



Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

Filière : Électrotechnique  
Option : Commande des systèmes Électriques

***Thème***

**Étude d'une commande Non-linéaire d'une machine  
synchrone à aimant permanent basée sur l'approche  
State Dependent Ricati Equation (SDRE).**

*Soutenu publiquement le : 23/06/2014 Devant le jury :*

**Président** Dr. MEDDAD Mounir  
**Rapporteur** Dr. IRATNI Abdelhamid  
**Examineurs** Mr.TALHAOUI Hicham  
Mr .MEDJMADJ Slimane



Filière : Électrotechnique  
Option : Commande des systèmes Électriques

Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme:

**MASTER**

*Thème*

**Étude d'une commande Non-linéaire d'une machine  
synchrone à aimant permanent basée sur l'approche  
State Dependent Ricati Equation (SDRE).**

**Présenté par :**

SAADAOUI Ramzi

OUALI Mohammed Elamine

**Avis favorable de l'encadreur :**

Dr. IRATNI Abdelhamid

**Avis favorable du Président du Jury**

## *Thème :*

# Étude d'une commande Non-linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent basée sur l'approche State Dependent Riccati Equation (SDRE).

## RESUME (bilingue)

### Résumé

Dans notre monde industriel, Les nouvelles applications sur Les machines synchrones à aimant permanent nécessitent une variation de vitesse pour arriver à hautes performances dynamiques. Mais, dans le passé, Cette solution n'était pas possible à cause principalement des systèmes de commande complexes de ce type de machines. Dans le cadre d'améliorer les performances de la commande de la MSAP, nous avons jugé intéressant Dans notre travail de faire appel à un observateur d'état de Kalman (FKE) et de state dependente Riccati équation (SDREF) pour une commande sans capteur de vitesse, dont le rôle est de reconstruire les états du système à commander à partir de la grandeur de commande  $isq$  et de la grandeur à asservir  $\omega$ .

**Mots clés :** MSAP, Filtre de Kalman Etendu, Linéarisation du système, State Dependent Riccati Equation, Estimation Non Linéaire, Commande Non Linéaire.

### ملخص

في عالمنا الصناعي هناك العديد من التطبيقات الحديثة على الماكينات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم تحتاج إلى تغيير للسرعة من أجل الوصول أداء ديناميكي عالي. لكن في الماضي لم يكن هذا الحل متاحا، إذ يرجع ذلك أساسا لأنظمة التحكم المعقدة لهذا النوع من الماكينات. في إطار تحسين الأداء العالي الخاص بالتحكم في الماكينات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، نقترح في عملنا هذا تقنية التحكم بدون لاقط السرعة عن طريق مراقبين (مراقب كالمن - مراقب ستايت ديباندنت ) اعتمادا على إعادة بناء حالة النظام انطلاقا من مقدار التحكم ( التيار ) والمقدار المتتبع (السرعة) .

# Remerciements

- ❖ *Tous les Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.*
  
- ❖ *Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur :  
Dr. Iratni Abdelhamid pour avoir dirigé ce travail, pour les nombreuses discussions que nous avons eu, pour sa sensibilité, son égard, le respect la sympathie dont je fus témoin.*
  
- ❖ *Je Remercie mon chef de département d'électromécanique  
Monsieur : Kessal.*
  
- ❖ *Je tien a remercier tout les membres de jury*
  
- ❖ *Nous remercions tous collègues et amis et ma famille.*

*Nous tenons à remercies toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce modeste projet de près ou de loin.*

***Saadaoui Ramzi / Ouali Mohammed Elamine***

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail;*

*A ma mère avec tout mon affection;*

*A mon père avec tout ma reconnaissance;*

*A mes frères et ma soeur que dieu les gardes;*

*A ma famille ;*

*A tout mes amis ;*

*Sans oublier ceux qui m'ont aide.*

## Liste des figures

---

<b>Figure I.1</b> Différent types de la machine synchrone à aimants permanents	3
<b>Figure I.2</b> Schéma de la machine(MSAP)	4
<b>Figure I.3</b> Schéma d'une machine synchrone dans le référentiel de Park	7
<b>Figure I.4</b> Schéma bloc pour la transformation de Park	12
<b>Figure I.5</b> Le model de la MSAP alimentée en tension	13
<b>Figure I.6</b> Fonctionnement à vide de la MSAP ( $C_r=0$ )	14
<b>Figure I.7</b> Fonctionnement en charge de la MSAP ( $C_r=20Nm$ à $0.05s$ )	15
<b>Figure II.1</b> Principe générale d'un estimateur	19
<b>Figure II.2</b> Schéma fonctionnel d'un observateur	21
<b>Figure II.3</b> La Structure globale du FKE	23
<b>Figure II. 4</b> Principe d'un filtre de Kalman étendue	26
<b>Figure II.5</b> Structure globale du FKE	26
<b>Figure II.6</b> Schéma bloc d'estimation non linéaire des états avec FKE	29
<b>Figure II.7</b> Fonctionnement à vide de MSAP basé sur FKE	30
<b>Figure II.8</b> Fonctionnement en charge de MSAP basé sur FKE	32
<b>Figure III.1</b> Estimation non linéaire du MSAP basé sur FSDRE	38
<b>Figure III.2</b> Fonctionnement à vide de MSAP basé sur FSDRE	39
<b>Figure III.3</b> Résultat de simulation en charge	41
<b>Figure III.4</b> Les courbes de la vitesse (rad/s)	43
<b>Figure III.5</b> Temps de Simulation FKE	44
<b>Figure III.6</b> Temps de Simulation FSDRE	44
<b>Figure IV.1</b> principe de fonctionnement d'une machine à courant continue	46
<b>Figure IV.2</b> Diagramme de phase de la machine synchrone à aimants permanents dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant	47
<b>Figure IV.3</b> Principe de la commande découplée pour la MCC et MSAP	48
<b>Figure IV.4</b> Bloc de défluxage	49
<b>Figure IV.5</b> Schéma bloc de compensation	51

---

## Liste des figures

---

<b>Figure IV.6</b> Régulation du flux	52
<b>Figure IV.7</b> Régulation du couple	53
<b>Figure IV.8</b> Régulateur de vitesse	54
<b>Figure IV.9</b> Schéma de simulation de contrôle vectoriel de la MSAP	55
<b>Figure IV.10</b> Résultats de simulation lors d'un' application de $C_r=5\text{Nm}$ à $t=0.15\text{s}$	57
<b>Figure IV.11</b> Schéma bloc de la commande vectorielle basé sur filtre Kalman	57
<b>Figure IV.12</b> Résultats de simulation à vide	58
<b>Figure IV.13</b> Résultat de simulation en charge	60
<b>Figure IV.14</b> Schéma bloc de la commande vectorielle basé sur FSDRE	62
<b>Figure IV.15</b> Résultat de simulation à vide	63
<b>Figure IV.16</b> Résultat de simulation en charge	65

---

## Liste des symboles

---

$(a, b, c)$	Les axes triphasés.
$(d, q)$	Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature.
$V_a, v_b, v_c$	Tension instantanées des phases statoriques.
$I_a, i_b, i_c$	Courant instantanées des phases statoriques.
$i_f$	Courants d'inducteur.
$v_d, v_q$	Tension statorique d'axe direct et en quadratique.
$i_d, i_q$	Courant statorique d'axe direct et en quadratique.
$I_{dref}, i_{qref}$	Courant de référence.
$\Omega_{ref}$	Vitesse angulaire mécanique de référence.
$p$	Nombre de paires de pôles
$C_e$	Couple électromagnétique.
$C_{eref}$	Couple électromagnétique de référence.
$C_r$	Couple résistant.
$f_r$	Coefficient de frottement.
$J$	Moment d'inertie.
$[P]$	Matrice de Park.
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	Flux instantanés produits par les phases statorique.
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$R_s$	Résistance statorique.
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique.
$\omega$	Pulsation de rotation électrique ( $\omega = p\Omega$ ).
$\theta$	L'angle électrique entre les axes triphasé et les axes biphasé.
$\zeta$	Coefficient d'amortissement.
$\Phi_{ref}$	Flux de référence.
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence.
$[X]$	Matrice de vecteur d'état.
$[A]$	Matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$	Matrice de système de commande.
$[U]$	Matrice de commande.
$W$	Bruit d'état.
$V$	Bruit de mesure.
$Q$	Matrice de covariance de bruit d'état.
$[R]$	Matrice de covariance de bruit de mesure.
$[P]$	Matrice de covariance de l'erreur.
$\hat{x}$	Vecteur d'état estimé.
$\hat{y}$	Vecteur de sortie estimé.
$K(K)$	Gain de filtre.
$P$	La solution de l'équation de Riccati.
$\beta$	Bruit blanc.
$[F]$	Matrice de linéarisation jacobien
$T_s$	Temps d'échantillonnage.

---



**Introduction Générale** ..... 1

**Chapitre I Modélisation et Simulation de La MASP**

I.1 INTRODUCTION ..... 2

I.2 PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS. 2

I.3 DOMAINE D'APPLICATION..... 3

I.4 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES ..... 4

I.5 MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS 4

    I.5.1 Équations de la machine..... 5

    I.5.2 Transformation de Park..... 7

    I.5.3 Modèle de la MSAP dans le repère (d, q) ..... 8

    I.5.4 Expression de la puissance et du couple électromagnétique..... 10

        I.5.4.1 Expression de la puissance ..... 10

        I.5.4.2 Expression du couple..... 10

    I.5.5 Mise en forme d'équation d'état..... 11

I.6 SCHÉMA BLOC DE SIMULATION ..... 12

    I.6.1 Transformation de Park ..... 12

    I.6.2 Bloc de simulation de MSAP alimentée en tension ..... 13

I.7 RESULTAT DE SIMULATION ET INTERPRETATION ..... 13

I.8 CONCLUSION ..... 16

**Chapitre II Estimations des états de la MSAP par FKE**

II.1 INTRODUCTION ..... 17

II.2 ANNALYSE DE NOTRE ETUDE..... 17

    II.2.1 Estimateur ..... 18

    II.2.2 Observabilité et observateur ..... 19

        II.2.2.1 La différence entre observateur déterministe et stochastique..... 20

    II.2.3 Observateurs des Système non linéaire ..... 21

---

---

## Sommaire

---

II.3 BRUITS INFLUENTES SUR UN SYSTEME DYNAMIQUE .....	22
II.3.1 Bruit d'état.....	22
II.3.2 Bruit de Mesure .....	23
II.4 PRINCIPE DU FILTER DE KALMAN ETENDUE (FKE) .....	23
II.4.1 Algorithme.....	24
II.4.2 Analyse du Filtre de Kalman Etendu .....	26
II.4.2.1 Détermination des matrices $F$ et $C$ .....	27
II.4.2.2 Choix les matrices de covariance $Q$ et $R$ .....	28
II.5 RESULTA DE SIMULATION ET INTERPRETATION .....	29
II.5.1 Schéma Bloc .....	29
II.5.2 Résultat de Simulation .....	29
II.5.2 Interprétation .....	33
II.6 CONCLUSION.....	33
<b>Chapitre III Estimations des états de la MSAP par FSDRE</b>	
III.1 INTRODUCTION.....	34
III.2 PRINCIPE DU FILTER DE STATE DEPENDENTE EQUATION RICCATI SDRE .....	34
III.3 ALGORITHME DE FSDRE .....	35
III.4 RESULTA DE SIMULATION ET INTERPRETATION .....	38
III.4.1 Schéma bloc .....	38
III.4.2 Résultat de simulation.....	39
III.4.3 Interprétation .....	42
III.5 ETUDE COMPARATIVE ENTRE FKE ET FSDRE .....	42
III.5.1 vitesse de rotation .....	42
III.5.2 Temps de Simulation .....	43
III.5.3 l'erreur quadratique .....	45
III.6 CONCLUSION.....	45

---

## Chapitre IV Commande non-linéaire d'une MSAP

IV.1 INTRODUCTION .....	46
IV.2 QUE SIGNIFIER LA COMMANDE VECTORIELLE .....	46
IV.2.1 Diagramme vectoriel .....	47
IV.3 LA COMMANDE VECTORIELLE EN TENSION (méthode directe).....	49
IV.3.1 Bloc de défluxage.....	49
IV.3.2 Bloc de compensation.....	50
IV.3.3 Le régulateur de flux (reg d) .....	51
IV.3.4 Le régulateur de couple (reg q).....	52
IV.3.5 Le régulateur de vitesse (reg $\Omega$ ).....	53
IV.3.6 Schéma bloc de simulation .....	54
IV.3.7 Résultat de simulation .....	54
IV.3.8 Interprétation.....	56
IV.4 LA COMMANDE AVEC ESTIMATEUR NON LINEAIRE DES ÉTATS.....	56
VI.4.1 Commande basé sur l'estimateur de Kalman.....	56
VI.4.1.1 Schéma bloc de la commande .....	57
VI.4.1.2 Résultat de simulation.....	58
VI.4.1.3 Interprétation .....	60
VI.4.2 Commande basé sur le filtre de SDRE .....	60
VI.4.2.1 Schéma bloc de la commande .....	61
VI.4.2.2 Résultat de simulation.....	62
VI.4.2.3 Interprétation .....	65
VI.5 ÉTUDE COMPARATIVE .....	66
IV.6 CONCLUSION.....	66
<b>Conclusion Générale</b> .....	67
<b>Bibliographie</b> .....	69
<b>Annexe</b> .....	72

---

# Sommaire

---

---

## Introduction Générale

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines. C'est pour cette raison que l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif afin de profiter de leurs avantages tels que la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines à courant alternatif utilisées dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente un certain nombre d'avantages, à savoir les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge et surtout à cause de son couple massique élevé comparé aux machines asynchrones à rotor bobiné [1],[2].

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation 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. Et aussi son application dans l'environnement MATLAB/Simulink.

Au niveau du deuxième chapitre, on présentera quelques notions théoriques sur l'estimation des états d'une façon générale et en particulier les systèmes non linéaires.

Par la suite, Nous présenterons l'exemple d'estimation à l'aide du filtre de Kalman étendu (EKF).

Dans le chapitre trois, on travaille essentiellement à l'aide d'une technique moderne pour l'estimation des états de la MSAP qui est basé sur le filtre State Dépendent Riccati Equation (FSDRE), conçu. Nous abordons de façon détaillée la stratégie de l'estimation de la vitesse.

L'application des différentes commandes de la MSAP constitue l'objet du dernier chapitre. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble de simulations et d'interprétations. Par la suite, on utilise la commande sans capteur basée sur les deux filtres présentés dans le deuxième et le troisième chapitre. Notre contribution est alors d'introduire l'approche de SDRE comme technique d'estimation et de commande pour l'entraînement de la MSAP.

Une étude comparative par simulation numérique entre les deux stratégies conclura ce chapitre.

Finalement, une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus, ainsi que des perspectives pour l'avenir.

**I.1 INTRODUCTION**

La modélisation est une étape très importante dans l'étude du comportement et la synthèse de la commande des machines électriques. Ce chapitre comporte d'une façon détaillée la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale, et par la suite cette modélisation simulée dans l'environnement MATLAB/Simulink

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement du système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Dans ce chapitre on va entamer un modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale, et par la suite cette modélisation simulée dans l'environnement MATLAB/Simulink.

**I.2 PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS**

Les machines à aimant permanent ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi les quels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne.

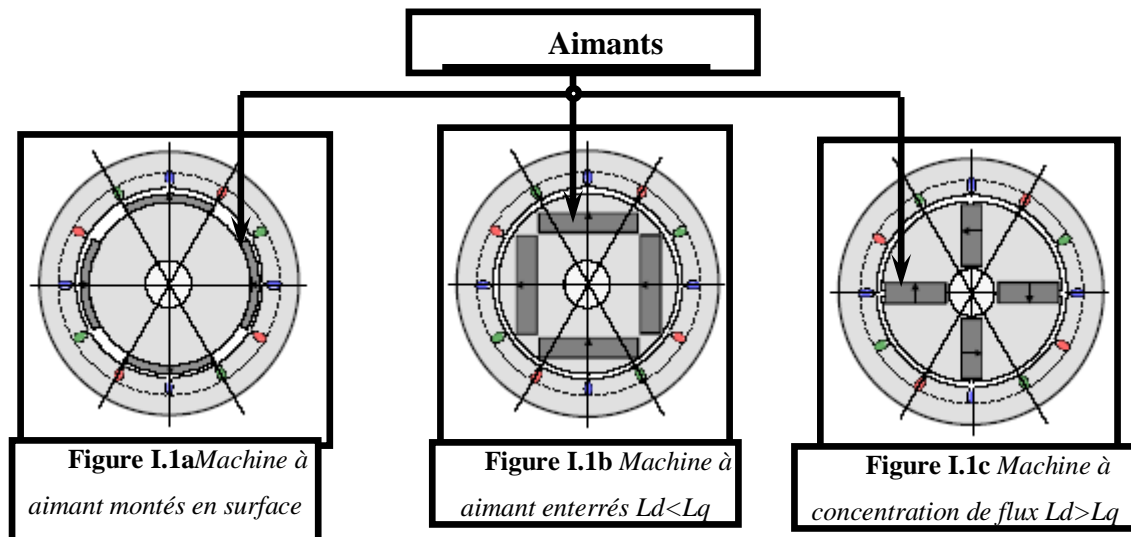
Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant.
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

Dans la MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (Figure I.1).

- Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).
- Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).
- Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor)



**Figure I.1** Différent types de la machine synchrone à aimants permanents [28].

### I.3 DOMAINE D'APPLICATION

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

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

#### I.4 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- l'effet d'encoche est négligeable.
- l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte.

#### I.5 MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par
- des courants.

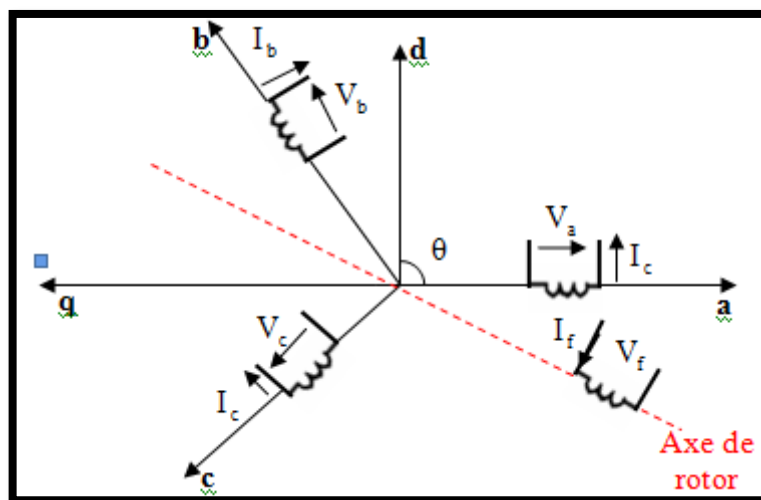


Figure I.2 Schéma de la machine(MSAP).



### I.5.1 Équations de la machine

Dans cette étude, la machine comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec  $p$  paires de pôles. Les équations générales des tensions du moteur synchrone s'obtiennent par l'écriture des tensions, au trois enroulements statoriques ( $V_a, V_b, V_c$ ) et la tension d'enroulement rotorique  $V_f$  qui parcouru par un courant continu constant  $I_f$  qui égale la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux total qui traverse le bobinage considéré, nous auront donc :

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

Et

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

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{bmatrix}, [\phi] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix}, \phi_f = L_f I_f,$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cf} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_f \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Les inductances en fonction de  $\theta$  ayant pour expressions [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a = L_b = L_c = L_s + L'_s \cos(2\theta) \\ M_{ab} = M_{ba} = M_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc} = M_{cb} = M_s + L'_s \cos(2\theta) \\ M_{ac} = M_{ca} = M_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{af} = M_{fa} = M_f \cos(\theta) \\ M_{bf} = M_{fb} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{cf} = M_{fc} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_f = \text{constant} \end{array} \right. \quad (1.4)$$

Donc :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos(2\theta) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos(\theta) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + L'_s \cos(2\theta) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos(2\theta) & L_s + L'_s \cos(2\theta) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f \cos(\theta) & M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

D'autre part, l'équation du mouvement est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (1.6)$$

Avec :

- $J$  : c'est le moment d'inertie du moteur.
- $\Omega r$  : c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor.
- $fr$  : c'est le coefficient de frottement visqueux.
- $C_e$  : c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.
- $C_r$  : c'est le couple résistant, ou de charge.

I.5.2 Transformation de Park

Le système d'équation de ce modèle n'est pas linéaire, du fait des inductances variable avec  $\theta$ , et ne se prête pas bien à une étude analytique des phénomènes dans la machine synchrone, pour supprimer la non-linéarité, on transforme les enroulements statoriques triphasé ( $a, b, c$ ) en deux enroulements ( $d, q$ ) orthogonal, avec un déphasage  $\theta$ , appelé angle électrique, figure I. 3, elle est effectuée par transformation de Park qui assure la conservation de la force magnétomotrice (F.M.M) et de la puissance instantanée [3].

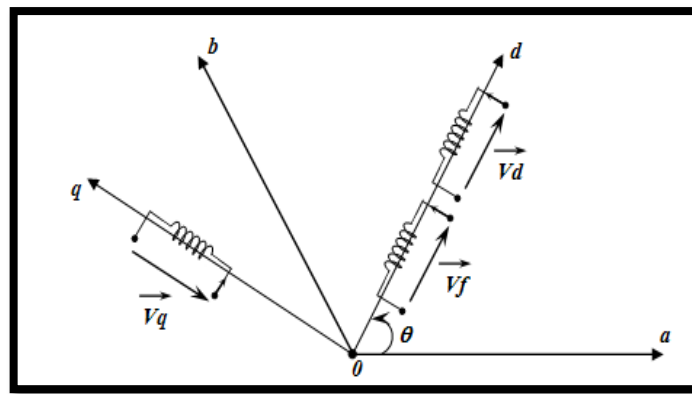


Figure I.3 Schéma d'une machine synchrone dans le référentiel de Park.

D'où  $P(\theta)$  est appelée matrice de Park donnée par :

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

La transformation inverse de Park  $[p(\theta)]^{-1}$

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

**I.5.3 Modèle de la MSAP dans le repère (d, q)**

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courant, flux et tension un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q, se changement de variable et la substitution aux enroulements réels  $a, b$  et  $c$  en enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère  $ode, oq$ , c'est un référentiel lié au rotor, nous obtenons le schéma équivalent représenté par la figure (I), pour ce passage on utilise les relations suivants [5]:

$$\begin{cases} [V_{dq}] = [P(\theta)] [V_{abc}] \\ [I_{dq}] = [P(\theta)] [I_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [P(\theta)] [\phi_{abc}] \end{cases} \quad (1.9)$$

Et la transformée inverse sera alors :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{dq}] \\ [I_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [I_{dq}] \\ [\phi_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [\phi_{dq}] \end{cases} \quad (1.10)$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}, [V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [I_{dq}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, [\phi_{dq}] = \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}$$

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure représentée par la figure (I.3). D'où l'équation de la machine :

$$[V_{abc}] = [R_{ss}] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \text{ et } [R_{ss}] = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s] \quad (1.11)$$

En remplaçant l'équation (1.9) dans (1.10) donne l'expression suivante :

$$[p(\theta)]^{-1} [V_{dq}] = [R_{ss}] [p(\theta)]^{-1} [I] + \frac{d}{dt} \{ [p(\theta)]^{-1} [\phi_{dq}] \} \quad (1.12)$$

On multiplie à gauche par  $P(\theta)$  on obtient alors :

$$[V_{dq}] = [R_{ss}] [I_{dq}] + \left[ [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right] [\phi_{dq}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] \quad (1.13)$$

On démontre que :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Et les flux peuvent être formulés sur les axes  $d, q$  par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \phi_d &= L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q &= L_q I_q \end{aligned} \quad (1.15)$$

Les équations (1.1), (1.2), (1.5), (1.12) et (1.13) donnant l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -\omega L_q & M_f S \\ \omega L_d & R_s + L_q S & \omega M_f \\ M_f S & 0 & R_f + L_f S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Pour le moteur synchrone a aimant permanent ( $I_f$  constant) ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Ou :

$$\phi_f = M_f I_f \text{ (Constant).}$$

### I.5.4 Expression de la puissance et du couple électromagnétique

#### I.5.4.1 Expression de la puissance

La puissance électrique instantanée de la machine synchrone vaut :

$$P(t) = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c + V_f I_f \quad (1.18)$$

En appliquant la transformation de Park, on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (1.19)$$

En remplaçant par les expressions des tensions, on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) = P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) \quad (1.20)$$

Où :

$$P_1(t) = \frac{3}{2} \left[ I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right] \quad (1.21)$$

Qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_2(t) = \frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) = \frac{3}{2} \omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (1.22)$$

Représente la puissance transformée en énergie mécanique.

$$P_3(t) = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad (1.23)$$

Représente les pertes joule dans les enroulements [7].

#### I.5.4.2 Expression du couple

Sachant que la puissance électromagnétique est :

$$P_e = P_2(\theta) = C_e \Omega \quad (1.24)$$

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone est :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (1.25)$$

À partir de l'équation (1.16) et (1.24), on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \quad (1.27)$$

### 1.5.5 Mise en forme d'équation d'état

Les tensions  $(V_d, V_q)$  comme grandeur de commande, les courants statoriques  $(I_d, I_q)$  comme variable d'état et le couple  $C_r$  comme une perturbation, A partir des équations (1.6) (1.15) (1.17) et (1.27).

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned} \quad (1.28)$$

$[A]$  : La matrice fondamentale qui caractérise le système ;

$[B]$  : La matrice d'entrée ;

$[C]$  : La matrice de sortie (matrice d'observation) ;

$[D]$  : Matrice de transmission directe ;

$[U]$ : Le vecteur de commande ;

$[X]$ : Le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (1.17) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & -\omega \frac{L_d}{L_q} \\ \omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$[C] = [1 \ 1] \ , \ [D] = 0$$

I.6 SCHÉMA BLOC DE SIMULATION

I.6.1 Transformation de Park

Pour un système triphasé des tensions équilibré direct est exprimé sous la forme

$$\begin{aligned}
 V_a(\theta) &= V \sqrt{2} \sin \theta \\
 V_b(\theta) &= V \sqrt{2} \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 V_c(\theta) &= V \sqrt{2} \sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned}
 \tag{1.30}$$

La transformation de Park donne [5] :

$$\begin{aligned}
 V_d &= 0 \\
 V_q &= -V \sqrt{3}
 \end{aligned}
 \tag{1.31}$$

Le Schéma bloc pour la transformation de Park dans Simulink est donné par la figure suivante :

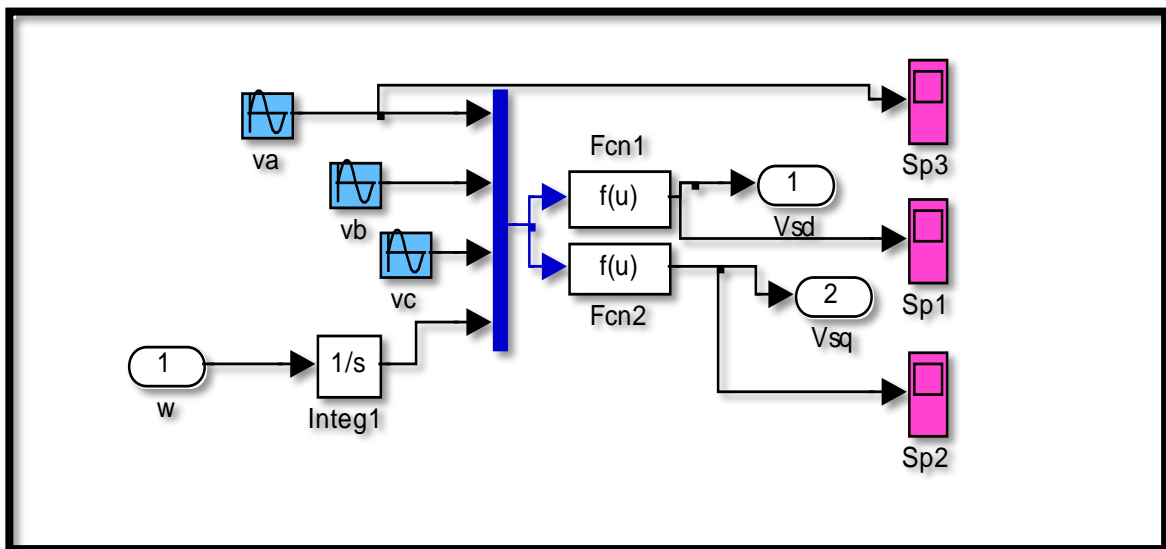


Figure I.4 Schéma bloc pour la transformation de Park.



I.6.2 Bloc de simulation de MSAP alimentée en tension

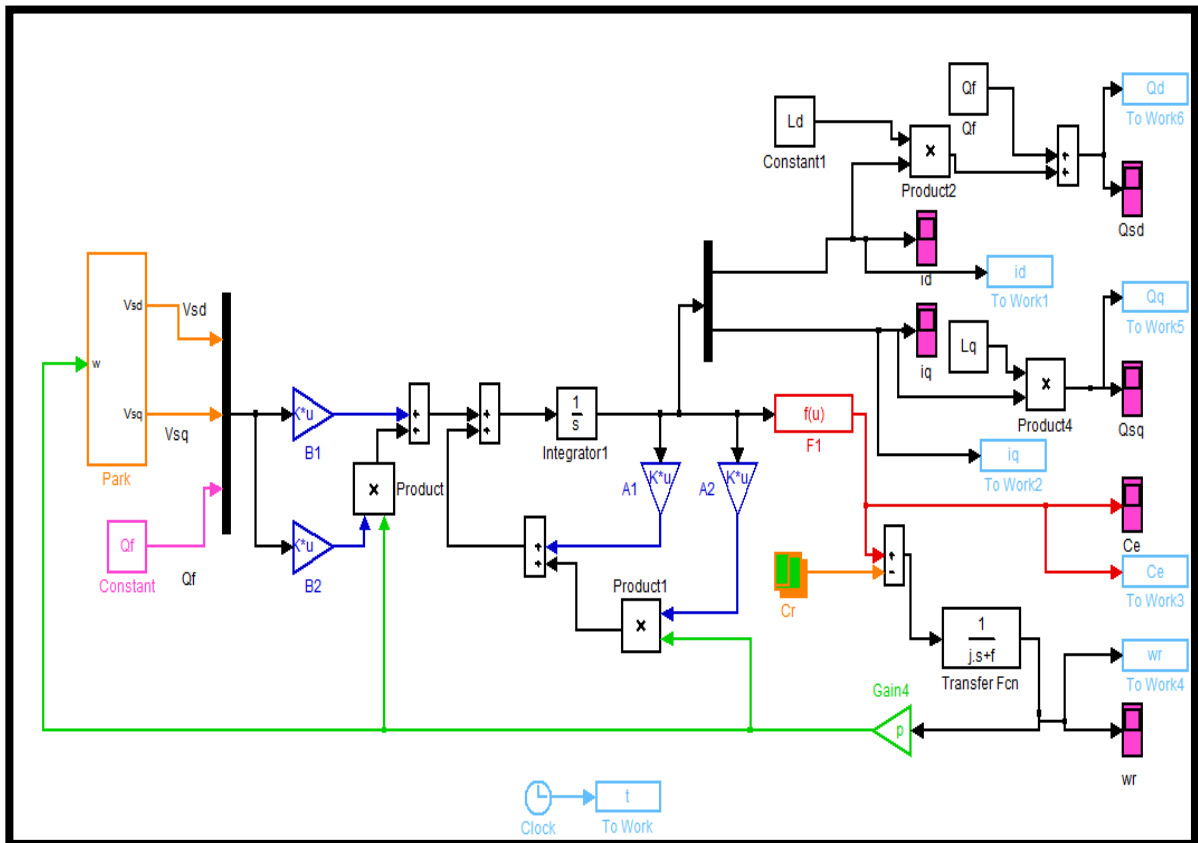


Figure I.5 Le model de la MSAP alimentée en tension.

I.7 RESULTAT DE SIMULATION ET INTERPRETATION

Nous avons simulé le modèle d’une machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont indiqués au niveau de l’annexe.

En première étape, on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentée directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l’application de la perturbation ( $Cr = 0$ ), en deuxième étape on applique à la MSAP un couple résistant de  $Cr = 20 N.m$  à  $t=0.05s$ .

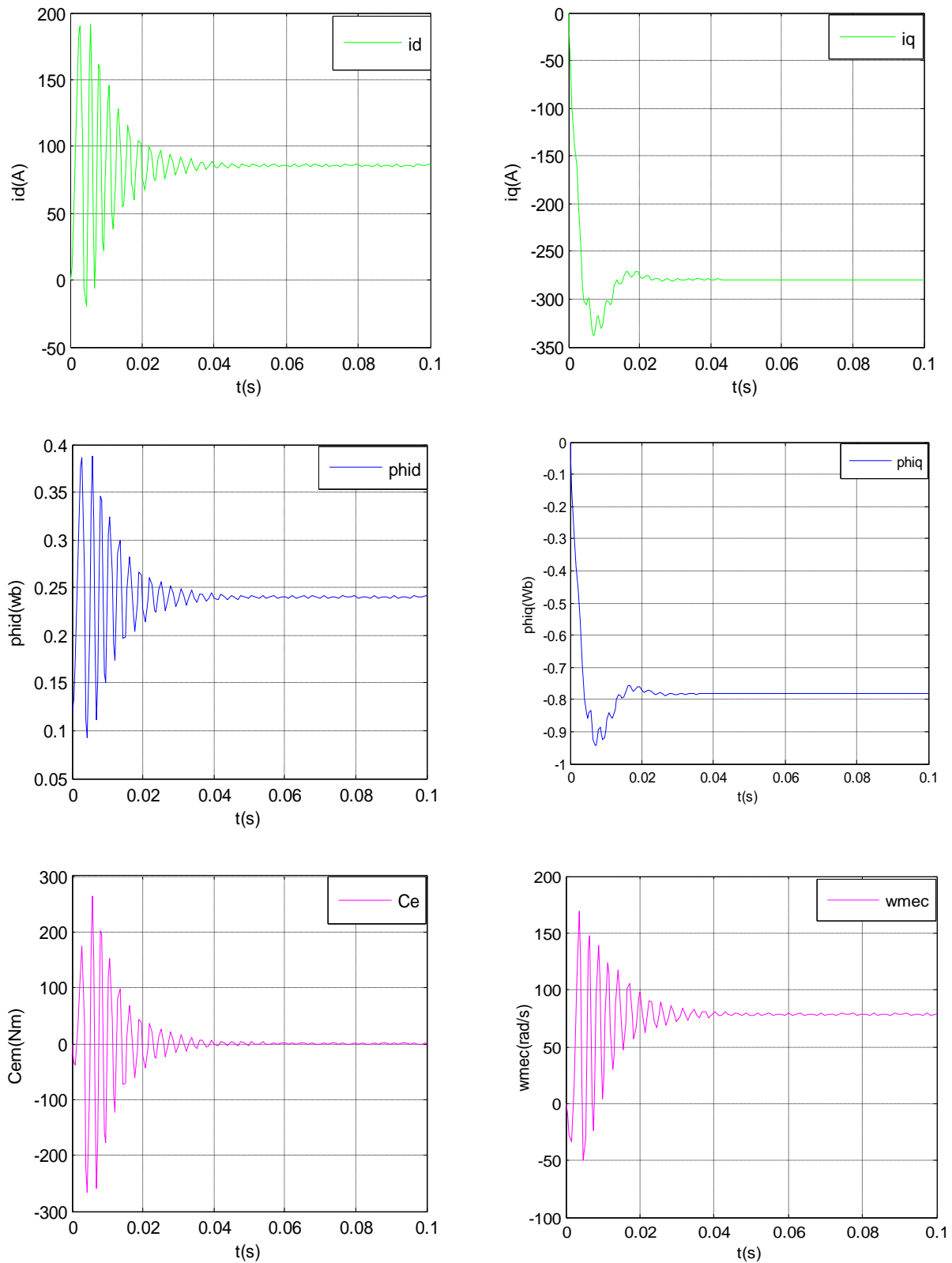


Figure I.6 Fonctionnement à vide de la MSAP ( $C_r=0$ )

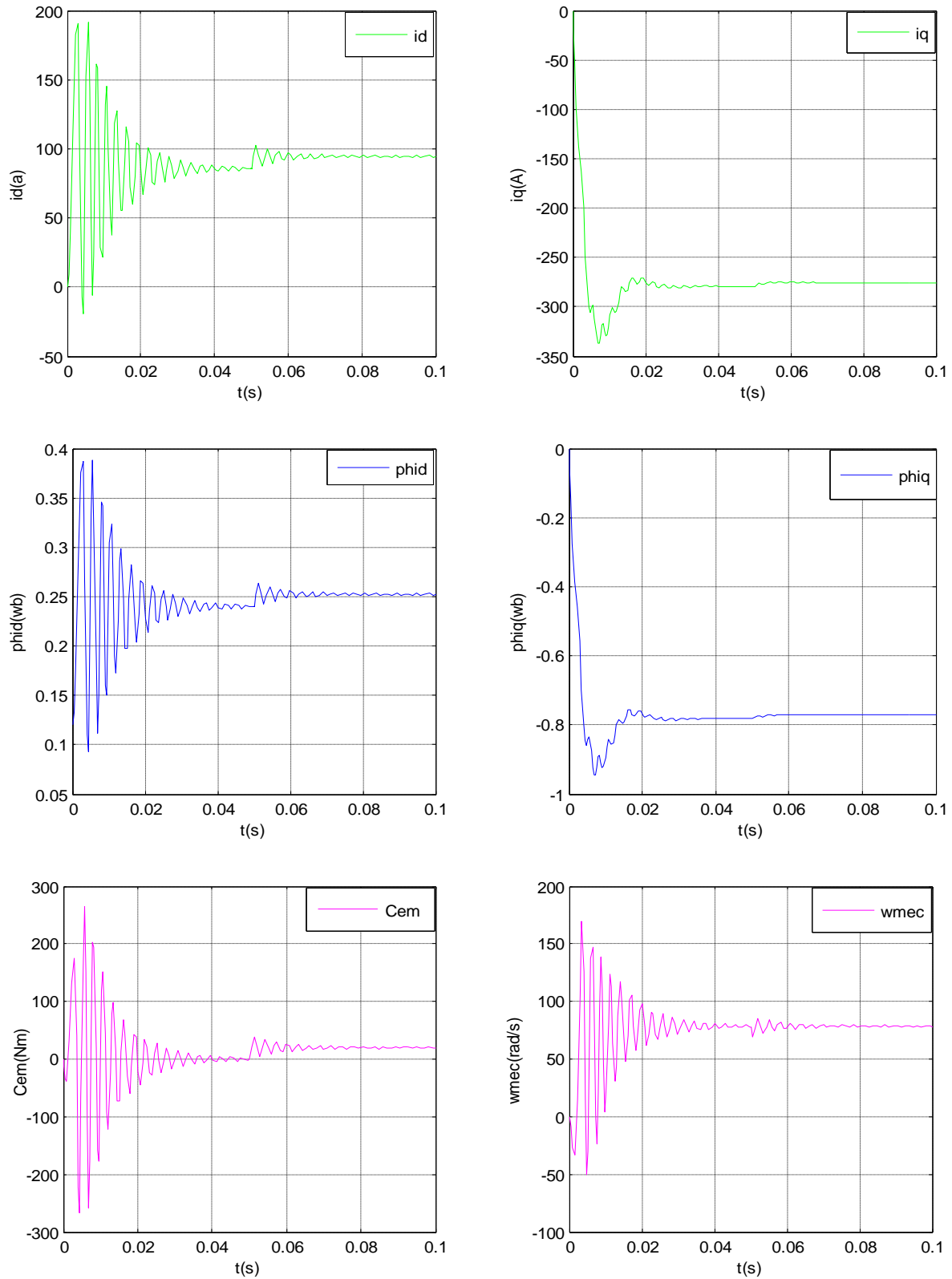


Figure I.7 Fonctionnement en charge de la MSAP ( $C_r=20Nm$  à  $0.05s$ ).

- **Fonctionnement à vide**

Les figures **I.6** montrent le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme (valeur nominale de  $78.6rad/sec$ ). Ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.

Après un régime transitoire de 0.04 sec, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. Au démarrage, les courants direct et en quadrature  $I_d$  et  $I_q$  sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales ( $I_d=86A$ ,  $I_q=-280A$ ). Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

- **Fonctionnement en charge**

Les figures **I.7** montrent le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 20Nm. On voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge. A noter que la valeur du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

## **I.8 CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons étudié le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation sous forme d'équations mathématiques et par la suite nous avons fait une simulation sur cette machine dans l'environnement Matlab/Simulink. Dans le chapitre suivant, nous présentons la méthode de l'estimation des états basée sur l'utilisation d'un capteur logiciel FKE.

**II.1 INTRODUCTION**

Pour plusieurs études expérimentales associées à un système dynamique, La connaissance de son état ou d'une partie de celle-ci, à chaque instant, représente une phase très importante pour construire une loi de commande adaptée à ce système.

Dans le monde industrielle, la connaissance partielle de l'état s'obtient souvent grâce à des mesures effectuées avec des capteurs, tels que les codeurs incrémentaux, génératrices tachymétries, accéléromètres, etc. Mais l'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [8] ce qui dégrade les performances d'une boucle de régulation.

La présence de ces inconvénients dans les systèmes dynamiques va orienter les recherches pour le développement de la commande des MSAP sans utilisation de ces capteurs.

Les recherches consistent alors à proposer des solutions efficaces pour estimer les différents variables d'états grâce à l'utilisation d'un observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman, ce que représente notre but dans ce chapitre.

Ces solutions présentent une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement.

Ce chapitre a la structure suivante :

- ✚ Un état de l'art sur les estimateurs et les observateurs et leur classification.
- ✚ Les différents bruits effectuées sur le comportement physique de notre système.
- ✚ Un mode d'estimation par le filtre de Kalman étendue pour estimer les états de la MSAP à partir du modèle mathématique bien déterminé.
- ✚ Finalement, et à partir de notre étude, on peut présenter les résultats obtenus par cette technique d'estimation avec nos interprétations et notre conclusion.

**II.2 ANNALYSE DE NOTRE ETUDE**

Pour pallier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs pour déterminer l'état d'un système dynamique, et par l'analyse physique du flux rotorique et de la vitesse de rotation qui sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension). Ils peuvent être reconstitués avec d'autre manière par [9] :

- des estimateurs placés en boucle ouverte.
- des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

### II.2.1 Estimateur

Les notions fondamentales liées à la procédure de reconstruction des variables non mesurées seront brièvement dans cette section.

Bien qu'elles soient indispensables pour la description mathématique des dynamiques du procédé, il arrive souvent que certaines variables d'état ne soient pas accessibles à la mesure.

Afin de pallier ces limitations, une alternative consiste à développer des outils qui, à partir de mesures expérimentales, reconstitueront une estimation des variables non mesurées ou des paramètres mal connus. La tendance actuelle est au développement d'une catégorie différente **des observateurs d'état ou estimateurs** en termes de l'automatique. Les observateurs sont des systèmes dynamiques basés sur le modèle mathématique, ainsi que sur les mesures (entrées/sorties) du procédé. Le principe de l'estimation utilise un compromis entre la connaissance à priori du procédé, transcrite sous forme de modèle et l'information partielle de l'état réel du système, fournie par les mesures disponibles. Sous certaines conditions présentées plus loin, il est possible de régler l'observateur pour répartir la part de contribution du modèle et des mesures dans les estimations[10].

Deux raisons principales justifient le recours à un estimateur :

- L'acquisition de connaissance et la modélisation : par exemple, lorsqu'il s'agit de déterminer une variable qui ne peut pas être mesurée directement ou encore d'estimer certains paramètres,
- La commande : par exemple, lorsque l'on désire réguler une variable non directement mesurée, ou que des variables non mesurées interviennent dans la loi de commande.

D'un point de vue systématique, les entrées d'un estimateur sont les entrées connues du procédé (i.e., les commandes et les perturbations mesurées) ainsi que les mesures disponibles en ligne sur le procédé tandis que ses sorties sont les estimées des variables non mesurées. Un schéma représentant ce concept est montré dans la Figure (II.1).

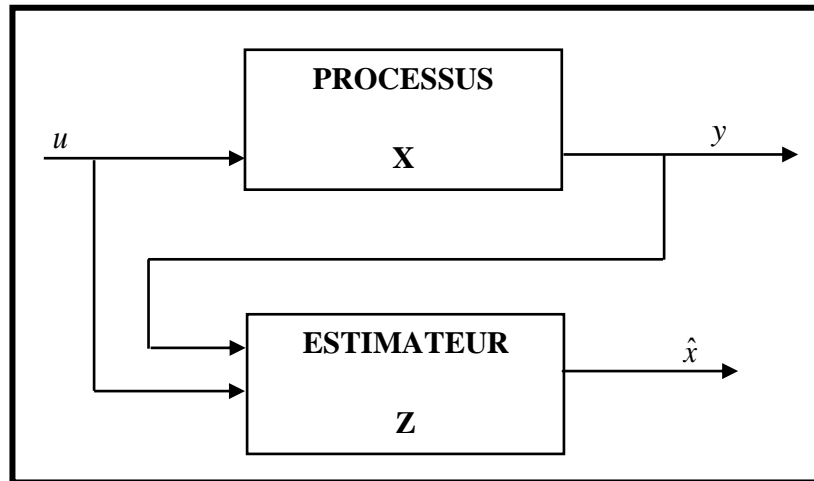


Figure II.1 Principe générale d'un estimateur.

### II.2.2 Observabilité et observateur [11]

L'observabilité d'un processus est un concept très important dans le domaine d'estimation de l'état. En effet, pour reconstruire les états inaccessibles d'un système, il faut savoir, a priori, si les variables d'état sont observables ou non. L'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si l'état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux d'entrées et de sortie. Dans le cas des systèmes non linéaires, la notion d'observabilité est liée aux entrées (via la notion d'entrée uniforme) et aux conditions initiales.

Vu le caractère non linéaire des procédés étudiés, les techniques développées sont de type Non linéaire

Donc, Un observateur permet de reconstituer l'état d'un système **observable** à partir de la mesure des entrées et des sorties du système.

- **Cas linéaire**

Le problème de l'estimation de l'état d'un système est résolu depuis les années soixante. On peut distinguer, en ce qui concerne le domaine linéaire, deux grands types d'estimateurs:

- L'observateur de Luenberger.
- Le filtre de Kalman.

Il existe d'autres versions du filtre de Kalman: discret, continu et déterministe. L'avantage de cet observateur par rapport à celui de Luenberger est qu'il fournit une covariance des estimés. En outre, le filtre de Kalman peut être appliqué sur un modèle dont les paramètres sont variables dans le temps. Mais en contrepartie, le réglage des matrices  $P_0$ ,  $Q$  et  $R$  est

souvent contraignant. En outre, il est souvent difficile de vérifier les hypothèses faites sur les bruits.

- **Cas non-linéaire**

La synthèse d'observateurs non-linéaires est beaucoup plus contraignante et demeure le sujet de nouvelles investigations. Les premiers essais se basaient sur l'adaptation des techniques linéaires. Plus récemment, les idées prédominantes concernent la transformation des systèmes non-linéaires par changement de coordonnées. Cependant, ces transformations ne s'adressent qu'à une classe particulière de systèmes.

Parmi les observateurs non linéaire on trouve:

- L'observateur de Luenberger étendu.
- Le filtre de Kalman étendu.
- Les systèmes singuliers.
- Les systèmes réguliers.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- **Observateurs de type déterministes**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger dans le cas de modèles linéaires et l'observateur à structure variable (mode glissant) dans le cas de modèles non linéaires.

- **Observateurs de type stochastiques**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, qui sont très fréquentes. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer l'observateur stochastique de filtre de Kalman, et sa arriver d'une manière plus analytique dans ce qui suit.

### **II.2.2.1 La différence entre observateur déterministe et stochastique**

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C (figure II.2). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires.



Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain  $K$  (figure (II.2)) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [12].

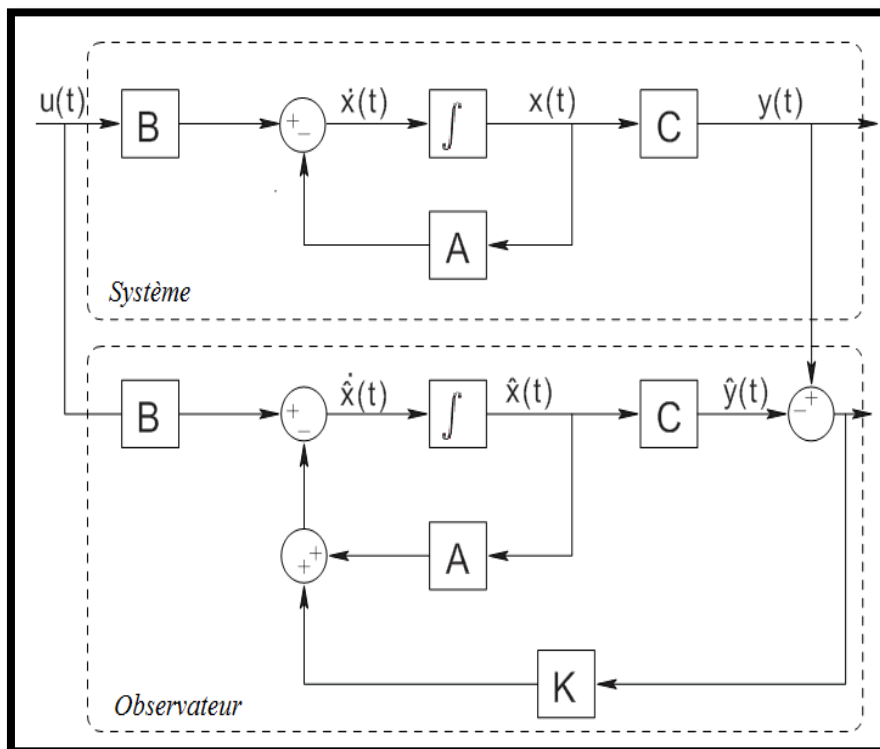


Figure II.2 schéma fonctionnel d'un observateur [17] .

### II.2.3 Observateurs des Système non linéaire

#### Exemple de Filter de Kalman Etendu

En 1960, R.E. Kalman[13]a publié un article intitulé "A new Approach to Linear Filtering and Prediction Problems" ; décrivant une solution récursive pour le filtrage non linéaire qui devient une étape importante dans la science de contrôle. Le filtre de Kalman est un filtre récursif pour estimer l'état d'un processus avec un modèle dynamique linéaire d'une manière qui minimise l'erreur quadratique moyenne dans l'estimation. Le filtre de Kalman est l'un des méthodes les plus couramment utilisés pour l'estimation d'état d'un système linéaire et de suivi en raison de son simplicité, optimalité et de son robustesse. Depuis les 40 dernières

années, le filtre de Kalman étendu (en anglais Extended Kalman filtre EKF), peut être appliqué pour linéariser localement le modèle non linéaire, il a été l'outil principal de l'estimation d'état non linéaire. Mais, l'EKF est également bien connu pour sa difficulté à mettre en œuvre qui réside dans l'instabilité pour les systèmes non linéaires.

### **II.3 BRUITS INFLUENTES SUR UN SYSTEME DYNAMIQUE**

Au cours d'estimation des états de la MSAP à l'aide du filtre de Kalman étendue, la présence des bruits est obligatoire. Danc, Il est intéressant de rappeler les différents sources de ces bruits après présenter le principe de ce filtre.

#### **II.3.1 Bruit d'état**

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état, si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [11].

Il existe d'autres sources de bruit d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques.

### II.3.2 Bruit de Mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques-numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits.

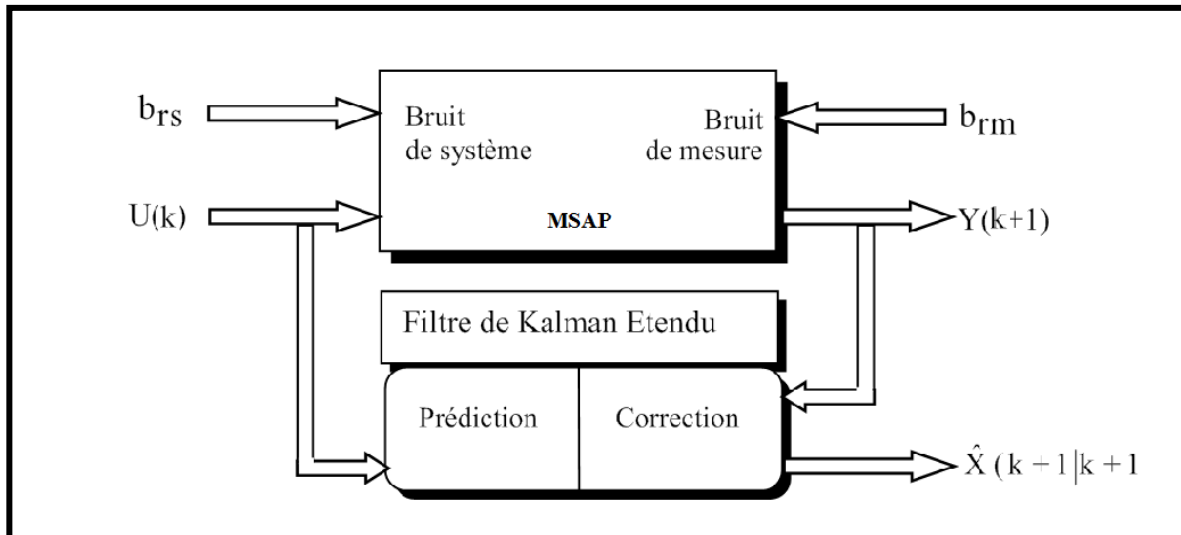


Figure II.3 La Structure globale du FKE

### II.4 PRINCIPE DU FILTRE DE KALMAN ETENDUE (FKE)

Filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter) est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'état, non mesurables et évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Il permet d'estimer l'état d'un système non linéaire. Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure [14].

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est le même que celui du filtre de Kalman standard qui comporte deux étapes : une étape de prédiction qui consiste à évaluer les variables d'états à partir du modèle du système, et une seconde étape de correction qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant les différences existantes entre les variables observées et celle mesurées [15]. Ces deux étapes sont précédées par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance.

### II.4.1 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec:  $x$  le vecteur d'état que l'on cherche à estimer,  $f$  la matrice déduire à partir le vecteur d'état, la commande  $u$  est entachée d'un bruit d'état  $w$  de moyenne nulle et de covariance connue.  $C$  la matrice de mesure, et  $v$  un bruit de mesure de moyenne nulle et de covariance connue.

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et on déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes qui sont effectuées à chaque quantum temporel, une prédiction sur l'état prochain sachant l'état à priori, puis une correction sur l'état prédit en utilisant une nouvelle mesure.

#### Etape 1: Phase de prédiction :

Dans cette phase, on peut déterminer la grandeur estimée sous forme de prédiction suivant la relation:

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (2.2)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant  $(k+1)$ . On cherche sa variance :

⇒ La matrice de covariance de l'erreur de prédiction se calculée de cette équation :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (2.3)$$

Avec:

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(X(k), u(k))}{\partial X^T(k)} \right|_{x(k)=\tilde{x}(k/k)} \quad (2.4)$$

#### Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée  $y_{k+1}$  et la sortie prédite  $\hat{y}_{k+1/k}$ . Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre  $k_{k+1}$ .

**Calcul du gain de Kalman**

Dans le filtre de Kalman, on cherche les gains de manière à minimiser la variance de l'erreur d'estimation du vecteur d'état. Cette minimisation portera sur les éléments diagonaux de la matrice d'estimation. Nous supposons les bruits de modélisation et de mesure des valeurs moyennes nulles, aléatoires et décorrélés. Les matrices de covariance Q et R sont diagonales.

$$K(k+1) = P(k+1/k)C(k)^T [C(k)P(k+1/k)C(k)^T + R]^{-1} \quad (2.5)$$

Avec:

$$C(k) = \left. \frac{\partial c(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (2.6)$$

⇒ Calcul la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)C(k)P(k+1/k) \quad (2.7)$$

⇒ Estimation du vecteur d'état à l'instant k+1:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)[y(k+1) - C\hat{x}(k+1/k)] \quad (2.8)$$

La figure (II.3) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu :

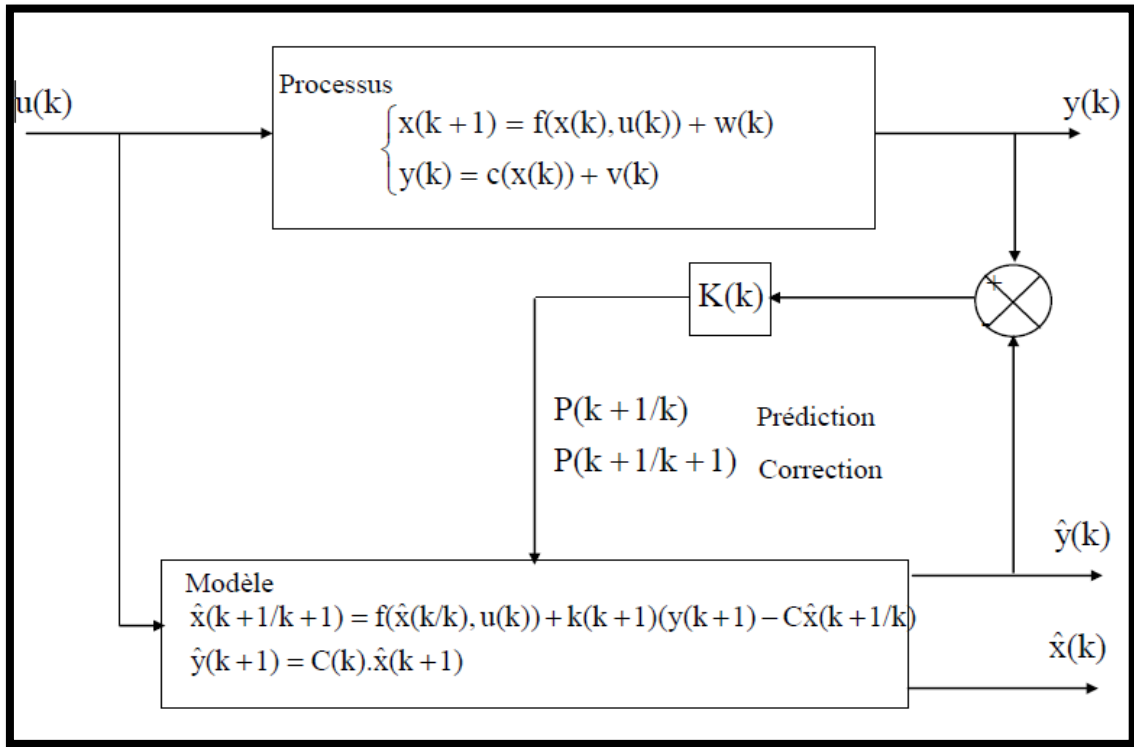


Figure II.4 Principe d'un filtre de Kalman étendu

Pour réaliser cet estimateur FKE, nous devons choisir les grandeurs à observer. Comme les paramètres du modèle, les courants et les tensions statoriques. Pour observer par exemple la vitesse rotorique. Comme illustrer la figure suivante :

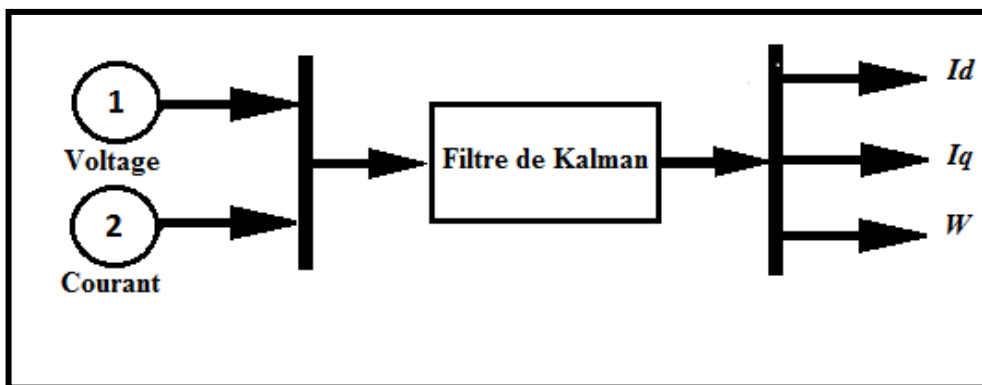


Figure II.5 Structure globale du FKE.

II.4.2 Analyse du Filtre de Kalman Etendu

Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état  $x_k$  composé des courants  $I_d$  et  $I_q$ , la vitesse de rotation et le couple de charge.

Mais il faut choisir tout d'abord un référentiel, dans notre étude en choisi référentielle liée au rotor.

La forme non linéaire du système est :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (2.9)$$

Avec

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} (1-Ts \frac{R_s}{L_d})I_d + P\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} I_q + Ts \frac{V_d}{L_d} \\ (-TsP\Omega \frac{L_d}{L_q})I_d + (1-Ts \frac{R_s}{L_q})I_q - Ts \frac{\phi_{sf}}{L_q} P\Omega + Ts \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{3}{2} PTs \frac{L_d - L_q}{J} I_d I_q + \frac{3}{2} PTs \frac{\phi_{sf}}{J} I_q + (1-Ts \frac{f}{J})\Omega - Ts \frac{1}{J} Cr \\ \theta + Ts\Omega \\ C_r \end{bmatrix}$$

Et

$$c = [I_d, I_q]^T$$

#### II.4.2.1 Détermination des matrices $F$ et $C$

Pour linéariser le système à chaque instant de fonctionnement il faut chercher les matrices  $F$  et  $C$ .

Elles sont données comme suit:

$$F(k) = \frac{\partial f(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} (1-Ts \frac{R_s}{L_d}) & P\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} & PTs \frac{L_q}{L_d} I_q & 0 & 0 \\ (-P\Omega Ts \frac{L_d}{L_q}) & 1-Ts \frac{R_s}{L_q} & -P \frac{L_d}{L_q} I_d - PTs \frac{\phi_{sf}}{L_q} & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} PTs \frac{L_d - L_q}{J} I_q & \frac{3}{2} PTs \frac{L_d - L_q}{J} I_d + \frac{3}{2} PTs \frac{\phi_{sf}}{J} & 1-Ts \frac{f}{J} & 0 & -\frac{Ts}{J} \\ 0 & 0 & Ts & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

#### II.4.2.2 Choix les matrices de covariance $Q$ et $R$

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice  $Q$  liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de  $Q$  donne une forte valeur du gain réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de  $Q$  peut cependant créer une instabilité de l'observation.

La matrice  $R$  règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de  $R$ . Les réglages de  $Q$  et de  $R$  ont été effectués afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux, mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct [16].



II.5 RESULTA DE SIMULATION ET INTERPRETATION

II.5.1 Schéma Bloc

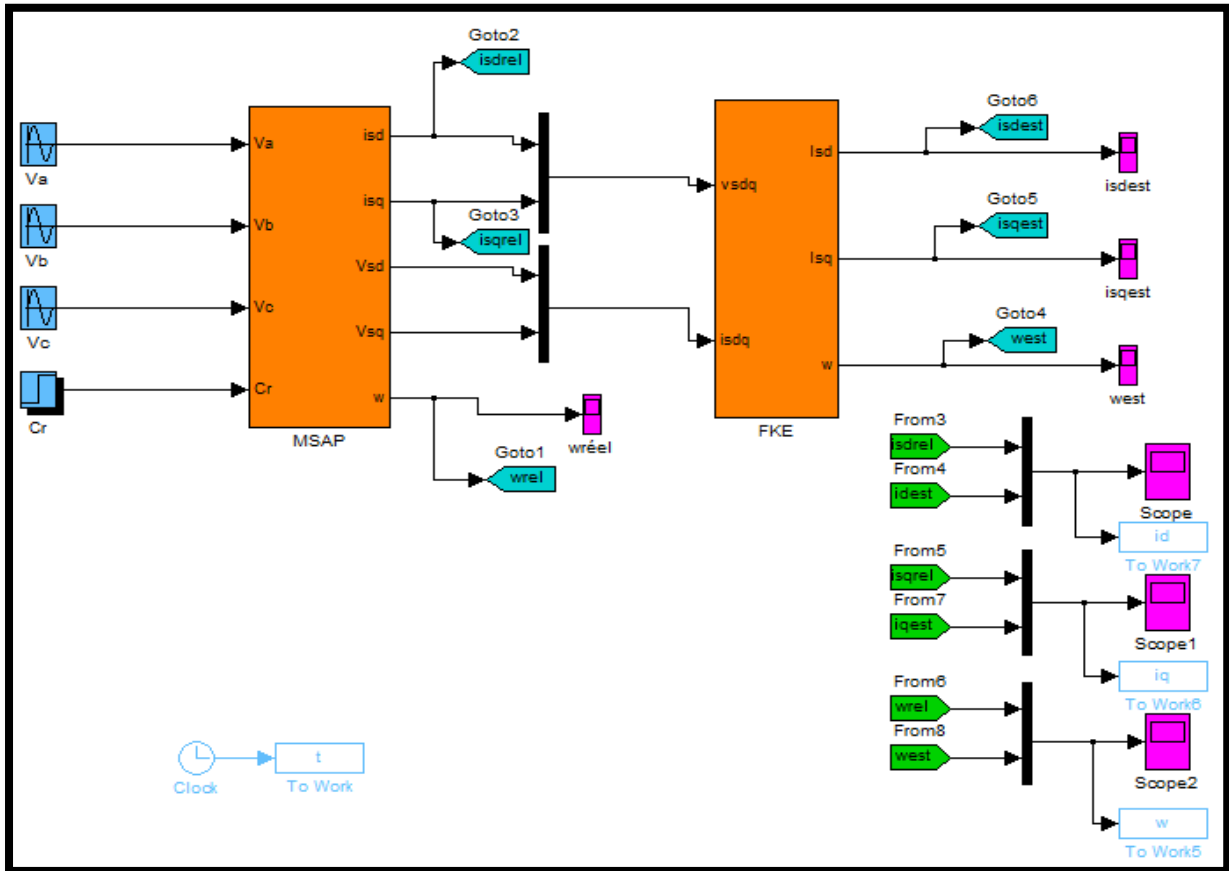


Figure II.6 Schéma bloc d'estimation non linéaire des états avec FKE

La simulation d'estimation des états de la MSAP en utilisant l'estimateur de Kalman étendu à être réalisé sous les condition suivants :

$$Ts=0.0001s$$

$$V= 0.1$$

$$W= 0.01$$

Et on suppose la matrice de mesure est de la forme

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

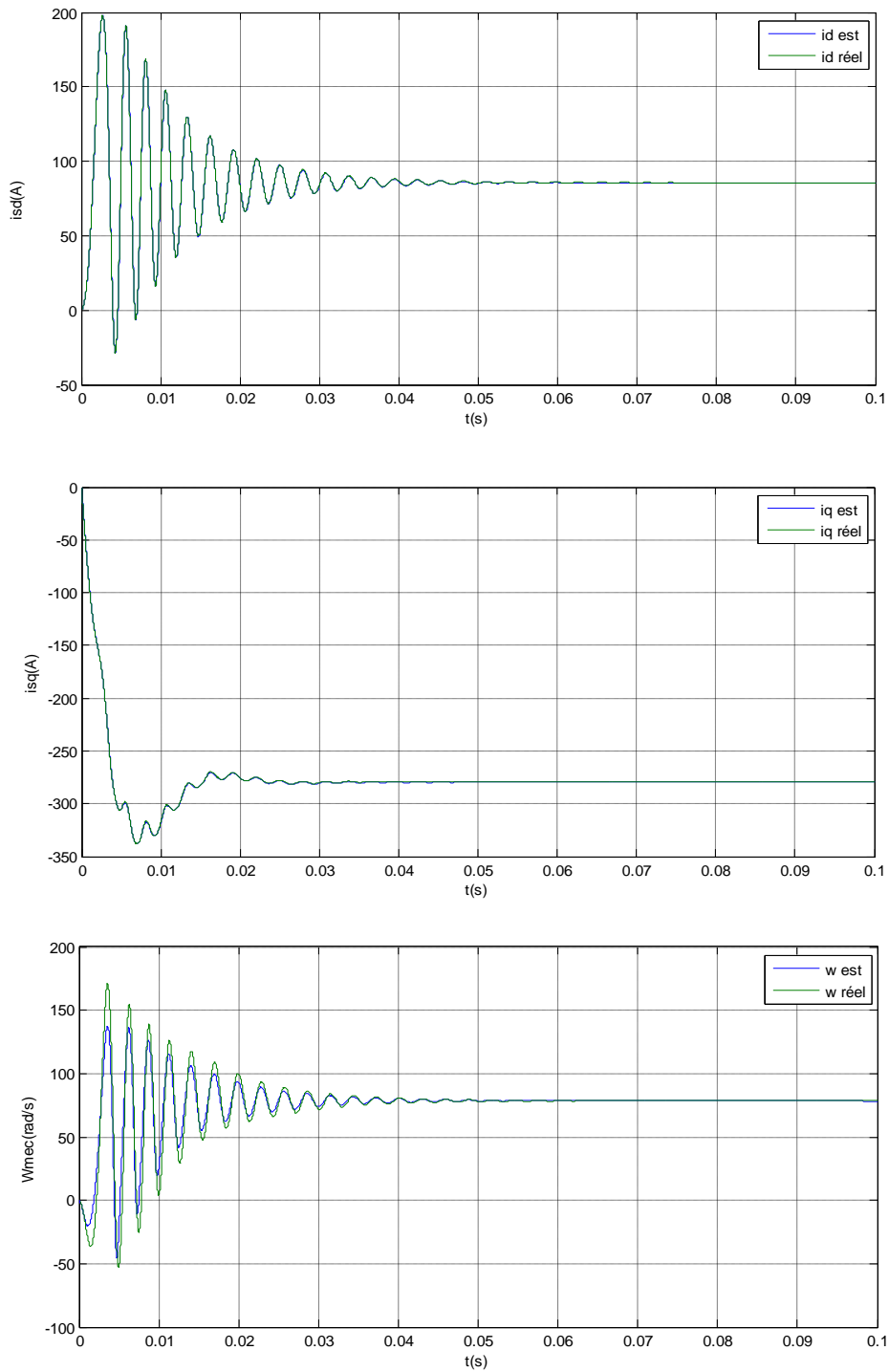
Cette matrice représente la mesure des courants  $Isd$  et  $Isq$

## II.5.2 Résultats de Simulation

On a procédé à une simulation numérique pour deux régimes de fonctionnement :

- **Fonctionnement à vide**

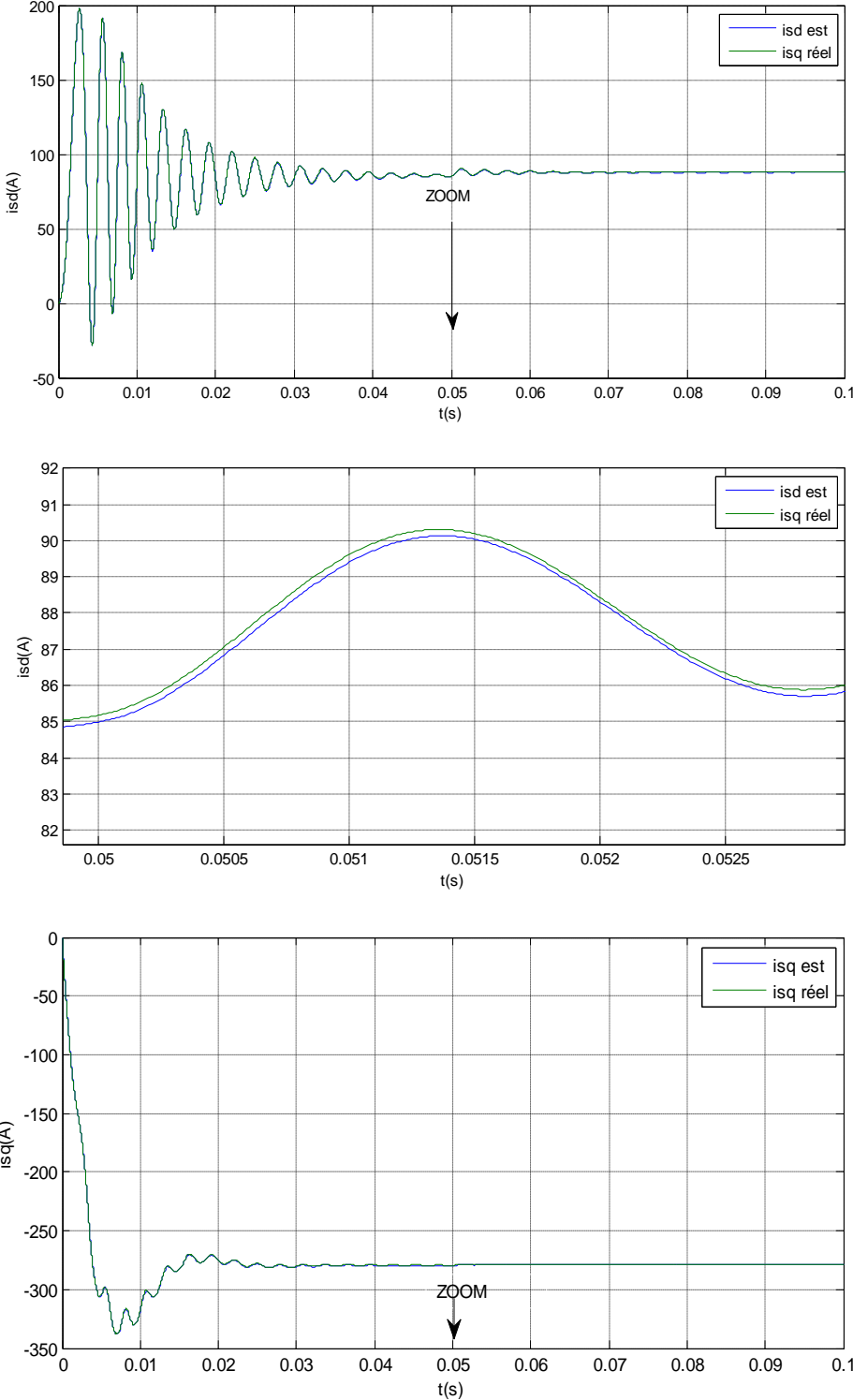
Le moteur démarre à vide (couple de charge nul  $C_r=0$ ).



**Figure II.7** *Fonctionnement à vide de MSAP basé sur FKE*

- **Fonctionnement en charge**

La figure (II.7) illustre les performances de l'estimation des états. Le moteur démarre à vide (couple de charge nul  $C_r=0$ ). puis l'application d'un couple de charge de 5 Nm à  $t=0.05s$ .



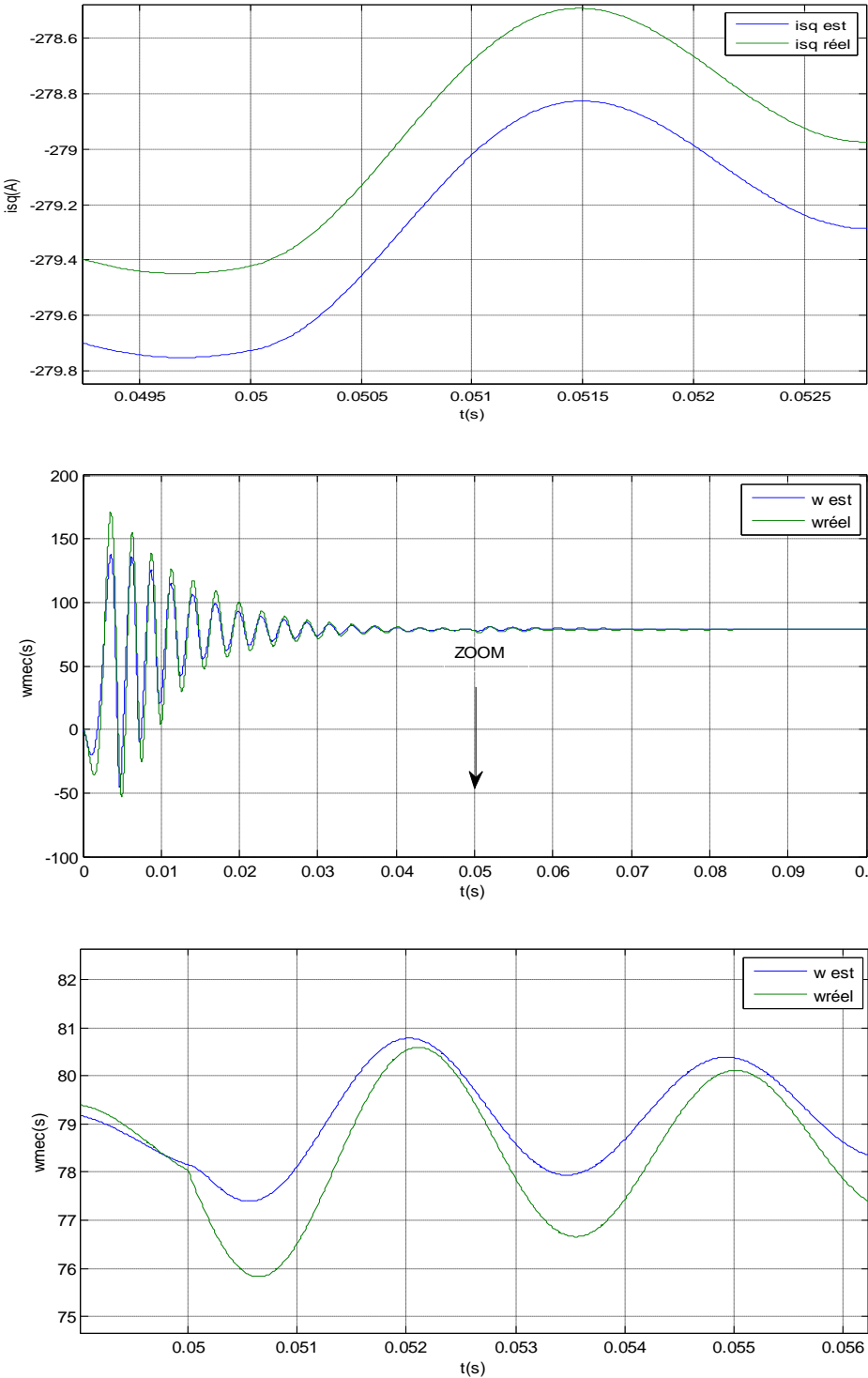


Figure II.8 Fonctionnement en charge de MSAP basé sur FKE

**II.5.2 Interprétation****à vide**

Lors de demarrage et par l'analyse des résultats obtenues, on peut constater que la vitesse et les courants tirés par l'estimation des états de la MSAP suivent les valeurs réelles dans le régime permanent. Par contre on trouve une petite déviation provoquée par l'instabilité de fonctionnement au régime transitoire, mais cette déviation est acceptable.

**En charge**

On note à l'instant d'application du couple de charge en  $t=0.05s$ . que cette action ne porte aucune perturbation sur les états estimés.

**II.6 CONCLUSION**

L'avantage du filtre de Kalman est d'avoir une grande robustesse dans les applications réelles, que ce soit avec des bruits de mesure, tous se font dans la phase de fonctionnement permanent de la MSAP.

Pour des bons résultats sur l'information de l'état estimée de notre machine quel que soit le régime de fonctionnement, on propose une nouvelle technique d'estimation basée sur le filtre de SDRE qui peut remplacer le capteur de mécanique. Cette nouvelle technique d'estimation fait l'objet de chapitre suivant.

**III.1 INTRODUCTION**

Dans cette étape, et Comme nous avons dit dans le chapitre précédant, on traite la nouvelle technique d'estimation basé sur la technique de SDRE avec une manière analytique pour estimer l'états de la MSAP.

Notre but principale dans cette étude est de construire une comparaison pratique entre les résultats obtenues par le FKE et les résultats obtenues par cette technique SDRE.

Danc, Pour arriver au notre but avec une maniéré correcte et plus efficace, on donne une structure explicative générale de former notre chapitre.

- ✚ Un rappelle théorique sur le principe du filter de SDREF pour porter l'information physique associée à ce filtre.
- ✚ La traduction de cette information à un algorithme mathématique basé sur des équations bien détèrminées.

D'autre coté, et à partir de notre étude sur logiciel MATLAB, on peut présenter:

- ✚ Les résultats obtenus par cette technique d'estimation avec nos interprétations.
- ✚ Une comparaison explicative entre les deux estimateurs qui sont traiter dans notre étude.

**III.2 PRINCIPE DU FILTER DE STATE DEPENDENTE EQUATION RICCATI SDREF**

L'approche de l'équation de Riccati dépendante d'état développée au cours des dernières années, traite la dynamique des systèmes non linéaires, avec des caractéristiques des performances prometteuses, elle a été utilisée dans le développement des filtres et des commandes non linéaires pour certains problèmes et pour l'estimation de l'état [1].

FSDRE est l'un des méthodologies les plus rapidement émergées pour la conception de l'estimateur d'état [19],[ 20]. Et son capacité a été démontrée dans des applications différentes grâce à une vaste simulation numérique [21],[22]. L'observateur basé sur l'approche de SDRE utilise le paramétrage pour transformer le système non linéaire à un système linéaire avec des coefficients dépendants de l'état (SDC) et il supprime la nécessité du calcul de la matrice jacobienne comme dans le filtre de Kalman étendu (voir [23] et [24]). Par ailleurs, à cause du choix non unique de la forme SDC dans le cas des systèmes multi-variables [19], on peut utiliser les degrés de liberté supplémentaires pour régler le problème de non observabilité dans les techniques de filtrages classiques.

En effet, la structure de SDRE a une structure de filtre de Kalman étendu et le gain de Kalman est obtenu par la résolution de l'équation algébrique de Riccati qui peut avoir un cout de calcul important pour les systèmes à grand échèle. Par ailleurs, si une perte de l'observabilité se produit au cours de certaines intervalles de temps, alors l'équation algébrique de Riccati n'aurait pas de solution durant ces intervalles de temps [25].

L'approche SDDRF proposée récemment est dérivée par suppression de l'hypothèse de l'horizon de temps infini et on le remplaçant par l'horizon de temps fini, c'est-à-dire on remplace l'équation algébrique de Riccati par l'équation différentielle de Riccati [25].

Cette alternative répond aux questions du coût de calcul élevé et l'exigence d'observabilité potentiellement restrictive dans la forme algébrique de l'estimateur.

### III.3 ALGORITHME DE FSDRE

La conception d'estimateur SDREF en temps-continu est brièvement examinée et est élaborée pour estimer simultanément les états du moteur [26].

Considérez le système non linéaire stochastique :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(t) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où  $v$  et  $w$  sont le bruit blanc gaussien. Après avoir amené le système (3.1) à la forme SDC

$$\begin{aligned} \dot{x} &= F(x)x + G(x)u + w \\ y &= H(x)x + v \end{aligned} \quad (3.2)$$

Le FSDRE est donné par les équations continues linéaires équilibrées de filtre de Kalman comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = F(\hat{x})\hat{x} + G(\hat{x})u + K_f(\hat{x})[y(x) - H(\hat{x})\hat{x}] \quad (3.3)$$

Où

$$K_f(\hat{x}) = PH^T(\hat{x})V^{-1} \quad (3.4)$$

Et  $p$  est une matrice définie positive symétrique, qui satisfait l'équation de Riccati dépendante l'état suivante :

$$F(\hat{x})P + PF^T(\hat{x}) - PH^T(\hat{x})V^{-1}H(\hat{x})P + W = 0 \quad (3.5)$$

$W$  et  $V$  sont supposés à être, respectivement, bruit d'état et mesure qui sont des matrices de dimensions appropriées.

Un choix habituel pour les matrices  $W$  et  $V$  sont les covariances pour les termes de bruit de corruption dedans (3.12), c.-à-d :

$$\begin{aligned} E\left[w(t)w^T(t+\tau)\right] &= W(t)\delta(\tau) \\ E\left[v(t)v^T(t+\tau)\right] &= V(t)\delta(\tau) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Considérons le modèle de MSAP donnée par les équations suivantes :

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} I_d + P\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{\phi_{sf}}{L_q} P\Omega + \frac{Vq}{L_q} \\ \frac{3}{2} P \frac{L_d - L_q}{J} I_d I_q + \frac{3}{2} P \frac{\phi_{sf}}{J} I_q - \frac{f}{J} \Omega \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Ensuite, le filtre SDREF peut être appliqué pour estimer la vitesse du rotor en utilisant la tension de stator et les mesures de courant seulement. Bien qu'il soit possible de choisir un paramétrage différent pour le modèle de MSAP afin de mettre en œuvre le filtre SDREF, nous utilisons les mêmes matrices dépendant de l'état comme suit :

$$\begin{aligned} F(x) &= A(x); \\ B &= G(x); \\ C &= H(x). \end{aligned} \quad (3.8)$$

Avec:

$$F(x) = A(x) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & P\Omega \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} & -P \frac{\phi_{sf}}{L_q} \\ \frac{3}{2} P \frac{L_d - L_q}{J} I_q & \frac{3}{2} P \frac{\phi_{sf}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$



$$B(x) = G(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$C(x) = H(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Maintenant, nous utilisons l'approche commune de l'augmentation de l'état pour estimer le couple de charge inconnu simultanément.

En ajoute  $C_r$  au vecteur d'état  $x$ , on obtient :

$$z^T = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4] = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ C_r] \quad (3.13)$$

En supposant que  $z_4$  est évolué conformément à  $\dot{z}_4 = \beta$

Où  $\beta$  est un bruit blanc, puis le modèle dynamique du moteur peut s'écrire

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \bar{F}(z)z + \bar{G}(z)u + \bar{w} \\ y &= \bar{H}(z)z + v \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\text{Où } \bar{F}(z) = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & -p \frac{Lq}{Ld} z_3 & 0 & 0 \\ -p \frac{Ld}{Lq} z_3 & \frac{-Rs}{Lq} & -p \frac{Q_f}{Lq} & 0 \\ \frac{3}{2} \frac{p(Ld - Lq)}{j} & \frac{3}{2} p \frac{Q_f}{j} & \frac{-f}{j} & -\frac{1}{j} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\bar{G}(z) = \begin{bmatrix} G(x) \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix}, \bar{w} = \begin{bmatrix} w \\ \beta \end{bmatrix}$$

$$\bar{H}(z) = [H(x) \ 0_{2 \times 1}] \quad (3.15)$$

L'application de la méthode de SDREF au système augmenté (3.13) entraîne

$$\dot{\hat{z}} = \bar{F}(\hat{z})\hat{z} + \bar{G}(\hat{z})u + \bar{K}_f(\bar{z})(y - \bar{H}(\hat{z})\hat{z}) \quad (3.16)$$

Où la matrice de gain de filtre est obtenue par les équations semblables à (3.4) et (3.5).

III.4 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION

III.4.1 Schéma bloc

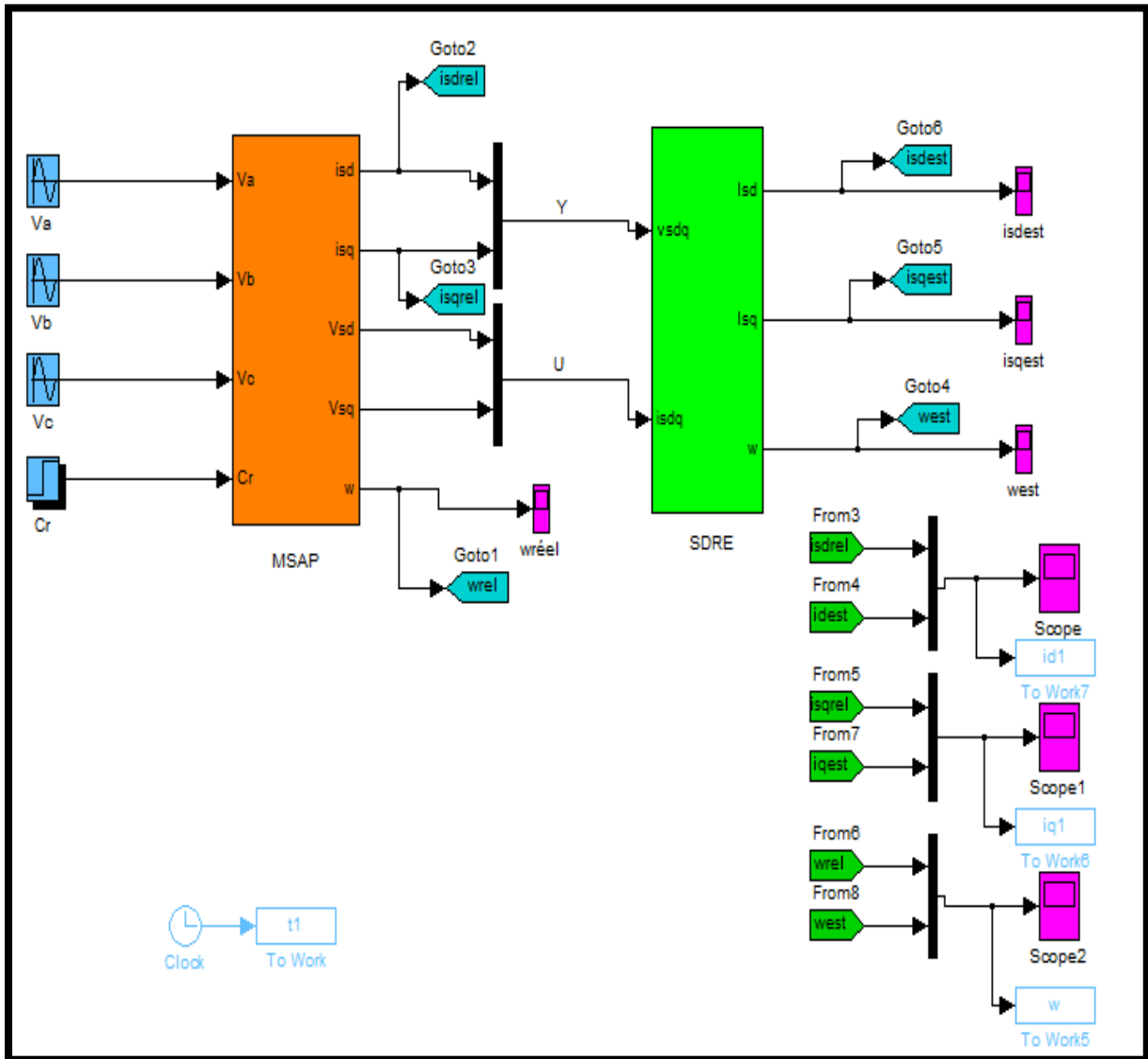


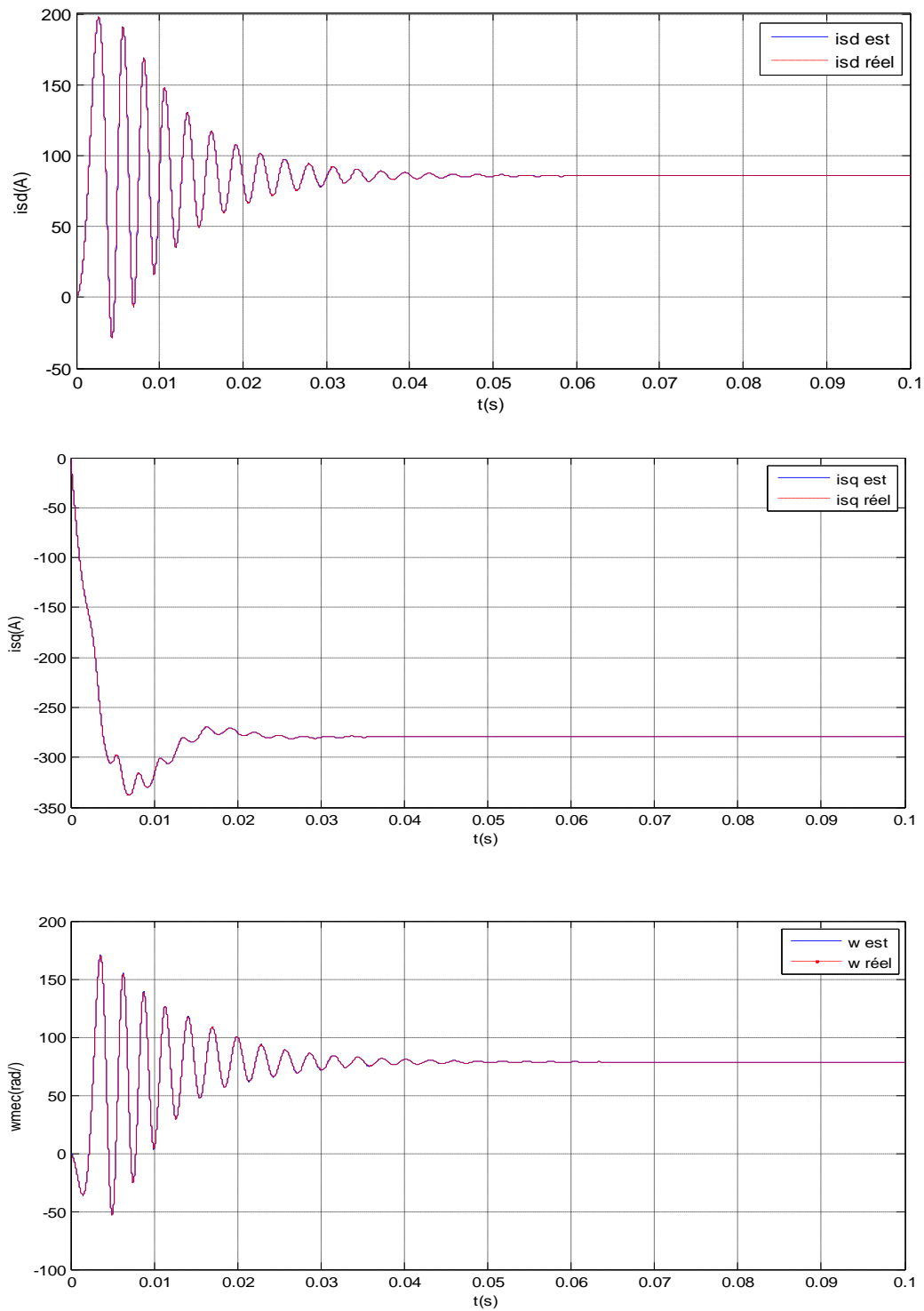
Figure III.1 Estimation non linéaire du MSAP basé sur SDRE

Les conditions de simulation utilisés dans cette technique d'estimation sont les même que nous avons proposés dans le cas d'estimation par FKE.

## III.4.2 Résultats de simulation

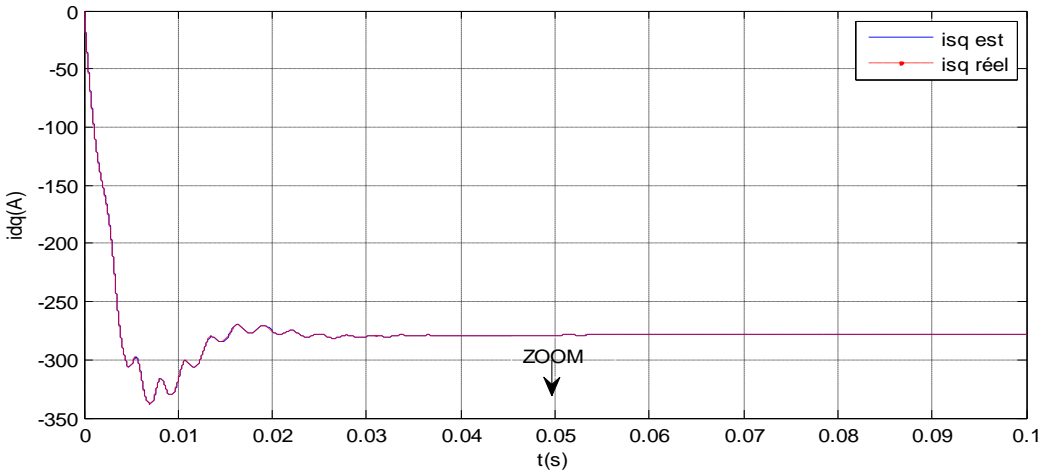
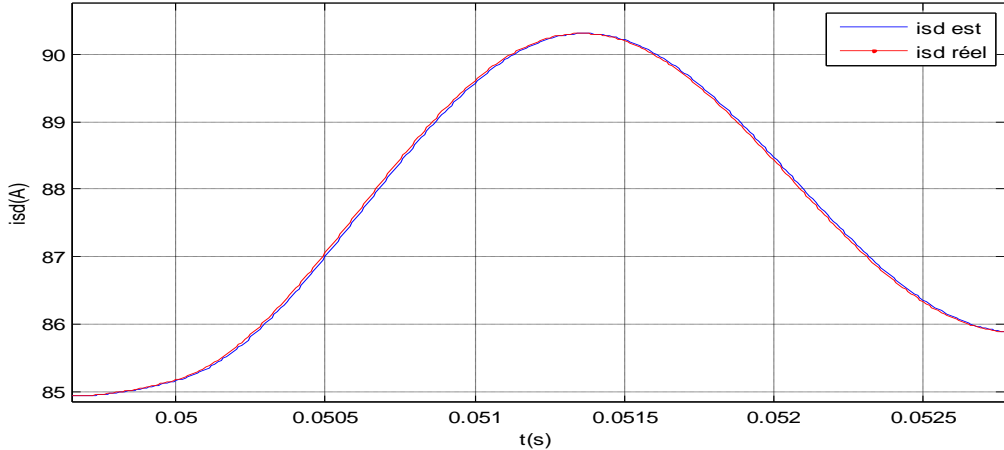
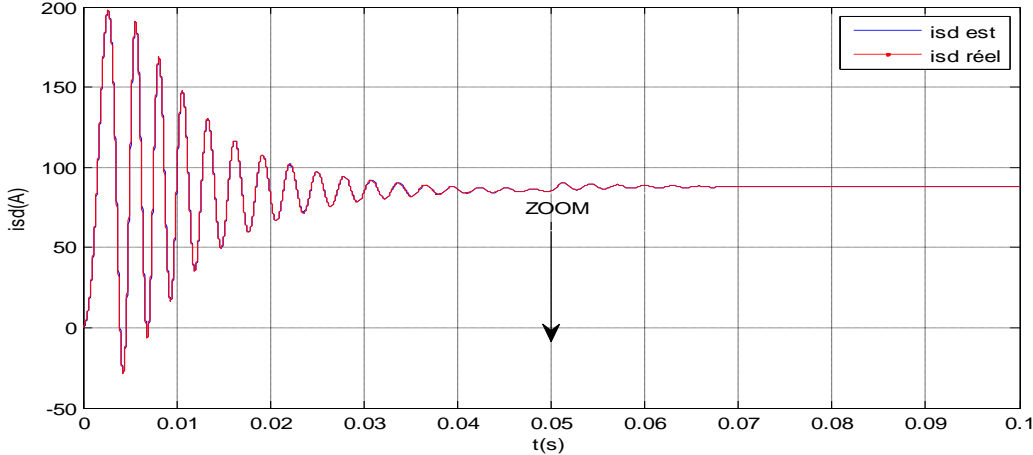
La simulation numérique se fait pour deux régimes de fonctionnement :

- **Fonctionnement à vide**



**Figure III.2** Fonctionnement à vide de MSAP basé sur FSDRE

- **Fonctionnement en charge**



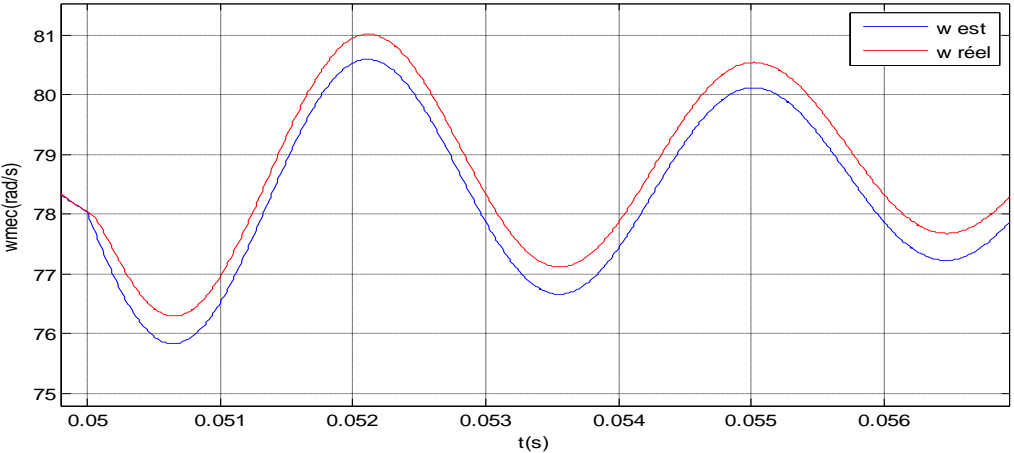
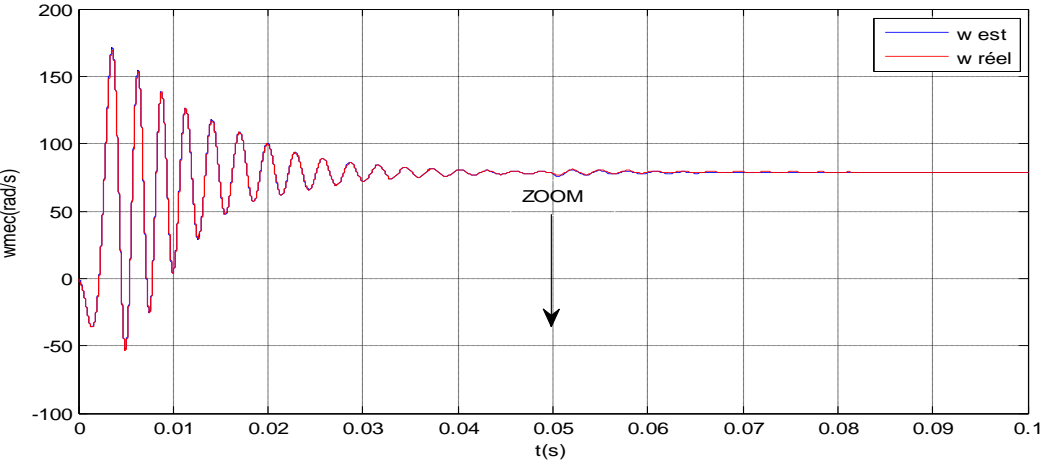
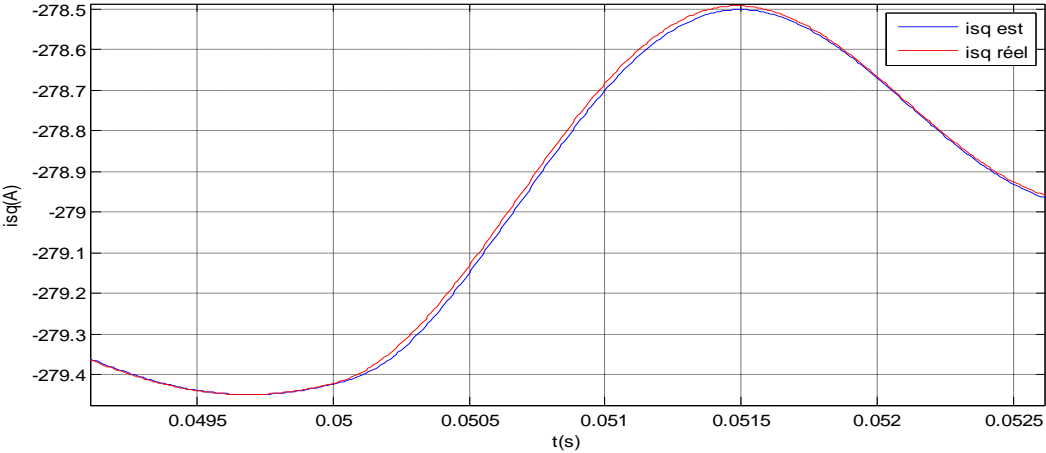


Figure III.3 Résultat de simulation en charge

### III.4.3 Interprétation

À partir des résultats obtenus, on peut tirer que la vitesse estimée par l'utilisation de FSDRE a une allure plus proche à celle de la vitesse réelle dans la phase transitoire.

Pour les courants tirés par cette technique d'estimation, On résulte que cette technique peut aussi assurer la détermination de ces grandeurs électriques avec une manière précise.

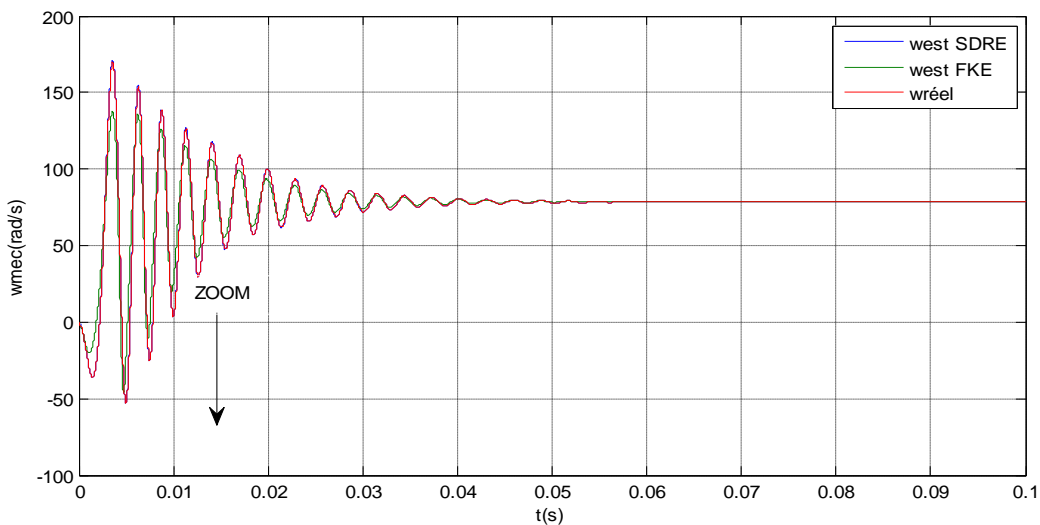
## III.5 ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE FKE ET FSDRE

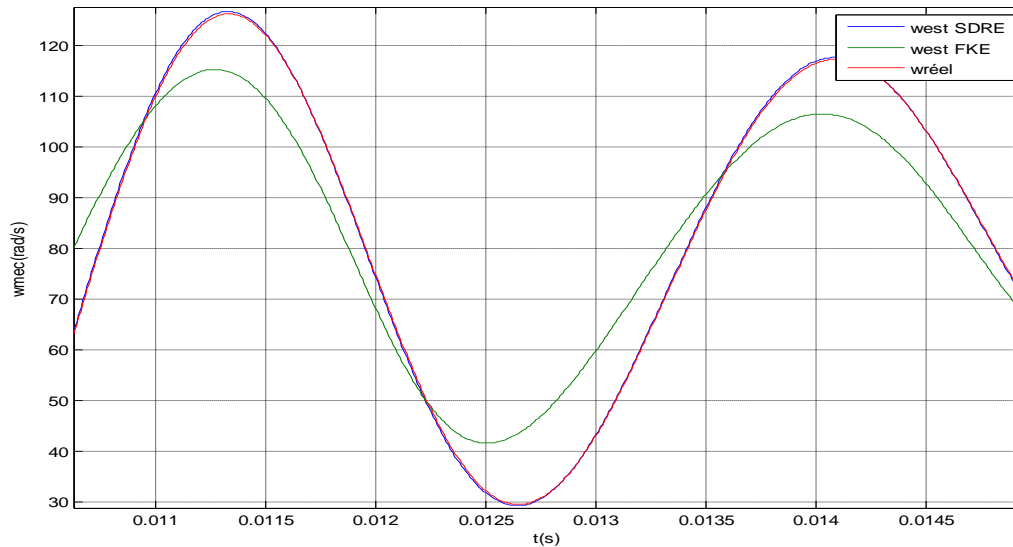
### III.5.1 vitesse de rotation

Notre but dans cette étape d'étude est de faire une comparaison analytique entre les deux estimateurs présentés FKE et FSDRE.

On impose les mêmes conditions de simulation (initialisation, bruit d'états, bruit de mesures,...) pour les deux filtres. On a fait le choix de deux indices pour faire la comparaison des performances des deux estimateurs, en occurrence: Le cout de calcul et l'erreur quadratique.

Les figures suivantes illustrent les performances d'une manière plus claire.





**Figure III.4** Les courbes de la vitesse (rad/s)

À partir de ces résultats obtenues par les deux estimateurs FKE et SDREF et par comparaison des performances, on voit clairement que le filtre basé sur la technique de SDRE a des performances meilleures que le filtre de Kalman étendu surtout dans le régime transitoire. D'après le zoom de la vitesse, on peut dire que l'état estimé par SDREF est très proche à l'état réel, Par contre, on peut destiguer l'écart sur celle estimée par FKE.

### III.4.2 Temps de Simulation

Le premier indice de performance consiste à tester le temps requis pour exécuter chaque estimateur. Pour calculer le temps d'exécution on a utilisé la fonction **profiler** intégrée dans Matlab, cette fonction retourne simplement le temps réel d'exécution en secondes.

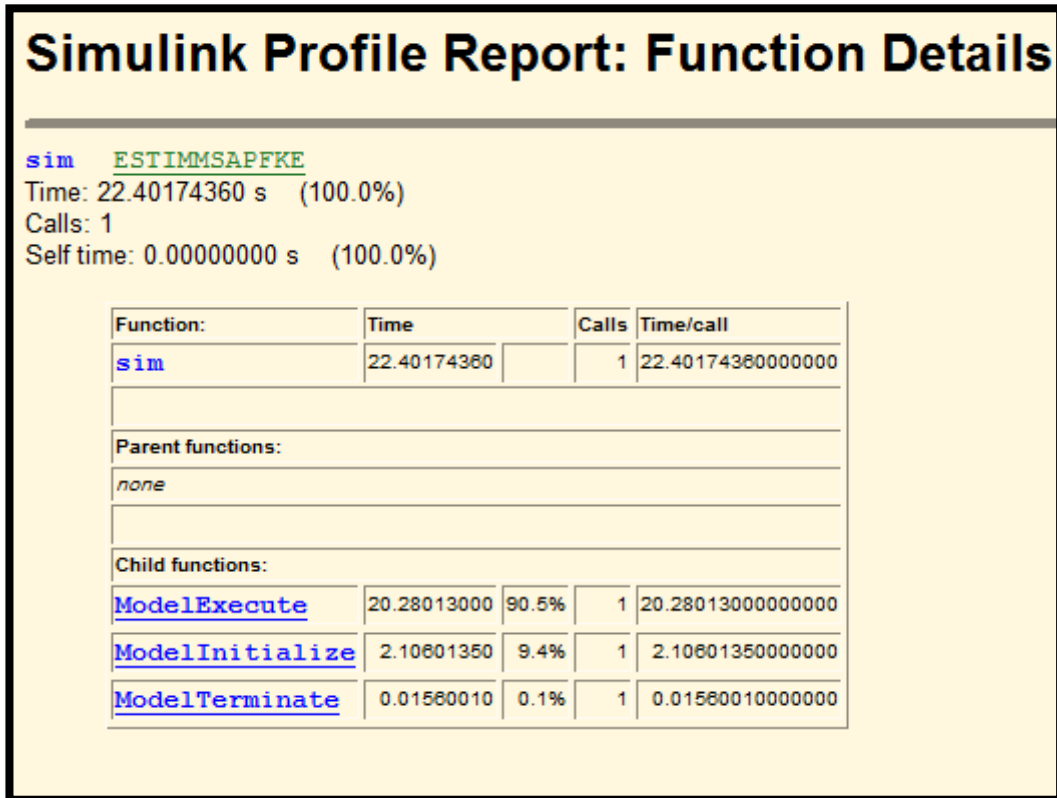
Le calcul a été fait à l'aide d'un PC qui possède les caractéristiques suivantes :

Processeur : Intel® Core™ i3-2348M CPU @2.30 GHZ 2.30 GHZ,

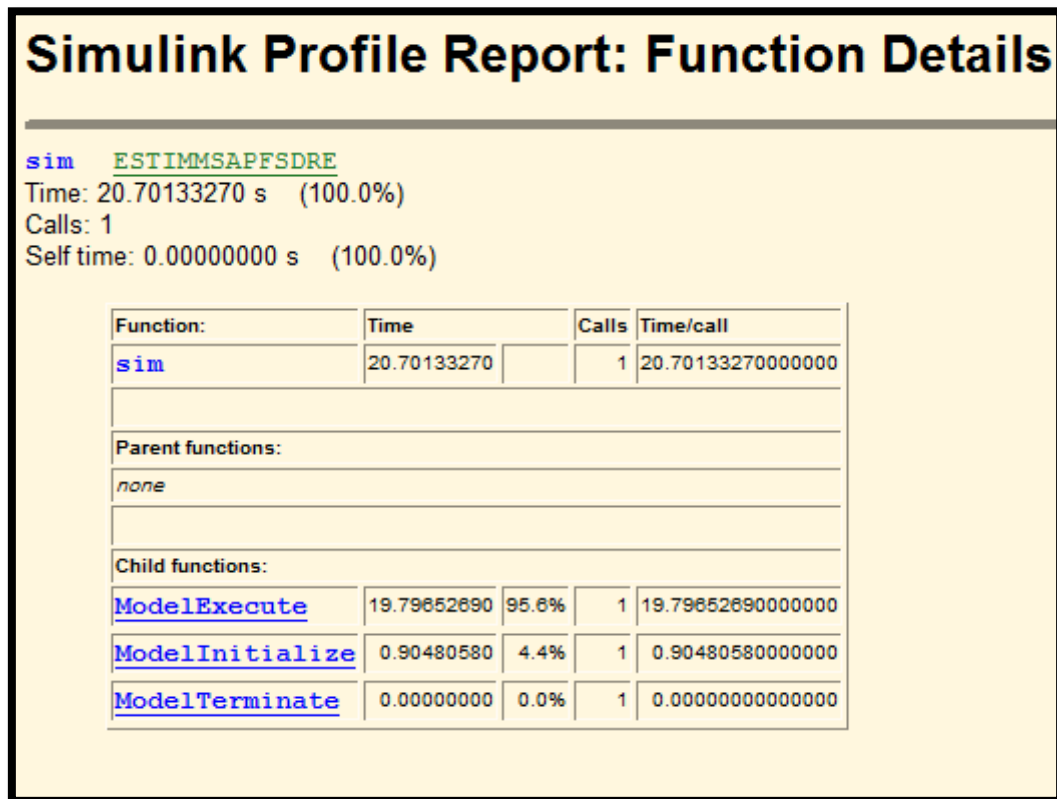
Mémoire RAM : 4,00 Go (3.90 Go utilisable).

Type de système : système d'exploitation 64 bits

Le temps de simulation de chaque filtre est représenté dans les figures suivantes:



FigureIII.5 Temps de Simulation FKE



FigureIII.6 Temps de Simulation FSDRE



À partir d'analyse les résultats obtenues par les deux estimateurs FKE et FSDRE sur MATLAB, on note que la technique de FSDRE ne nécessite pas une linéarisation de l'état, donc on n'a pas besoin de calculer la matrice jacobienne comme dans le filtre de Kalman étendu.

### III.5.3 L'erreur quadratique

La racine carrée de la moyenne de l'erreur (RMSE) est une mesure fréquemment utilisée pour calculer les différences entre les valeurs prédites par un estimateur, et les valeurs des états réellement observées.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x - \hat{x})^2}{n}}$$

Le tableau ci-dessous montre l'erreur quadratique pour les deux estimateurs (FKE , FSDRE):

L'état x	L'erreur quadratique pour FKE	L'erreur quadratique pour FSDRE
Isd (A)	0.5068	0.5039
Isq (A)	0.3601	0.1601
$\Omega$ (rad/s)	7.5170	0.2530

Le calcul mathématique d'erreur quadratique montre que l'estimateur de KALMAN porte une valeur d'erreur très élevée par rapport au estimateur de FSDRE.

### III.6 CONCLUSION

L'avantage du filtre de SDRE est d'avoir une grande robustesse dans les applications réelles, que ce soit avec des bruits de mesure ou avec l'apparition de perturbation telle que l'application d'une charge.

Les résultats de simulation montrent que le filtre de SDRE donne des bons résultats sur l'information de l'état estimée dans le régime transitoire, ces résultats peuvent être utilisés dans la commande de la vitesse sans capteur mécanique où les filtres FKE et FSDRE remplacent le capteur de la vitesse.

### IV.1 INTRODUCTION

Après la présentation analytique des deux techniques d'estimation des états de la MSAP, et à l'aide des résultats obtenues par logiciel MATLAB, Nous proposons dans ce chapitre l'application de ces techniques d'estimation pour faire la commande non linéaire en vitesse de la machine, avec des mesures d'états estimés par l'utilisation de deux filtres, FKE et FSDRE.

La structure globale de ce chapitre est répartie comme suit :

✚ Un état de l'art sur la commande de la MSAP, on parle sur deux techniques de commande déjà existées, telle la commande vectorielle, la commande vectorielle avec l'estimateur d'états de Kalman.

✚ se qu' on propose comme technique moderne de commande résumé dans le mot FSDRE.

✚ Une comparaison entre les deux techniques de commande sera montrée.

### IV.2 QUE SIGNIFIE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'idée principale pour faire commander notre machine vectoriellement est élaborée dès 1972, par Blaschke, Qui peut arriver à une technique réelle adaptative qui permet d'assimiler le comportement de notre MSAP à une MCC à excitation séparée [27].

Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à courant alternatif.

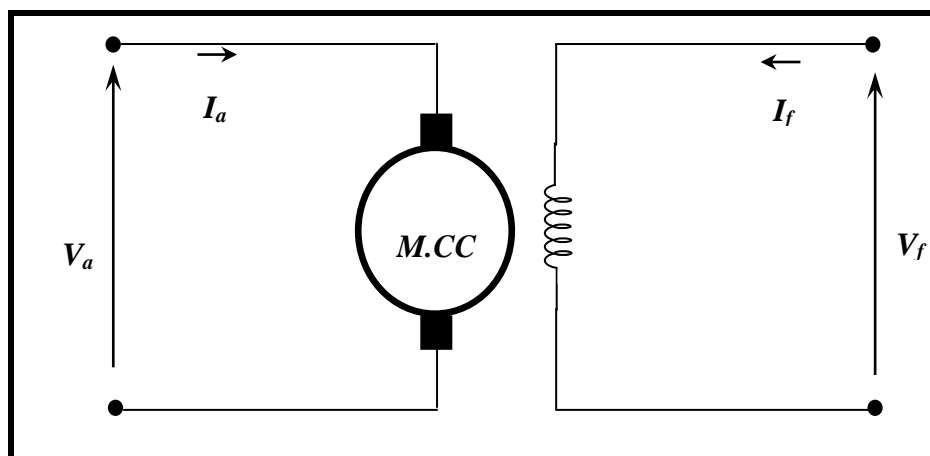
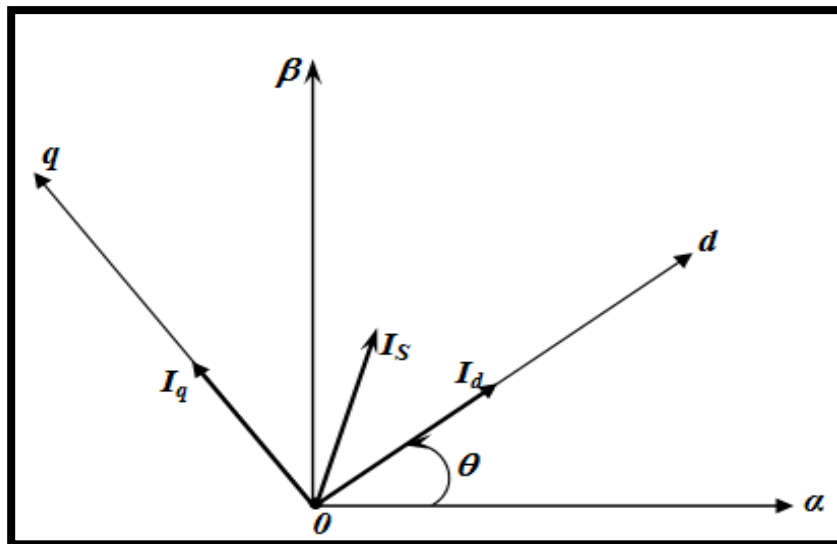


Figure IV.1 principe de fonctionnement d'une machine à courant continu.

Dans ce type de contrôle, le flux et le couple, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable de la machine synchrone, est un principe caractéristique du **contrôle vectoriel (contrôle par flux orienté)**, Ce dernier conduit à des entraînements synchrones à hautes performances industrielles supportant les perturbations dues à la charge.

#### IV.2.1 Diagramme vectoriel

Le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est basé sur la détermination des caractéristiques de la machine, c'est-à-dire les équations de cette machine.



**Figure IV.2** Diagramme de phase de la machine synchrone à aimants permanents dans un référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant.

L'équation (4.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états  $I_d$  et  $I_q$  (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot ((L_d - L_q) I_q I_d + \phi_f I_q) \quad (4.1)$$

Dans notre étude, on suppose que la machine synchrone à pôles lisses, c'est-à-dire ( $L_d=L_q$ ) donc, l'expression du couple se réduit à :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot I_q \quad (4.2)$$

Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $I_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $I_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, où le découplage est naturel entre le couple et le flux.

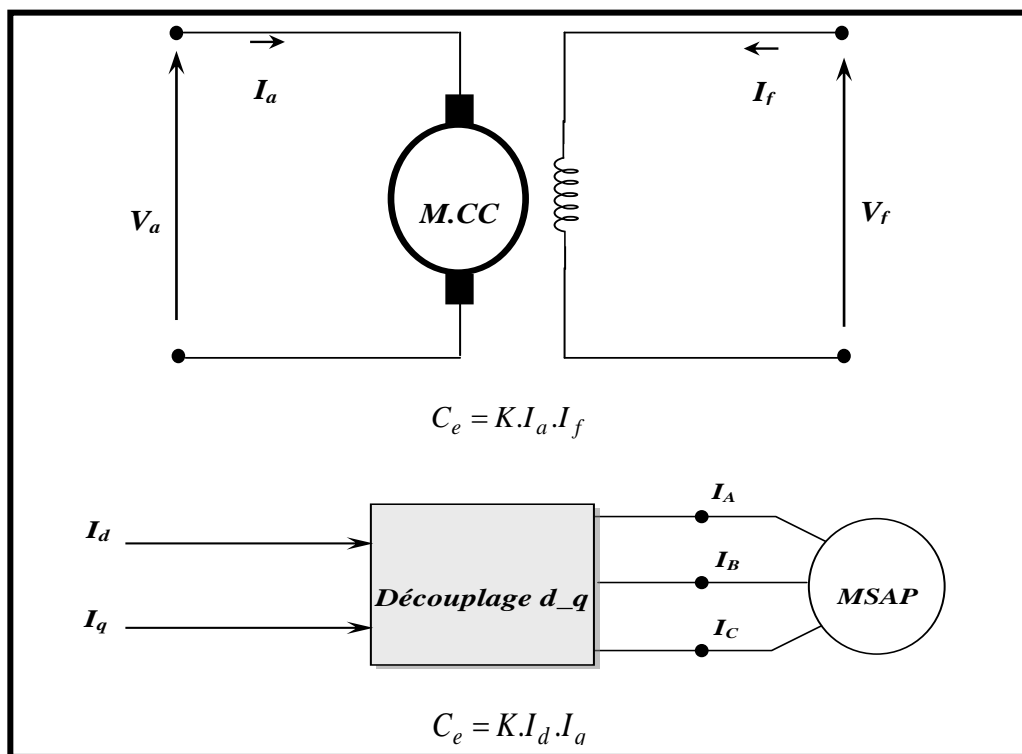


Figure IV.3 Principe de la commande découplée pour la MCC et MSAP

La figure IV.2 montre la position instantanée du rotor, par conséquent le flux rotorique est situé à un angle ( $\theta$ ) par rapport à l'axe  $d$ . L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe du courant  $I_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

Si le courant  $I_d$  est forcé à zéro ( $I_s = I_q$ ), La composante du flux statorique devient :

$$\phi_d = \phi_f \tag{4.3}$$

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot I_q \tag{4.4}$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel au  $I_q$  qui égale à  $I_s$  d'où la représentation suivant :

$$C_e = K_t \cdot I_q \tag{4.5}$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \cdot \phi_f$$

Et on a l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

### IV.3 LA COMMANDE VECTORIELLE EN TENSION (méthode directe)

#### IV.3.1 Bloc de défluxage [28]

Si le courant  $I_d$  est dans la même direction du flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe  $d$  s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer .D'autre part, si le courant  $I_d$  est négatif, le flux statorique sera en sens inverse à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage). Normalement, le courant  $I_d$  doit être nul lorsque le système travaille à couple constant, donc le flux ne peut être réglé, Il est déduit de la vitesse à partir du bloc défluxage figure IV.5.

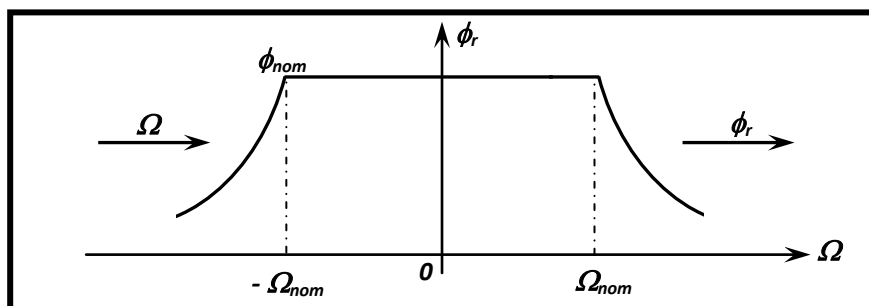


Figure IV.4 Bloc de défluxage.

Le bloc de défluxage permet l'exploitation des capacités magnétiques de la machine permettent un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une autre part ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \phi_{reff} = \phi_{nom} & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_{reff} = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{Si } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (4.6)$$

### IV.3.2 Bloc de compensation

L'alimentation du stator de MSAP en courant dans la commande vectorielle n'influe pas du couple. Mais pour notre étude la commande vectorielle de MSAP en tension, il y a un problème de découplages se pose. Comme monter le système suivant :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d S)I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = \omega L_d I_d + (R_s + L_q S)I_q + \omega \phi_f \end{cases} \quad (4.7)$$

Il y a un bloc de compensation revient à découpler le courant de l'influence de la vitesse. Si la compensation est idéale le courant  $I_q$  ne dépend que de sa référence. Cependant le problème de l'identification en temps réel des paramètres de la machine  $(L_d, L_q)$  empêche la compensation d'être idéale.

A partir du système d'équations (2.7), on peut tirer la fonction de transfert suivante :

$$F_d(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s) + e_d(s)} = \frac{1}{R_s + SL_d} \quad (4.8)$$

$$F_q(s) = \frac{I_q(s)}{V_q(s) + e_q(s)} = \frac{1}{R_s + SL_q} \quad (4.9)$$

On aura donc :

$$U_d = V_d + e_d \quad (4.10)$$

$$U_q = V_q - e_q \quad (4.11)$$

Avec

$$e_d(s) = \omega L_q i_q \quad (4.12)$$

$$e_q(s) = \omega L_d i_d + \omega \phi_f \tag{4.13}$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations ( $e_d(s)$  et  $e_q(s)$ ). Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

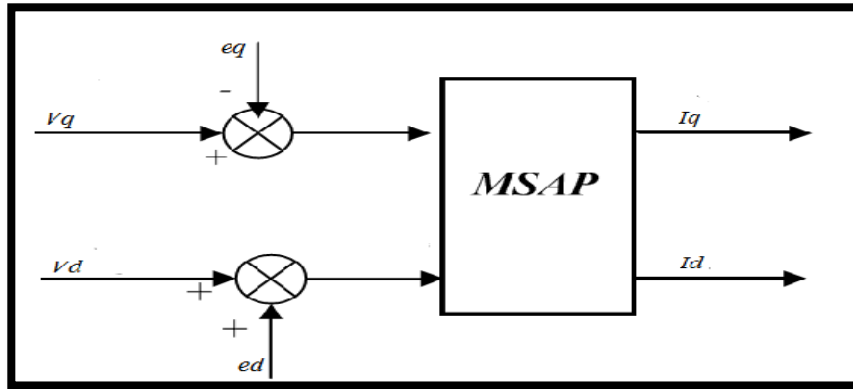


Figure IV.5 Schéma bloc de compensation [29].

### IV.3.3 Le régulateur de flux (reg d)

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par:

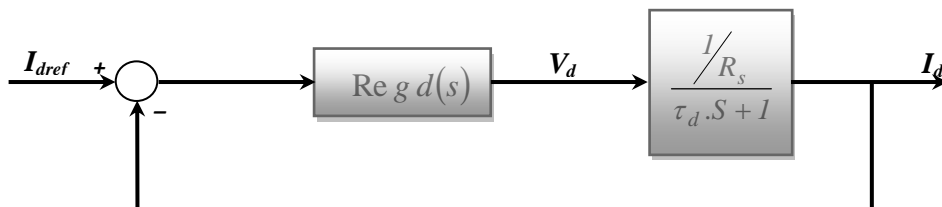


Figure IV.6 Régulation du flux

Avec :

$$F_d(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1 + \tau_d S}} = \frac{I_d}{U_d}, \tag{4.14}$$

Et  $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$

Le régulateur (reg d) a une fonction de transfert donnée par:

$$Reg_d(s) = K_i \frac{(1 + T_d S)}{S} \tag{4.15}$$

Alors :

$$FTBO = K_i \frac{1+T_d S}{S} \frac{1}{\tau_d + 1} \frac{R_s}{1}$$

$$FTBO_d = \frac{K_i}{R_s S} = \frac{K'}{S} = T \tag{4.16}$$

Tel que :  $K' = \frac{K_i}{R_s}$

Donc

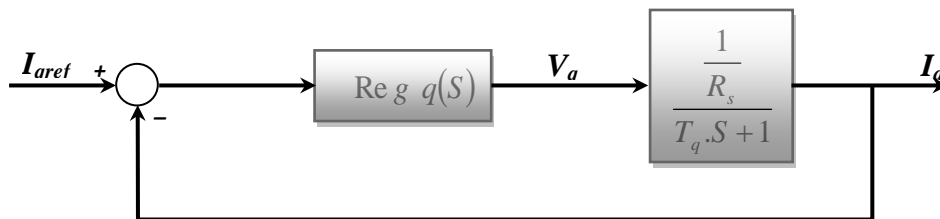
$$FTBF_d = \frac{T}{T+1} + \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{ds} S}} = \frac{1}{1 + \tau_d S} = \frac{I_d}{I_{dreff}} \tag{4.17}$$

Pour que le courant stabilise, on a choisi ( $\tau_d = T_d$ ), Ou:

$$Re g_d(S) = \frac{R_s}{T_d} \left( \frac{1+T_d S}{S} \right) \tag{4.18}$$

**IV.3.4 Le régulateur de couple (reg q)**

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple :



**Figure IV.7** Régulation du couple

Sachant que (reg q) est le même que (reg d), si on choisit  $\tau_q = T_q$  la fonction de transfert devient:

$$Re g_q(S) = \frac{R_s}{T_q} \left( \frac{1+T_q S}{S} \right) \tag{4.19}$$

On a

$$T_q = \frac{L_q}{R_s}$$



IV.3.5 Le régulateur de vitesse (reg  $\Omega$ )

Le régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse est calculé comme suit :

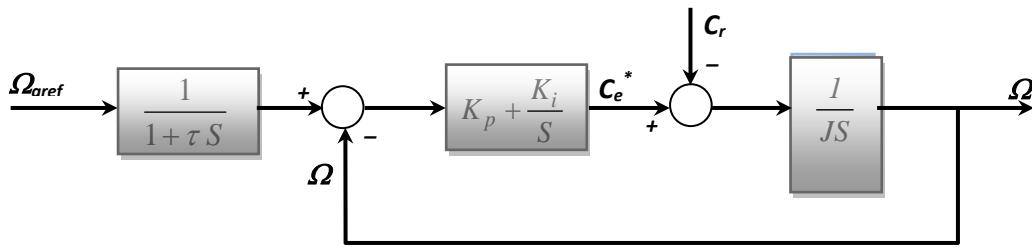


Figure IV.8 Régulateur de vitesse [30].

En négligeant le coefficient de frottement La fonction de transfert du système en boucle fermer est donnée par :

$$G(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \tau s + \frac{J}{K_i} S^2} \tag{4.20}$$

Avec

$$\tau = \frac{K_p}{k_i}$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système canonique du second ordre est :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{reff}} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2} \tag{4.21}$$

Finalement il faut essayer de trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2$$

$$\tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

Pour ( $\xi = 1$ ), on obtient :

$$K_i = \frac{4 J}{\tau^2} \tag{4.23}$$

Le choix de ( $\tau$ ) doit être supérieur à  $\frac{L_d}{R_s}$  et  $\frac{L_q}{R_s}$  (constantes de temps statorique de la machine). Finalement  $K_p$  est donnée par [10].

$$K_p = K_i \tau \tag{4.23}$$

**IV.3.6 Schéma bloc de simulation**

Le schéma donné par la figure IV.9 Présente le schéma bloc (sous Simulink) de la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans cette commande, on utilise un capteur mécanique pour capter l'état de la vitesse de MSAP pendant le fonctionnement.

Avec:  $W_{ref}=78.6rad/s$ ,  $I_{dsref} = 0A$ ,  $I_{qsref}=0A$ .

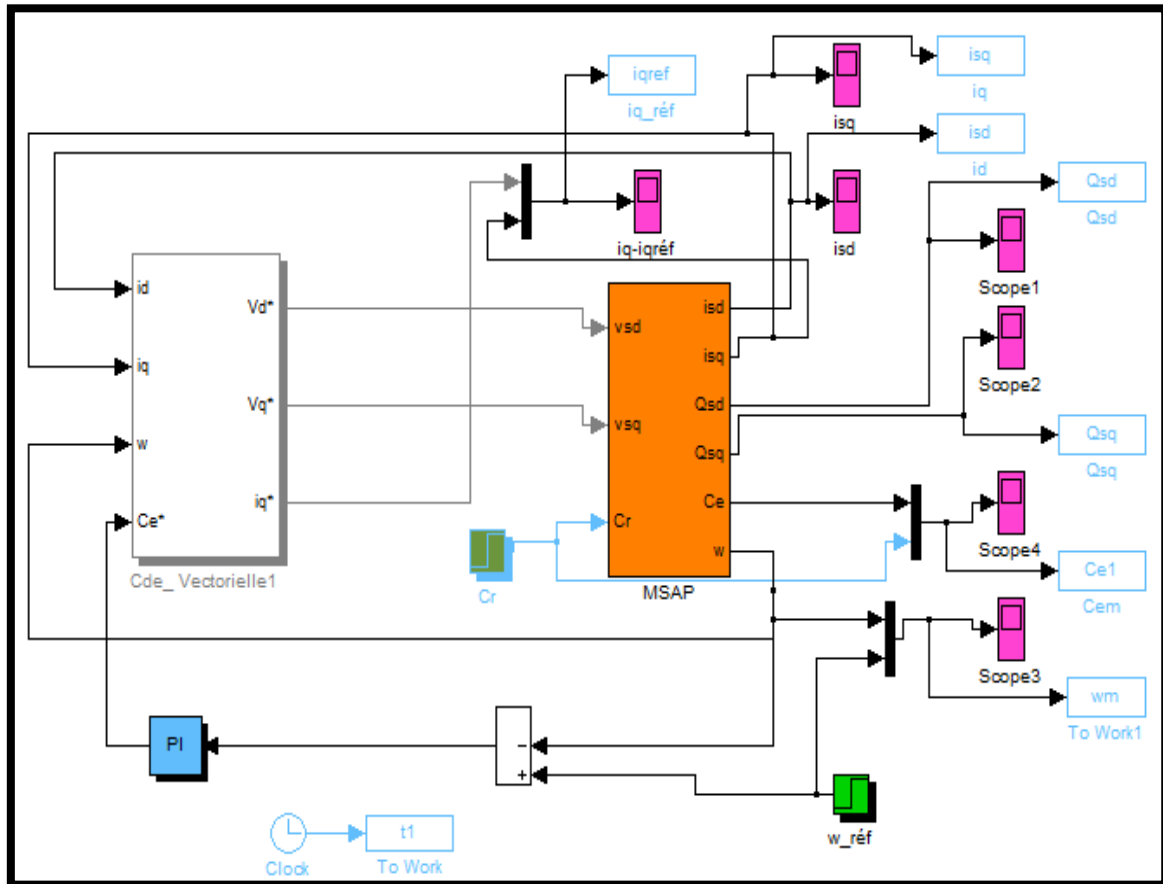


Figure IV.9 Schéma de simulation de contrôle vectoriel de la MSAP.

**IV.3.7 Résultat de simulation**

La figure IV.10 illustre les résultats de simulation effectuées pour les essais (application d'une charge) à  $t=0.175s$  pour une charge de  $C_r=5N.m$  appliquée sur la MSAP commandée vectoriellement.

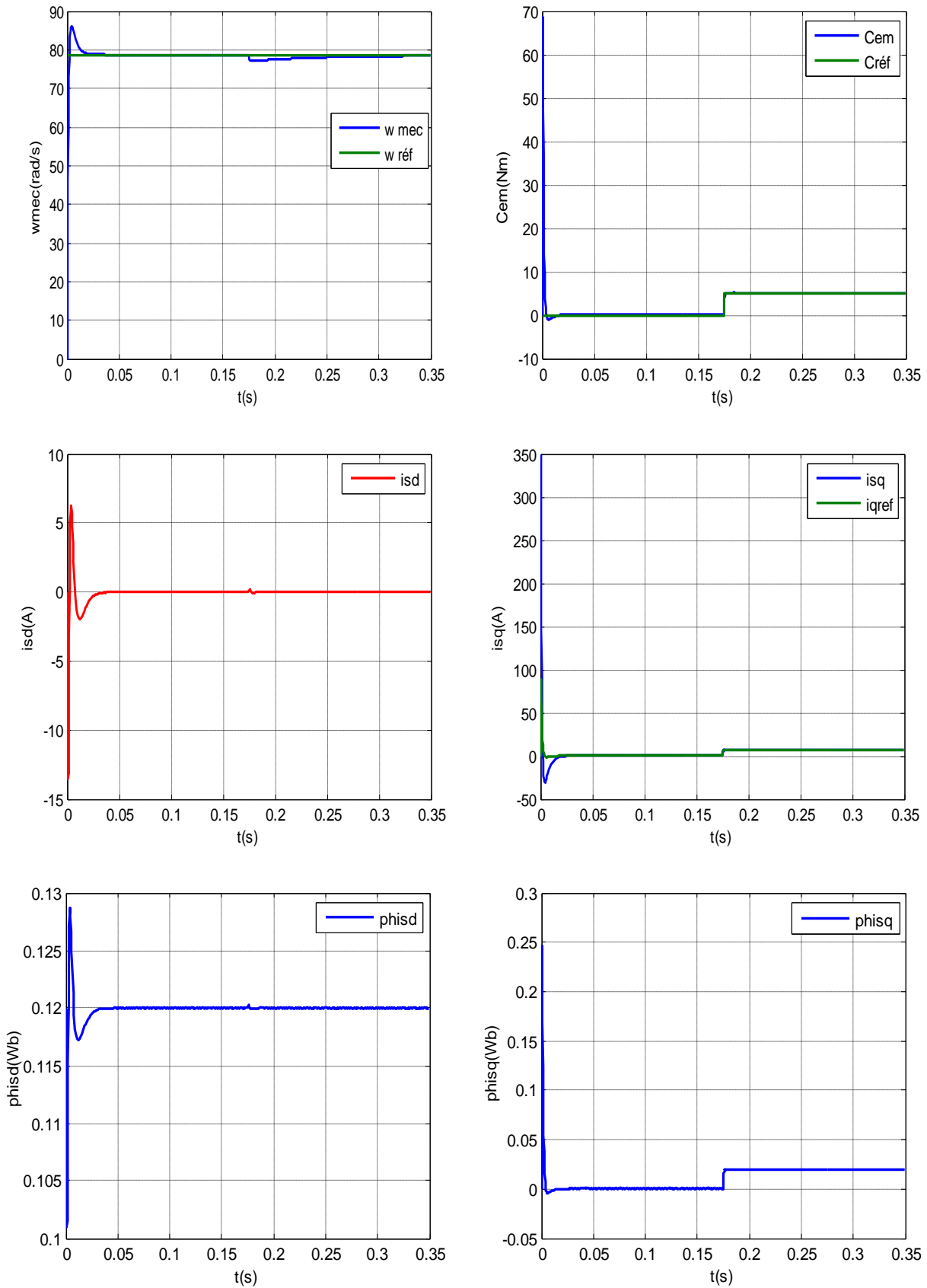


Figure IV.10 Résultats de simulation lors d'un' application de  $C_r=5Nm$  à  $t=0.175s$ .

### IV.3.8 Interprétation

On remarque que le couple électromagnétique suit sa valeur nominale mais la vitesse a démarré avec un pic en régime transitoire et suit sa référence après l'application du couple de charge.

La composante directe du courant  $I_d$  maintenue nulle (suit sa référence  $0Am$ ) ce qui montre bien le découplage entre les grandeurs de la machine.

La composante quadrature  $I_q$  du courant c'est l'image de couple. Le flux selon l'axe direct est égale à le flux des aimants c.-à-d. le flux nominal de la machine ( $\phi_d = \phi_n$ ).

La vitesse suit sa référence avec un petit dépassement en régime transitoire.

## IV.4 LA COMMANDE AVEC ESTIMATEUR NON LINEAIRE DES ÉTATS

D'un point de vue technique, l'estimation non-linéaire est une procédure d'ajustement générale qui permet d'estimer et obtenir un bon fonctionnement de la commande qui nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler [31].

### VI.4.1 Commande basée sur l'estimateur de Kalman

On remplace le capteur mécanique utilisé dans la commande précédente par un capteur logiciel repose sur des équations bien déterminées.

Donc, On peut résumer L'algorithme de filtre de Kalman comme suit :

➤ Initialisation

$$\hat{x}(t_0) = \hat{x}_0 \quad (4.24)$$

$$P_0 = E\{\tilde{x}(t_0)\tilde{x}^T(t_0)\} \quad (4.25)$$

➤ Gain

$$K(k+1) = P(k+1/k)C(k)^T \left[ C(k)P(k+1/k)C(k)^T + R \right]^{-1} \quad (4.26)$$

➤ Covariance

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (4.27)$$

➤ Estimation

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)[y(k+1) - C\hat{x}(k+1/k)] \quad (4.28)$$

VI.4.1.1 Schéma bloc de la commande

En basant sur l'algorithme de FKE présenté dans la section précédente, et pour l'étude des performances d'une commande sans capteur, on utilise le schéma bloc illustré dans la figure suivante :

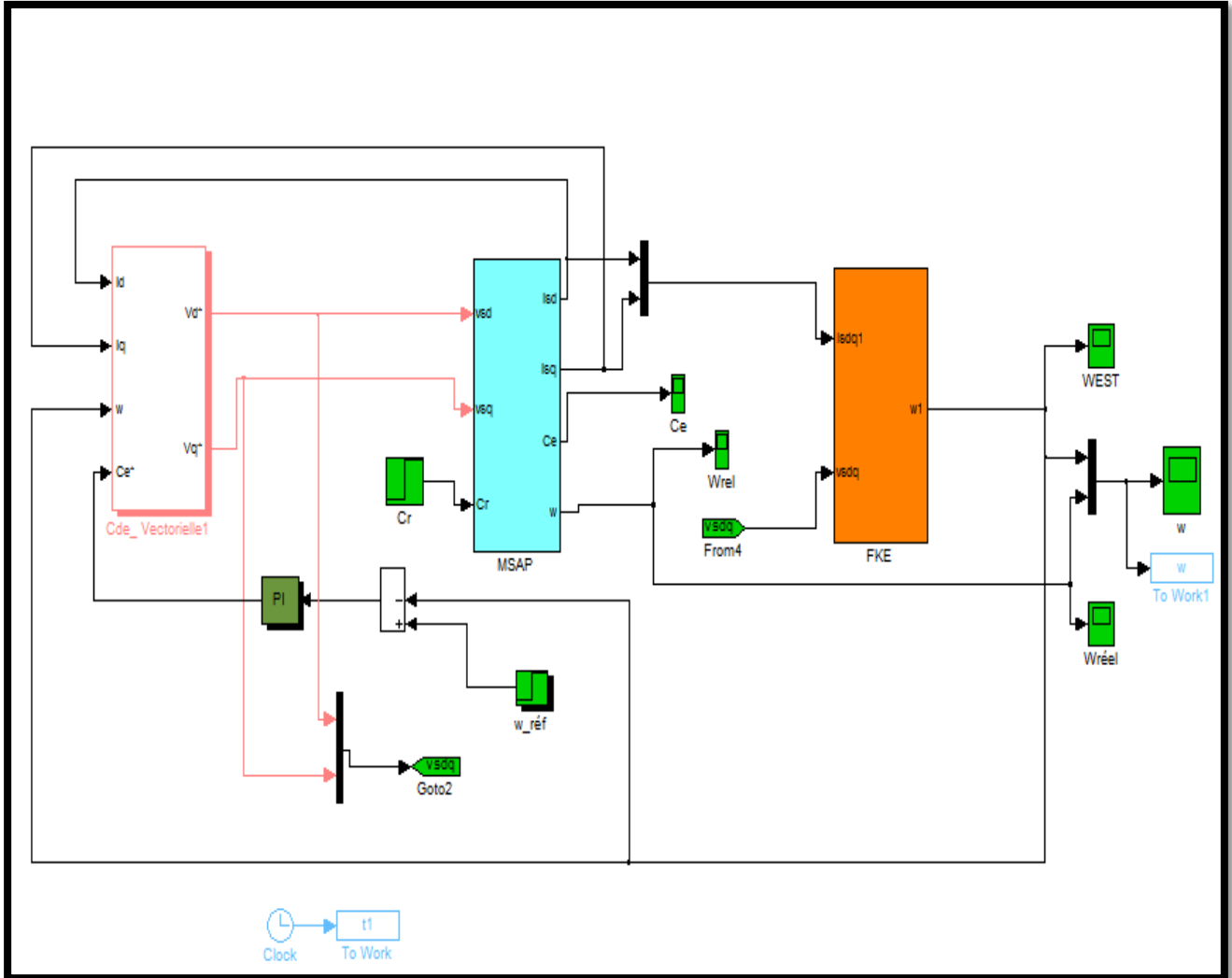


Figure IV.11 Schéma bloc de la commande vectorielle basé sur filtre de Kalman

La simulation de la commande sans capteur en utilisant l'estimateur de Kalman étendu a été réalisé sous les condition suivants :

$$Ts=0.0001s$$

$$V= 0.1$$

$$W= 0.01$$

Et on suppose la matrice de mesure est de la forme

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

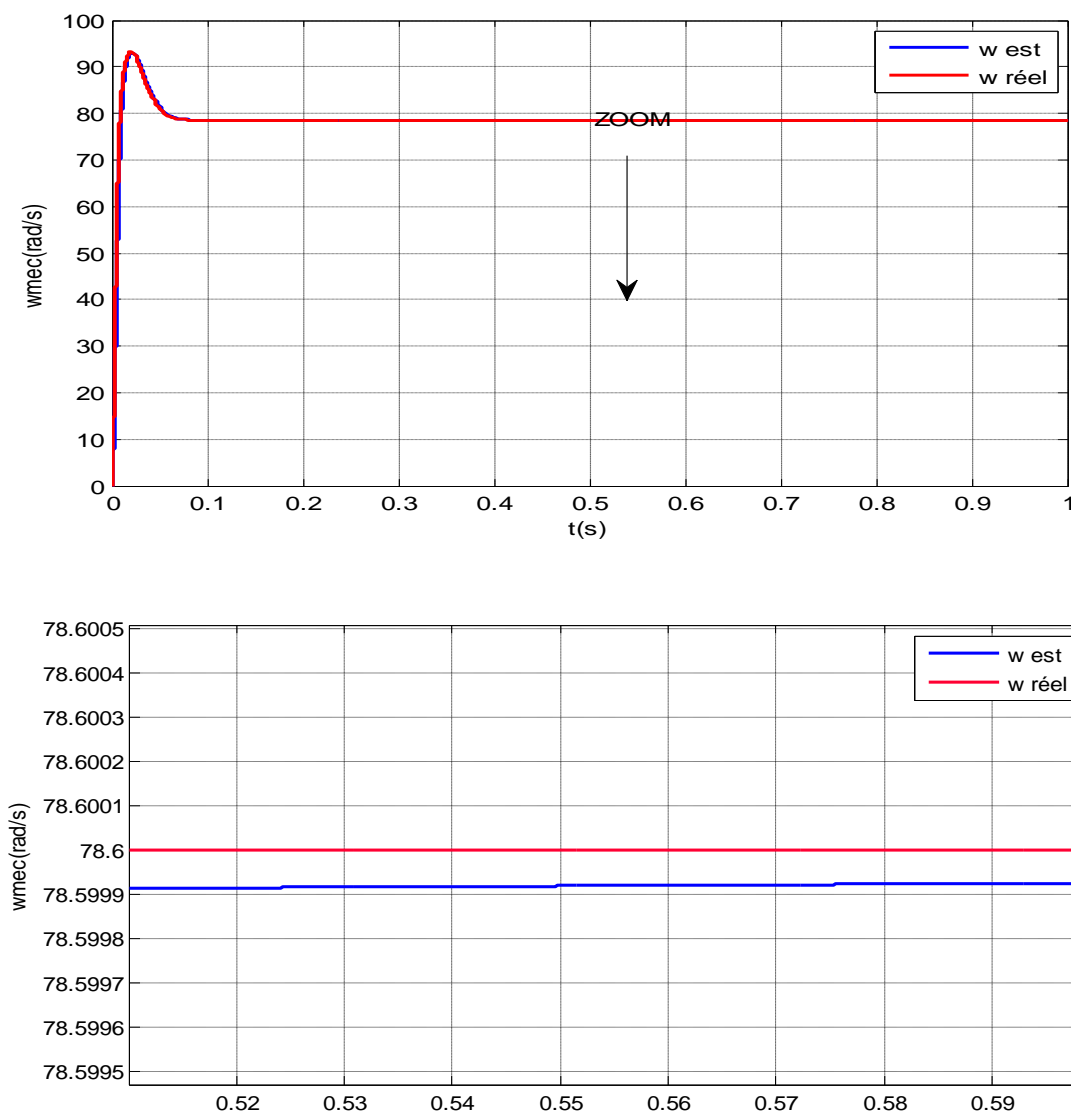
Cette matrice représente la mesure des courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$

#### VI.4.1.2 Résultats de simulation

Pour tester la mise en marche de l'implémentation de l'algorithme de Kalman, on a procédé à une simulation numérique pour deux scénarios :

- **Fonctionnement à vide**

Les résultats de simulation représentée dans La figure **IV.12** vérifient les performances de la commande sans capteur de vitesse basé sur EKF. Le moteur démarre à vide (couple de charge proposé est nul  $C_r=0$ ).



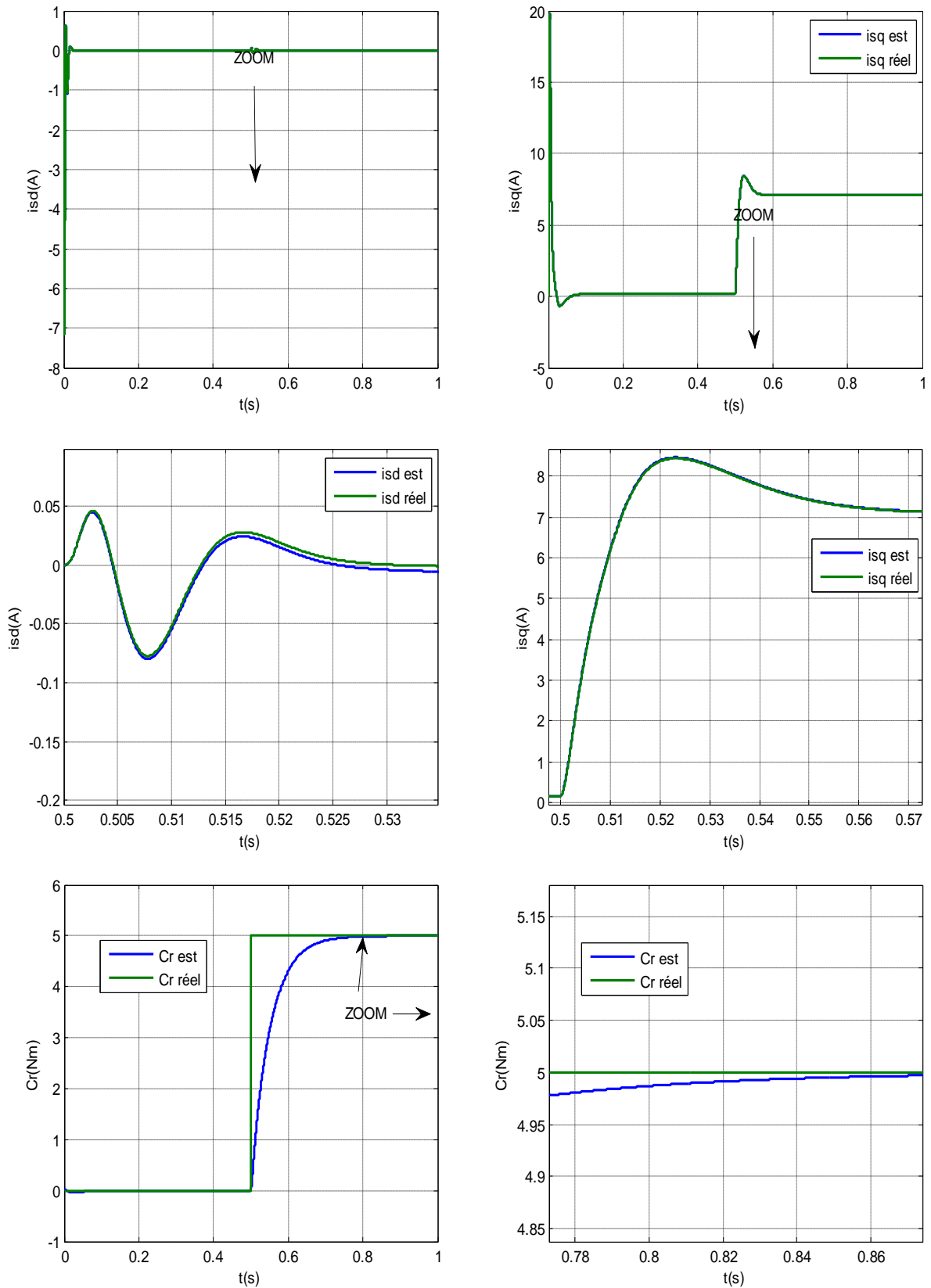
**Figure IV.12** Résultats de simulation de la vitesse à vide

- **Fonctionnement en charge**

Dans cette étape de fonctionnement, le moteur démarre à vide, et à l'instant  $t=0.5$  s on

applique un couple de charge de valeur  $5Nm$ .

On peut vérifier les performances de la commande sans capteur de vitesse basé sur FEK.



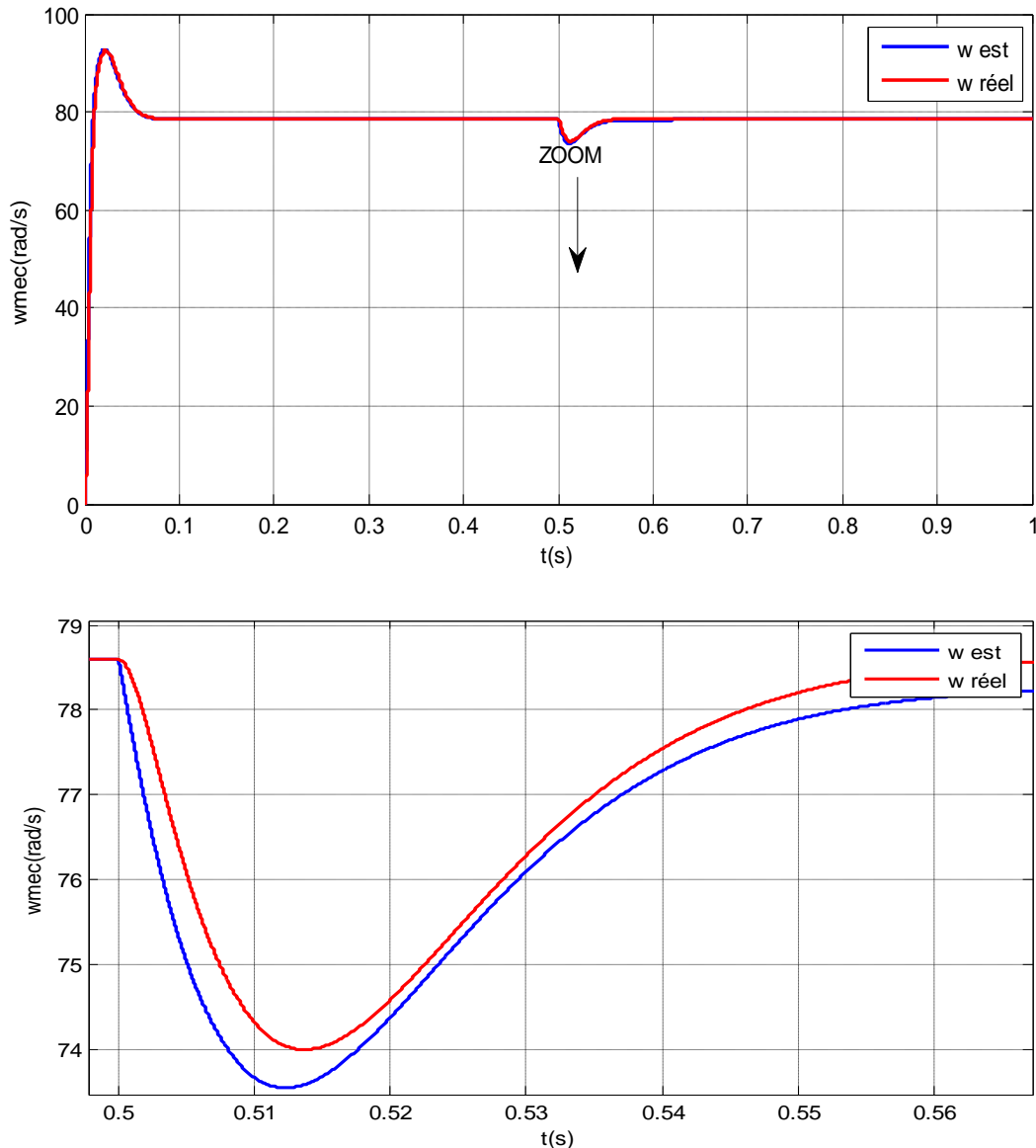


Figure IV.13 Résultat de simulation en charge

#### VI.4.1.3 Interprétation

On note à l'instant d'application du couple de charge en  $t=0.5s$ . Que cette action ne porte aucune perturbation sur les performances de la commande en vitesse sans capteur avec l'estimateur de Kalman.

#### VI.4.2 Commande base sur le filtre de SDRE

La commande base sur ce filtre utilise un capteur logiciel repose sur des équations bien déterminées pour remplacer le capteur mécanique.

On peut résumer l'algorithme de FSDRE comme suit :

On suppose que le système non linéaire peut être écrit sous la forme:



$$\dot{x}(t) = A(x)x(t) + G(t)x(t) \quad (4.29)$$

$$y(t) = C(x)x \quad (4.30)$$

➤ Initialisation

$$\hat{x}(t_0) = \hat{x}_0 \quad (4.31)$$

$$P_0 = E\{\tilde{x}(t_0)\tilde{x}^T(t_0)\} \quad (4.32)$$

➤ Gain

$$K(t) = P(t)C^T(\hat{x})R^{-1} \quad (4.33)$$

avec,  $P(t)$  est la solution de l'équation différentielle de Riccati :

$$\dot{P}(t) = P(t)A^T(\hat{x}) + A(\hat{x})P(t) - P(t)C^T(\hat{x})R^{-1}C(\hat{x})P(t) + Q \quad (4.34)$$

➤ Estimation

$$\dot{\hat{x}} = A(\hat{x})\hat{x} + L(t)[y - C(\hat{x})\hat{x}], \quad \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \quad (4.35)$$

#### VI.4.2.1 Schéma bloc de la commande

On a appliqué l'algorithme (équations (4.29) à (4.35)) d'estimateur des états de la MSAP base sur l'approche SDRE dans l'environnement MATLAB/SIMULINK, ou le capteur mécanique de la vitesse à été remplacé par l'estimateur de SDRE comme présenté dans la figure suivante :



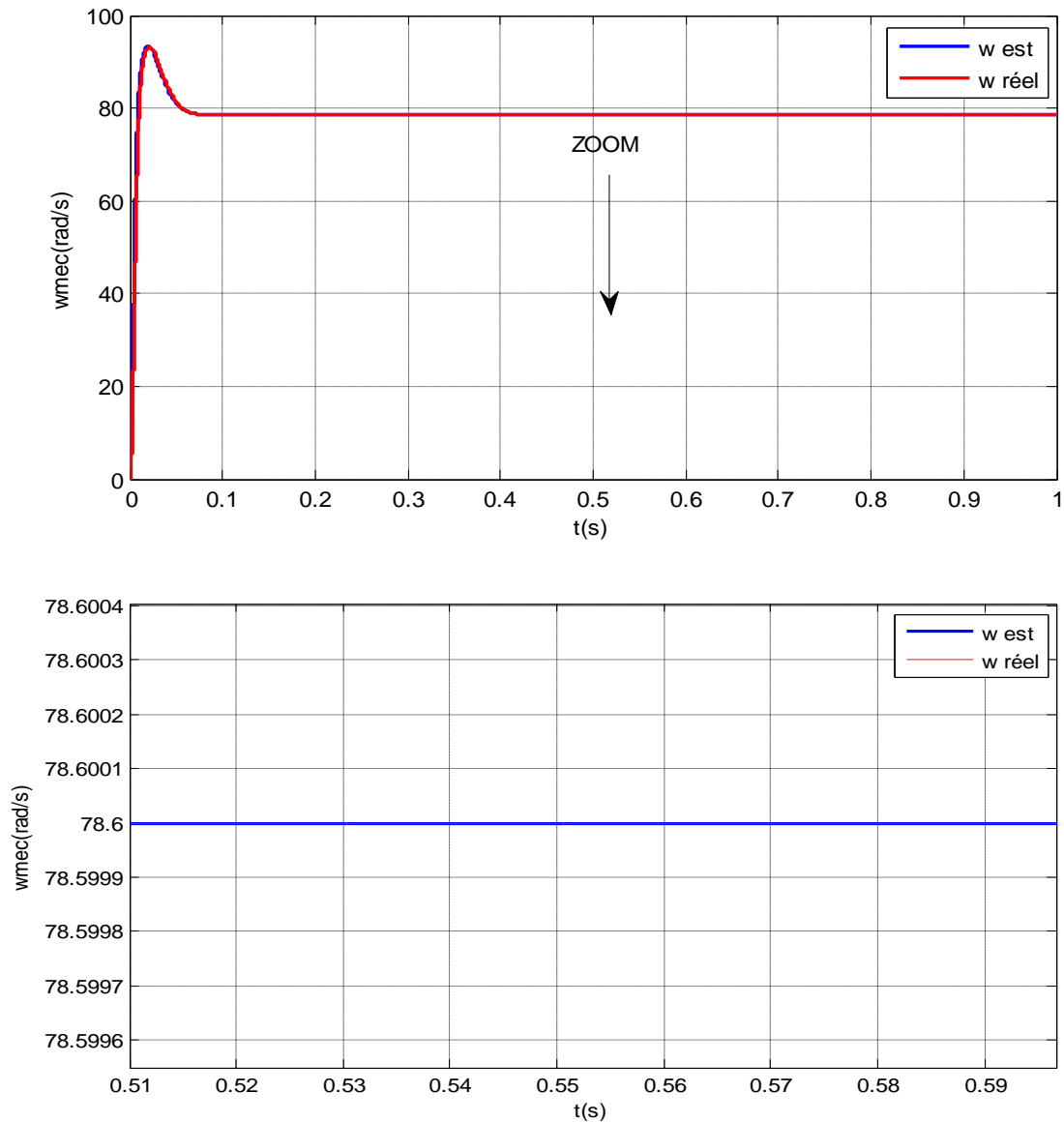
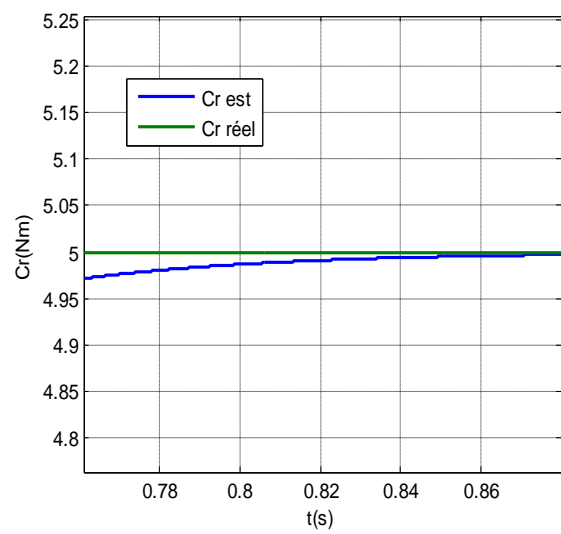
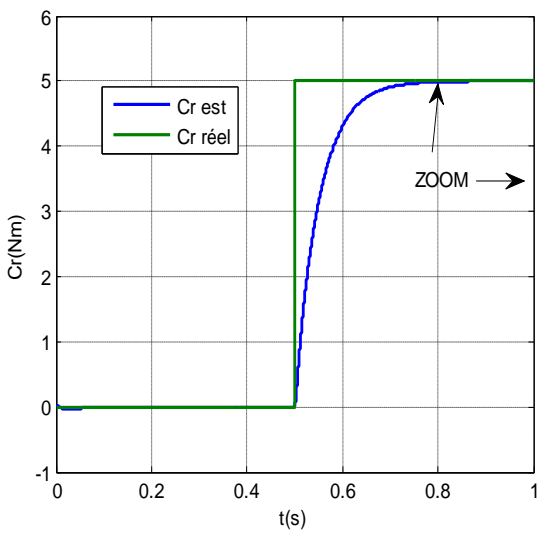
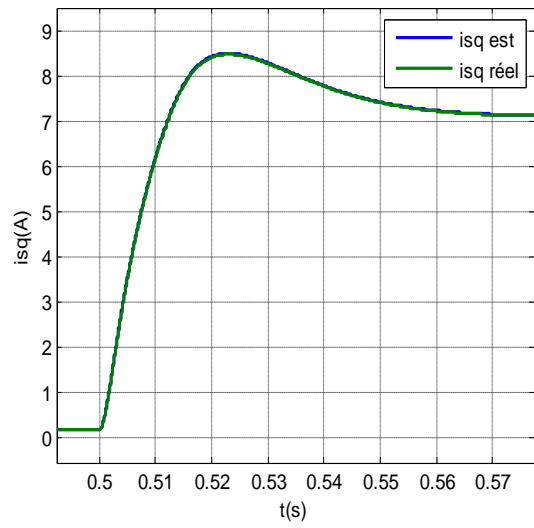
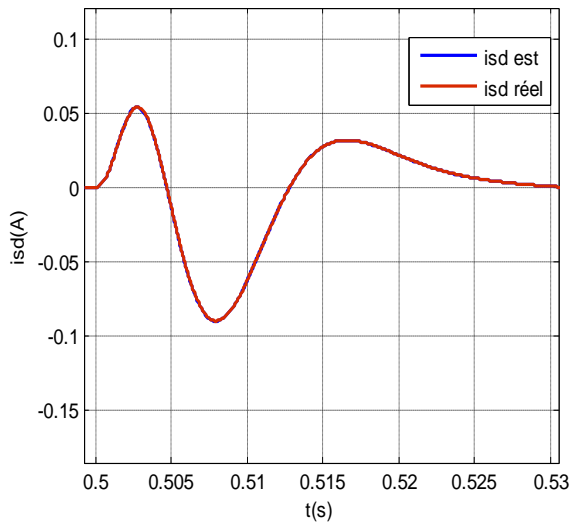
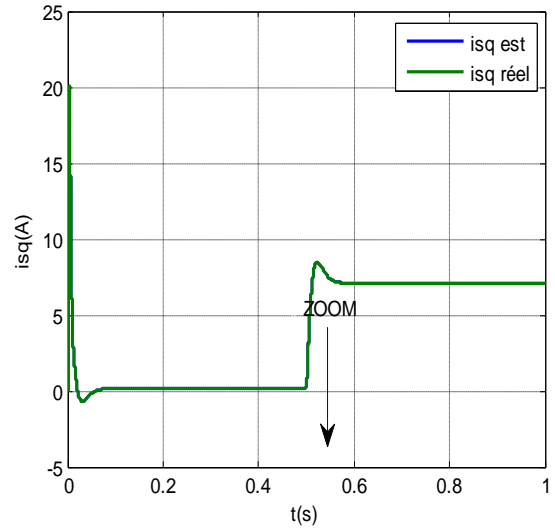
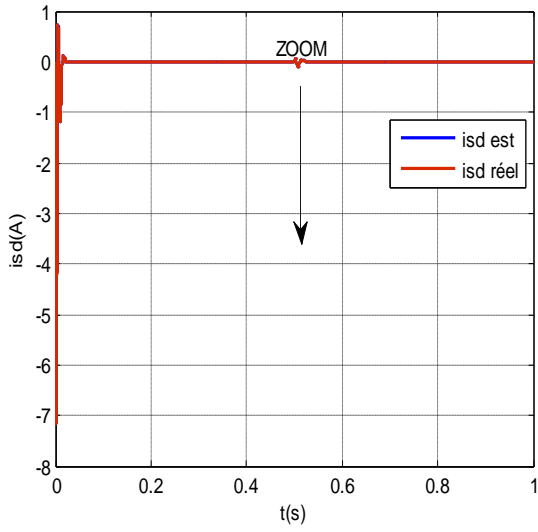


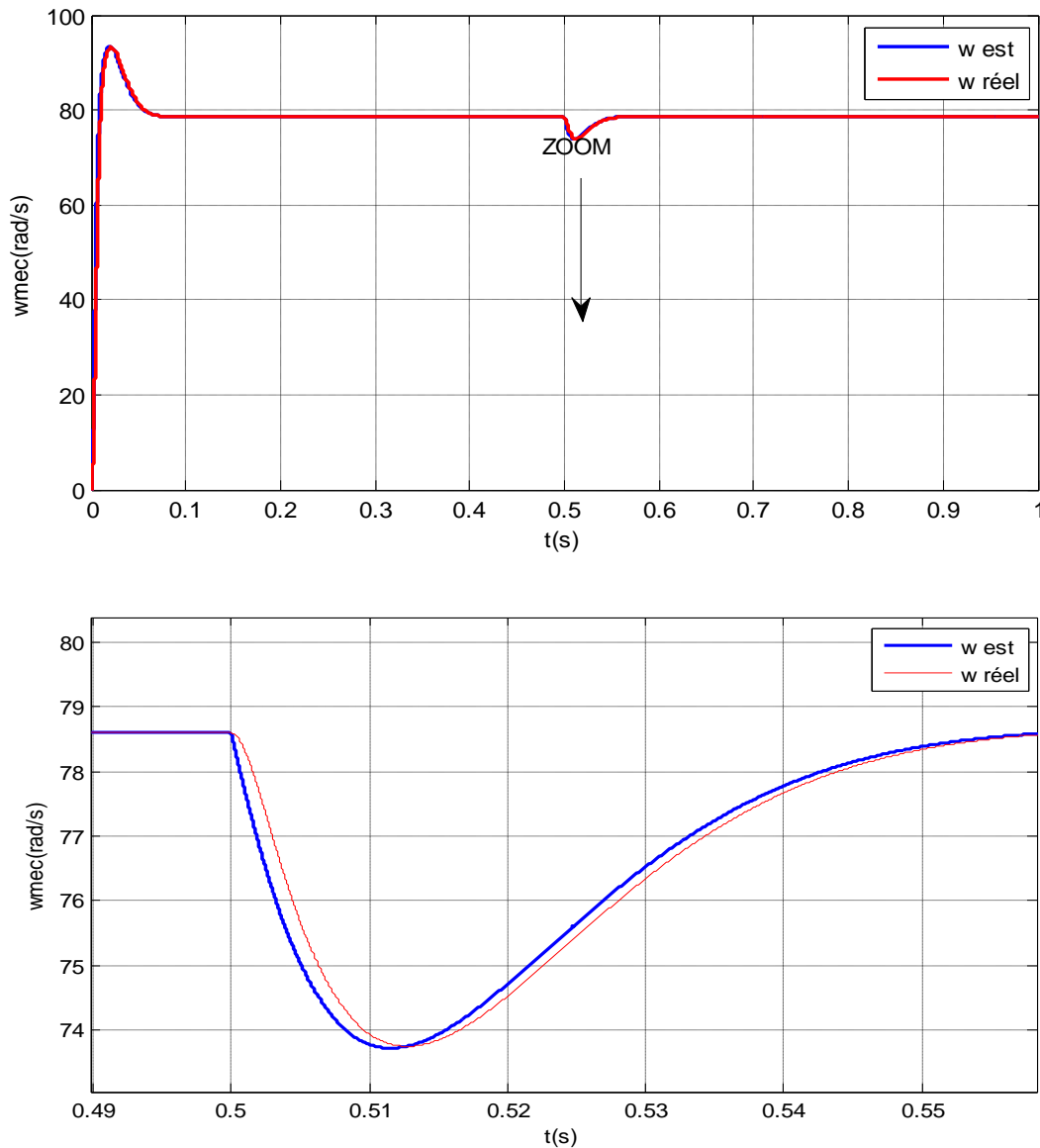
Figure IV.15 Résultat de simulation à vide

- **Fonctionnement en charge**

Dans cette étape de fonctionnement, le moteur démarre à vide, et à l'instant  $t=0.5s$  on applique un couple de charge de valeur  $5Nm$ .

Les résultats de simulation numérique de la vitesse en utilisant le capteur logiciel FSDRE sont présentés ci-après :





**Figure IV.16** Résultat de simulation en charge

### VI.4.2.3 Interprétation

On note à l'instant d'application du couple de charge en  $t=0.5$ s. Que cette action ne porte aucune perturbation sur les performances de la commande en vitesse sans capteur avec l'estimateur de SDRE.

La réécriture du système non-linéaire sous la forme paramétrique SDC et la nature de l'algorithme SDRE qui surpasse le calcul de Jacobiens a donné son effet pour une réponse rapide au régime transitoire et même dans le cas d'application d'une charge en régime permanent ( $t= 0.5$ s). Ce qui confirme les meilleures performances obtenues déjà en boucle ouverte.

### VI.5 ÉTUDE COMPARATIVE

On peut dire que l'application des deux techniques de commande de la MSAP sur MATLAB (commande non linéaire sans capteur basé sur FKE, et basé sur FSDRE) permet de tirer les caractéristiques dynamiques et statiques pour ces deux commandes avec une manière plus illustrée.

Par l'observation de la figure **IV.12** on note que la commande basée sur le filtre de Kalman étendue présente une allure des états estimés proche à celle des consignes. Donc, on peut dire que cette technique de commande a une précision acceptable à vide et dans le régime permanent mais, la poursuite des états par ce filtre dans la phase d'application du couple de charge présente un petit écart observable entre l'états (vitesse) estimés et la consigne.

Par contre, et Par l'observation de la figure **IV.16** la commande basée sur le filtre de SDRE présente une allure des états estimés **très** proche à celle des consignes.

On peut dire que cette technique de commande a une meilleure précision « dans les deux régimes de fonctionnement. Donc, on peut dire que la poursuite des états par ce filtre dans la phase d'application du couple de charge (transitoire) présente une meilleure réaction pour garder les mêmes caractéristiques entre l'état estimé et la consigne. Cet avantage montre que le temps de réponse du filtre de SDRE est moins court par rapport au FKE.

Donc, la commande basée sur le filtre de SDRE est plus efficace par rapport à celle du filtre de Kalman étendue.

Dans cette étape, on a fait une comparaison analytique des performances de ces commandes à partir des résultats obtenus reposés sur la poursuite des états et le temps de réponse.

Donc, la commande basée sur FSDRE donne des résultats performant et plus précis par rapport au filtre de Kalman étendu dans régime transitoire, cette caractéristique donne une meilleur forme dynamique pour la stabilité de fonctionnement.

### IV.6 CONCLUSION

Une approche non linéaire a été étudiée dans ce chapitre, commande non linéaire sans capteur basé sur deux estimateurs. La technique de SDRE est employée pour développer un estimateur d'état estimé pour la mesure de la vitesse, objet de notre commande.

Cette nouvelle approche fournit la capacité relativement rapide de contrôle, une plage de fonctionnement large et un bon comportement malgré la présence de perturbation.

### Conclusion Générale

L'objectif de notre travail dans ce mémoire est le développement et la mise en œuvre d'une technique d'estimation des états et de commande moderne non linéaire de la MSAP.

Dans le premier chapitre on a présenté brièvement la théorie de base de la machine synchrone à aimant permanent ainsi que leur modélisation et les simplifications apportées.

Dans le deuxième chapitre on a fait un état de l'art sur les estimateurs et les observateurs et leur classification, puis on présente un mode d'estimation basé sur le filtre de Kalman étendue.

Les résultats obtenus par cette technique d'estimation vérifient que le FKE est plus sensible au régime transitoire et aux applications de la charge.

Pour des bons résultats sur l'information de l'état estimée de notre machine quel que soit le régime de fonctionnement, on propose un technique moderne d'estimation basée sur le filtre de SDRE.

Les résultats obtenus par l'estimateur de SDRE montrent que cette technique peut assurer la stabilité de fonctionnement de la MSAP dans le régime transitoire ou dans la phase d'application du couple de charge.

Dans la dernière partie de ce travail, nous avons présenté d'un coté 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. L'entraînement de la MSAP jusqu'à présent est supposé l'existence des capteurs physique pour les mesures de différents état à régler.

D'autre coté, et pour une meilleure analyse physique des résultats obtenus, par les deux techniques d'estimations. Nous avons conçu une commande par orientation de flux d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique de vitesse avec les deux estimateurs.

Et par la suite on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques, pour pouvoir faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée.

A la lumière des résultats obtenus au cours de nos travaux, un certain nombre de perspectives peut être envisagé. Les axes de recherche suivants sont recommandés pour continuer cet effort : L'association d'un estimateur SDREF avec une loi de

## Conclusion Générale

---

commande basée sur la même approche peuvent améliorer davantage les performances de système. La mise en œuvre pratique de la technique et envisager l'application sur d'autres systèmes d'entraînement à vitesse variable [28].



- [1] **Nicolas BERNARD**, “Machine synchrone : de la boucle ouverte à l’autopilote” Revue 3EI , n 30 ,Septembre 2002,pp .24-39.
- [2] **D. Arab Khabouri** “Contribution à la command vectorielle des machines synchrones à aimant permanents sans capteurs mécaniques” Thèse de Doctorat de l’NP Lorraine Nancy, 1998.
- [3] **A.AMEUR** «Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D’une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D’un Observateur D’ordre Complet A Mode De Glissants ».Thèse De Magister, Université De Batna, 2005.
- [4] **F. BARRET**, “Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques“, Collection des Etudes de Recherches, Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [5] **B.KIYYOUR** «Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ». Thèse De Magistère En Électrotechnique Université De Batna 2004.
- [6] **K .AZZEDDINE** «Etude D’une Commande Non Linéaire Adaptative De La Machine Synchrone A Aimants Permanents». Université Laval, Québec.2000.
- [7] **R.ABDESSEMED** «modélisation des machine électrique ». Presse De L’université De Batna, 1997.
- [8] **W. Laala**, "Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse". Thèse de magister, université de Biskra 2001. 4554 vol 5, 1999.
- [9] **Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de Batna** Mémoire de Magister "Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Methodes de L’intelligence Artificielle".
- [10] **AkIN. B** «State Estimation Techniques for speed sensor less field oriented control of Induction motors ». Thesis of Master, the Middle East technical University, Ankara ,Turkey 2003.
- [11] **FERROUDJ. ABDELMALEK** «Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L’intelligence Artificielle ». Mémoire Magistère en Électrotechnique. Université de Batna 2011.
- [12] **AkIN. B** «State Estimation Techniques for speed sensor less field oriented control of Induction motors ». Thesis of Master, the Middle East technical University, Ankara Turkey,2003.Simulation , 2011.
- [13] **MORAND. F** " Techniques d’Observation Sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des machines Asynchrones". Thèse de Doctorat, école doctorale de Lyon. 2005.

- [14] **Z. ZHENG** « Commande à Haute Performance et Sans Capteur Mécanique du Moteur Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Doctorat de l'INP de Toulouse, France, 2008.
- [15] **G.R ARAB MARKADEH, J SOLTANI** « Robust Direct Torque and Flux Control of Adjustable Speed Sensor less Induction Machine Drive Based on Space Vector Modulation Using a PIP predictive Controller», Journal of Electrical Engineering, Springer, Vol. 88, pp. 485-496, Verlag, 2006.
- [16] **MORAND. F** " Techniques d'Observation Sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des machines Asynchrones". Thèse de Doctorat, école doctorale de Lyon. 2005.
- [17] **BENOIT LARROQUE** « observateurs de systèmes linéaires application à la détection et localisation de fautes ». Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse 2008.
- [18] **A. Azemi, E. E.Yaz** "Comparative study of several nonlinear stochastic estimators" Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, AZ, pp. 4549-4554 vol.5, 1999.
- [19] **Benchmarking** task group website. IWA Task Group on Benchmarking of Control Strategies for WWTPs website (<http://www.benchmarkwwtp.org/>). Consulter le: 16/04/2014
- [20] **Farza M, Cheruy A. Cambio**: software for modeling and simulation of bioprocesses. Cabios, 1991.
- [21] **Edeline F.** L'épuration biologique des eaux résiduaires – Théorie et technologie. 3e ed. Liège :Cebedoc, 1988.
- [22] **P. S. Maybeck** "Stochastic models, estimation and control". New York: Academic Press, 1982.
- [23] **A. Gelb** "Applied Optimal Estimation". The M.I.T Press, Cambridge, 2001.
- [24] **A. H. Jazwinski** "Stochastic processes and filtering theory". Academic Press, New York, 1972.
- [25] **H. Beikzadeh , H. D. Taghirad** "Nonlinear sensorless speed control of PM synchronous motor via an SDRE observer-controller combination" In Proc. of the 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Xian, China, pp. 3570-3575, 2009.
- [26] **Cloutier, J. R , D'Souza, C. N, Mracek C. P** " Nonlinear regulation and nonlinear H infinity control via the state-dependent Riccati equation technique: Part 1, Theory; Part 2 Examples". In Proceedings of the First International Conference on Nonlinear Problems in Aviation and Aerospace (pp. 117–141), 1996.
- [27] **A.RAGHDA/ KH. CHAKOU** «Application De La Commande Adaptative Par Modèle De Référence Sur Machine Synchrone A Aimants Permanents». Mémoire d'ingénieur Électromécanique CUB.B.A, 2008.

- [28] **DALI OSMANE KHALED/ SALAH OUSSAMA** « Commande adaptative de la machine synchrone à aimant permanent ». Mémoire d'ingénieur Électromécanique CUB.B.A 2010.
- [29] **LAHOULE DALILA** «Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents». Mémoire Magistère en Électrotechnique. Université de Batna2009.
- [30] **MERZOUG MED SALAH** « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ». Mémoire Magistère en Électrotechnique. Université de Batna.
- [31] **BENZIDE MAROUAN-MERABET HICHAM** « Commande non linéaire sans capteur de vitesse de la Machine synchrone à aimants permanents ». MEMOIRE DE MASTER II 2013 Université de Bordj Bou Arreridj.

### Annexe

#### A.1 Paramètres de la machine synchrone à aimants permanent

Les paramètres du moteur synchrone à aimant permanent sont :

Puissance nominale " $P_n$ "	$P_n = 1500\text{W}$ .
Fréquence " $f$ "	$f = 50\text{Hz}$ .
Tension d'alimentation " $V_n$ "	$V_n = 220\text{V}$ .
Résistance statorique " $R_s$ "	$R_s = 0.6\Omega$ .
Nombre de paires de pôle " $p$ "	$p = 4$ .
Inductance sur l'axe d " $L_d$ "	$L_d = 0.0014\text{H}$ .
Inductance sur l'axe q " $L_q$ "	$L_q = 0.0028\text{H}$ .
Coefficient de frottement " $f_r$ "	$f_r = 0.0014\text{N.s/rad}$ .
Flux d'aimant " $Q_f$ "	$Q_f = 0.12\text{Wb}$ .
Moment d'inertie " $j$ "	$j = 0.0011\text{N.m.s/rad}$ .

#### A.2 Les valeurs de bruits pour les deux filtres

Bruit d'états " $W$ "	$W=0.01$ .
Bruit de mesure " $V$ "	$V=0.1$ .

#### A.3 L'initialisation des deux filtres

$$X_0=0.$$

$$P_0=0.$$

#### A.4 Abréviation

IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
SynRM	Synchronous Reluctance Motor
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent.
FKE	Filtre de Kalman Étendu.
FSDRE	Filtre de State Dependente Riccati Equation.
SDC	State Dependente Coefficient .
CV	Commande Vectorielle.

# RESUME

---

## Résumé

Dans notre monde industriel, Les nouvelles applications sur Les machines synchrones à aimant permanent nécessitent une variation de vitesse pour arriver à hautes performances dynamiques. Mais, dans le passé, Cette solution n'était pas possible à cause principalement des systèmes de commande complexes de ce type de machines. Dans le cadre d'améliorer les performances de la commande de la MSAP, nous avons jugé intéressant Dans notre travail de faire appel à un observateur d'état de Kalman (FKE) et de state dependente Riccati équation (SDREF) pour une commande sans capteur de vitesse, dont le rôle est de reconstruire les états du système à commander à partir de la grandeur de commande  $isq$  et de la grandeur à asservir  $\omega$ .

**Mots clés : MSAP, Filtre de Kalman Etendu, Linéarisation du système, State Dependent Riccati Equation, Estimation Non Linéaire, Commande Non Linéaire.**

## ملخص

في عالمنا الصناعي هناك العديد من التطبيقات الحديثة على الماكينات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم تحتاج إلى تغيير للسرعة من أجل الوصول أداء ديناميكي عالي. لكن في الماضي لم يكن هذا الحل متاحا، إذ يرجع ذلك أساسا لأنظمة التحكم المعقدة لهذا النوع من الماكينات. في إطار تحسين الأداء العالي الخاص بالتحكم في الماكينات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، نقترح في عملنا هذا تقنية التحكم بدون لاقط السرعة عن طريق مراقبين (مراقب كالمن - مراقب ستايت دبانذنت ) اعتمادا على إعادة بناء حالة النظام انطلاقا من مقدار التحكم ( التيار ) والمقدار المتتبع (السرعة) .