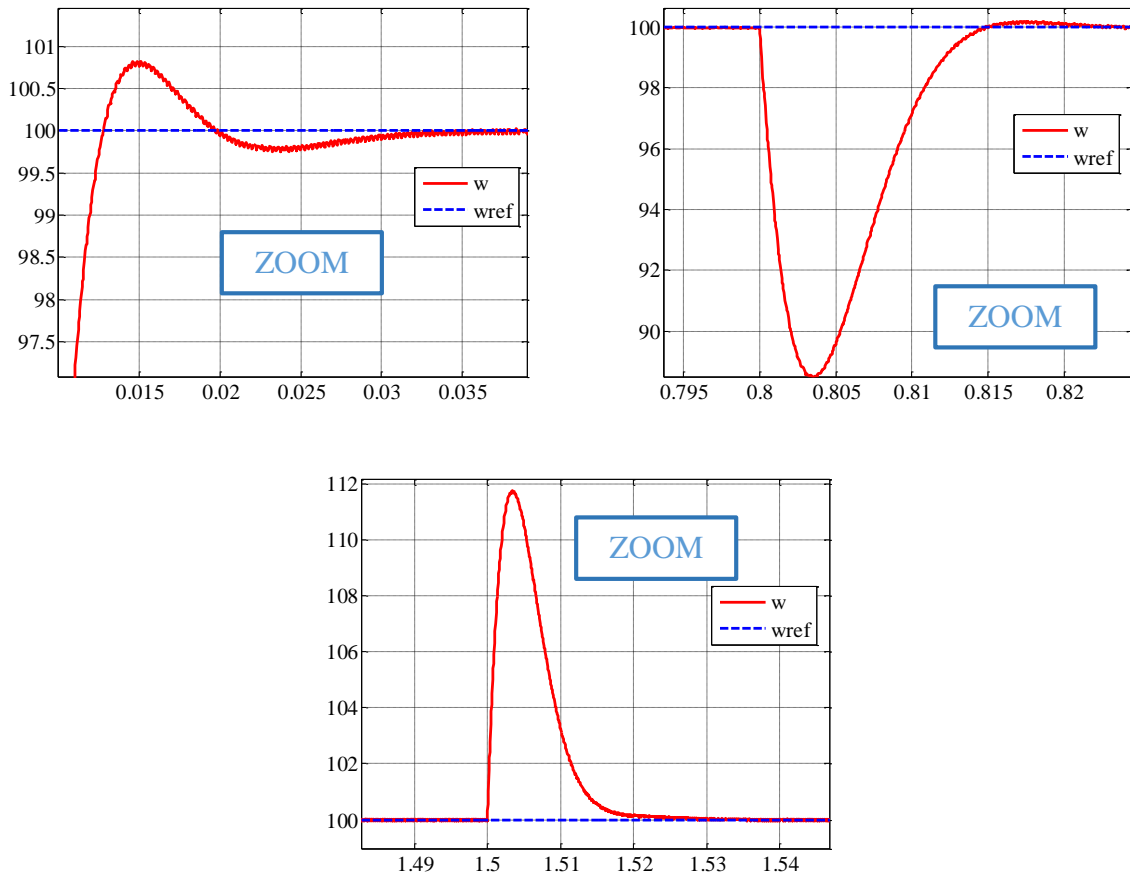


Figure (IV.7.b) : Zoom sur les vitesses ( w et wref) (rad/s) .



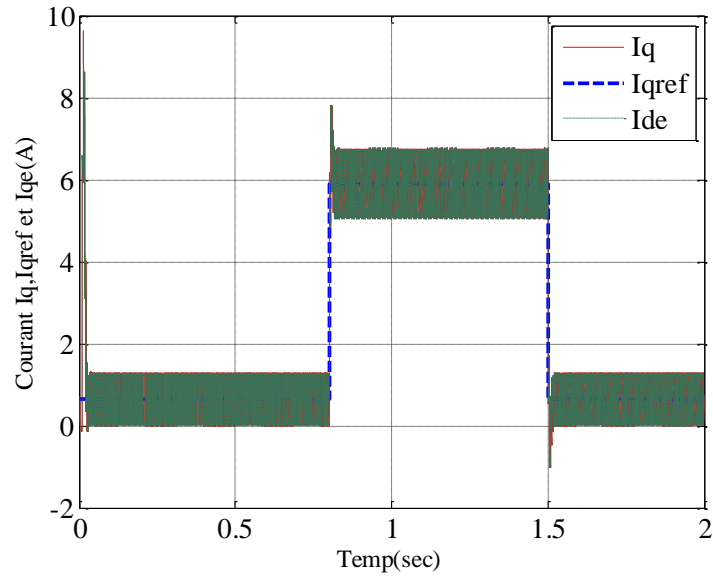


Figure (IV.7.c) : Courants ( $I_q$ ,  $I_{qref}$  et  $I_{qe}$ ) (A) .

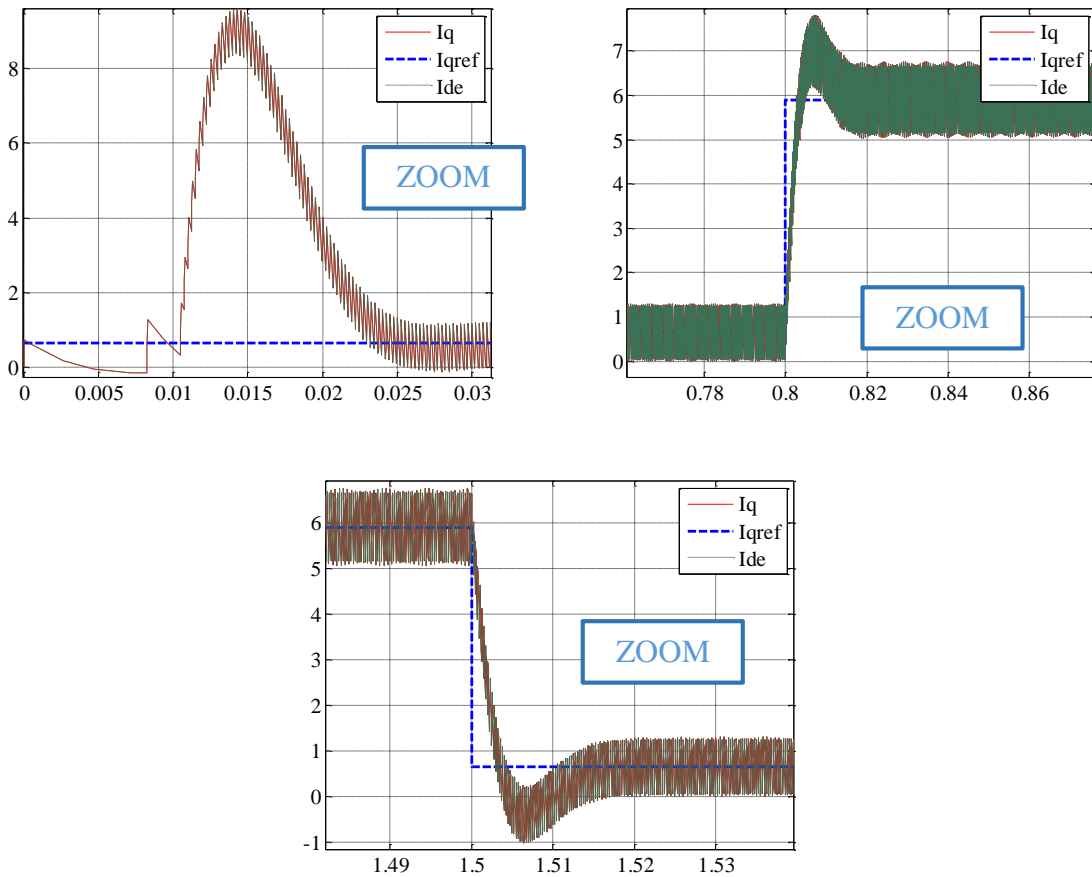


Figure (IV.7.d) : Zoom sur les courants ( $I_q$ ,  $I_{qref}$  et  $I_{qe}$ ) (A).

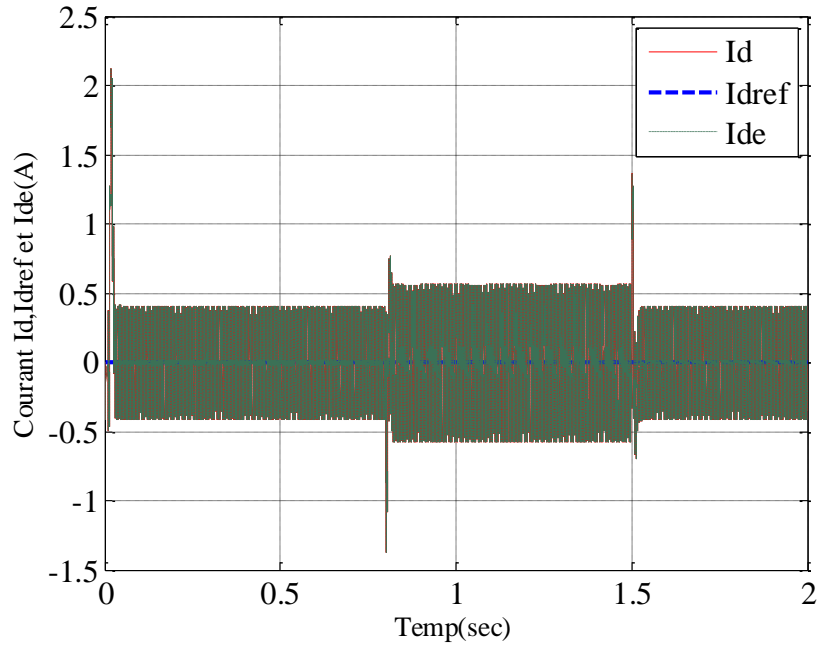


Figure (IV.7.e) : Courants (Id, Idref et Ide) (A) .

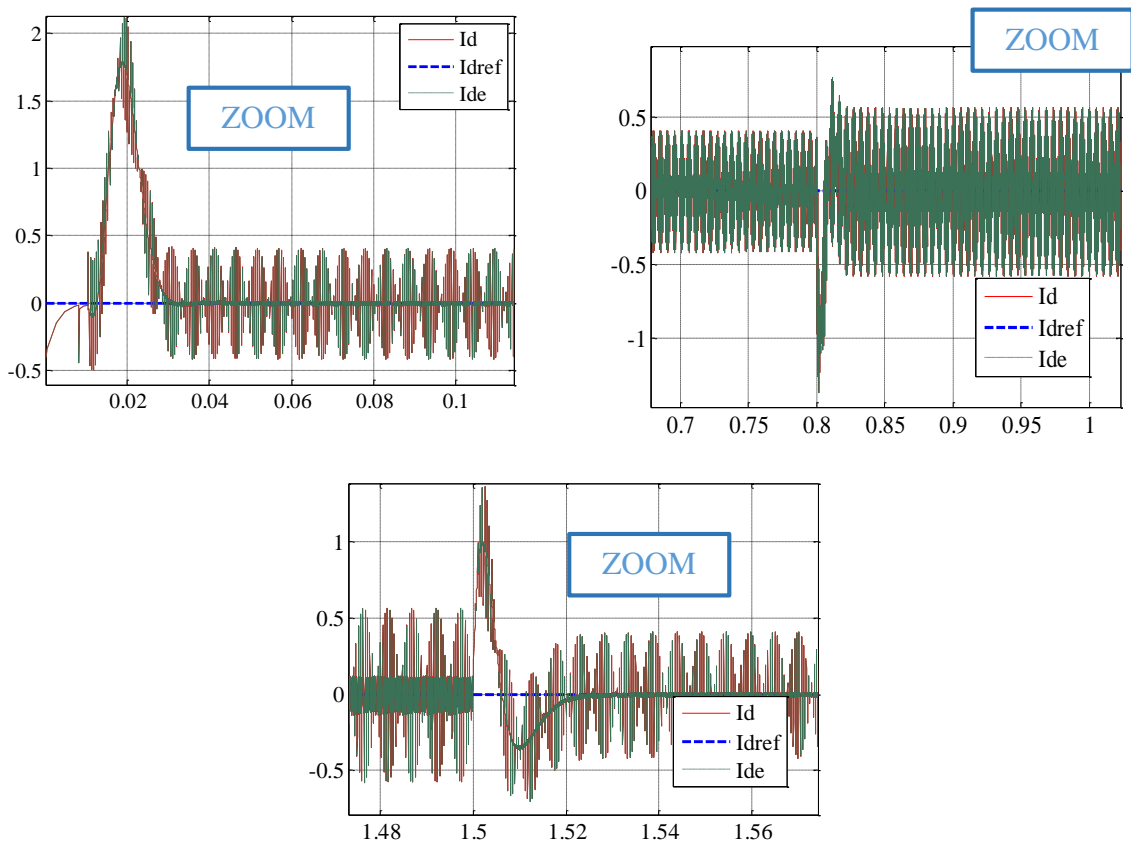


Figure (IV.7.f) : Zoom sur les courants (Id, Idref et Ide) (A) .

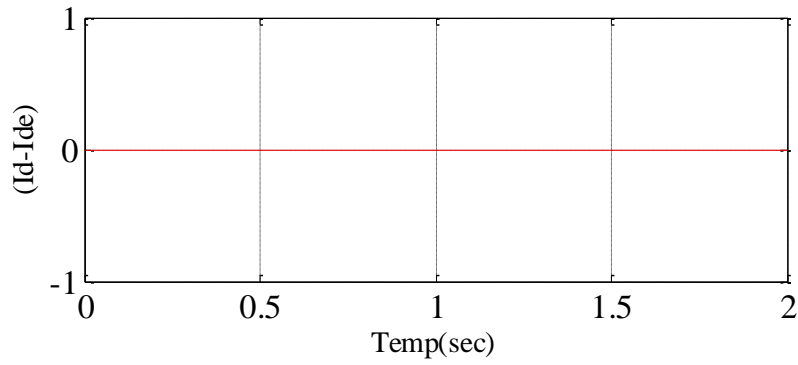


Figure (IV.7.g) : Erreur ( $I_d - I_{de}$ )

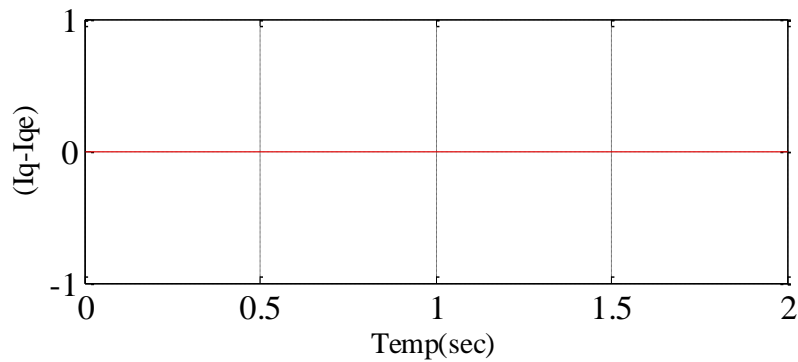


Figure (IV.7.h) : Erreur ( $I_q - I_{qe}$ )

Figure (IV.7) : Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC à gain unique sans capteur mécanique avec une charge de (5 Nm) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

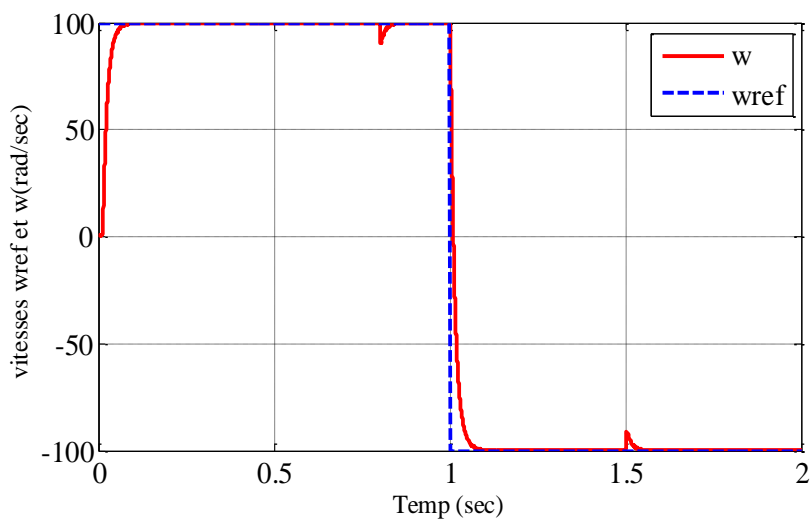


Figure (IV.8.a) : Vitesses ( $w$  et  $w_{ref}$ ) (rad/s) .

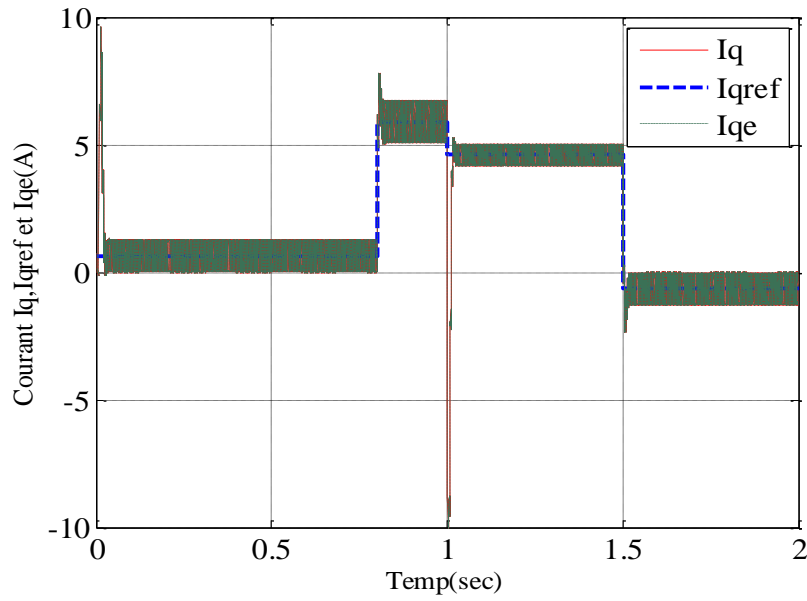


Figure (IV.8.b) : Courants ( $I_q$ ,  $I_{qref}$  et  $I_{qe}$ ) (A).

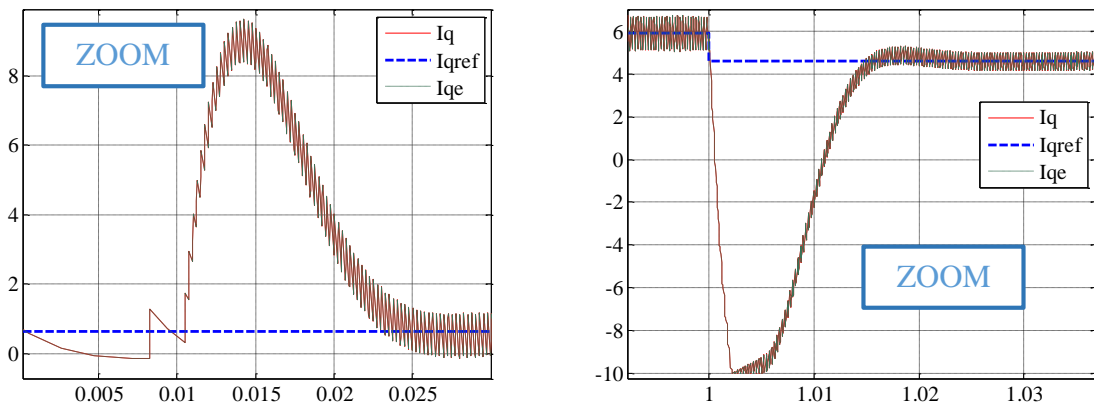


Figure (IV.9.c) : Zoom du courants ( $I_q$ ,  $I_{qref}$  et  $I_{qe}$ ) (A)

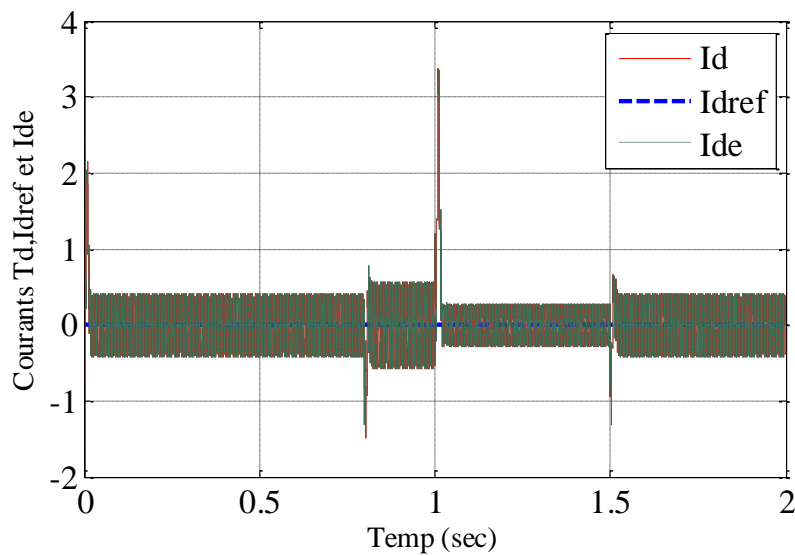
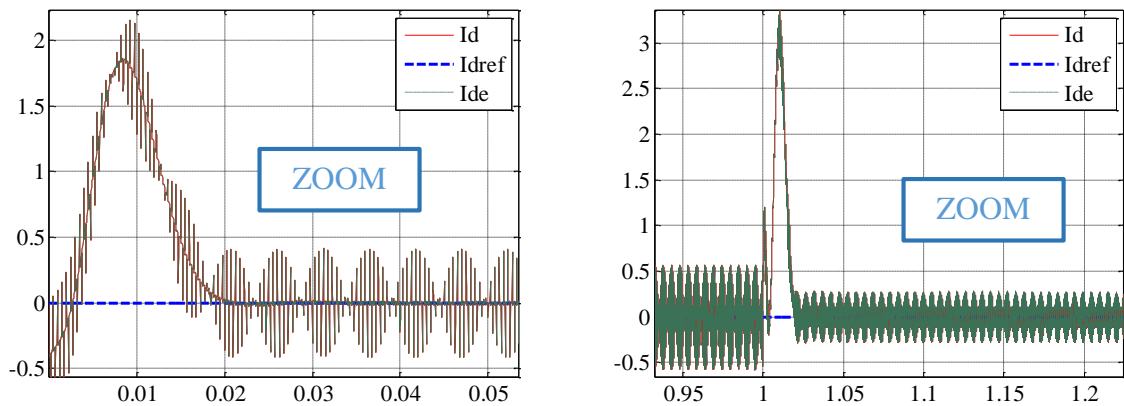
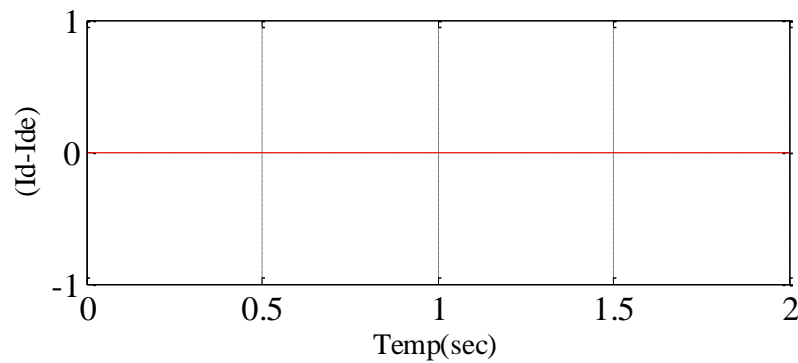


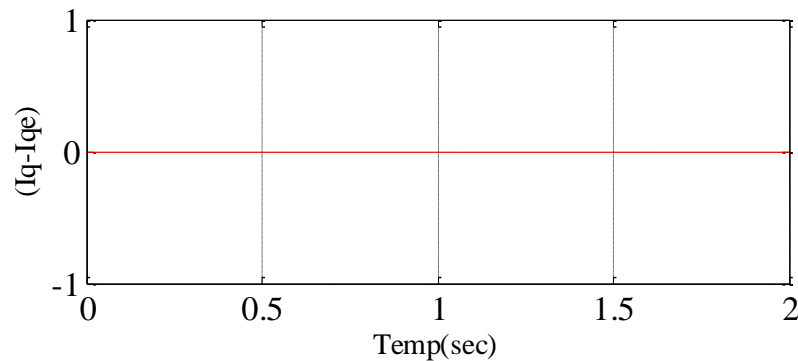
Figure (IV.8.d) : Courants ( $I_d$ ,  $I_{dref}$  et  $I_{de}$ ) (A).



**Figure (IV.8.e) :** Zoom du courants ( $I_d$ ,  $I_{dref}$  et  $I_{de}$ ) (A).



**Figure (IV.8.f) :** Erreur ( $I_d - I_{de}$ )



**Figure (IV.8.g) :** Erreur ( $I_q - I_{qe}$ )

**Figure (IV.8) :** Résultats avec inversion du sens de rotation avec une charge de (5 Nm ) à  $t=0.8s$  à  $t=1.5s$ .

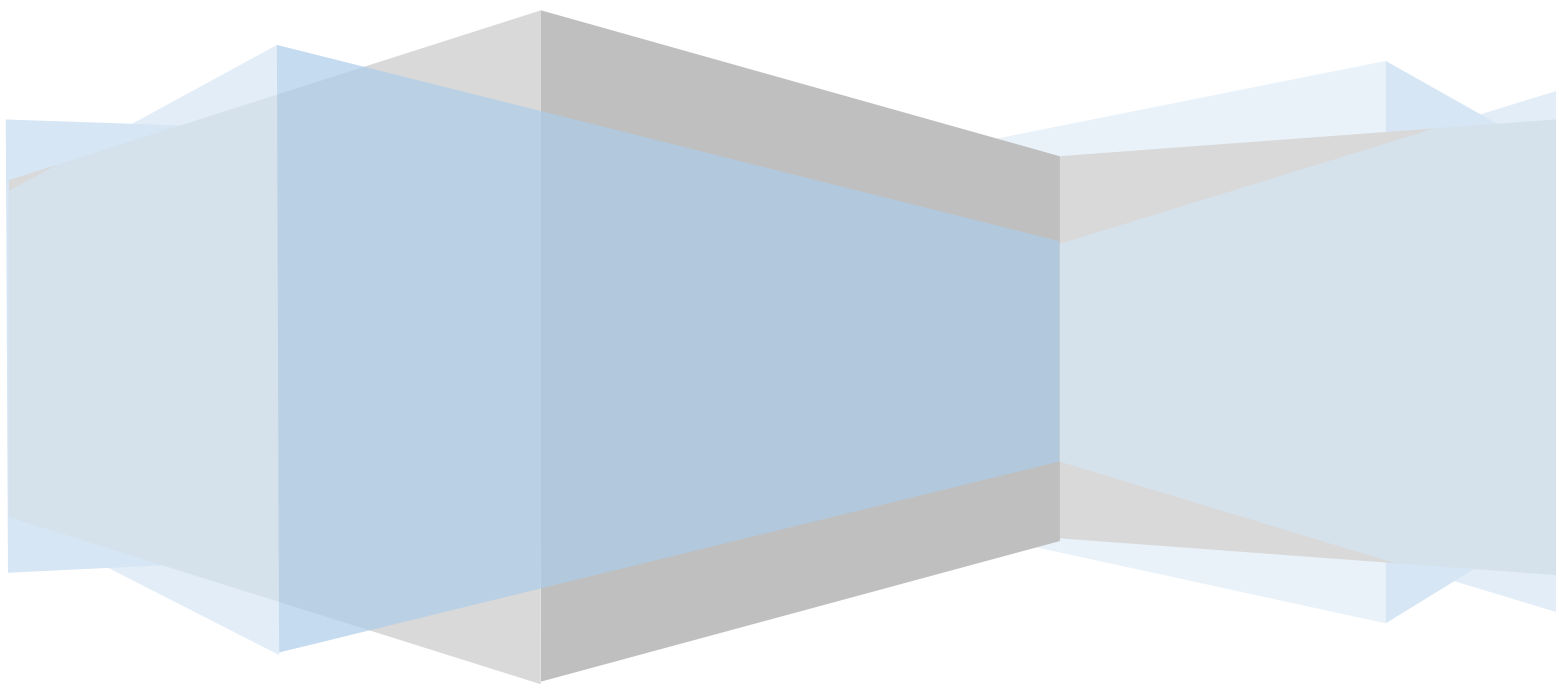
Sur les figures (IV.6, IV.7, IV.8 et IV.9) sont illustrées les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteurs. Pour l'observation de vitesse, on remarque que cette dernière est superposée avec la vitesse réelle, avec une erreur d'estimation pratiquement nulle. De même, pour l'estimation des courants statiques  $i_d$  et  $i_q$ . On remarque bien que ces courants embrassent les courants réels. En outre, la commande vectorielle sans capteurs a

prouvé sa faisabilité, ou les variables estimées;  $\widehat{\omega}_r$  ou alternativement  $\widehat{t}_d$  et  $\widehat{t}_q$  rejoignent leurs référence profitent.

### **IV.3 Conclusion**

Dans le présent chapitre, l'application d'une commande vectorielle ; avec un contrôleur et un observateur, basés sur la commande PDC à gain unique a été présentée. Les résultats de simulation ont montré clairement l'efficacité de cette méthode.

# *Conclusion Générale*



## Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une contribution pour l'étude des performances des commandes appliquées sur les machines synchrones à aimants permanents. L'objectif principal de ce travail est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par logique floue de type Takagi-Sugeno qui améliore les performances des machines synchrones à aimants permanents, et ce suivant une commande *FOC*. Pour arriver à cet objectif, nous avons abordé la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté des transformations permettant le passage d'un modèle non-linéaire affine à un modèle flou de type Takagi-Sugeno.

L'objectif principal du travail est l'application de la commande linéaire par la synthèse d'un seul contrôleur et d'un seul observateur stabilisant le système global non linéaire.

Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse, et des courants, montrent le comportement de *MSAP* modélisée en association avec des contrôleurs sans ou avec capteurs mécaniques. Nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble *Onduleur-MSAP* lorsqu'elle est alimentée en tension et commandée par *MLI*. Les résultats obtenus montrent que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système non-linéaire fortement couplé. Nous avons étudié le contrôle vectoriel d'un moteur synchrone à aimant permanent ; par deux types de régulateurs différents ; le régulateur *PI* classique puis le régulateur *TS* à logique floue. Nous avons mis en évidence le comportement de la régulation de vitesse dans ces deux types de commandes sans modifier la structure globale du système. Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse et des courants, montrent le comportement du *MSAP* pour chacun des types de régulateurs étudiés, ou on a constaté une dynamique plus rapide lors de l'utilisation du contrôleur flou.

En outre, l'application d'une commande linéaire par retour d'état au système couplé du moteur *MSAP* a permis l'implantation de commandes simples via des gains de contrôle et d'observation  $K_0$  et  $L_0$ , avec des évolutions de la vitesse rapides et sans dépassement.



## Bibliographie

[ABD04]	<b>Abdelkader AKHENAK</b> « Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle : application au diagnostic », Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine ; 16 décembre 2004.
[ABD18]	<b>Abdelhakim BELAHBIB</b> « Commande DTC-SVM de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation des régulateurs PI du flux et du couple », Mémoire de Master Université de Biskra, 2018.
[ABR15]	<b>Abrar ALLAG, Abdelhamid BENAKCHA, Meriem ALLAG, Ismail ZEIN, Mohamed Yacine AYAD</b> « Classical state feedback controller for nonlinear systems using mean value theorem: closed loop-FOC of PMSM motor application » <i>Frontiers in Energy</i> , vol. 9, pp. 413-425, 2015.
[ABR18]	<b>Abrar ALLAG</b> « Commande et synthèse des observateurs non linéaires dédiés aux entraînements électriques avec défauts » Thèse de Doctora Université de Biskra , 2018.
[ARA15]	<b>Mr. SAHLI Arab et Mr. OURARI Loucif</b> « Réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone a aimant permanent » Mémoire de MASTER Université de Bejaia.
[AZE15]	<b>Hamichi Azedine et Benkerrou Farid</b> « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent » Mémoire de Master Université de Bejaia.
[DJA11]	<b>Djamel OUNNAS</b> « Commande d'une machine synchrone à aimants permanents via des modèles flous de Takagi-Sugeno » Mémoire de Master Université de Biskra, 2011.
[DJA18]	<b>Djamel OUNNAS</b> « Contribution au Diagnostique et à la Commande Passive Tolérante aux Défauts des Systèmes non Linéaires » Thèse de Doctora Université de Biskra , 2018.
[HAB12]	<b>Habib Hamdi</b> « Approche Multi-Modèle pour l'Observation d'état et le Diagnostic des Systèmes Singuliers Non Linéaires ». Automatique / Robotique. Ecole Polytechnique de Tunis, 2012. Français.
[HAF08]	Ghizlane Hafidi « Application de la commande prédictive non-linéaire à la

	commande de culture de bactéries escherichia coli ». Automatique / Robotique. Université Paris Sud - Paris XI, 2008. Français.
[HAM15]	<b>Mohamed Yacine HAMMOUDI</b> « Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine » Thèse de Doctora ; Université de Biskra, 2015.
[HOU13]	<b>AID Housseem et AINA Wafaa</b> « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master Université de Tlemcen.
[JAC05]	<b>JACQUES RICHALET</b> « commande prédictive». Technique de l'ingénieur. Doc R7423
[LAH17]	<b>Lahcene Bellahcene et Mohamed Djaouani</b> « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS » Mémoire de Master Université de Tlemcen.
[MAR10]	<b>Anca Maria Kiss</b> « Analyse et synthèse de multimodèles pour le diagnostic: application à une station d'épuration » Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010. Français.
[MHA11]	<b>Mr LARBI M'HAMED</b> « Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents » Mémoire de Doctera Université d'Oran.
[MOR01]	<b>Y.Morère</b> « Mise en œuvre de loi de commandes pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno » Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Valenciennes, France, 2001.
[MUS18]	<b>Mustapha Hadj Brahim</b> « Commande Vectorielle floue de la machine Synchrone a Aimant Permanent » Mémoire de MASTER Université de Biskra.
[NAB10]	<b>NABTI Khalil</b> « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone » Diplôme de doctorat Université de Constantine.
[PAT98]	<b>Patton, R., Chen, J., et Lopez-Toribio, C. (1998)</b> « Fuzzy observers for non-linear dynamic Systems fault diagnosis » In 37th IEEE Conference on

	Decision and Control, Tampa, Florida USA.
[PHA11]	<b>Gridsada Phanomchoeng</b> « Problèmes d'estimation des entrées d'état, de paramètre et inconnus dans les applications actives de sécurité automobile », Thèse de Doctorat Université du Minnesota, September 2011.
[RAC11]	<b>Rachid ABDESSAEMED</b> , livre « Modélisation et simulation des machines électriques » Paris ; France.
[RAH04]	<b>RAHOUA Naima</b> « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension » Mémoire de Magister Université de Biskra.
[SAM13]	<b>Mme HAMECHA Samira, Ep. BOUREKACHE</b> « Etude et Commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de Magister Université de Tizi-Ouzou.
[SITIN]	internet Wikipédia "Commande vectorielle".
[TAK85]	<b>T. Takagi et M. Sugeno</b> , « Fuzzy identification of systems and its application to modelling and control », IEEE Trans. on Systems Man and cybernetics, vol. 15 no. 1, pp. 116-132, 1985.
[TAN92]	<b>K. Tanaka and M. Sugeno</b> , « Stability analysis and design of fuzzy control systems », Fuzzy Sets and Systems, Vol. 45, No. 2, pp.135-156, 1992.
[ZEG18]	<b>Okba ZEGHIB, Abdelkrim ALLAG, Bilal HAMIDANI et Meriem ALLAG</b> « Input-output linearizing control of Induction Motor based on a newly extended MVT Observer Design » International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE).
[ZOU11]	<b>LAGOUNE ZOUHEYR</b> « Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer » Mémoire de Master Université Sétif.

## Annexe A

## Paramètres de la machine MSAP

## A.1 Paramètres électriques et mécaniques

Résistance d'un stator (ohm)	4.55
Inductance d'un stator $L_d$ (H)	0.0116
Inductance d'un stator $L_q$ (H)	0.0116
Coefficient de frottement $f$ (Nm/rad/s)	$6.11 \times 10^{-3}$
Nombre de pair de pôle	2
Moment $J$ (Kg*m <sup>2</sup> )	$6.36 \times 10^{-4}$
Flux (max) d'excitation des aimants permanents (Wb)	0.317
Fréquence du réseau industriel $F$ (Hz)	50

## A.2 Les variables de prémisses sont délimitées comme suit :

$$\begin{aligned}
 -6 A &\leq i_d \leq 6 A \\
 -6 A &\leq i_q \leq 6 A \\
 0 \text{ rad/s} &\leq \omega \leq 200 \text{ rad/s}
 \end{aligned}$$

## Annexe B

## Inégalités matricielles linéaires (LMI)

## B.1. Analyse convexe et inégalités matricielles linéaires (LMI) [ABR18]

Une inégalité matricielle linéaire (LMI) stricte en  $x$  ait la forme suivante :

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^n x_i F_i > 0 \quad (\text{B.1})$$

avec  $F_0 = F_0^T$  et  $i = 1, 2, \dots, n$  de  $R^{n \times n}$  est une famille de matrices symétriques données,  $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in R^n$  est un vecteur. La contrainte  $F(x) > 0$  est convexe et appelée contrainte LMI.

On distingue trois types de problèmes d'optimisation convexe rencontrés sous forme de LMI :

- **Problème de faisabilité :**

Trouver un vecteur  $x$  tel que  $F(x) > 0$ . Ce problème est résolu généralement en cherchant le vecteur  $x$  minimisant le scalaire  $t$  tel que :

$$-F(x) < t \quad (\text{B.2})$$

Si la valeur minimale de  $t$  est négative alors le problème est faisable.

- **Problème de la valeur propre :**

Minimiser la plus grande valeur propre d'une matrice symétrique sous une contrainte de type LMI :

$$\begin{aligned} & \text{Minimise } \lambda \\ & \text{Sous les contraintes } \begin{cases} \lambda I - A(x) > 0 \\ B(x) > 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

- **Problème de valeurs propres généralisées :**

Minimiser la plus grande valeur propre généralisée d'une paire de matrices par rapport à une contrainte LMI :

$$\begin{aligned} & \text{Minimise } \lambda \\ & \text{Sous les contraintes } \begin{cases} \lambda B(x) - A(x) > 0 \\ B(x) > 0 \\ C(x) > 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Parmi les techniques existantes de transformation d'un problème d'optimisation d'inégalités matricielles non linéaires à un problème d'optimisation LMI sont :

- **Le complément de Schur** permet de transformer des non linéarités convexes en LMIs

**Lemme B.1** : Soient trois matrices  $Q(x) = Q(x)^T$ ,  $R(x) = R(x)^T$  et  $S(x)$  affines par rapport à la variable  $x$ , les LMIs suivantes sont équivalentes :

$$R(x) > 0, Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S^T(x) > 0 \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{pmatrix} Q(x) & s(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{pmatrix} > 0$$

- **La technique de S-procédure** : est une méthode permettant l'obtention d'une contrainte convexe à partir d'un ensemble de contraintes non convexes.

**Lemme B.2** : Soient  $F_0, F_1, \dots, F_p, \forall i, F_i \geq 0$ , des fonctions quadratiques en  $x \in \mathbb{R}^n$  :

$$F_i(x) \triangleq x^T T_i x + 2u_i x + v_i, i \in I_p \quad (\text{B.6})$$

où  $T_i = T_i^T$  on considère la condition :

$$F_0(x) \geq 0, \text{ tel que } F_i(x) \geq 0, i \in I_p \quad (\text{B.7})$$

S'il existe :  $\tau_1 \geq 0 \dots \tau_p \geq 0$ , tel que pour tout  $x$ ,

$$F_0(x) + \sum_{i=1}^p \tau_i F_i(x) \geq 0 \quad (\text{B.8})$$

Alors (B.5) est vérifiée.

## Annexe C

## Théorème de la valeur moyenne MVT

## C.1 Théorème de la valeur moyenne pour les systèmes Jacobiens bornés [PHA]

Nous présentons des outils mathématiques qui sont utilisés ultérieurement pour développer le gain d'observateur. Premièrement, nous présentons le théorème de la valeur moyenne scalaire et la moyenne Théorème de valeur pour les fonctions vectorielles. Ensuite, nous définissons la base canonique pour écrire un vecteur fonction avec une forme de composition. Enfin, nous présentons une nouvelle forme modifiée de la valeur moyenne Théorème pour les fonctions vectorielles.

**Lemme C.1: MVT scalaire**

Laissez considérer  $f(x)$  comme une fonction continue sur  $[a, b]$  et différentiable sur  $(a, b)$ . Pour  $x_1$  et  $x_2 \in (a, b)$ , il existe des numéros  $c \in (a, b)$  tels que :

$$f(a) - f(b) = \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=c} \times (x_1 - x_2) \quad (\text{C.1})$$

L'équation (C.1) peut également être réécrite :

$$f(a) - f(b) = \left( \delta_1 \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=c_1} + \delta_2 \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=c_2} \right) \times (x_1 - x_2) \quad (\text{C.2})$$

$$\delta_1, \delta_2 > 0, \quad \delta_1 + \delta_2 = 1$$

Où  $c_1, c_2 \in (a, b)$  et  $\delta_1, \delta_2$  sont des paramètres dépendent de la valeur de  $x_1$  et  $x_2$ .

**Lemme C.2 : MVT pour une fonction vectorielle**

Laissez considérer  $f(x)$  comme une fonction continue sur  $[a, b]$  et différentiable sur la coque convexe d'un ensemble  $(a, b)$  avec un gradient continu de Lipchitz  $\nabla f$ . Pour  $S_1$  et  $S_2 \in (a, b)$ , Il existe des nombres  $c \in (a, b)$

$$f(S_1) - f(S_2) = \nabla f(c) \times (S_1 - S_2) \quad (\text{C.3})$$

Cependant, nous ne pouvons pas utiliser directement le théorème de la valeur moyenne de l'équation (C.3), car  $c$  est un paramètres variables qui change continuellement avec les valeurs de  $S_1$  et  $S_2$ . Ainsi  $\nabla f(c)$  est un inconnu et changer la matrice. Nous devons modifier le théorème de la valeur moyenne avant qu'il puisse être utilisé.

**Lemme C.3 : base canonique :**

Définissons la fonction vectorielle comme :

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_q(x)]^T \quad (C.5)$$

Où  $f_i(x)$  est la composante  $i$ ème de  $f(x)$

La fonction  $f(x)$  peut être écrite comme

$$f(x) = \sum_{i=1}^q e_q(i) f_i(x) \quad (C.6)$$

Où :

$$e_q(i) = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0), i = 1, 2, \dots, q \quad (C.7)$$

Maintenant, nous sommes prêts à déclarer et à prouver une forme modifiée du théorème de la valeur moyenne pour un vecteur fonction.

**Théorème C.4: MVT modifié pour une fonction vectorielle**

Laissez considérer  $f(x)$  comme une fonction continue sur  $[a, b]$  et différentiable sur la coque convexe d'un ensemble  $(a, b)$ . Pour  $S_1, S_2 \in [a, b]$ , il existe  $\delta_{ij}^{max}$  et  $\delta_{ij}^{min}$  pour  $i, j = 1, 2, \dots, n$  tels que:

$$f(S_2) - f(S_1) = [(\sum_{i,j=1}^{n,n} Z_{ij}^{max} \delta_{ij}^{max}) + (\sum_{i,j=1}^{n,n} Z_{ij}^{min} \delta_{ij}^{min})](S_2 - S_1) \quad (C.8)$$

$$\delta_{ij}^{max}, \delta_{ij}^{min} \geq 0, \quad \delta_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} = 1$$

Où :

$$h_{ij}^{max} \geq \max\left(\frac{\partial f_i}{\partial x}\right) \text{ et } h_{ij}^{min} \geq \min\left(\frac{\partial f_i}{\partial x}\right) \forall x \in (a, b)$$

Et :  $Z_{ij}^{max} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{max}$

Et :  $Z_{ij}^{min} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{min}$

On la base de lemme C.2 ; on a :

$$f(S_2) - f(S_1) = \nabla f(c) \times (S_2 - S_1) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} [(S_2 - S_1)] \quad (C.9)$$

**Lemma C.1 :** montre que chaque fonction dérivée peut être remplacée par une combinaison convexe de 2 valeurs de la dérivée de la fonction. Par conséquent, la fonction dérivée  $\frac{\partial f_i(c)}{\partial x_j}$  la possibilité de remplacer la :



$$\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c) = \delta_{ij}^{max} \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(\gamma) + \delta_{ij}^{min} \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(\varepsilon) \quad (C.10)$$

$$\delta_{ij}^{max}, \delta_{ij}^{min} > 0, \delta_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} = 1$$

Où :  $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n)$  et  $\varepsilon = (\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_n)$  avec  $\gamma, \varepsilon \in (a, b)$

Les valeurs de  $\frac{\partial f_i(\gamma)}{\partial x_j}$  et  $\frac{\partial f_i(\varepsilon)}{\partial x_j}$  les suivants doivent être choisis comme suit afin de satisfaire les lemme C.1

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(\gamma) = h_{ij}^{max} \geq \max\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right), \text{ et } \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(\varepsilon) = h_{ij}^{min} \geq \min\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right) \quad (C.11)$$

Ensuite, l'équation (C.10) peut être réécrite :

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c) = \delta_{ij}^{max} h_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} h_{ij}^{min}$$

$$\delta_{ij}^{max}, \delta_{ij}^{min} \geq 0, \delta_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} = 1 \quad (C.12)$$

Avec  $\delta_{ij}^{max}$  et  $\delta_{ij}^{min}$  sont des paramètres qui varient selon la valeur de  $a$  et  $b$ . Par la suite, l'équation (C.9) deviennent :

$$\begin{aligned} f(S_2) - f(S_1) = & \begin{bmatrix} \delta_{11}^{max} h_{11}^{max} & \delta_{12}^{max} h_{12}^{max} & \dots & \delta_{1n}^{max} h_{1n}^{max} \\ \delta_{21}^{max} h_{21}^{max} & \delta_{22}^{max} h_{22}^{max} & \dots & \delta_{2n}^{max} h_{2n}^{max} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{n1}^{max} h_{n1}^{max} & \delta_{n2}^{max} h_{n2}^{max} & \dots & \delta_{nn}^{max} h_{nn}^{max} \end{bmatrix} [S_2 - S_1] \\ & + \begin{bmatrix} \delta_{11}^{min} h_{11}^{min} & \delta_{12}^{min} h_{12}^{min} & \dots & \delta_{1n}^{min} h_{1n}^{min} \\ \delta_{21}^{min} h_{21}^{min} & \delta_{22}^{min} h_{22}^{min} & \dots & \delta_{2n}^{min} h_{2n}^{min} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{n1}^{min} h_{n1}^{min} & \delta_{n2}^{min} h_{n2}^{min} & \dots & \delta_{nn}^{min} h_{nn}^{min} \end{bmatrix} [S_2 - S_1] \end{aligned} \quad (C.13)$$

Utiliser la base canonique de Lemma C.3, puis  $f(S_2) - f(S_1)$  peut être écrit comme :

$$f(S_2) - f(S_1) = [(\sum_{i,j=1}^{n,n} Z_{ij}^{max} \delta_{ij}^{max}) + (\sum_{i,j=1}^{n,n} Z_{ij}^{min} \delta_{ij}^{min})](S_2 - S_1) \quad (C.14)$$

$$\text{où } Z_{ij}^{max} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{max} \text{ et } Z_{ij}^{min} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{min}$$

$$\delta_{ij}^{max}, \delta_{ij}^{min} \geq 0, \delta_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} = 1$$

$$h_{ij}^{max} \geq \max\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right) \text{ et } h_{ij}^{min} \geq \min\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right)$$

L'équation (C.14) peut être modifiée :

$$f(S_2) - f(S_1) = (\sum_{r=1}^r \delta_{ij}^r \tilde{A}_l^r)(S_2 - S_1) \quad (C.15)$$

Avec :  $r=1,2 \delta_{ij}^1 = \delta_{ij}^{max}$  et  $\delta_{ij}^2 = \delta_{ij}^{min}$

Et :  $\tilde{A}_l = \sum_{i,j,r=1}^{n,n,r} Z_{ij}^r$

$$r=1,2 \quad Z_{ij}^1 = Z_{ij}^{max} \text{ et } Z_{ij}^2 = Z_{ij}^{min}$$

**Exemple d'illustration pour théorème C.3 :**

Ce qui suit est un exemple en 2 dimensions de l'application du théorème de valeur moyenne pour une fonction de plus grande dimension. Laisser  $f(s)$  être défini par :

$$f(s) = [f_1(s) \quad f_2(s)]^T \tag{C.16}$$

Si nous mettons  $S_1 = [S_{11}, S_{12}]^T$  et  $S_2 = [S_{21}, S_{22}]^T$ , alors :

$$f(S_2) - f(S_1) = \nabla f(c) \times (S_2 - S_1) = \begin{bmatrix} \left[ \begin{matrix} \max\left(\frac{\partial f_1}{\partial x_1}\right) & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix} \right] \delta_{11}^{max} + \left[ \begin{matrix} \min\left(\frac{\partial f_1}{\partial x_1}\right) & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix} \right] \delta_{11}^{min} \\ + \left[ \begin{matrix} 0 & \max\left(\frac{\partial f_1}{\partial x_2}\right) \\ 0 & 0 \end{matrix} \right] \delta_{12}^{max} + \left[ \begin{matrix} 0 & \min\left(\frac{\partial f_1}{\partial x_2}\right) \\ 0 & 0 \end{matrix} \right] \delta_{12}^{min} \\ + \left[ \begin{matrix} 0 & 0 \\ \max\left(\frac{\partial f_2}{\partial x_1}\right) & 0 \end{matrix} \right] \delta_{21}^{max} + \left[ \begin{matrix} 0 & 0 \\ \min\left(\frac{\partial f_2}{\partial x_1}\right) & 0 \end{matrix} \right] \delta_{21}^{min} \\ + \left[ \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & \max\left(\frac{\partial f_2}{\partial x_2}\right) \end{matrix} \right] \delta_{22}^{max} + \left[ \begin{matrix} 0 & 0 \\ 0 & \min\left(\frac{\partial f_2}{\partial x_2}\right) \end{matrix} \right] \delta_{22}^{min} \end{bmatrix} \times \left( \begin{bmatrix} S_{21} \\ S_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{12} \end{bmatrix} \right) \tag{C.17}$$

Où :

$$f(S_2) - f(S_1) = \begin{bmatrix} Z_{11}^{max} \delta_{11}^{max} + Z_{11}^{min} \delta_{11}^{min} \\ + Z_{12}^{max} \delta_{12}^{max} + Z_{12}^{min} \delta_{12}^{min} \\ + Z_{21}^{max} \delta_{21}^{max} + Z_{21}^{min} \delta_{21}^{min} \\ + Z_{22}^{max} \delta_{22}^{max} + Z_{22}^{min} \delta_{22}^{min} \end{bmatrix} \times \left( \begin{bmatrix} S_{21} \\ S_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{12} \end{bmatrix} \right) \tag{C.18}$$

$$\delta_{ij}^{max}, \delta_{ij}^{min} \geq 0, \delta_{ij}^{max} + \delta_{ij}^{min} = 1$$

Où :

$$Z_{ij}^{max} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{max} \text{ et } Z_{ij}^{min} = e_n(i) e_n^T(j) h_{ij}^{min}$$

$$h_{ij}^{max} \geq \max\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right) \text{ et } h_{ij}^{min} \geq \min\left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right)$$

## RESUME

L'objectif de ce travail est de la commande par modélisation floue, de type Takagi Sugeno, l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). La technique employée est dite technique de la valeur moyenne (MVT). Nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes, en utilisant la transformation de Park et la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents, via des régulateurs classiques de type PI. En outre, pour améliorer ces performances, un contrôleur floue de vitesse synthétisée via la résolution matricielles linéaires a permis d'obtenir de performances notables.

**Mots clés :** Machine synchrone MSAP, moteur électrique, régulateur PDC à gain unique, commande vectorielle, commande sans capteur, commande MVT robuste, LMI.

## ABSTRAC

The objective of this work is the fuzzy modeling control, Takagi Sugeno type, the speed enslavement of a synchronous engine with permanent magnets (MSAP). The technique used is called average value technique (MVT). We present the modeling of the permanent magnet synchronous machine, the three-phase model and the model obtained using two-axis decomposition, using Park's transformation and vector control of a synchronous machine to permanent magnets, via conventional IP-type regulators. In addition, to improve these performance, a fuzzy speed controller synthesized via linear matrix resolution provided significant performance.

**Keywords:** MSAP synchronous machine, electric motor, single-gain PDC regulator, control vector, sensor less control, robust MVT control, LMI.

## ملخص :

الهدف من هذا العمل هو التحكم عن طريق النمذجة الغامضة ، نوع تاكاجي سيجينو ، وسرعة استبعاد محرك متزامن مع المغناطيس الدائم (MSAP). وتسمى التقنية المستخدمة تقنية القيمة المتوسطة (MVT). نقدم النمذجة من آلة متزامن المغناطيس الدائم، ونموذج من ثلاث مراحل والنموذج الذي تم الحصول عليه باستخدام التحلل محورين، وذلك باستخدام التحول بارك والسيطرة على ناقلات آلة متزامن إلى المغناطيس الدائم، عن طريق التقليدية المنظمون من نوع IP. وبالإضافة إلى ذلك، ولتحسين هذه الأداء، وحدة تحكم سرعة غامض توليفها عن طريق دقة مصفوفة خطية قدمت أداء كبيرا.

**الكلمات الرئيسية:** MSAP آلة متزامن، محرك كهربائي، PDC منظم، والسيطرة منجه، تحكم عديم المستشعرات، تحكم قوي في MVT، LMI.