

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF1  
UFAS (ALGERIE)

# THESE

Présenté à la Faculté de Technologie

Département d'électrotechnique

Pour l'Obtention du Diplôme de

## DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Machines électriques et leurs commandes

Par

**Slimane MEDJMADJ**

## THEME

**Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande  
tolérante aux défauts des entraînements électriques**

Soutenu le 19/02/2015 devant le jury composé de:

M. Hammoud RADJEL	Professeur à l'université de Sétif 1	Président
M. Mohammed MOSTEFAI	Professeur à l'université de Sétif 1	Rapporteur
M. Mabrouk KHEMLICHE	Professeur à l'université de Sétif 1	Examineur
M. Hocine LABAR	Professeur à l'université d'Annaba	Examineur
M. Tahar BAHI	Professeur à l'université d'Annaba	Examineur
M. Achour BETKA	Professeur à l'université de Biskra	Examineur
M. Demba DIALLO	Professeur à l'Université Paris-Sud XI, France	Invité

# Remerciements

---

---

Je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à **M. Mohammed MOSTEFAI**, Professeur à l'université de Sétif 1, Algérie, pour avoir dirigé ce travail avec beaucoup d'efforts et de patience, son soutien moral, sa compréhension et ses encouragements constants.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :

Monsieur **Hammoud RADJELI**, Professeur à l'Université de Sétif 1, Algérie, chef de département électrotechnique, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs **Mabrouk KHEMLICHE**, Professeur à l'Université de Sétif 1, Algérie, **Hocine LABAR**, **Tahar BAHI**, Professeurs à l'Université d'Annaba, Algérie et **Achour BETKA**, Professeur à l'université de Biskra, Algérie, pour l'honneur qu'ils me font d'avoir accepté d'examiner mon travail de cette thèse.

Je suis reconnaissant au Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Algérien de m'avoir octroyé une bourse afin de finaliser mes travaux de thèse en France.

Je remercie **M. Frédéric BOUILLAULT**, Professeur des Universités à l'Université Paris-Sud et directeur du LGEP (Laboratoire de Génie Électrique de Paris), pour m'avoir accueilli dans son laboratoire; je remercie aussi **M. Claude MARCHAND**, Professeur des Universités à l'Université Paris-Sud (France) et responsable du département MOCOSEM, pour m'avoir accueilli dans ce département du laboratoire.

Mes vifs remerciements vont également à **M. Demba DIALLO**, Professeur des Universités à l'Université Paris-Sud et responsable de l'équipe COCODI, pour avoir facilité mon accueil au laboratoire LGEP. Je lui exprime ma vive reconnaissance pour toute l'aide qu'il m'a apportée, pour ses grandes qualités humaines de compréhension, ses conseils, son suivi le long de mon séjour au laboratoire, les nombreuses discussions que nous avons eu et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être invité.

Je remercie aussi chaleureusement **M. Claude DELPHA**, maître de conférence à l'université Paris-sud et **M. Antoni ARIAS**, maître de conférences à l'université de Barcelone, Espagne, pour leurs conseils et l'aides qu'ils m'ont apportés sur une partie de mes travaux de cette thèse durant mon stage.

J'adresse mes remerciements à **M. Eric BERTHELOT**, Ingénieur de recherche au laboratoire LGEP, pour son aide sur la partie expérimentale de ces travaux.

Je suis aussi, très reconnaissant à tout le personnel que j'ai rencontré durant tous mon cursus, maîtres et enseignants, du primaire jusqu'au secondaire sans oublier ceux de l'université. Ainsi je voudrais remercier tous les membres du département d'électrotechnique de l'université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie et les membres du département d'électromécanique de l'université de BBA, Algérie. Aussi à tout l'équipe de LGEP permanents ou doctorants, pour leurs suggestions et leurs aides durant mon stage.

# *Dédicaces*

---

---

*À mes parents*

*À ma femme*

*À mes enfants*

*À mes frères et sœurs*

*A tout ma famille et mes amis.*

*Slimane MEDJMADJ*

## Résumé :

Ce travail de recherche s'intéresse à la conception d'une structure de commande tolérante aux défauts du capteur de position mécanique pour une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à pôles saillants, particulièrement en basse vitesse. Son architecture est constituée par l'association d'une commande vectorielle, de deux estimateurs et d'une logique de décision. Après une recherche bibliographique dans le domaine de diagnostic de défauts dans les systèmes électriques qui ont initié nos travaux, nous avons choisi celles qui présentent plus d'intérêt en termes de robustesse, stabilité, précision et simplicité d'implémentation. La première approche est basée sur l'observateur de filtre de Kalman étendu (EKF) qui estime la position et la vitesse. La deuxième est celle basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence dans une machine présentant une saillance. Dans cette dernière, nous avons développé un modèle analytique pour HFI qui permet de déterminer l'amplitude minimale de la tension pour un niveau de bruit donné par SNR (Rapport Signal sur Bruit) afin d'obtenir une erreur minimale dans l'estimation de la position du rotor. Les deux méthodes sont validées par la simulation et l'expérimentation en vue de la commande sans capteur mécanique. Enfin, ces lois de commande avec et sans capteur mécanique sont combinées à un algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler pour obtenir la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique. Les résultats obtenus ont confirmé la validité de cette structure de commande pour des défauts perte totale (Position et vitesse sont nulles) du capteur mécanique de la MSAP.

**Mots clés:** Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande sans capteur, estimation de la position, rapport signal sur bruit, injection de signal à haute fréquence, commande tolérante au défaut (FTC).

## Abstract:

This research focuses on the design of a position sensor fault tolerant controller for a salient pole permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive, particularly at low speed. It is based on the combination of a vector controller, two estimators and a voting algorithm. After an overview of the state of art in the field of diagnosis of faults in the electric systems who initiated our work, we chose those which have more interest in terms of robustness, stability, precision and simplicity of implementation. The first approach is based on the extended Kalman filter (EKF) who estimates the position and speed. The second is that based on the injection of a high frequency signal in synchronous machine with saliencies. In the latter, the technique is based on an analytical model taking into account the noise in the voltage supply to derive the resulting current containing the information on the rotor position. This model allows setting the injection voltage amplitude that leads to the maximum acceptable position error for a given SNR (Signal to Noise Ratio) and a speed range. The results show the effectiveness of the implemented proposed sensorless vector control techniques of the salient pole PMSM drive. Finally, these sensor and sensorless controllers are combined with a voting algorithm based on the Euler method to obtain the structure of a position sensor fault tolerant controller. Finally, the fault tolerant controller feasibility is proved for complete outage (both position and speed outputs are null) of the mechanical sensor of PMSM.

**Key Words:** Permanent magnet synchronous motor (PMSM), sensorless control, position estimation, signal-to-noise ratio, high frequency signal injection, fault tolerant control (FTC).

## ملخص:

يهتم هذا البحث المقدم في هذه الأطروحة بتصميم هيكل التحكم للخلل الذي يطرأ على جهاز التقاط الموقع الميكانيكي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP) مع أقطاب بارزة، وبالخصوص عند السرعة المنخفضة. هندستها تتكون من مزيج التحكم الشعاعي، مقدران ومنطق القرار. بعد الدراسة المكتبية بغرض الإطلاع على طرق اكتشاف و تشخيص الخطأ في الأنظمة الكهربائية والتذكير ببعض المفاهيم الأساسية في هذا المجال مع المزيد من الاهتمام بالرسوخ، الاستقرار، الدقة وسهولة التنفيذ التجريبي. في هذا الإطار اقترحنا طريقتين: الأولى تعتمد على مرشح كالمان (Kalman) اللاخطي، أما الثانية تستند على حقن إشارة عالية التردد في آلة ذات البروز. في هذه الطريقة الأخيرة قمنا بمساهمة تتمثل في تطوير نموذج تحليلي قادر على تحديد الحد الأدنى لقيمة التوتر المحقون في محيط ملوث المعير عنه بنسبة الإشارة على التلوث (SNR)، و هذا من أجل تقدير موقع وسرعة الآلة بطريقة محكمة و دقيقة. كما تجدر الإشارة إلى أن النتائج القياسية المقدمة في إطار التحكم الشعاعي دون استعمال جهاز الاستشعار الميكانيكي باستعمال الطريقتين قد تم تأكيدهما عن طريق المحاكاة و التطبيق التجريبي. وأخيراً، تم الجمع بين قوانين التحكم هذه مع وبدون استشعار ميكانيكي و خوارزمية التصويت التي تعتمد على طريقة أولر (Euler) لتفادي العطل و العقبات مهما كانت حدتها والحفاظ على الظروف المواتية لمواصلة التشغيل في أكمل صورة. كما أكدت النتائج المستخلصة صحة هيكل التحكم أثناء الخلل الكلي (وضعية انعدام الموقع والسرعة) المقترح على جهاز الاستشعار الميكانيكي للآلة MSAP.

**كلمات مفتاحية:** آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP)، دون استعمال الاستشعار الميكانيكي، تقدير الموقع، نسبة الإشارة على التلوث، حقن إشارة عالية التردد، التحكم القابل للخلل (FTC).

---

---

# Publications & Conférences

## Publications

- "PMSM drive position estimation: Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue", IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 30, No.1, pp. 349-358, March 2015.

## Conférences

- "Robust analytical redundancy relations and artificial neural networks for fault detection and isolation in electric drives", The International conference on electronics & Oil ICEO'11 in university, 1-2 Mars 2011, Ouargla.
- "Modelling, design and analysis of diagnostic systems using parity space approach", 5th International conference on electrical engineering, 27-29 Octobre 2008, Batna.
- "Approche structurelle pour la surveillance des entraînements électriques", 4th International onference on computer integrated manufacturing in university 3-4 November 2007,Setif.
- "Non sinusoidal residual generation for FDI of the electric drives", International conference on modeling and simulation, July 2 – 4, 2007, Algiers.

# Table des matières

Remerciements .....	i
Dédicaces .....	ii
Résumé .....	iii
Publications & conférences .....	iv
Table des matières .....	v
Liste des figures .....	x
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1</b>	
<b>GENERALITES SUR LE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS</b>	
1.1. Introduction .....	4
1.2. Principe du diagnostic de défauts d'une chaîne de production .....	5
1.2.1. Terminologie .....	5
1. Perturbation, anomalie, défaut, défaillance, panne, résidu, seuil .....	5
2. Diagnostic, détection, localisation, identification .....	6
3. Surveillance, supervision, reconfiguration .....	6
1.2.2. Eléments constitutifs et mode de fonctionnement d'une chaîne de production .....	6
1.2.3. Types de défauts .....	7
1. Défauts actionneurs .....	8
2. Défauts capteurs .....	8
3. Défauts composants ou systèmes .....	8
1.2.4. Architecture générale d'un système de surveillance dans un processus de supervision .....	8
1.2.5. Qualité et performance d'un système de diagnostic.....	10
1.3. Méthodes de surveillance industrielle .....	10
1.3.1. Méthodes sans modèles physiques .....	11
1.3.1.1. Outils statistiques .....	11
1. Test de franchissement de seuils .....	12
2. Test de moyenne .....	12

3. Test de variance .....	12
1.3.1.2. Reconnaissance des formes .....	12
1. Logique floue .....	13
2. Réseaux de neurones .....	14
1.3.2. Méthodes avec modèles physiques .....	16
1.3.2.1. Estimation paramétrique .....	17
1.3.2.2. Observateurs .....	17
1.3.2.3. Redondance matérielle .....	20
1.3.2.4. Redondance analytique .....	20
1.4. Analyse et prise de décision .....	20
1.5. Exemple d'application .....	21
1.5.1. Cas non défaillant (Sain) .....	22
1.5.2. Cas défaillant .....	23
1.6. Conclusion .....	26

## **CHAPITRE 2**

### **MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

2.1. Introduction .....	27
2.2. Modélisation de la MSAP .....	28
2.2.1. Description et principe de fonctionnement de la MSAP triphasée .....	28
2.2.2. Hypothèses simplificatrices .....	29
2.2.3. Mise en équation .....	30
2.2.3.1. Equations électriques en triphasé .....	30
2.2.3.2. Transformation de Park et de Clark .....	31
2.2.3.3. Modèles $(\beta, \alpha)$ et $(d, q)$ de la MSAP .....	33
2.2.3.4. Equation mécaniques .....	35
2.2.3.5. Modèles d'état de la MSAP .....	35
2.3. Modélisation de l'onduleur de tension .....	36
2.3.1. Principe de la stratégie MLI triangulo-sinusoidale .....	39
2.4. Commande vectorielle de la MSAP .....	40

2.4.1. Principe de la commande vectorielle .....	40
2.4.2. Contrôle des courants et découplage des axes d-q .....	42
2.4.2.1. Découplage des courants .....	42
2.4.2.2. Calcul des régulateurs .....	43
2.4.3. Contrôle de la vitesse mécanique .....	44
2.5. Résultats de simulation et d'expérimentation .....	45
2.5.1. Résultats de simulation .....	46
2.5.2. Implémentation pratique et résultats expérimentaux .....	48
2.5.2.1. Description du banc d'essais .....	49
2.5.2.2. Résultats expérimentaux .....	50
2.5. Conclusion .....	52

### **CHAPITRE 3**

#### **COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP**

3.1. Introduction .....	53
3.2. Outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP .....	54
3.3. Filtre de Kalman .....	56
3.3.1. Principe .....	56
3.3.2. Filtre de Kalman étendu .....	58
3.3.3. Filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la position et de la vitesse .....	59
3.3.3.1. Modèle de la MSAP .....	59
3.3.3.2. Discrétisation du modèle continu de la MSAP .....	60
3.3.3.3. Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman .....	61
3.3.4. Résultats de simulation et d'expérimentation .....	62
3.3.4.1. Test de suivi du profil de vitesse .....	62
3.3.4.2. Test de robustesse au couple .....	65
3.4. Injection d'un signal haute fréquence pour l'estimation de la position et de la vitesse.....	68
3.4.1. Principe .....	68
3.4.2. Modèle de la MSAP dans le domaine des hautes fréquences .....	69



3.4.2.1. Extraction des composantes de la porteuse de position et de vitesse de la MSAP.	71
3.4.2.2. Résultats de simulation et d'expérimentation	72
3.4.3. Modèle Analytique de la MSAP dans le domaine HF dans un environnement bruité.	75
3.4.3.1. Elaboration du modèle analytique	75
3.4.3.2. Résultats de simulation et interprétation	77
3.4.3.3. Résultats expérimentaux et interprétation	79
3.4.3.4. Comparaison des réponses du modèle analytique et du système réel	82
3.4.3.5. Test de suivi du profil de vitesse	84
3.4.3.6. Test de robustesse au couple	88
3.5. Conclusion	90

## CHAPITRE 4

### COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CAPTEUR DE POSITION MECANIQUE

4.1. Introduction	91
4.2. Système de commande tolérante aux défauts	92
4.3. Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts	93
4.3.1. Approches passives	93
4.3.2. Approches actives	94
4.4. Reconfiguration de la commande vectorielle des MSAP suite au défaut du capteur mécanique	96
4.4.1. Principe	96
4.4.2. Algorithmes de vote	98
4.4.2.1. Algorithmes de vote par la majorité	99
4.4.2.2. Algorithme de vote par moyenne pondérée	99
4.4.2.3. Algorithme de vote par maximum de vraisemblance	99
4.4.2.4. Algorithme de vote par la méthode d'Euler	100
4.5. Résultats de simulation de l'algorithme de vote pour une commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une MSAP	101
4.5.1. Résultats de simulation avec les paramètres nominaux	101
4.5.2. Test de robustesse aux variations de paramètres	104

4.6. Conclusion .....	106
<b>CONCLUSION GENERALE &amp; PERSPECTIVES .....</b>	<b>107</b>
<b>ANNEXES</b>	
A. Banc d'essai .....	110
A.1. Détail des composants du banc d'essai .....	110
A.2. Caractéristique de la machine synchrone à aimants permanents .....	111
B. Choix du filtre .....	113
B.1. Filtre passe bande .....	113
B.2. Filtre passe haut .....	114
B.3. Filtre passe bas .....	115
<b>Références bibliographiques .....</b>	<b>116</b>

# Liste des figures

1.1.	Eléments essentiels dans la chaine de production.....	7
1.2.	Processus physique et sources de perturbation .....	7
1.3.	Architecture générale d'un système de supervision en ligne .....	9
1.4.	Système de reconnaissance de formes .....	13
1.5.	Principe de surveillance par approche floue .....	13
1.6.	Structure générale de RN .....	14
1.7.	Neurone formel .....	14
1.8.	Principe d'utilisation des réseaux neurone .....	15
1.9.	Principe du diagnostic basé sur le modèle .....	16
1.10.	Estimation paramétrique .....	17
1.11.	Bancs Observateurs dédiée à la détection et localisation des défauts .....	19
1.12.	Non détection .....	21
1.13.	Fausses alarmes .....	21
1.14.	Evolution des résidus dans le cas sans défaut .....	23
1.15.	Evolution des résidus dans le cas de défaut actionneur .....	24
1.16.	Evolution des résidus dans le cas de défaut capteur de courant .....	24
1.17.	Evolution des résidus dans le cas de défaut capteur de vitesse .....	25
2.1.	Schéma équivalent de la MSAP dans les référentiels (a,b,c) et (d,q) .....	29
2.2.	Repères triphasé (a,b,c), diphasé ( $\alpha,\beta$ ) et diphasé (d,q) .....	31
2.3.	Représentation de l'ensemble onduleur-MSAP .....	37
2.4.	Principe de MLI sinus-triangulaire .....	39
2.5.	Structure de commande vectorielle .....	41
2.6.	Schéma bloc de compensation .....	42
2.7.	Principe de découplage par compensation .....	43
2.8.	Boucle de régulation du courant $i_d$ .....	T4
2.9.	Boucle de régulation du courant $i_q$ .....	44
2.10.	Boucle de régulation de vitesse .....	45
2.11.	Résultats de simulation pour la commande vectorielle de la MSAP .....	47
2.12.	Photo du banc d'essais de commande de MSAP du LGEP (France) .....	49

2.13.	Résultats expérimentaux pour la commande vectorielle de la MSAP .....	51
3.1.	Structure de la commande sans capteur mécanique par EKF .....	62
3.2.	Résultats de simulation de l'observateur EKF : Surveillance du capteur de position .....	63
3.3.	Résultats d'expérimentation de l'observateur EKF : Surveillance du capteur de position...	64
3.4.	Résultats de simulation de l'observateur EKF: Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation .....	66
3.5.	Résultats d'expérimentation de l'observateur EKF: Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation .....	67
3.6.	Stratégie de commande sans capteur mécanique par HFI .....	69
3.7.	Principe d'estimation de la position et de la vitesse par HFI .....	71
3.8.	Résultats de simulation de l'estimateur HFI: Etapes d'estimation de la position électrique	73
3.9.	Résultats d'expérimentation de l'estimateur HFI: Etapes d'estimation de la position électrique .....	74
3.10.	Estimation de la position selon le Modèle Analytique dans le domaine des HF dans un environnement bruité .....	76
3.11.	Position électrique mesurée, estimée et l'erreur d'estimation .....	77
3.12.	Evolution de l'estimation de la position électrique en fonction de $SNR_{dB}$ pour différentes amplitudes des tensions d'injection .....	78
3.13.	Organigramme pour la sélection de la tension d'injection .....	79
3.14.	Tensions simples d'alimentation $V_{sa}, V_{sb}$ et $V_{sc}$ .....	80
3.15.	Structure générale d'un processus de calcul de $SNR_{dB}$ .....	80
3.16.	Résultats expérimentaux: Position électrique mesurée, estimée et l'erreur d'estimation pour les différentes tensions d'injection .....	81
3.17.	Comparaison des erreurs d'estimation de la position électrique pour $SNR_{dB}=62Db$ ....	82
3.18.	Résultat expérimental: Allure du courant $i_q$ à (31.4 rad/s) .....	83
3.19.	Vitesse mécanique mesurée et estimée .....	84
3.20.	Relevé expérimental de la tension d'injection en fonction de la vitesse mécanique .....	84
3.21.	Résultats de simulation de l'estimateur HFI: Surveillance du capteur de position .....	86
3.22.	Résultats d'expérimentation de l'estimateur HFI: Surveillance du capteur de position ....	86
3.23.	Résultats d'expérimentation de l'estimateur HFI: Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation .....	88
3.24.	Résultats expérimentaux des courants statoriques dq et $\alpha \beta$ .....	89

4.1. Classification des méthodes FTCS .....	93
4.2. Schéma de principe d'une loi de commande FTC Passive .....	94
4.3. Schéma de principe d'une loi de commande FTC active .....	95
4.4. Structure générale d'un Générateur de Résidus .....	97
4.5. Schéma de principe des algorithmes de décision .....	97
4.6. Schéma de principe de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique .....	98
4.7. Algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler .....	100
4.8. Résultats de simulation de l'algorithme de vote en présence de défaut du capteur mécanique .....	102
4.9. Zoom sur la position et la vitesse en présence de défaut du capteur mécanique .....	103
4.10. Erreurs de la position électrique mesurée en présence de défaut du capteur mécanique ...	104
4.11. Test de robustesse à la variation de la résistance ( $R_s+50\%$ ) .....	105
4.12. Test de robustesse à la variation de la résistance ( $R_s-50\%$ ) .....	105
A.1. Schéma du banc expérimental .....	110
A.2. Allure du couple résistant appliqué en fonction du courant de commande .....	112
B.1. Diagramme de Bode du filtre passe bande .....	114
B.2. Diagramme de Bode du filtre passe haut .....	114
B.3. Diagramme de Bode du filtre passe bas .....	115

# INTRODUCTION GENERALE

Suite à la progression rapide des nouvelles technologies, les systèmes industriels sont de plus en plus complexes et l'opération de surveillance est devenue aujourd'hui indispensable pour assurer la sûreté de fonctionnement de ces systèmes. Cette demande en termes de sûreté est motivée par les impératifs de production et se trouve actuellement au niveau des cahiers des charges imposés par les industriels à leurs fournisseurs. Ce n'est plus seulement le produit qui est vendu mais l'assurance d'un taux de disponibilité garanti. Avec cette demande croissante, de disponibilité, d'efficacité, de qualité et de fiabilité, il est donc nécessaire d'implanter sur ces systèmes une stratégie de commande capable de fonctionner malgré des défauts ou des défaillances pouvant affecter un ou des constituants du système tels que les actionneurs et/ou les capteurs.

Généralement, les grandeurs à mesurer sont soit des grandeurs électriques continues ou alternatives (courants et/ou tensions), soit des grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position). La précision de ces mesures est primordiale pour obtenir le niveau de performances que réclament certaines applications industrielles.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et sa commande en raison de sa popularité dans le secteur industriel et ses performances qu'on peut résumer par : un couple massique élevé, un excellent rendement, une maintenance réduite, une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse, une caractéristique (couple-vitesse) adaptée à la traction et un faible moment d'inertie.

L'une des commandes les plus utilisées, dans ce cas, est la commande vectorielle qui permet un fonctionnement optimal de la MSAP. A cet effet, une information précise et permanente sur la position du rotor est nécessaire. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique placé sur l'arbre de la machine. L'association de ce capteur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du capteur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. Face à ces exigences, des travaux de recherche se sont intéressés à la continuité de service des systèmes électriques, et ce,

en investiguant au niveau des algorithmes de commande de telles sorte que ces systèmes deviennent tolérants aux défauts et plus particulièrement aux défauts de capteurs.

L'objectif visé dans le cadre de cette thèse est d'étudier, de développer et d'appliquer une stratégie de contrôle tolérante aux défauts de position mécanique pour une machine synchrone à aimants permanents. Cette structure est constituée autour d'une commande vectorielle, d'un observateur de filtre de Kalman étendu (EKF), d'un estimateur basé sur la méthode d'injection d'un signal à haute fréquence (HFI) et d'un algorithme de vote. Ce dernier ayant pour but de réaliser une détection précoce du défaut, sa localisation pour le circonscrire et mettre en œuvre la stratégie adéquate de telle manière que le système puisse éventuellement continuer à fonctionner sans mettre en danger les personnes et les biens, tout en gardant le même degré de performances.

Nous avons choisi d'organiser ce travail de thèse en quatre chapitres suivis d'une conclusion et des perspectives.

Le chapitre 1 présente des généralités sur les principaux concepts du diagnostic de défauts en donnant les différentes stratégies et méthodologies existantes. Enfin, pour conclure ce chapitre, un exemple illustratif de la surveillance d'une machine à courant continu à partir des résidus sera traité. Ces résidus peuvent être considérés comme étant les supports d'informations sur l'état de santé du processus.

Le chapitre 2 sera consacré à l'étude des performances de la MSAP basée sur la modélisation de la machine associée à son convertisseur d'alimentation utilisant la modulation de largeur d'impulsion comme stratégie de commande de l'onduleur. Le principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP sont présentés. Des résultats de simulation de l'ensemble commande-onduleur-MSAP-charge seront présentés pour montrer les performances de la régulation proposée. A la fin de ce deuxième chapitre, une phase d'expérimentation à base de la carte de commande temps réel dSpace DS1103 et Matlab-Simulink sera décrite, et plusieurs résultats de tests seront présentés.

Dans le chapitre 3, nous présentons une commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP avec l'estimation de la position du rotor. Nous proposons deux méthodes différentes pour la commande sans capteur mécanique de la machine. La première est un observateur du filtre de Kalman étendu. La deuxième, est la méthode d'injection d'un signal à haute fréquence. Dans cette dernière, nous avons développé un modèle analytique qui est capable de déterminer l'amplitude minimale de la tension qui permet pour un niveau de bruit donné par le rapport signal sur bruit (SNR) d'obtenir une erreur minimale dans l'estimation de la position du rotor. Des résultats de simulation et expérimentaux accompagnent chaque méthode étudiée ou proposée.

Le quatrième chapitre présente la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP. Dans un premier lieu, nous allons présenter les principales approches de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts. Ensuite nous décrirons quelques méthodes de sélection basée sur un algorithme de vote (Euler). Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques seront étudiés en simulation.

Enfin, nous terminerons cette thèse par une conclusion générale dans laquelle nous donnerons quelques commentaires concernant nos travaux et quelques perspectives qui pourront faire suite à cette recherche.



# CHAPITRE 01

## GENERALITES SUR LE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS

### 1.1.Introduction

Les activités industrielles et humaines font presque les grands titres des actualités avec leurs incidents, accidents ou événements catastrophiques. En effet, le zéro défaut ou le risque zéro n'existe pas pour les activités industrielles à cause de l'occurrence de défaillances humaines ou matérielles. On comprend alors que la sécurité et la sûreté de fonctionnement sont deux facteurs importants qui sont nécessaires pour la conduite d'un système de production. Celles-ci peuvent être mises en cause lors de l'apparition de défaillances du processus physique lui-même (dégradation, fuites,...) ou de ses organes de conduite (Actionneurs, Capteurs,...). Cependant, il est difficile de dissocier le processus de son environnement de conduite et les perturbations qui affectent le processus complet peuvent avoir des effets difficilement dissociables les uns des autres ; il convient donc d'élaborer un système de fonctionnement sûr qui nécessite, l'implantation d'un système de surveillance et de diagnostic pour réaliser la détection et la localisation des défauts. Les étapes de suivi d'un mode de fonctionnement du système peuvent se résumer en trois points essentiels :

- Détection du mode sous lequel le système fonctionne (défaillant ou pas),
- Identification et localisation de la cause du mauvais fonctionnement,
- Maintien du fonctionnement du processus, changement de sa configuration ou son arrêt définitif.

Ce chapitre introductif vise à rappeler, dans un premier temps, les notions fondamentales et la terminologie utilisée dans la littérature scientifique et celle que nous avons adoptée dans cette thèse. Aussi, nous allons décrire une synthèse des différentes stratégies et méthodologies utilisées dans le domaine du diagnostic de défauts.

## 1.2. Principe du diagnostic de défauts d'une chaîne de production

La conception d'un système de surveillance et de diagnostic est un processus dont la formulation fait intervenir les trois volets suivants :

### 1. Définition des objectifs :

- Que veut-on surveiller ?
- Quelles sont les défaillances à prendre en compte ?
- Comment les définir ?

### 2. Définition des critères :

- Quelles sont les performances attendues ?
- Comment évaluera-t-on la qualité du système conçu ?

### 3. Définition des contraintes :

- Comment est défini l'état normal du système ?
- Dans quelles conditions de fonctionnement ces performances doivent elles être atteintes ?

Le diagnostic de défauts appliqué aux chaînes de production vise à assurer un asservissement acceptable en tout temps par rapport à quatre objectifs essentiels:

- Maintenir la stabilité et éviter les arrêts non planifiés du système,
- Augmenter la disponibilité de la chaîne de production,
- Éviter les détériorations de l'équipement,
- Assurer la qualité de l'alimentation électrique.

Afin de satisfaire ces objectifs, il faut acquérir une connaissance plus approfondie sur le processus (modélisation plus fine), effectuer des mesures supplémentaires (implantation de capteurs) ou éventuellement changer les spécifications.

### 1.2.2. Terminologie

#### 1. Perturbation, anomalie, défaut, défaillance, panne, résidu, seuil

- **Perturbation:** signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable mais considérée comme normale [1].
- **Anomalie:** particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique [2].
- **Défaut:** déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement [1].
- **Panne ou défaillance:** interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées [1].

- **Résidu:** signaux portants de l'information, basés sur l'écart entre les mesures et les calculs basés sur le modèle.
- **Seuil:** valeur limite de l'écart d'un résidu avec le zéro, ainsi s'il est dépassé, un défaut est déclaré comme détecté.

## 2. Diagnostic, détection, localisation, identification

- **Diagnostic:** détermination du type, de la taille, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut ; il suit la détection de défauts et inclut l'isolation et l'identification.
- **Détection:** détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences [1].
- **Localisation:** détermination de la classe à laquelle appartient le défaut [3]?
- **Identification:** quelles sont les caractéristiques de chacun des défauts ? C'est une fonction qui suit la localisation

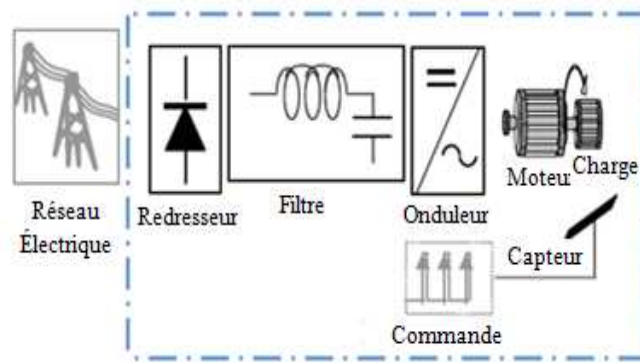
## 3. Surveillance, supervision, reconfiguration

- **Surveillance:** consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à les diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières [4].
- **Supervision :** représente la surveillance d'un système physique et la prise de décisions appropriées en vue de maintenir son opération face à des défaillances [1,4].
- **Reconfiguration :** changement de la structure et des paramètres du contrôleur [5].

### 1.2.3. Eléments constitutifs et mode de fonctionnement d'une chaîne de production

D'une manière générale, un système industriel est un ensemble d'éléments interagissant entre eux et avec l'extérieur (figure 1.1), réunis pour assurer une tâche précise [6]. Il présente généralement plusieurs modes de fonctionnement, et la recherche d'une rentabilité élevée de ces installations industrielles impose, à ces systèmes, un niveau d'automatisation plus rigoureux et plus performant. La réalisation de cette tâche nécessite de déterminer à tout instant le mode de fonctionnement sous lequel évolue le système. On peut observer des modes de plusieurs types parmi lesquels:

- Un mode normal: c'est le mode où le système industriel remplit sa mission dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur et avec les exigences attendues de l'exploitant.
- Un mode anormal : mission non accomplie ou bien accomplie avec des performances dégradées.

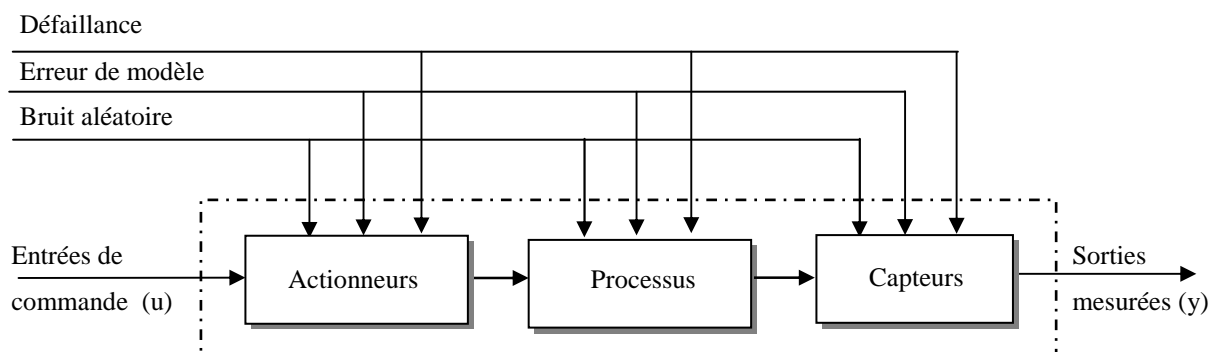


**Figure 1.1.** Eléments essentiels dans la chaine de production

Afin d'éviter le fonctionnement sous un mode anormal et leur conséquences, un système de diagnostic est nécessaire, permettant de détecter l'apparition d'un défaut, d'isoler l'élément responsable et d'identifier éventuellement les causes pour proposer à l'opérateur humain des procédures correctives.

#### 1.2.4. Type de défauts

L'opération de classification des défauts est la plus intéressante car c'est celle qui pose généralement des problèmes dans le milieu industriel. D'un point de vue fonctionnel, la surveillance n'est pas limitée à une simple centralisation et visualisation d'information mais doit répondre aux objectifs suivants: détecter et localiser les défauts, estimer leurs amplitudes, expliquer leurs causes, décider d'une action compensatrice si une faute est mise en évidence de façon à ce que le processus puisse remplir la mission qui lui a été confiée. Trois principaux types de défauts sont distingués, en fonction de l'élément du système qu'ils affectent (figure 1.2) [7-9]:



**Figure 1.2.** Processus physique et sources de perturbation

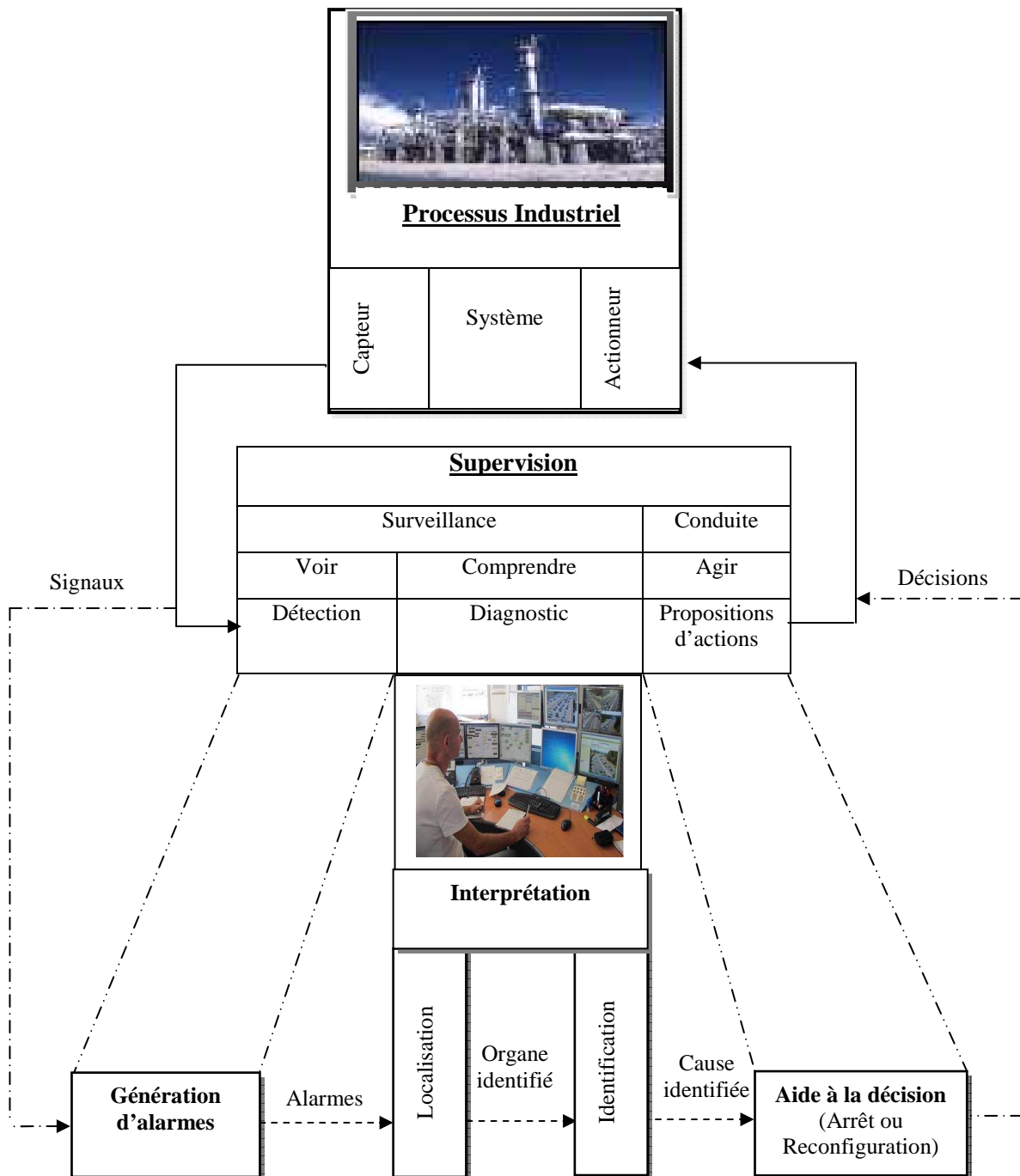
1. **Défauts actionneurs** : Ce sont des défauts qui agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Une partie du système devient non commandable et de nouveaux actionneurs doivent être utilisés.
2. **Défauts capteurs** : Ils caractérisent une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Un défaut capteur totalement défectueux donne une information qui ne correspond pas du tout à la vraie valeur de la variable à mesurer.
3. **Défauts composants ou systèmes** : Ce sont des défauts qui apparaissent dans les composants du système lui-même.

L'évolution temporelle d'un défaut est en général imprévisible, et peut ainsi être abrupte, progressive (graduelle) ou encore intermittente. Ces deux derniers comportements étant les plus délicats à détecter.

### 1.2.5. Architecture générale d'un système de surveillance dans un processus de supervision

La surveillance automatique s'inscrit dans un processus global de conduite et de supervision. Son rôle est de fournir les informations sur l'état de fonctionnement (normal ou anormal) des dispositifs surveillés, valider les informations issues des capteurs et localiser les composants défectueux. La figure (1.3) présente l'architecture générale de l'ensemble des tâches à réaliser pour assurer un fonctionnement satisfaisant d'un processus industriel. Les deux tâches essentielles en diagnostic sont donc l'observation des symptômes de défaillance ainsi que l'identification de la cause de défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur des observations acquises sur le système. Ce schéma vise à montrer les étapes nécessaires à la détection, la dépendance entre le dispositif de commande et le module de surveillance ainsi que le rôle de l'opérateur dans la gestion du système de supervision [10]. La supervision est de contrôler et surveiller l'exécution d'une opération ou d'un travail effectué par d'autres sans rentrer dans les détails de cette exécution. On trouve dans cette architecture trois grandes fonctions "*Voir*", "*Comprendre*" et "*Agir*" nécessaires à une bonne supervision. La fonction de perception constitue la source principale des informations sur le système, elle s'appuie sur les données acquises par les capteurs du système à superviser et transmet à l'opérateur des informations reçues et décide des actions à entreprendre au travers d'actionneurs qui agissent sur le système. La procédure de diagnostic de défaillances et de dégradations susceptibles d'affecter les différentes entités d'un processus industriel s'articule autour des étapes suivantes :

- L'extraction des informations à partir des mesures ou d'observations réalisées lors des rondes par les personnels de surveillance,
- L'élaboration des caractéristiques et signatures associées à des symptômes,
- La détection d'un dysfonctionnement,
- La mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de la défaillance ou de la dégradation,
- La prise de décision (arrêt de l'installation ou reconfiguration)



**Figure 1.3.** Architecture générale d'un système de supervision en ligne [10]

### 1.2.6. Qualité et performance d'un système de diagnostic

Le diagnostic est une composante principale du module de supervision. Il consiste à déterminer à chaque instant le mode de fonctionnement dans lequel le système se trouve et de rechercher une causalité liant le symptôme, la défaillance et son origine. Il s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance figure (1.3). Il permet d'améliorer la qualité et de réduire les coûts en intervenant au cours de certaines phases du cycle de vie d'un produit [3]. Les principales caractéristiques de performance et robustesse du système de diagnostic de défaut désiré sont [3,11]:

- La rapidité de détection,
- Un faible taux de fausses alarmes et de détections ratées,
- Une localisation précise du défaut,
- Une mesure précise de l'importance du défaut,
- Une faible influence sur le système,
- Une utilisation conviviale et aisée,
- Une robustesse vis-à-vis de certains bruits, incertitudes et les erreurs de modélisation du processus.

### 1.3. Méthodes de surveillance industrielle

Dans un grand nombre d'applications industrielles, une demande croissante est apparue en matière de remplacement des politiques de maintenance curative par des stratégies de maintenance préventive. Cette mutation d'une situation, nécessite quelques moyens technologiques ainsi que la connaissance de techniques d'analyse appropriées. La fonction surveillance en continu de l'évolution de l'équipement à travers des données quantifiables et qualifiables, permet ainsi de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive et d'écarter les fausses alarmes qui peuvent ralentir la production [12]. La sélection de la méthode la plus appropriée à un système donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments indispensables à étudier est le suivant [13]:

- Nature des causes de défaillances à localiser,
- Connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes,
- Maîtrise des moyens de mesure et de traitement des symptômes,
- Connaissance des mécanismes physique entre les causes et les effets,
- Inventaire du retour d'expérience,
- Recensement des expertises disponibles,

- Définition du niveau de confiance dans le diagnostic.

Plusieurs méthodes de détection existent et sont rapportées dans la littérature [14-18]. On y propose un schéma récapitulant différentes méthodes de surveillance et un large panel d'approches dites avec ou sans modèles physiques. L'existence d'un modèle formel ou mathématique de l'équipement détermine la méthode de surveillance utilisée [19-21].

Le principe général de ces deux types d'approches consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement nominal (détection) ou de ses fonctionnements défaillants (localisation et identification). Dans ce qui suit, nous passons en revue quelques approches utilisées pour la surveillance. Le domaine est très vaste, nous ne fournissons pas les significations de toutes ces méthodes, des détails sont donnés dans de nombreux ouvrages comme celui d'Iserman [14], le but n'est pas de faire une synthèse exhaustive mais de montrer les différentes possibilités qui s'offrent au concepteur de système de surveillance industrielle.

### **1.3.1. Méthodes sans modèles physiques**

Les méthodes de surveillance sans modèle, comme leur nom l'indique, ne disposent pas de modèle décrivant le comportement normal et le(s) comportement(s) défaillant(s) du système. Ce type de méthode, nommée parfois la surveillance par méthodes externe, est étudié depuis les années 50 [22]. Ces méthodes, sont basées sur l'extraction d'informations, exploitant le traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables tels que la vitesse, les vibrations, les émissions sonores, etc, peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. À partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement, la mise en œuvre de méthodes décisionnelles permet de concevoir des systèmes de surveillance et/ou de diagnostic. Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

#### **1.3.1.1. Outils statistiques**

La détection de défaut consiste à évaluer les déviations des signaux actuels par rapport à une situation de référence. Ces déviations se traduisent par la modification de certaines propriétés du système, tels que la variance, la moyenne, ... On effectue alors quelques tests qui permettent de vérifier si ces propriétés sont présentes dans un échantillon des signaux mesurés de taille ' $n$ ' (appelé fenêtre d'observation glissante). Plusieurs tests statistiques peuvent être utilisés pour mesurer et



évaluer ces déviations qui représentent la manière dont le défaut se manifeste. Parmi ces tests on distingue :

### 1. Test de franchissement de seuils :

Le test le plus simple est de comparer ponctuellement les signaux avec des seuils préétablis. Le franchissement de ce seuil par un des signaux capteurs génère une alarme. Il existe deux types de seuils dans l'industrie: le premier type est le seuil de pré-alarme qui permet d'entreprendre une action de maintenance préventive, le second type, dit seuil d'alarme, impose l'arrêt de la production et l'engagement d'une action de maintenance corrective.

### 2. Test de moyenne :

Contrairement à la méthode précédente, le test de comparaison est effectué sur la moyenne  $\bar{y}$  contenue dans la fenêtre de ' $n$ ' valeurs plutôt que sur une valeur ponctuelle [23]:

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=t-n+1}^t y_i \quad (1.1)$$

où  $y_i$  représente les mesures issues des capteurs

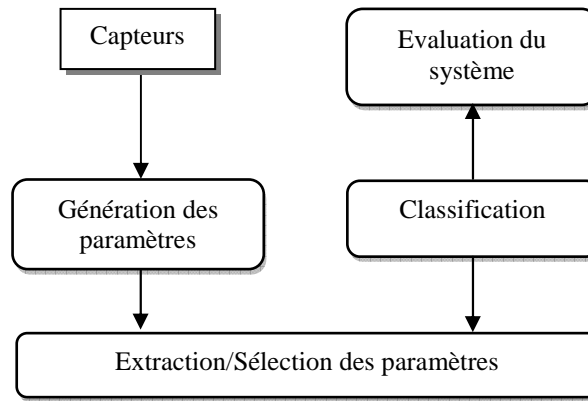
### 3. Test de variance :

On peut également calculer la variance d'un signal. Tant que cette variance se situe dans une bande située autour de sa valeur nominale, l'évolution du système est supposée normale. La variance de l'échantillon est définie par [24]:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=t-n+1}^t (y_i - \hat{y})^2 \quad (1.2)$$

#### 1.3.1.2. Reconnaissance des formes:

D'un point de vue général, l'approche par reconnaissance des formes (Rdf) [25] consiste à déterminer à quelles formes un objet observé est similaire, ou autrement dit, à quelle classe d'objectifs connus il peut être associé. Elle regroupe l'ensemble des méthodes permettant la classification automatique d'objets, suivant leur ressemblance par rapport à un objet de référence, c'est-à-dire, de décider à quelle classe d'objets connus, l'objet observé, appelé également forme, doit être affecter. Un système de reconnaissance des formes se décompose généralement en cinq étapes séquentielles (figure 1.4) [26].

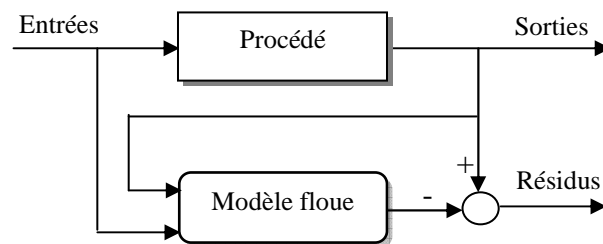


**Figure 1.4.** Système de reconnaissance de formes

De nombreux travaux [27-28], ont permis de montrer l'intérêt de ce type d'approche. Parmi les techniques développées dans cette approche on peut citer:

### 1. Logique floue

L'expérience d'opérateur humain, ayant une bonne maîtrise du système, paraît précieuse dans la détermination, sur la base de leurs observations, de l'élément défaillant qui est à l'origine d'un comportement jugé anormal. Ce savoir peut s'exprimer sous forme d'une liste de règles de la forme : si (condition) alors (conclusion) où la partie condition comporte les symptômes et la partie conclusion concerne l'élément défaillant. La surveillance par l'approche floue réside dans la modélisation floue des procédés. Le but reste de concevoir un modèle flou en vue de la génération de résidus (figure 1.5).

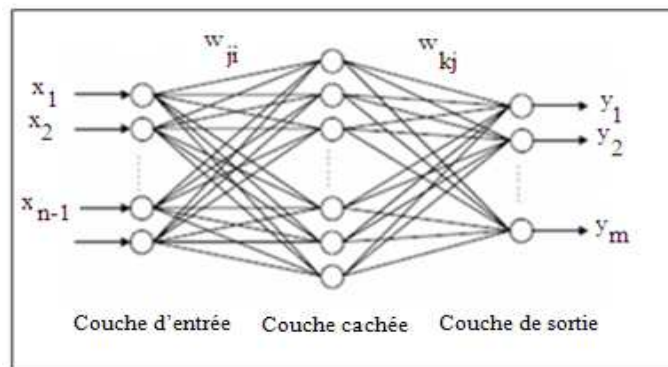


**Figure 1.5.** Principe de surveillance par l'approche floue

D'une manière générale, la mise en œuvre d'une méthode de classification floue implique deux étapes essentielles : la construction des fonctions d'appartenance et la définition des règles de décision. L'idée est alors de construire un dispositif, appelé système d'inférences floues, capable d'imiter les prises de décisions d'un opérateur humain à partir de règles verbales traduisant ses connaissances relatives à un processus donné [29-30].

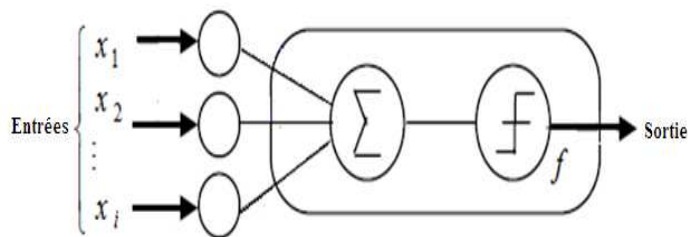
## 2. Réseaux de neurones

Le principe des Réseaux de Neurones Artificiel (RNA) s'inspire des neurones biologiques. Cette technique comprend un certain nombre de couches de neurones interconnectés: couches d'entrées, couches cachées et couches de sortie. L'entrée représentée par les nœuds des sources fournit des poids d'accès physiques pour l'application des signaux d'entrées (figure 1.6). Les neurones dans la couche cachée se comportent comme des détecteurs de caractéristique. Tandis que, les neurones dans la couche de sortie présentent à l'utilisateur les conclusions obtenues par le réseau, ou la réponse aux signaux d'entrées.



**Figure 1.6.** Structure générale de RN

Le modèle de neurone formel (artificiel) est un modèle mathématique très simple dérivé de l'analyse de la réalité biologique. Sa structure est donnée par la figure (1.7).



**Figure 1.7.** Neurone formel

La formulation mathématique de ce neurone est décrite par la relation suivante :

$$S = f \left( \sum w_i x_i \right) \quad (1.3)$$

où :

$S$  : Sortie du neurone

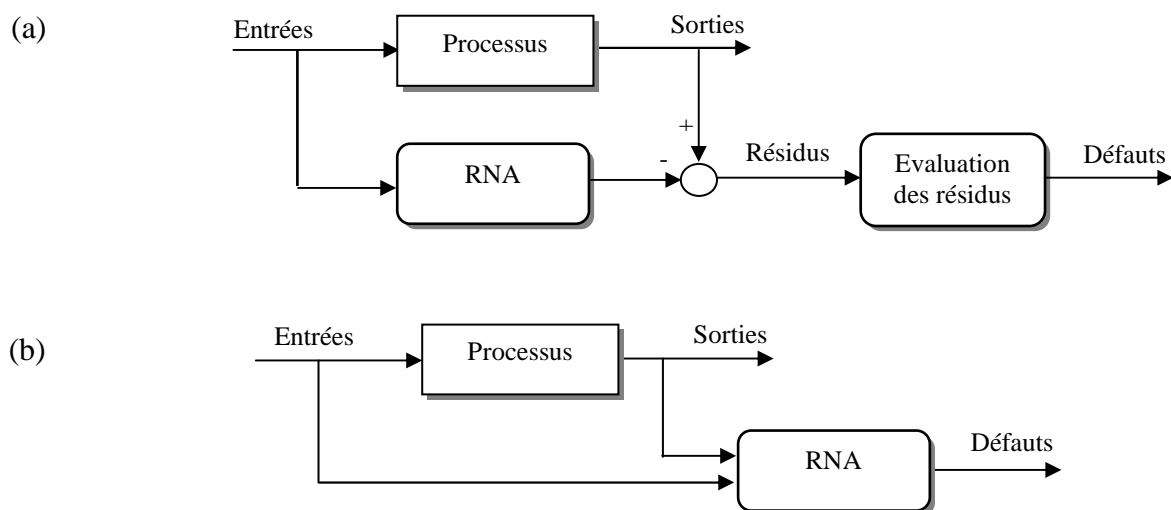
$x_i$  : Entrée du neurone

$f$  : Fonction d'activation

$w_i$  : Poids de connections avec les entrées.

Le choix de la fonction d'activation dépend de l'application. Cette fonction exécute un fonctionnement mathématique sur la sortie de signal. L'initialisation du réseau de neurones est un processus itératif d'ajustement des poids et des biais de manière à minimiser un critère d'erreur. Une loi d'apprentissage permet d'ajuster les poids des connexions afin d'avoir les performances désirées. Leur emploi peut alors se faire à trois niveaux [25]:

- Comme modèle du système à surveiller en état normal et pour générer un résidu d'erreur entre les observations et les prédictions (figure 1.8.a),
- Ou comme système de détection en une seule étape (en tant que classificateur), ou en deux étapes (pour la génération de résidus et le diagnostic) (figure 1.8.b).



**Figure 1.8.** Principe d'utilisation des réseaux neurone

(a) Génération de résidus ; (b) Classification de défauts

Les avantages des RNA sont:

- Rapidité : très utile lorsque le diagnostic doit être conduit en ligne.
- Robustesse : surtout vis-à-vis du bruit.

Parmi leurs inconvénients sont [31]:

- L'apprentissage peut être long et difficile.
- L'apprentissage est gourmand en temps de calcul. Par ailleurs, il doit être réalisé sur toutes les données à la fois, avec le risque que le réseau oublie les résultats précédents.

- Il est nécessaire de posséder des jeux de données sur toutes les conditions de fonctionnement et en particulier pour les fonctionnements défectueux.
- Un RNA ne fonctionnera pas, forcément, correctement hors de sa plage d'apprentissage.
- Une fois entraîné, un RNA n'est pas flexible. Si de nouvelles données interviennent, il faudra faire recours à un nouvel apprentissage. Cependant, celui-ci peut être effectué en ligne.

L'intérêt des RNA dans le domaine du diagnostic se résume en deux points essentiels :

- Faculté du RNA d'être utilisé en tant que règle de décision dans un processus d'automatisation de l'opération du diagnostic,
- Faculté d'apprentissage et de mémorisation d'un grand volume d'information.

### 1.3.2. Méthodes avec modèles physiques

Les premiers travaux sur la surveillance des systèmes en utilisant des modèles datent des années 70 [3]. Ensuite, à partir des années 80, plusieurs chercheurs se sont penchés vers cette thématique et ont développé différentes approches [32-37]. La procédure de diagnostic à base de modèle la plus couramment utilisée, notamment dans les applications industrielles en temps réel, est celle qui repose sur la notion de redondance analytique. Elle consiste à comparer, en temps réel, le comportement attendu du système prédit par un modèle à celui observé par des capteurs. Toutes les différences entre les observations et ces prédictions sont interprétées comme la présence d'un ou de plusieurs défauts. La figure (1.9) montre l'ensemble des étapes fonctionnelles de la procédure du diagnostic.

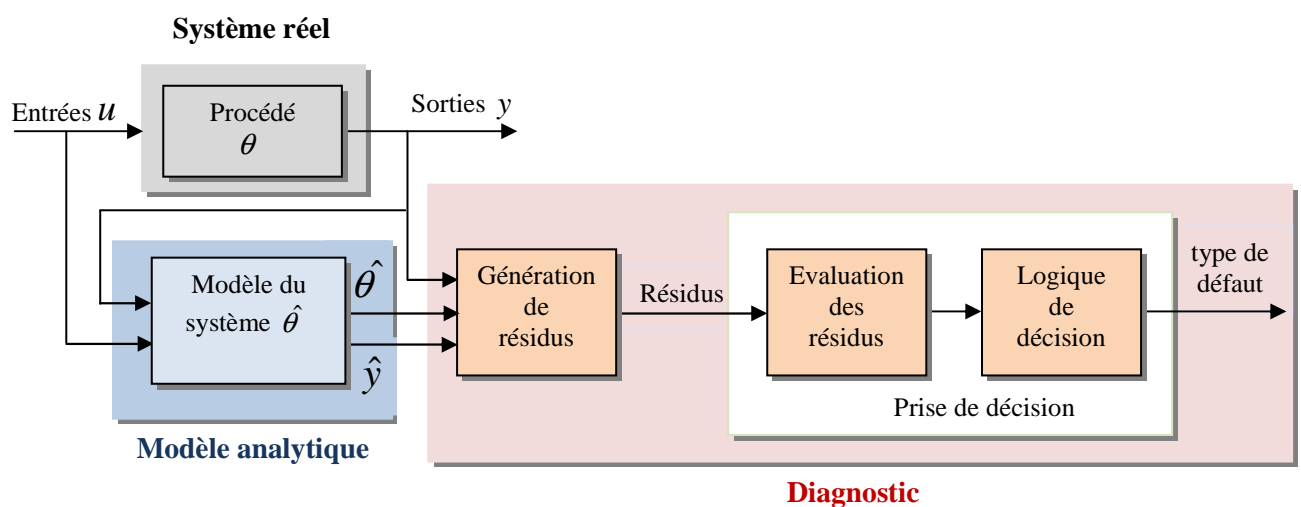


Figure 1.9. Principe du diagnostic basé sur le modèle [38].

### 1.3.2.1. Estimation paramétrique

Le principe de cette méthode consiste à estimer en continu les paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrée/sortie et à les comparer aux valeurs nominales obtenues en fonctionnement normal du système. Dans ce type d'approche, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur paramètres dont la variation à l'extérieure d'une plage de référence représente l'apparition d'un défaut dans le système surveillé. Cette variation peut alors être détectée à l'aide d'un test de décision dans l'espace paramétrique. Les résidus sont ensuite générés simplement en comparant les valeurs estimées avec les valeurs de référence nominales que l'on suppose connues [32, 39-40]. Les techniques les plus utilisées reposent sur les moindres carrés, les filtres de Kalman et leurs variantes. Lorsque les valeurs nominales du système ne sont pas connues, une autre approche consiste à les remplacer par des valeurs estimées. Dans ce cas, l'écart des résidus par rapport à zéro (0) est le résultat des variations de paramètres. Le principe général de cette approche est illustré par la figure (1.10).

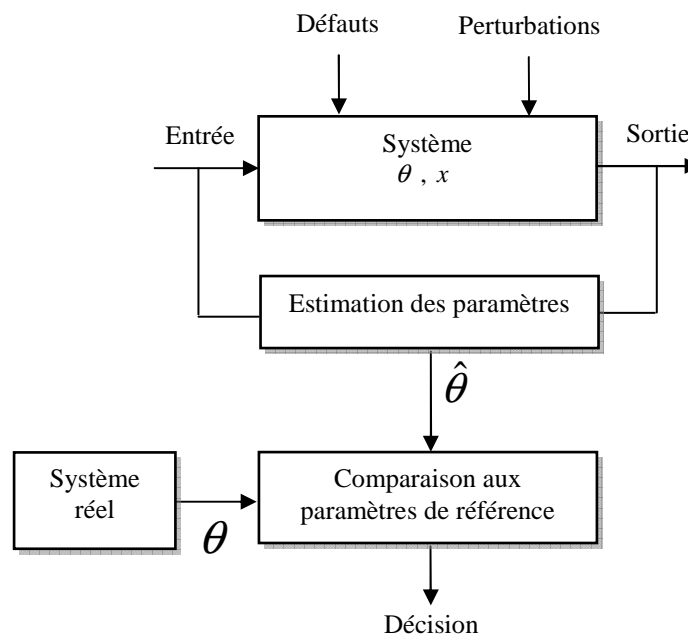


Figure 1.10. Estimation paramétrique

### 1.3.2.2. Observateurs

En automatique, un observateur d'état est une extension d'un modèle représenté sous forme d'état. La mise en œuvre du diagnostic a toujours besoin de capteurs permettant de donner à chaque instant une valeur approximative de l'état de système. Deux types de capteurs de natures différentes

sont utilisés: Le premier est celui des capteurs physiques, provenant de l'instrumentation. Ces capteurs sont parfois trop coûteux ou difficiles à réaliser pour des raisons techniques. Pour cette raison, on utilise un second type de capteurs logiciels, appelés plus communément des observateurs. Ces derniers sont des algorithmes fondés sur un modèle du système et utilisant une information pertinente donnée par des capteurs physiques. Ces capteurs logiciels délivrent à chaque instant une estimation en ligne des variables d'état du système. Cette technique s'appuie sur une bonne connaissance du modèle et de ses paramètres, et nécessite l'intégration de diverses relations. La génération de résidus ou détecteurs de défauts à l'aide d'observateurs [41-42] consiste donc à reconstruire l'état ou la sortie du processus à l'aide d'observateurs et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles. L'utilisation simple d'un observateur, c'est à dire utiliser toutes les entrées et sorties du système pour construire l'observateur, permet de détecter les défaillances capteurs et actionneurs. Mais plusieurs études ont montrées [43-44] que tous les résidus sont sensibles à tous les défauts.

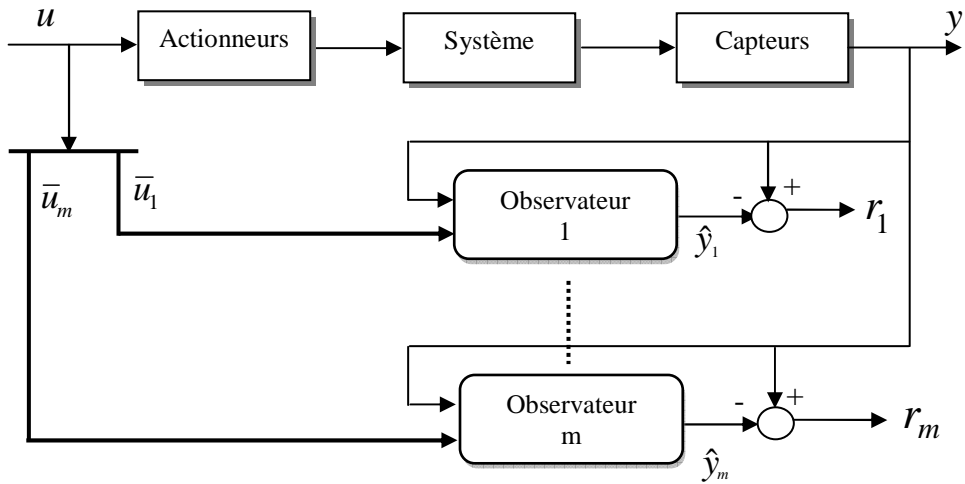
Pour un système à ' $m$ ' entrées et ' $p$ ' sorties, on peut alors construire un banc d'observateurs suivant l'une des architectures suivantes [43-45]:

La notation  $\bar{u}_i(\bar{y}_i)$ , visible sur les figures qui suivent, représente le vecteur qui comporte toutes les entrées (sorties) sauf la  $i^{\text{ème}}$ .

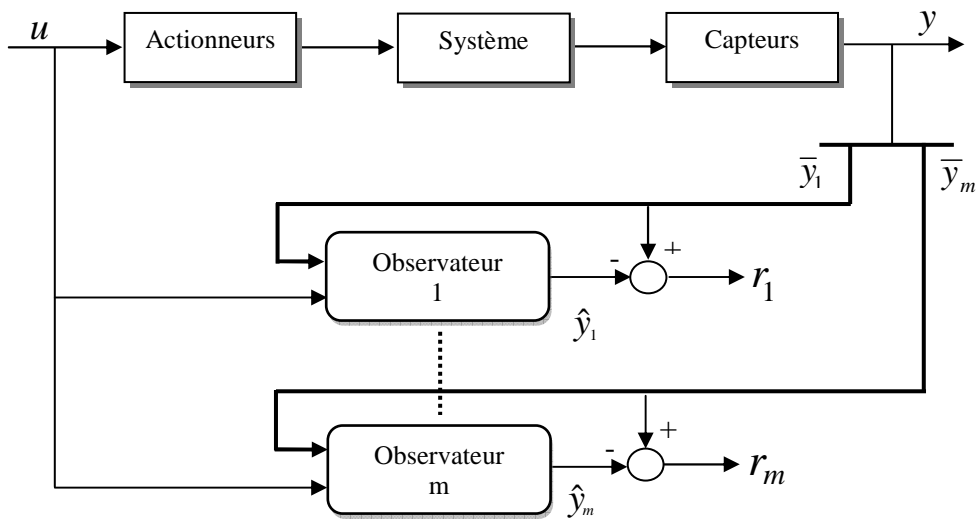
- Un banc d'observateurs généralisés dédiés aux défauts actionneurs : le  $i^{\text{ème}}$  observateur est piloté par la  $i^{\text{ème}}$  entrée et toutes les sorties, les  $(m-1)$  autres entrées sont considérées comme inconnues. Dans ce cas, la sortie de cet  $i^{\text{ème}}$  observateur est insensible aux défauts des entrées non utilisées. Par conséquent, le résidu  $(r_i = y_i - \hat{y}_i)$ , sera sensible aux défaillances de toutes les entrées non utilisées.
- Un banc d'observateurs généralisés dédiés aux défauts capteurs : le  $i^{\text{ème}}$  observateur est piloté par toutes les entrées et la  $i^{\text{ème}}$  sortie et les  $(p-1)$  autres sorties sont considérées comme inconnues. La sortie de cet  $i^{\text{ème}}$  observateur est donc insensible aux sorties non utilisées mais sensible à celle utilisée. Les résidus  $\{r_1, \dots, r_{i-1}, r_{i+1}, \dots, r_p\}$  seront sensibles respectivement aux

défauts des sorties  $\{y_1, \dots, y_{i-1}, y_{i+1}, \dots, y_p\}$ . Il y aura donc le résidu  $(r_i = y_i - \hat{y}_i)$  qui sera sensible aux défaillances du  $i^{\text{ème}}$  capteur.

La figure (1.11) illustre ces deux structures pour le diagnostic de défauts actionneurs et capteurs.



(a) défauts actionneurs



(b) défauts capteurs

**Figure 1.11.** Bancs Observateurs dédiée à la détection et localisation des défauts

Cette approche est certainement la plus utilisée pour la surveillance. Toutefois, les outils géométriques utilisés pour la synthèse de ces observateurs sont souvent difficiles à mettre en œuvre.



Un autre inconvénient des observateurs réside dans le choix des conditions initiales. Dans le cas des systèmes non linéaires, le choix des conditions initiales influe sur le temps de convergence de l'observateur [45].

### **1.3.2.3.Redondance matérielle**

La redondance physique ou matérielle est celle mise en œuvre sans avoir connaissance du modèle du système surveillé. Elle est relativement simple à mettre en œuvre et basée plus sur des aspects matériels que sur des aspects analytiques [3]. Elle consiste à multiplier physiquement l'équipement du procédé en installant plusieurs actionneurs, plusieurs capteurs (au moins trois capteurs), plusieurs systèmes de commande et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière. Un principe de vote est appliqué sur les valeurs redondantes pour décider si une faute est présente ou non [3, 22, 45]. En fonctionnement sain, les capteurs redondants mesurent la même information issue du processus. Par contre en cas de défaillance de l'un d'entre eux, les valeurs indiquées seront différentes. La détection et la localisation de pannes dans ce cas nécessitent une duplication des capteurs, c'est-à-dire on procédera à une comparaison de la sortie de ' $n$ ' chaînes de mesure ou de commande redondantes. Cette méthode est pénalisante en termes de poids, de puissance consommée, de volume et coûts d'achat et de maintenance. Elle est utile pour permettre la continuité des fonctions réalisées par l'équipement et remplacer sans interruption du matériel ce qui permet d'augmenter le temps moyen de bon fonctionnement.

### **1.3.2.4. Redondance analytique**

Une alternative aux méthodes précitées pour assurer la surveillance des systèmes est d'exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces contraintes peuvent souvent s'exprimer sous forme de relations d'entrée/sortie équations dans laquelle toutes les variables sont connues (les entrées, les sorties et les paramètres du modèle). Ces équations s'appellent des Relations de Redondance Analytique (RRA). La génération de telles relations permet d'engendrer des résidus utilisées pour tester la cohérence des mesures par rapport à leurs estimées données par le modèle. Les premiers travaux présentant cette approche sont l'œuvre de Chow et Willsky au début des années 80 [45-47].

## **1.4. Analyse et prise de décision**

Une fois un ensemble de résidus générés, par l'une des méthodes citées précédemment, il faut prendre une décision concernant l'existence ou pas d'un défaut. A partir de cet ensemble de valeurs,

la matrice d'incidence des défauts est construite pour déterminer en temps réel sur quel composant du système ce défaut intervient. L'analyse des résidus se ramène à comparer les caractéristiques de chaque signal avec ce qui est attendu en fonctionnement nominal. Cela concerne habituellement un changement dans la moyenne du résidu, qui doit être statistiquement proche de zéro en conditions normales. Un changement de variance ou d'une autre propriété statistique peut également être surveillé [48-49]. A cause des incertitudes de modèle, des bruits de mesures et autres incertitudes, le résidu n'est pas strictement égal à zéro même en absence de défaut. Pour cette raison, il faut fixer des seuils d'alarme sur la valeur de l'écart mesuré entre la signature actuelle et la signature normale. Lorsque le résidu sort des seuils, alors il y a apparition d'un défaut. La principale difficulté réside dans le calcul de ces seuils ; un seuil trop grand risque d'engendrer une non-détection à temps d'un dysfonctionnement (figure 1.12) et un seuil trop bas peut entraîner trop de fausses alarmes (figure 1.13). Le seuil est choisi pour obtenir un compromis idéal entre le taux de fausse alarme et le taux de non détection. Ensuite la prise de décision est également particulièrement importante après la détection d'une défaillance ou d'une dégradation.

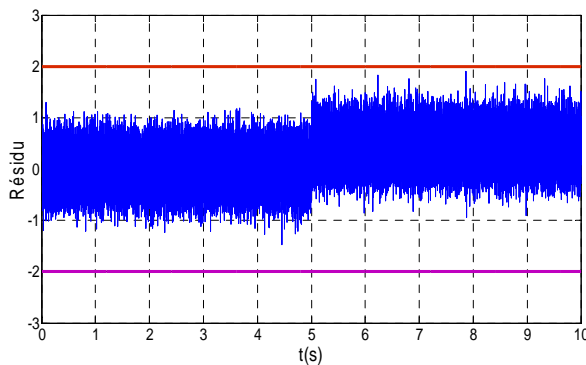


Figure 1.12. Non détection.

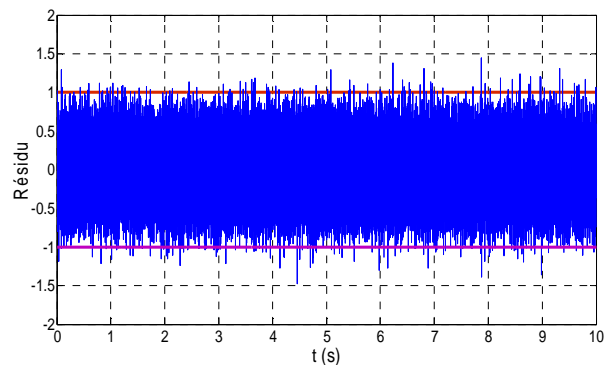


Figure 1.13. Fausses alarmes

### 1.5. Exemple d'application

Afin d'illustrer clairement le paragraphe précédent, cet exemple consiste à expliquer par simulation la possibilité de surveillance d'un moteur à courant continu de type série par la méthode de génération des relations de redondance analytique (espace de parité) [45, 50-51]. Le modèle s'écrit:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L}u - \frac{K}{L}\Omega i - \frac{R}{L}i \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{K}{J}i^2 - \frac{F}{J}\Omega \end{cases} \quad (1.4)$$

avec :

$\Omega$  est la vitesse de rotation du moteur,  $i$  le courant de l'induit,  $J$  moment d'inertie,  $R$  résistance de l'induit,  $L$  inductance,  $K$  coefficient de couple,  $F$  : moment visqueux,  $u$  la tension d'entrée.

L'équation de la mesure est la suivante:

$$\begin{cases} y_1 = x_1 \\ y_2 = x_2 \end{cases} \quad (1.5)$$

Le vecteur d'état est donnée par :

$$x = [x_1 \ x_2]^T = [i \ \Omega]^T \quad (1.6)$$

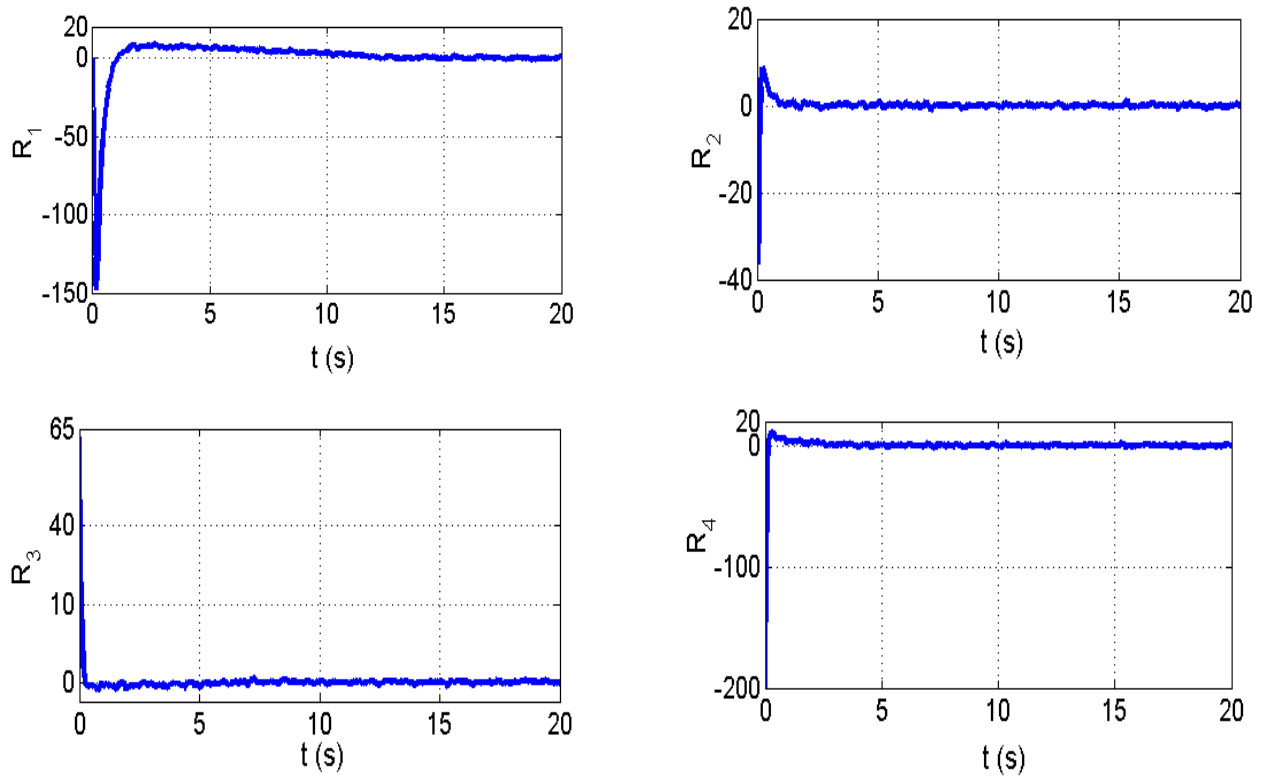
Les relations de redondance analytique générées sont exprimées par les expressions suivantes [53]:

$$\begin{cases} R_1 = \dot{y}_2 - \frac{K}{J} y_1^2 + \frac{F}{J} y_2 \\ R_2 = \ddot{y}_2 + \frac{2KR}{JL} y_1^2 + \frac{2K^2}{JL} y_1^2 y_2 - \frac{2K}{JL} y_1 u + \frac{FK}{J^2} y_1^2 - \frac{F^2}{J^2} y_2 \\ R_3 = \ddot{y}_1 - \frac{R^2}{L^2} y_1 - \frac{2RK}{L^2} y_1 y_2 + \frac{R}{L^2} u - \frac{K^2}{L^2} y_1 y_2^2 + \frac{K}{L^2} y_2 u + \frac{K^2}{LJ} y_1^3 - \frac{KF}{JL} y_1 y_2 - \frac{1}{L} \dot{u} \\ R_4 = \dot{y}_1 + \frac{R}{L} y_1 + \frac{K}{L} y_1 y_2 - \frac{1}{L} u \end{cases} \quad (1.7)$$

Dans le but de monter la méthodologie de surveillance d'un système industriel, nous avons réalisés des simulations en fonctionnement sain et défaillant en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. A la valeur du courant et de vitesse, nous avons ajouté un bruit blanc gaussien de variance 0.1 représentant les bruits de mesure.

### 1.5.1. Cas non défaillant (Sain)

Les résultats de simulation obtenus lorsqu'aucune panne n'est considérée sont représentés par la figure (1.14). On remarque que ces résidus sont presque nuls pendant toute la durée de fonctionnement de notre système.



**Figure 1.14.** Evolution des résidus dans le cas sans défaut

### 1.5.2. Cas défaillant

Trois types de défauts sont considérés, à chaque fois nous simulons un défaut et nous observons la réaction de chaque résidu. Nous commençons par la simulation de défaut d'actionneur  $u$ . Ensuite, un défaut sur le capteur de vitesse de rotation  $\Omega$ . Enfin, nous simulons un défaut sur le capteur de courant  $i$  de la machine à courant continu. Pour illustrer l'intérêt de la méthode, on suppose que chaque défaut intervient entre l'intervalle de temps  $t = [6s \ 12s]$  associé à un fonctionnement normal.

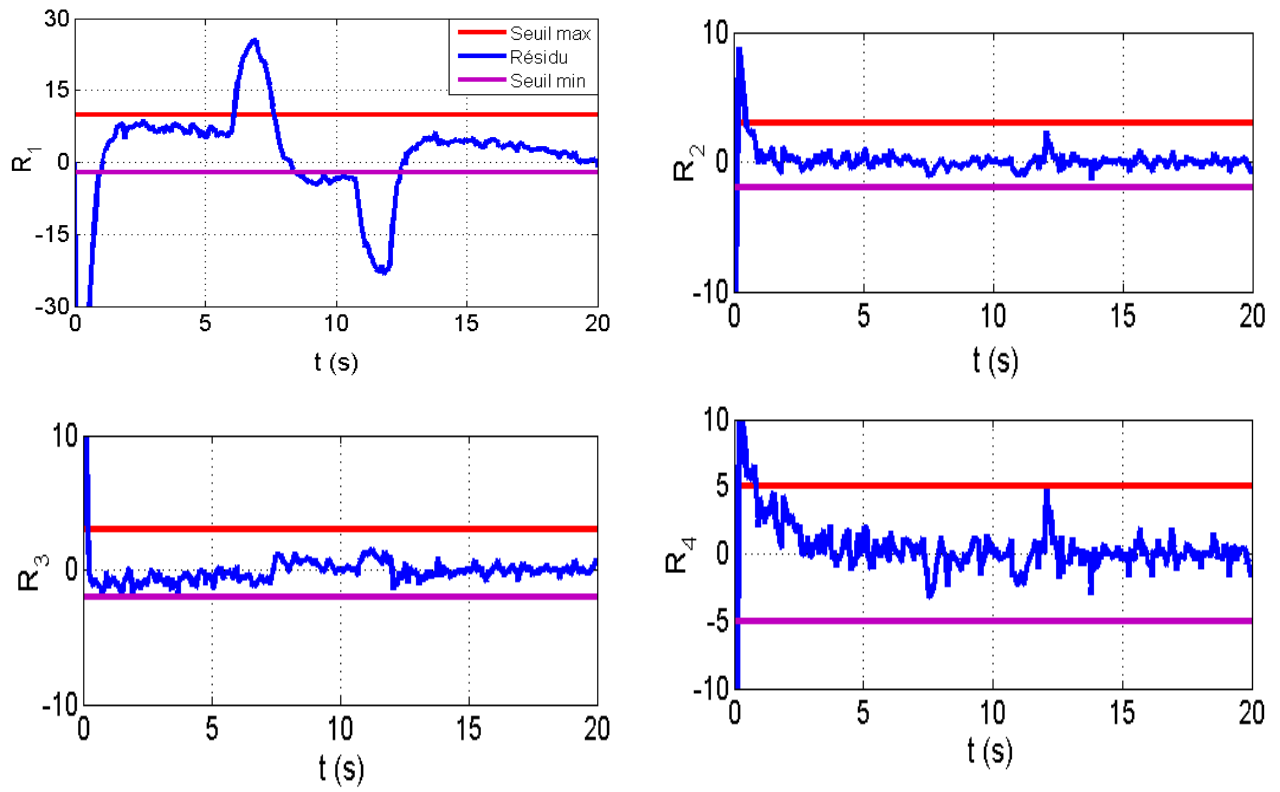


Figure 1.15. Evolution des résidus dans le cas de défaut actionneur

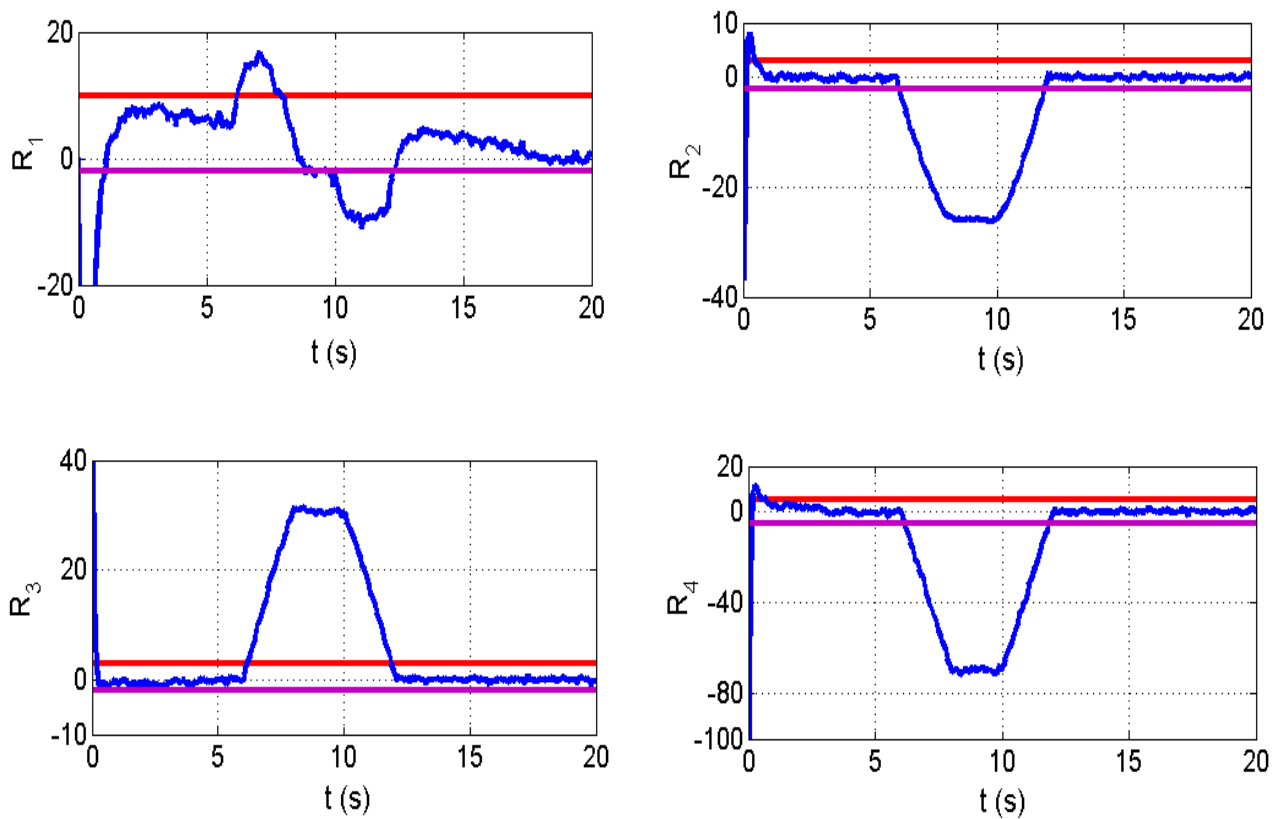
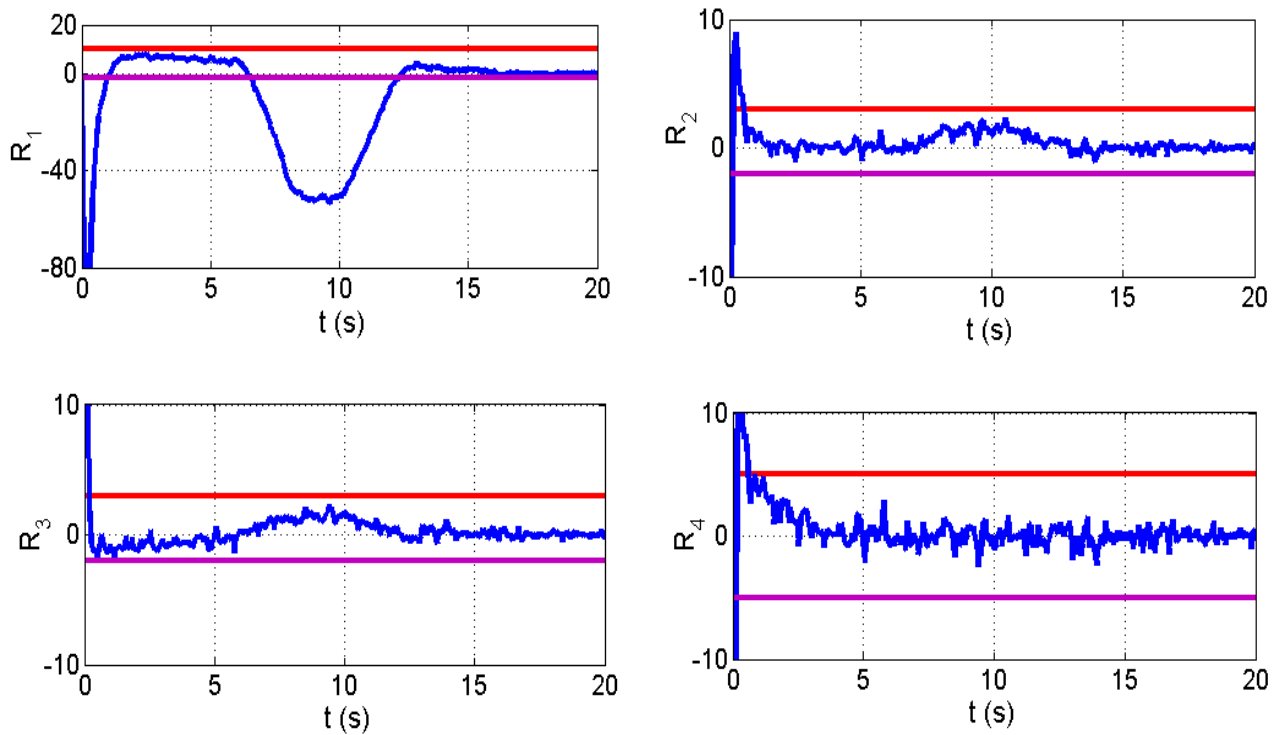


Figure 1.16. Evolution des résidus dans le cas de défaut capteur de courant



**Figure 1.17.** Evolution des résidus dans le cas de défaut capteur de vitesse

D'après les résultats de simulations obtenus précédemment, on remarque qu'en régime de fonctionnement normal, le résidu est statiquement nul et s'écarte de zéro en présence de défauts à  $t=6s$  (instant d'apparition) et un retour à la normale lorsque le défaut disparaît à  $t=12s$ . La décision de la présence de défaut ou non, peut s'effectuer à l'aide de dépassement de seuils sur les valeurs instantanées des résidus.

Cette détection doit être complétée par la phase de localisation de défauts. Une façon d'améliorer la décision concernant cette phase consiste à générer des résidus qui ne sont sensibles qu'à un sous ensemble particulier de défauts. Ces résidus sont alors dits résidus structurés [3, 45, 54], ces derniers sont conçus de façon ce que chacun soit affecté par un sous ensemble de fautes et robuste (non affecté) par rapport aux fautes restantes. Les tests peuvent être réalisés en parallèle et chaque décision issue de ces tests conduit à une valeur booléenne (0: la valeur du résidu est en dessous du seuil; 1: la valeur du résidu a dépassé le seuil fixé). L'ensemble de ces valeurs booléennes forme un vecteur binaire appelé signature de défaut. La table de signature 1.1 montre bien cette possibilité de localisation de trois types de défauts considérés précédemment.

Le vecteur binaire de la table est comparé aux différentes signatures de panne ainsi qu'à la signature de fonctionnement normal (vecteur de composantes nulles). Cette comparaison conduit alors à une conclusion sur l'état du système: fonctionnement normal, défaillance identifiée ou finalement défaillance non identifiée.

TABLEAU 1.1.  
Table de signature des défauts sur le moteur

	<b>u</b>	<b>y<sub>1</sub></b>	<b>y<sub>2</sub></b>
<b>R<sub>1</sub></b>	<b>1</b>	0	0
<b>R<sub>2</sub></b>	0	<b>1</b>	0
<b>R<sub>3</sub></b>	0	0	<b>1</b>

## 1.6. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté un tour d'horizon des différentes méthodes de diagnostic et de surveillance de défauts. La synthèse présentée n'est certes pas complète, mais nous nous sommes efforcés de présenter les principaux courants qui nous semblent essentiels pour les développements qui vont suivre dans cette thèse.

Un défaut est un événement qui agit sur un système et qui peut changer ses propriétés conduisant à une dégradation des performances du procédé voir à son instabilité. Ces défauts proviennent essentiellement des actionneurs, des capteurs, des contrôleurs ou du procédé lui-même. Pour faire face à ce problème, différents systèmes de surveillance et stratégies ont été proposé dans la littérature pour maintenir la stabilité avec un certain degré de performances du système commandé en dépit de la présence d'un dysfonctionnement. Ces systèmes de surveillance, même s'ils font appel à différentes méthodes et stratégies, présentent une architecture générale commune. On trouve dans cette architecture trois grandes fonctions "*Voir*", "*Comprendre*" et "*Agir*" nécessaires à une bonne surveillance. La fonction de perception s'appuie sur les données acquises par les capteurs du système à surveiller et transmet à l'opérateur des informations reçues et décide des actions à entreprendre au travers d'actionneurs qui agissent sur le système.

Cette analyse nous permet d'aborder à présent les développements des chapitres suivants et surtout, de légitimer les orientations choisies. Il s'agit de poser un cadre méthodologique, basé sur un schéma coopératif FDI/FTC qui permet de gérer les compromis de commande et de diagnostic, tout en conservant la loi de commande nominale déjà mis en place.

Avant d'entamer les points principaux de notre étude, c'est-à-dire l'étude de la commande sans capteur mécanique développée au chapitre 3 et la recherche des solutions permettant une continuité de service exposée au chapitre 4, nous aborderons au chapitre suivant la modélisation et la commande vectorielle avec capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents.

# CHAPITRE 02

## MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

### 2.1.Introduction

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart des équipements industriels. Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications. 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 électriques, la machine synchrone à aimants permanents présente un certain nombre d'avantages comparativement au moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [55-57], à savoir : les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse, un couple massique élevé, un rendement élevé, une vitesse maximale supérieure et une maintenance réduite.

Le développement de l'informatique industrielle et de l'électronique de puissance met à notre disposition des moyens qui permettent d'implanter des lois de commande (de position, de vitesse et de couple) pour la machine synchrone à aimants permanents de plus en plus performantes et robustes.

Généralement, dans le cas des machines tournantes, la stratégie de commande vectorielle à flux orienté est exploitée. Afin d'assurer un contrôle sécuritaire des grandeurs internes (courants), sa mise en œuvre est basée sur la stratégie des boucles imbriquées : une boucle de vitesse externe et deux boucles de courants internes [58].



Ce chapitre présente la modélisation et la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. Les boucles de courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs classiques PI. Des résultats de simulation et d'expérimentation de l'ensemble commande-onduleur-MSAP-charge seront présentés pour montrer les performances de la régulation adoptée. L'étude de la robustesse de ce contrôle sera examinée en dernier lieu.

## 2.2. Modélisation de la MSAP

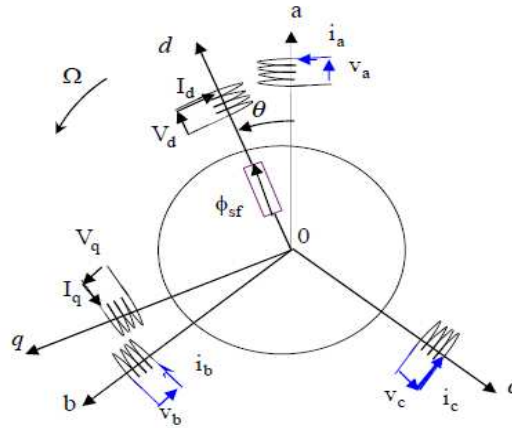
Pour l'application de la commande en vitesse variable dans les différents régimes et mode de fonctionnements (transitoire ou permanent, normal ou défaillant), la modélisation de la MSAP repose sur les paramètres électriques et mécaniques (le moment d'inertie, le frottement visqueux, les résistances et inductances, le flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-après.

### 2.2.1. Description et principe de fonctionnement de la MSAP triphasée

La machine considérée dans notre étude est de type synchrone à aimants permanents, utilisée en raison de sa grande puissance massique qui en fait un atout dans les applications embarquées comme l'automobile et l'aéronautique. Elle comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $120^\circ$ . Son principe de fonctionnement repose sur la synchronisation entre les champs magnétiques produits par:

- Un stator constitué d'enroulements triphasés ( $a, b, c$ ), alimenté par des courants périodiques  $I_a, I_b$  et  $I_c$  dont les fondamentaux sont déphasés deux à deux de  $120^\circ$ ,
- Un rotor constitué d'aimants créant un flux magnétique permanent ( $\phi_f$ ) à travers les spires des enroulements du stator.

Pour assurer cette synchronisation, la connaissance de la position ( $\theta$ ) du rotor de la machine est nécessaire. Elle définit en effet la position de la direction ( $d$ ) des aimants permanents, ainsi que la direction ( $q$ ) en quadrature avec la direction ( $d$ ). Ce fonctionnement peut être résumé par la figure (2.1).



**Figure 2.1.** Schéma équivalent de la MSAP dans les référentiels  $(a,b,c)$  et  $(d,q)$ .

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

### 2.2.2. Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [59-60]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale,
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées,
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés,
- La distribution du champ d'induction créé par l'aimant est purement sinusoïdale,
- Les trois phases de la machine sont connectées en étoile,
- Les trois phases sont symétriques, i.e. leurs résistances et inductances sont identiques,
- Le point neutre est flottant, i.e. non relié à la masse.

On néglige donc notamment les harmoniques générées par les enroulements (dont la distribution spatiale n'est, en réalité, pas parfaitement sinusoïdale) et les aimants.

### 2.2.3. Mise en équation

#### 2.2.3.1. Equations électriques en triphasé

A partir des caractéristiques citées précédemment, les relations entre tensions, courants et flux dans les enroulements a, b et c sont données par les équations suivantes [56, 61-63]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Où  $v_a, v_b, v_c$  représentent les tensions triphasées,  $i_a, i_b, i_c$  représentent les courants triphasées statoriques,  $\phi_a, \phi_b$  et  $\phi_c$  les flux totaux à travers les bobines statoriques et  $R_s$  représente la résistance statorique.

L'expression des flux est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix} = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

où  $\phi_f$  est le flux maximum capté dû aux aimants.

Dans le cas des machines à pôles saillants, la matrice d'inductance statorique  $[L_{ss}]$  est fonction de la position du rotor. Elle se compose de deux termes : un premier terme constant  $[L_{s0}]$  et un second terme  $[L_{sv}]$  dépendant de la position électrique  $\theta$  du rotor. Le terme  $[L_{s0}]$  a pour expression :

$$[L_{so}] = \begin{bmatrix} L_{so} & M_{so} & M_{so} \\ M_{so} & L_{so} & M_{so} \\ M_{so} & M_{so} & L_{so} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

et le terme  $[L_{sv}]$  s'écrit comme suit :

$$[L_{sv}] = L_{sv} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

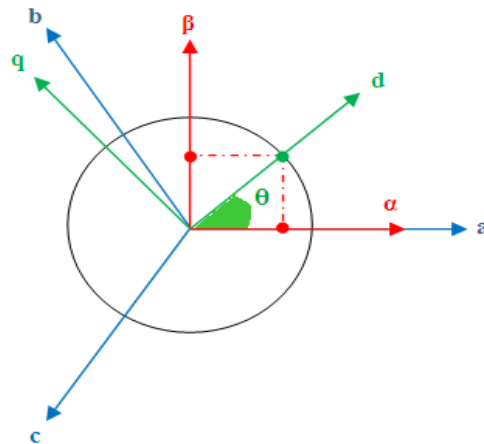
Les inductances propres et mutuelles  $L_{so}$ ,  $M_{so}$  et  $L_{sv}$  sont des constantes.

### 2.2.3.2. Transformation de Park et de Clark

La transformation de Park, appelée souvent transformation à deux axes, fait correspondre aux variables réelles et leurs composantes qui sont: axe direct ( $d$ ), axe en quadrature ( $q$ ) et homopolaire ( $o$ ). Elle permet de rendre le système d'équations différentielles non linéaires à coefficients variables constitué par les équations définies précédemment (tension, flux, courant), un système d'équations différentielles non linéaires à coefficients constants. En outre, pour simplifier la commande des machines, deux repères équivalents au repère ( $a, b, c$ ) sont introduits :

- un repère diphasé fixe ( $\alpha, \beta$ ), lié au stator,
- un repère diphasé tournant ( $d, q$ ), lié au rotor.

Le passage des variables électriques d'un repère à un autre est réalisé par l'intermédiaire de transformations: les transformations de Park et de Clark/Concordia (figure.2.2).



**Figure 2.2.** Repères triphasé ( $a, b, c$ ), diphasé ( $\alpha - \beta$ ) et diphasé ( $d - q$ )

La transformation de Park et sa réciproque dépendent notamment de la position ( $\theta$ ) de la machine dans le cas du passage au repère ( $d, q$ ). La transformation du modèle d'un enroulement triphasé en un modèle d'un enroulement biphasée, en prenant en compte la conservation des puissances est permise par la matrice de Park d'angle de rotation ( $\theta$ ):

$$[K] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

La matrice de passage inverse, est donnée par :

$$[K]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

où :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [K] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [K]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$X$  : Peut être tension, courant ou flux soit au stator, soit au rotor.

La matrice de transformation de Clark  $[C_{32}]$  triphasée/diphassée choisie est définie ci-après :

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La matrice de transformation inverse  $[C_{23}]$  s'écrit :

$$[C_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Ces matrices de transformation conservent la puissance et vérifient la relation suivante, où  $I_2$  est la matrice identité d'ordre 2.

$$C_{32}C_{23} = I_2 \quad (2.12)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La matrice de transformation de Park  $[P(\theta)]$  diphasée/diphasée est définie ci-après :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La matrice de transformation inverse s'écrit  $[P(-\theta)]$  et vérifie la relation suivante.

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

avec les propriétés inverse s'écrites :

$$[P(\theta)][P(-\theta)] = [I_2] \text{ et } [P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$$

### 2.2.3.3. Modèles $(\alpha, \beta)$ et $(d, q)$ de la MSAP

Etant donné que les enroulements statoriques sont montés en étoile à neutre isolé, la somme instantanée des courants statoriques est nulle, de sorte qu'il n'y a pas de courant homopolaire. Les équations  $(\alpha, \beta)$  sont calculées par le passage du repère triphasé au repère diphasé fixe lié au stator (transformation de Clarke). Dans ce repère, les variables électriques (tensions, courants et flux permanents) varient toujours de façon sinusoïdale avec la position, mais sont déphasées de  $90^\circ$  figures (2.1 et 2.2). Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de Park utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée, dans les deux repères. En appliquant la transformation de Clark  $C_{32}$  à l'équation (2.1), on obtient:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

avec

$$\begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} \\ L_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{f\alpha} \\ \phi_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Le passage des grandeurs diphasées  $(\alpha, \beta)$  aux grandeurs diphasées  $(d, q)$  est obtenu par l'application de l'opérateur de rotation à l'équation (2.16):

$$P(-\theta) \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s P(-\theta) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + P(-\theta) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P(-\theta) \frac{d}{dt} \left( P(\theta) \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \right) \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$v_d, v_q, i_d, i_q, \phi_d$  et  $\phi_q$  sont respectivement les composantes directes et en quadrature de la tension, du courant et du flux. La vitesse électrique  $w$  du rotor, est définie telle que  $w = p\Omega$ , où  $p$  est le nombre de paire de pôles et  $\Omega$  la vitesse mécanique du rotor. Les équations des flux de la machine dans le repère  $(d, q)$  sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \Phi = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_f \quad (2.21)$$

$L_d$  et  $L_q$  sont les inductances directe et quadrature. En combinant les équations (2.20) et (2.21), les équations en tensions sont obtenues :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Le facteur  $(L_d / L_q)$  désigne par définition la saillance. Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants ( $L_d \neq L_q$ ), le couple électromagnétique développé par la machine synchrone s'écrit de la manière suivante:

$$C_{em} = p \left( \Phi + (L_d - L_q) i_d \right) i_q \quad (2.23)$$

Si le rotor à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), le système d'équations (2.22) devient :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -L \\ L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

L'équation (2.23) se simplifie en :

$$C_{em} = p \Phi i_q \quad (2.25)$$

#### 2.2.3.4. Equations mécaniques

En appliquant le principe fondamental de la dynamique au rotor, on obtient l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (2.26)$$

Où  $J$ ,  $f$  et  $C_r$  sont respectivement le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge, le coefficient de frottement visqueux de la machine et le couple de charge. La position du rotor  $\theta$  évolue d'après l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\theta}{dt} = p \Omega = w \quad (2.27)$$

#### 2.2.3.5. Modèle d'état de la MSAP

Le modèle général d'entrée-sortie de la MSAP, est lié au choix du vecteur d'état. Dans le repère lié au rotor, les composantes du vecteur d'entrée sont les tensions  $(v_d, v_q)$  et les courants statoriques  $(i_d, i_q)$  sont les composantes du vecteur de sortie. L'écriture des équations sous la forme d'état nécessite la définition des vecteurs d'état  $x$ , d'entrée  $u$  et de sortie  $y$ .

Pour une régulation du couple et de vitesse ou de position, le modèle d'état de la machine dans le repère  $d - q$  est représenté par l'équation d'état non-linéaire suivante:



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q w \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d w - \frac{\Phi}{L_q} w \\ \frac{p^2}{J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{p^2}{J} \Phi i_q + \frac{p}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Ce modèle est non linéaire à cause des termes  $i_d w$ ,  $i_q w$  et  $i_d i_q$ . Le couple résistant est considéré généralement comme une perturbation externe sur le système à compenser par le régulateur de vitesse. Si on souhaite mettre en œuvre des régulateurs linéaires, on doit s'appuyer sur des modèles linéaires. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Dans le cadre de la MSAP, ce modèle est obtenu à partir de l'équation (2.28) dans laquelle on suppose que la vitesse évolue moins rapidement que les grandeurs électriques. Dans ce cas, le modèle représentatif de la partie électrique s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} w \\ -\frac{L_d}{L_q} w & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q - \Phi w \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

La matrice de transfert du système  $[Y(s)]$  est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = [Y(s)] \begin{bmatrix} v_d(s) \\ v_q(s) \end{bmatrix}$$

$$[Y(s)] = \frac{1/R_s}{D(s)} \begin{bmatrix} 1 + \tau_q s & w \tau_q \\ -w \tau_d & 1 + \tau_d s \end{bmatrix}$$

avec :

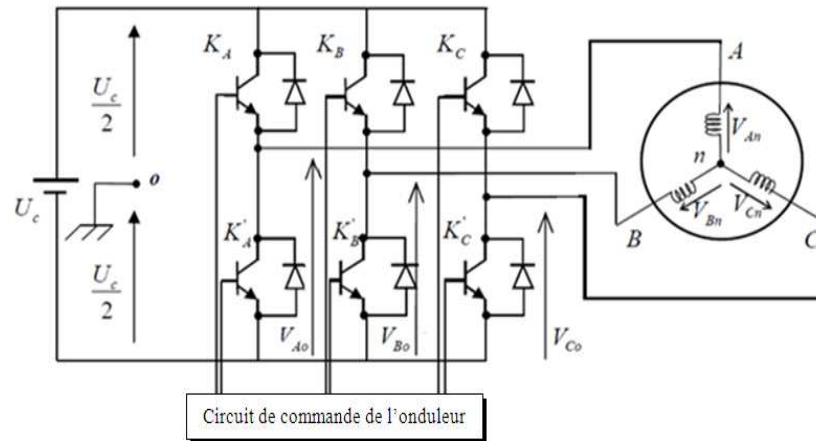
$$D(s) = (1 + \tau_d s)(1 + \tau_q s) + w^2 \tau_d \tau_q$$

où  $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  et  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  sont les constantes de temps électriques.

### 2.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour réaliser la régulation de la vitesse ou de la position des MSAP, il est indispensable d'utiliser un convertisseur statique alimentant le stator de la machine comme le montre la figure (2.3). Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la conversion Continu-

Alternatif. Il est constitué d'une source de tension continue constante et de cellules de commutation généralement à transistors IGBT ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux interrupteurs dont la commande est complémentaire pour éviter le court-circuit de la source, c'est-à-dire que lorsque l'un conduit l'autre est bloqué [64-65]. On note  $K_A, K_B, K_C$  les interrupteurs du haut, et  $K'_A, K'_B, K'_C$  les interrupteurs du bas.



**Figure 2.3.** Représentation de l'ensemble onduleur-MSAP

Pour la modélisation de l'onduleur de tension, on suppose pour simplifier :

- La commutation des interrupteurs instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable,
- La charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $C_i; \{i = 1, 2, 3\}$ .

- si  $C_i = 1$ , alors  $K_i$  est fermée et  $K'_i$  est ouvert,
- si  $C_i = 0$ , alors  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est fermée.

Les tensions composées  $U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}$  sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (2.30)$$

Où  $V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}$  sont les tensions simples des phases.

Puisque Les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{An} = \frac{1}{3}[U_{AB} - U_{CA}] \\ U_{Bn} = \frac{1}{3}[U_{BC} - U_{AB}] \\ U_{Cn} = \frac{1}{3}[U_{CA} - U_{BC}] \end{cases} \quad (2.31)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence ( $\mathbf{o}$ ), on aboutit à

$$\begin{cases} V_{An} + V_{no} = V_{Ao} \\ V_{Bn} + V_{no} = V_{Bo} \\ V_{Cn} + V_{no} = V_{Co} \end{cases} \quad (2.32)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (2.33)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = C_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (2.34)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (C_A - 0.5)U_c \\ V_{Bo} = (C_B - 0.5)U_c \\ V_{Co} = (C_C - 0.5)U_c \end{cases} \quad (2.35)$$

En remplaçant (2.33) dans (2.32), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Bn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Cn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (2.36)$$

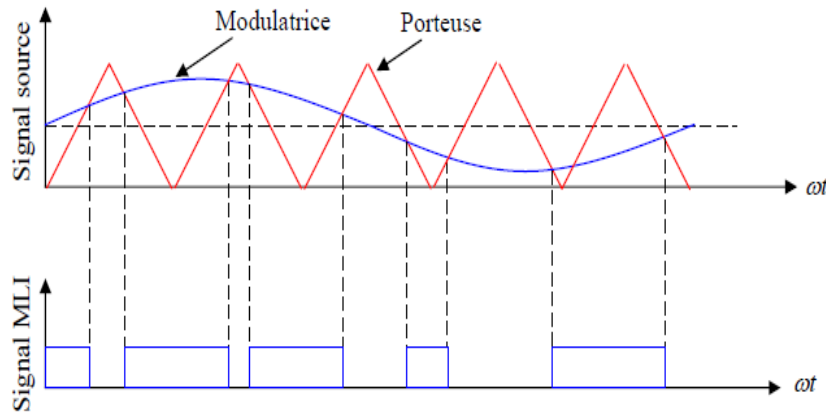
En remplaçant (2.35) dans (2.36), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Le fonctionnement des convertisseurs de puissance repose sur la modification séquentielle des liaisons entre l'alimentation et la charge. Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande adaptée qui fournit des ordres temporels (ouverture ou fermeture) de déclenchement des interrupteurs [66-68]. Il existe plusieurs façons pour commander ces interrupteurs de l'onduleur pour obtenir une tension alternative aux bornes de la charge, parmi lesquelles la commande par la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

### 2.3.1. Principe de la stratégie MLI triangulo-sinusoidale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur, on utilise la technique MLI, qui consiste à comparer une onde modulante sinusoïdale de référence  $V_{ref}(t)$  de basse fréquence  $f_r$ , à une onde porteuse  $V_p(t)$  de haute fréquence  $f_p$  de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation de ces interrupteurs est fixée par la porteuse [68-70]. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de  $(2\pi/3)$  à la même fréquence  $f_r$ . La figure (2.4) illustre le principe de cette technique de commande.



**Figure 2.4.** Principe de MLI sinus-triangulaire

La fonction logique  $F_i$  associée au signal de commande est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (2.40)$$

Où  $j$  est l'indice du nombre de phase.

Le signal de la porteuse est définie par les équations suivantes:

$$V_p = \begin{cases} \left[ \frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right] V_{pm} & \text{si } t \in \left[ nT_p, \left( n + \frac{1}{2} \right) T_p \right] \\ \left[ \frac{-4t}{T_p} + (4n+1) \right] V_{pm} & \text{si } t \in \left[ nT_p, (n+1)T_p \right] \end{cases} \quad (2.41)$$

avec :

$n$  : Nombre de période.

$T_p$  : Période de la porteuse.

Les signaux de référence sont donnés par la formule suivante:

$$V_{ref} = r \cdot \sin \left( (2\pi f)t - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right); \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.42)$$

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- Le coefficient de modulation ( $m$ ): rapport  $(f_p / f_r)$  entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  et celle du signal de référence  $f_r$ .
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ): rapport  $(V_{ref} / V_{pm})$  de l'amplitude de tension de référence avec celle de la porteuse.

## 2.4. Commande vectorielle de la MSAP

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent [59,71].

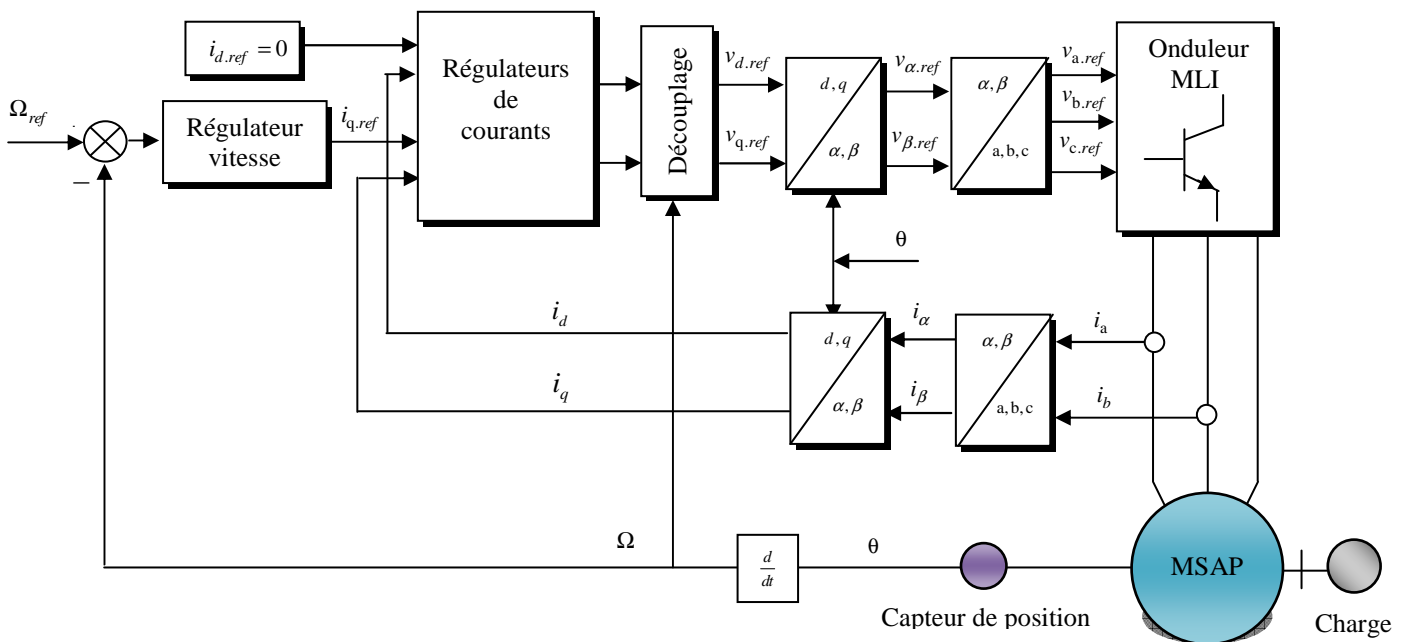
### 2.4.1. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le modèle de la MSAP à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d. un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [59,72]. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Le principe va donc consister à contrôler la position et l'amplitude du vecteur courant statorique dans un référentiel dont l'un des axes est judicieusement choisi. Les variables d'état dans l'équation du couple (2.23) sont les courants direct ( $i_d$ ) et en quadrature ( $i_q$ ).

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir la composante directe du courant ( $i_d$ ) à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant (2.25). Nous contrôlons le couple uniquement par la composante ( $i_q$ ). La mise en œuvre de cette commande passe par :

- La détermination de la position mécanique du rotor,
- La mise en place des transformations pour les changements de référentiel (Concordia et Park),
- La mise en place de régulateurs de courant,
- La mise en place d'un correcteur de position et/ou de vitesse.

La figure (2.5) représente le schéma global de la structure de commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère ( $d, q$ ). Comme on peut le voir, elle se compose de trois boucles : deux boucles de courant et une boucle externe de vitesse.



**Figure 2.5.** Structure de la commande vectorielle.

La référence du courant direct  $i_{d.ref}$  est fixée à zéro et la sortie du régulateur de vitesse  $i_{q.ref}$  constitue la référence du couple  $C_{em.ref}$ . Les références des courants  $i_{d.ref}$  et  $i_{q.ref}$  sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine  $i_d$  et  $i_q$ . Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $v_{d.ref}$  et  $v_{q.ref}$ . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de

générer la référence de courant  $i_{q.ref}$ . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant  $i_{d.ref}$  est imposé nul dans ce cas. Les références des tensions  $v_{d.ref}$  et  $v_{q.ref}$  passent par une transformation biphasé vers triphasé  $v_{a.ref}, v_{b.ref}, v_{c.ref}$  qui représentent les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

### 2.4.2. Contrôle des courants et découplage des axes d-q

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires (2.28). Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [70], cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

#### 2.4.2.1. Découplage des courants

La compensation, à pour but de découpler les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer facilement les coefficients des régulateurs. A partir des équations (2.29), on remarque que les courants  $i_d$  et  $i_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $v_d$  et  $v_q$ . Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande [70]  $E_d$  et  $E_q$  telle que:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = v'_d = v_d - E_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = v'_q = v_q - E_q \end{cases} \quad (2.43)$$

où  $E_d$  et  $E_q$  sont des termes homogènes à une force contre-électromotrice qui agissent comme des perturbations à compenser.

$$\begin{cases} E_d = -\omega L_q i_q \\ E_q = \omega L_d i_d + \omega \Phi \end{cases} \quad (2.44)$$

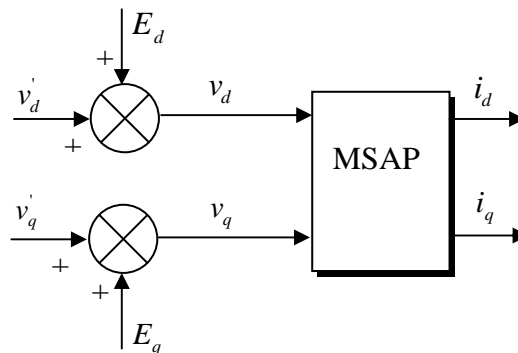
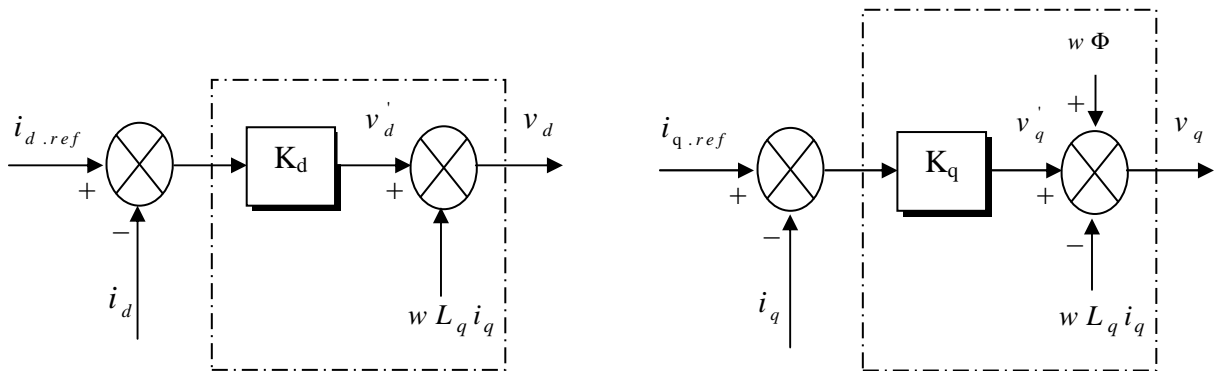


Figure 2.6. Schéma bloc de la compensation

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $v_d$  et le courant  $i_q$  ne dépend que de  $v_q$ , leurs expressions s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} i_d = \frac{v_d'}{sL_d + R_s} \\ i_q = \frac{v_q'}{sL_q + R_s} \end{cases} \quad (2.45)$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence désirées par les régulateurs classiques PI [71,73]. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (2.7).

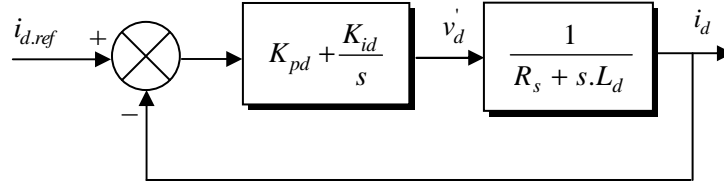


**Figure 2.7.** Principe de découplage par compensation.

### 2.4.2.2. Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$  est réalisé, la régulation des courants est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée) [70]. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Dans notre étude, le contrôle des courants direct et en quadrature est assuré par un régulateur classique PI dont les gains sont  $K_{p\_id}$ ,  $K_{p\_iq}$ ,  $K_{i\_id}$  et  $K_{i\_iq}$ . Le coefficient proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse, comme le terme intégral  $K_i$  sert à réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique. Pour la détermination des paramètres du régulateur PI, nous avons utilisé la méthode de placement des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée. Le schéma fonctionnel de la boucle de régulateur du courant  $i_d$  par un régulateur PI est donné par la figure suivante :





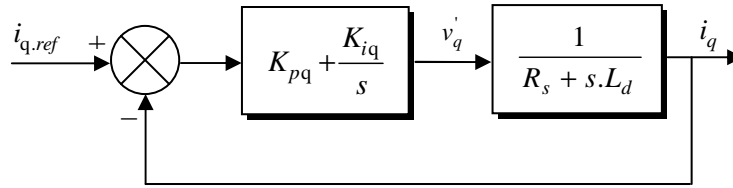
**Figure 2.8.** Boucle de régulation du courant  $i_d$  .

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

Le temps de réponse  $t_r$  est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut 95 % de la valeur finale donnée lorsque le temps  $t$  devient infini, soit:  $t_r = 3.\tau$

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \\ K_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \end{cases} \quad (2.46)$$

de la même manière, on détermine le régulateur du courant  $i_q$  avec :



**Figure 2.9.** Boucle de régulation du courant  $i_q$

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3.L_q}{t_r} \\ K_{iq} = \frac{3.R_s}{t_r} \end{cases} \quad (2.47)$$

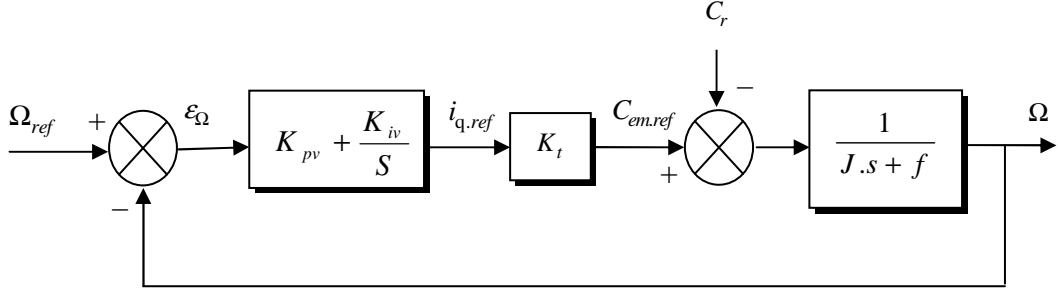
### 2.4.3. Contrôle de la vitesse mécanique

Le contrôle de la vitesse est assurée aussi par un régulateur de type PI [70] dont les gains sont respectivement  $K_{pv}$  et  $K_{iv}$  . De l'équation mécanique on peut trouver :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J.s + f} (C_{em.ref} - C_r)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :  $C_{em.ref} = p\Phi i_{q.ref} = K_t \cdot i_{q.ref}$

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



**Figure 2.10.** Boucle de régulation de vitesse.

Dans le cas d'utilisation d'un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{J}{K_{iv}} S^2 + \frac{1}{K_{pv} K_{iv}} (K_{iv} + f) p + 1}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, les paramètres du régulateur dans ce cas, seront en fonction de deux grandeurs: le coefficient d'amortissement  $\xi$  et la pulsation propre non amortie  $w_0$ . L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur PI seront :

$$\begin{cases} K_{iv} = J w_0^2 \\ K_{ip} = \frac{2\xi K_{iv}}{w_0} - f \end{cases} \quad (2.48)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit le facteur d'amortissement et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

## 2.5. Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation et d'expérimentation obtenus avec la loi de commande étudiée précédemment. Le modèle de la MSAP utilisé pour la simulation est celui donné par (2.28), dont les paramètres sont présentés dans l'annexe (A.2). La machine est alimentée par un onduleur de tension commandé selon le principe de la MLI étudiées précédemment. La période d'échantillonnage  $T_e$  des grandeurs électriques est fixée à  $100 \mu s$  tandis

que la régulation de la vitesse se fait avec une période d'échantillonnage  $T_m$  égale à 1ms (les mêmes valeurs de  $T_e$  et  $T_m$  seront utilisées dans la simulation par la suite de cette thèse).

### 2.5.1. Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées sous Matlab/Simulink ® en utilisant la méthode de calcul numérique de Runge-Kutta d'ordre 4. Pour étudier les performances et la robustesse de la commande à la vitesse de rotation, on a simulé la machine avec un démarrage à vide puis on applique un échelon de couple de charge de valeur  $C_r=1\text{N.m}$  à l'instant  $t=1\text{s}$ . A  $t=3\text{s}$  la charge est éliminée. Aussi pour montrer la robustesse de cette commande vis-à-vis des variations de la vitesse de rotation, on applique une consigne de vitesse égale à  $83.77\text{ rad/s}$  ( $800\text{ tr/min}$ ) de  $t=2.4\text{s}$  à  $4\text{s}$ , puis, on inverse le sens de rotation du moteur à  $-83.77\text{ rad/s}$  ( $-800\text{ tr/min}$ ). Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (2.11).

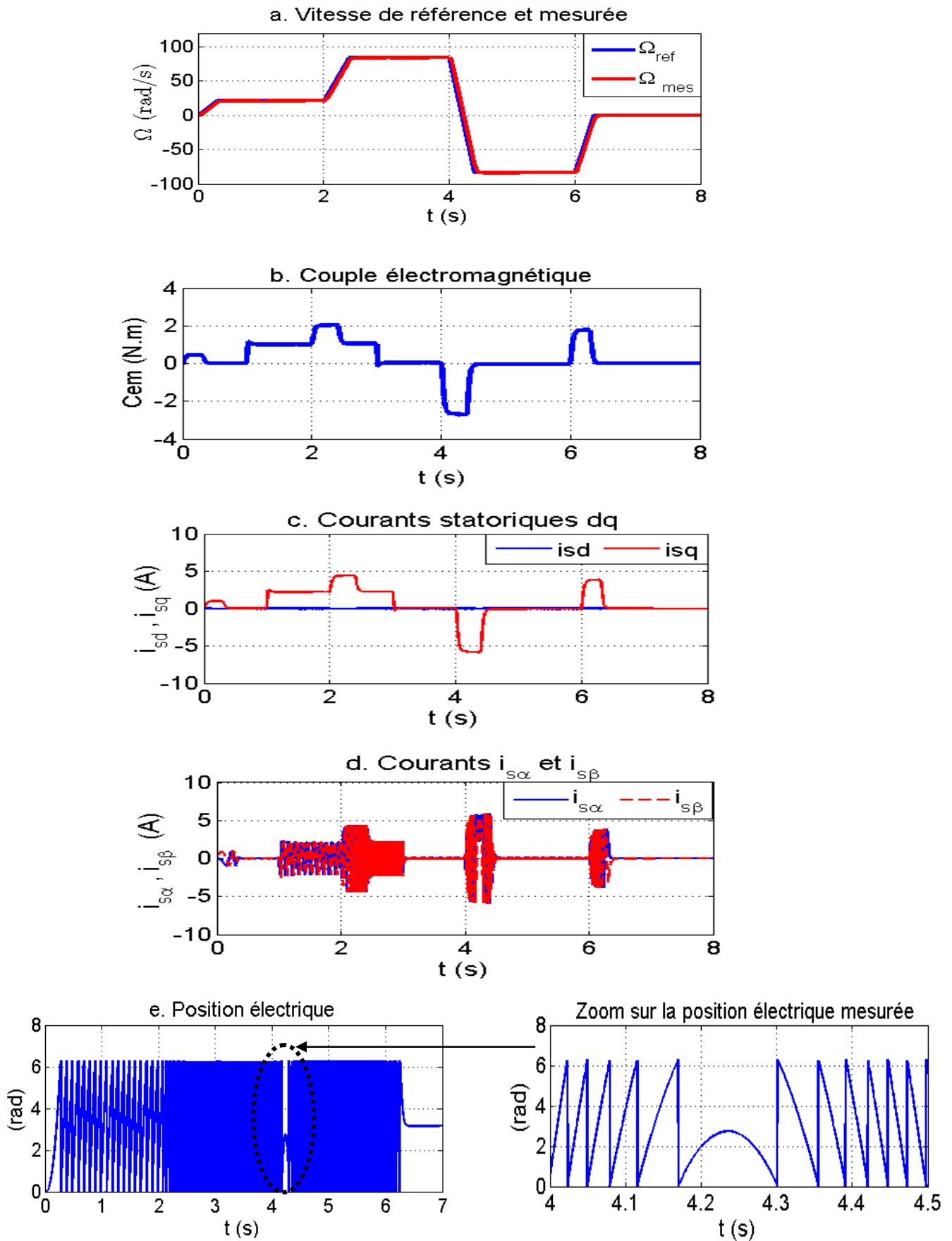


Figure 2.11. Résultats de simulation pour la commande vectorielle de la MSAP

On observe d'après ces résultats que l'allure de la vitesse rotorique suit parfaitement sa référence en régime permanent, elle est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsqu'on applique un couple de charge à  $t=1s$  et son élimination à  $t=3s$ . Lors de l'inversion de la vitesse, nous remarquons que le système répond toujours sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide (figure 2.11.a). Le couple électromagnétique de la figure (2.11.b) atteint la valeur  $1N.m$  qui est la valeur du couple résistant appliqué à la machine.

Dans la figure (2.11.c), on constate que le courant statorique  $i_q$  est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant statorique  $i_d$  est maintenu égal à zéro. La réponse de ces deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ( $i_d = 0$ ) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante  $i_q$ . De plus, les courants statoriques  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  de la figure (2.11.d) ont une belle forme sinusoïdale. Dans la figure (2.11.e), nous avons représenté la position électrique mesurée par le capteur avec un agrandissement sur l'axe des temps.

### 2.5.2. Implémentation pratique et résultats expérimentaux

Lors du développement théorique d'une commande donnée, parfois, on a recourt à des hypothèses simplificatrices, soit au niveau de la modélisation, soit au niveau de la commande. La validation par simulation permet d'avoir une idée générale sur l'efficacité de la commande comme l'erreur de poursuite, la robustesse, le temps de réponse, ...etc.

Cependant, ces simulations ne peuvent pas refléter tous les phénomènes physiques car il est difficile, si ce n'est impossible, de les modéliser. Par ailleurs, des contraintes technologiques, dans la plupart des cas, ne sont pas prises en compte lors de la simulation comme les erreurs de mesures dues aux capteurs, le temps d'échantillonnage, les retards, les temps de traitement de données, les bruits de mesures, ...etc. Pour cela, l'implémentation pratique d'une commande sur un banc d'essais, est très importante car elle permet de mesurer réellement l'efficacité de l'approche développée et validée en simulation.

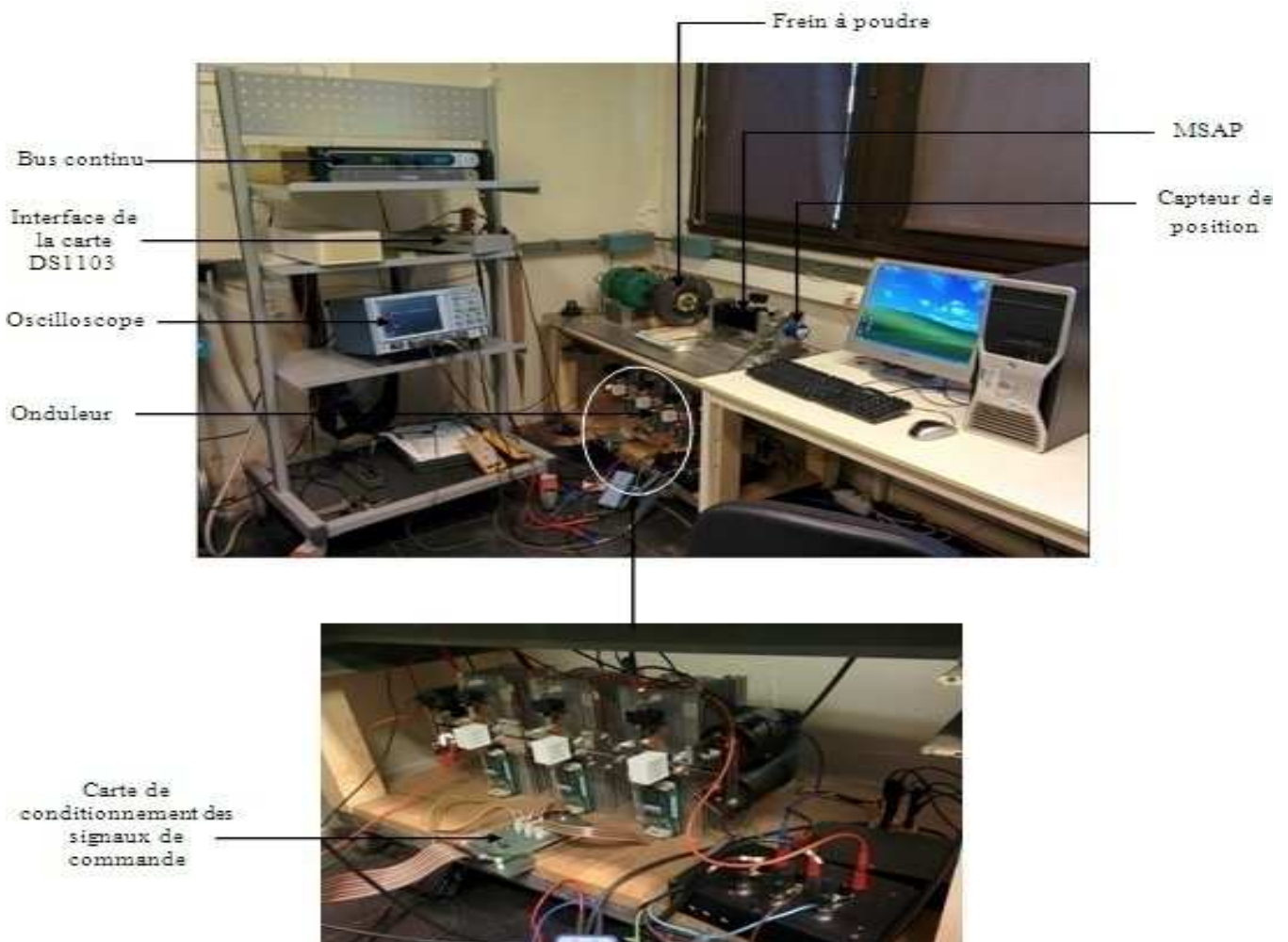
La commande numérique est réalisée numériquement à l'aide d'une plateforme de type dSPACE, mettant en œuvre une carte de prototypage DS1103 qui se compose de plusieurs éléments [74]. L'avantage principal de ce système de commande numérique est qu'à l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink®. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink® puis de traduire celles-ci en

langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (Control Desk). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Dans cette section, nous présentons l'implémentation pratique et les résultats expérimentaux relevés lors des essais effectués. Nous commencerons, par une brève présentation du banc d'essais utilisé puis des résultats expérimentaux obtenus lors de l'application de la commande vectorielle de la MSAP.

### 2.5.2.1. Description du banc d'essais

L'expérimentation a été effectuée au sein du Laboratoire de Génie Électrique de Paris (LGEP). Le schéma synoptique de la structure globale de la commande de la MSAP est celui de la figure (2.12). Cette structure permet de faciliter le passage de la phase simulation à la phase expérimentation.



**Figure 2.12.** Photo du banc d'essais de commande de la MSAP du LGEP (France)

D'une façon générale, l'ensemble du banc d'essais se compose essentiellement de 3 parties : la machine synchrone à aimants permanents couplé au frein à poudre, le convertisseur de puissance, ainsi que l'ensemble de la commande et de la régulation de cet ensemble à base de la carte de commande dSpace DS1103 et un ordinateur équipé de logiciels Matlab/Simulink®. Cette plateforme expérimentale est utilisée pour implanter et valider les différentes techniques de commande de la MSAP développées dans le cadre de cette thèse.

### **2.5.2.2. Résultats expérimentaux**

Cette partie concerne les résultats expérimentaux obtenus de la commande vectorielle de la MSAP proposée dans la figure (2.5). Les mêmes conditions de fonctionnement qu'en simulation sont appliquées dans le cas d'expérimentation. La figure (2.13) montre les résultats d'expérimentations. L'application de la charge provoque un écartement de la vitesse qui est tout de suite compensé par le système de régulation de vitesse. Ceci montre la robustesse de ce système vis-à-vis des perturbations du couple de charge avec un temps de rétablissement très court (figure 2.13.a). Dans la figure (2.13.b), nous remarquons l'apparition d'un bruit sur l'axe  $d$  et des petites fluctuations sur l'axe de courant  $i_q$ , néanmoins la stabilité est préservée. On constate un comportement correct de la machine et des résultats relativement proche de ceux obtenus en simulation.

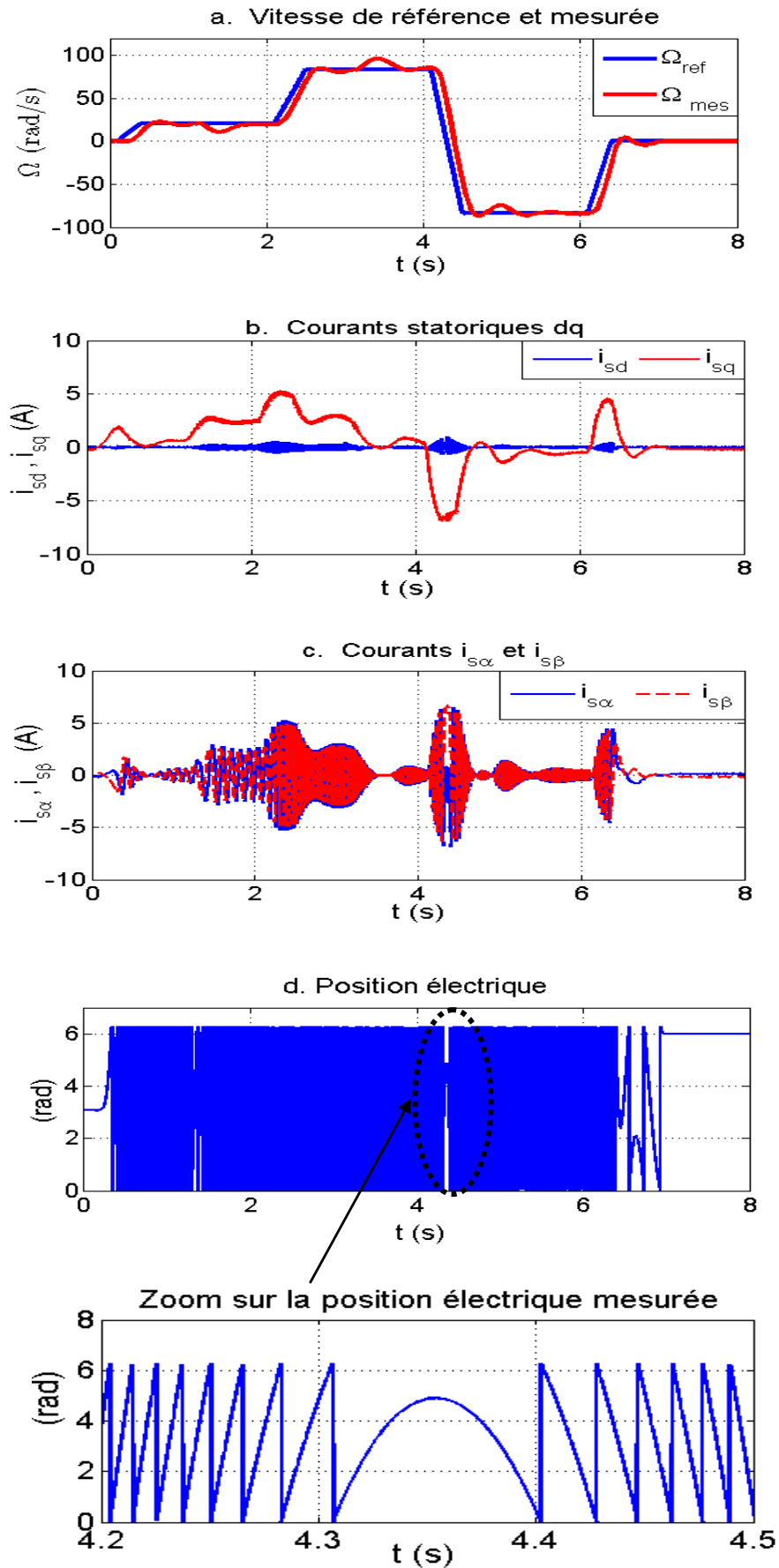


Figure 2.13. Résultats expérimentaux pour la commande vectorielle de la MSAP.



## 2.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions de base et les méthodes utilisées dans la modélisation des machines synchrones à aimants permanents. Ensuite, les conditions et les relations permettant le développement de leurs modèles mathématiques sont établies. La difficulté de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de *Park* et de *Clarck* qui ramène la machine triphasée en une machine biphasée équivalente, dans le but de faciliter l'étude. Puis, on a présenté le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé en citant le principe de MLI sinus-triangulaire.

Une étude théorique concernant la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP est présentée, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

En fin, on a montré une présentation détaillée du banc d'essai expérimental pour la commande des machines synchrones à aimants permanents afin de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques. Les résultats de simulation et d'expérimentation obtenus sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie.

Tenant compte des limites que présente le fonctionnement de la MSAP avec capteur, dans le chapitre suivant, nous allons nous consacrer à l'étude et l'application des outils d'estimation de la position et de vitesse.

# CHAPITRE 03

## COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP

### 1.1. Introduction

Que ce soit pour la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande DTC, la connaissance de la position du rotor est importante afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. Mais pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement et de robustesse, de multiples études se sont orientées vers l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs accessibles au lieu d'une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position. De ce fait, une solution généralement adoptée est l'usage des méthodes d'estimations. Ces méthodes sont perçues comme des capteurs appelés "capteurs logiciels" qui remplacent les capteurs mécaniques. Elles présentent une solution prometteuse.

Dans les recherches actuelles sur la commande de la vitesse de la MSAP, plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but:

- le type de la loi de commande de vitesse [75-76],
- le mode de fonctionnement (avec ou sans capteur) [77-78],
- la plage de vitesse de fonctionnement [79-80].

Ce chapitre a pour but principal d'étudier et d'améliorer les différentes techniques pour l'estimation de la position et de la vitesse du rotor des moteurs synchrones à pôles saillants sans capteur mécanique. On trouve dans la littérature trois approches essentielles:

- Une approche fondée sur l'estimation de la force électromotrice [81-84],
- Une approche fondée sur le modèle analytique de la machine pour développer des reconSTRUCTEURS d'état (estimateur ou observateur),
- Une approche fondée sur l'injection de signaux à haute fréquence.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'observateur de filtre de Kalman étendu et une méthode utilisant la saillance de la machine qui est basée sur l'injection de signaux à haute fréquence. Dans cette dernière, nous allons développer un modèle analytique qui permet de déterminer l'amplitude minimale de la tension injectée correspondant à un bruit donné. Le but étant d'obtenir une erreur minimale dans l'estimation de la position du rotor de la machine. Les résultats obtenus en simulation et en expérimentation présentés dans le dernier paragraphe de ce chapitre confirment la validité de ces deux méthodes.

## 1.2. Outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position et de vitesse de la MSAP par une méthode d'estimation à partir des mesures accessibles (courants et/ou tensions). Les capteurs physiques ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité. Le remplacement de ces capteurs par des capteurs dit logiciels peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût (cas de certaines applications grand public: ventilateurs, machines à laver, ...), ou à celui de fiabilité et de commande tolérante aux défauts (cas de l'aéronautique). Ainsi, la commande sans capteur des MSAP est un problème industriel posé depuis les années 90 [85].

Actuellement, de nombreuses méthodes ont été présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP. La littérature se concentre principalement sur deux catégories différentes:

- Approche fondée sur le modèle d'état de la machine,
- Approche fondée sur l'injection de signaux à haute fréquence.

La première approche est fondée sur l'utilisation du modèle de référence de la machine, prenant en compte ou pas les bruits de mesure et utilisant des mesures électriques. Cette voie peut aussi se décliner en beaucoup de solutions suivant le modèle de machine utilisé ( $abc, dq, \alpha\beta$ ), les mesures accessibles (tensions simples, tensions composées, courants de ligne, tension continue de l'onduleur, etc.) ou encore suivant la nature de l'observateur d'état. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes sans capteurs basées sur les observateurs qui peuvent être appliquées aux MSAP. Nous distinguons les catégories suivantes: le filtre de Kalman [86-89], l'observateur de Luenberger [90-91], les Systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) [92-95], les observateurs à modes glissants soit d'ordre un [96-97] soit d'ordre supérieur [98], l'observateur à grand gain [45,98], les observateurs basés sur l'estimation de la FEM (observateur adaptatif) [100-

105],etc. Toutes ces méthodes présentent des problèmes d'estimation de la position de la MSAP lorsque la vitesse devient nulle. Ces problèmes sont liés à une perte d'observabilité [85], qui se traduit par la disparition de la FEM à très basse vitesse et en particulier à l'arrêt. Le fonctionnement donc de toutes les méthodes présentées précédemment n'est alors plus garanti.

Le filtre de Kalman étendu est une solution de plus en plus adoptée en pratique et dans de nombreux travaux académiques [84,106-107]. En effet, cet observateur est simple de réglage et apporte une robustesse envers les bruits de mesures et les perturbations. Toutefois, le filtre de Kalman étendu, a plusieurs inconvénients tels que l'augmentation du coût de calcul et l'instabilité numérique du filtre si aucune précaution n'est prise lors du développement de l'estimateur.

Afin de pallier ce problème, une deuxième approche propose une solution et utilise la réponse d'une excitation par l'injection d'un signal haute fréquence. Cette technique exploite l'effet de saillance de la machine. L'idée de cette technique est de pouvoir injecter un signal d'excitation supplémentaire à haute fréquence qui est indépendant de l'alimentation principale de la machine. Il existe deux approches pour l'utilisation de cette saillance:

- Utilisation de tensions de test : Le principe de cette technique est de mesurer la saillance de la machine, c'est-à-dire la variation d'inductance en fonction de la position. L'inductance est extraite par l'application des vecteurs de tensions de base de la méthode de modulation, en remplacement de la commande, à certains instants donnés. Les différences d'amplitude des réponses permettent de déterminer les variations dues à l'inductance, en négligeant certains effets résistifs ou les variations de vitesse de la machine. On obtient alors la position à  $180^\circ$  près. Dans [108-111], des principales applications de cette méthode d'estimation de la position de la machine en basse vitesse ont été développées.
- Superposition de signaux sinusoïdaux : Le principe de cette technique consiste à superposer le signal injecté à une fréquence donnée à l'excitation fondamentale de la machine. La position du rotor sera ensuite extraite à partir de la mesure des courants à haute fréquence résultants de cette injection via les outils du traitement numérique du signal. Cette technique sera détaillée au cours de ce chapitre.

Parmi l'ensemble de ses techniques d'estimation, nous avons opté principalement pour l'observateur de filtre de Kalman étendu et la technique d'injection d'un signal à haute fréquence (superposition).

### 1.3. Filtre de Kalman

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système uniquement à partir des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système. L'observateur fait deux phases; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés que l'on multiplie par un gain  $K$ . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur d'estimation. Si le système à observer est déterministe alors le reconstruteur d'état est appelé observateur. Le plus connue et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, alors le reconstruteur d'état est appelé filtre. Le plus connu est le filtre de Kalman, qui permet l'estimation de l'état d'un système linéaire ou non linéaire.

Le filtre de Kalman est un algorithme qui est mis en parallèle avec le système en utilisant son modèle sous forme d'équations d'état. Il permet de reconstruire ou d'estimer toutes les variables d'état, si le système est observable. En automatique, il est fréquent d'appliquer les techniques de régulation et d'asservissement, à des systèmes, qu'ils soient linéaires ou non linéaires. De ce fait, on peut distinguer deux types : Le filtre de Kalman (FK) standard pour les systèmes linéaires et une extension de ce filtre, appelé filtre de Kalman étendu (FKE) pour le cas des systèmes non linéaires, comme dans notre cas d'étude d'application.

Dans ce qui suit, après avoir rappelé la théorie du filtre de Kalman, une application à la commande sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents sera présentée. La position et la vitesse seront estimées par le filtre de Kalman étendu.

#### 3.3.1. Principe

Le filtre de Kalman est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des signaux d'entrée et de mesures. Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur les mesures. Ce filtre tend à minimiser la variance de l'erreur d'estimation.

Le filtre de Kalman discret standard, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Le processus est défini par un modèle linéaire d'état à temps discret, en introduisant deux termes supplémentaires pour la prise en compte des bruits d'état  $W(k)$  et de mesure  $V(k)$  [87]:

$$\begin{cases} \hat{X}(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

avec:

$A_d, B_d$  et  $C_d$  matrices du système discret.

Afin d'obtenir une estimation optimale par filtre de Kalman,  $W(k)$  et  $V(k)$  doivent être centrés, blancs et décorrélés. Ces bruits sont donc entièrement caractérisés par leurs matrices de variance  $Q$  et covariance  $R$ , et admettent les propriétés statistiques suivantes [84, 87]:

- Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$\begin{cases} E(W(k)) = 0 \\ E(V(k)) = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

- Autocorrélation :  $\forall \tau \in Z$

$$\begin{cases} E(W(k)W^t(k-\tau)) = Q\delta(\tau) \\ E(V(k)V^t(k-\tau)) = R\delta(\tau) \end{cases} \quad (3.3)$$

- Absence de corrélation entre les bruits :  $\forall \tau \in N^*$

$$E(W(k)V^t(k-\tau)) = 0 \quad (3.4)$$

- Absence de corrélation entre les bruits et l'état :

$$\begin{cases} E(W(k)X^t(k-\tau)) = 0 \\ E(V(k)X^t(k-\tau)) = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

avec :

$E$ : Espérance mathématique.

$\delta(\tau)$ : Fonction d'impulsion de Dirac.

La mise en œuvre du filtre de Kalman discret se décompose en deux étapes:

- Une étape de prédiction où l'on estime d'abord l'état à l'instant  $(k+1)$  en fonction de l'état et des mesures effectuées à l'instant  $(k)$ .

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d \hat{X}(k/k) + B_d U(k) \quad (3.6)$$

Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C_d \hat{X}(k+1/k) \quad (3.7)$$

La matrice de covariance est aussi calculée dans cette phase par l'équation suivante :

$$P(k+1/k) = A_d P(k/k) A_d^t(k) + Q(k) \quad (3.8)$$

- La Deuxième étape est la phase de correction qui consiste à corriger le vecteur de prédiction par le vecteur de mesure, afin d'obtenir l'estimation du vecteur d'état à l'instant  $k+1$  :  $\hat{X}(k+1/k+1)$ .

Le gain du filtre de Kalman est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer. Ce gain est calculé par l'équation suivante :

$$K(k+1) = P(k+1/k) C^t(k) (C(k) P(k+1/k) C^t(k) + R(k))^{-1} \quad (3.9)$$

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée  $Y(k+1)$  et la sortie prédite  $Y(k+1/k)$ . Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre de Kalman  $K(k+1)$ . La correction du vecteur d'état estimé à l'instant  $(k+1)$  se fait par l'équation suivante:

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1) [Y(k+1) - C \hat{X}(k+1/k)] \quad (3.10)$$

La dernière équation de cette phase de correction consiste à la mise à jour de la matrice de covariance:

$$P(k+1/k+1) = (I - K(k+1)C) P(k+1/k) \quad (3.11)$$

### 3.3.2 Filtre de Kalman étendu

L'application de l'algorithme de Kalman standard décrit précédemment est restreinte du fait que la représentation linéaire ne se vérifie que rarement pour les systèmes physiques. Si on veut estimer l'état d'un système non linéaire on utilise le filtre de Kalman étendu donné par la forme suivante:

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), U(k)) + W(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + V(k) \end{cases} \quad (3.12)$$

Pour résoudre ce problème, un développement limité en série de Taylor d'ordre 1 est effectué afin de linéariser le système, et puis on lui applique le filtre de Kalman standard décrit précédemment et qui nécessite deux étapes, dont la première est une phase de prédiction qui consiste à évaluer les variables d'états à partir des équations d'état du processus, la seconde est celle de la correction, qui

consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant les différences existantes entre les variables observées et celle mesurées. Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [87].

### 3.3.3 Filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la position et de la vitesse

#### 3.3.3.1 Modèle de la MSAP

En considérant que la vitesse électrique varie lentement, c'est-à-dire qu'elle ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage, on peut écrire :

$$\frac{dw}{dt} = 0 \quad (3.13)$$

L'application du FKE est basée sur le modèle du système, à partir de l'équation (2.29) et (3.13) on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \hat{w} \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - w \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\Phi}{L_q} w \\ \frac{dw}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = w \end{cases} \quad (3.14)$$

La représentation matricielle complète de la MSAP qui nous permettra de synthétiser notre observateur sera donc la suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} X(t) = A_c(\Theta) X(t) + B_c^u(\Theta) U(t) + B_c^\Theta(\Theta) \Theta(t) \\ Y(t) = C(\Theta) X(t) \end{cases} \quad (3.15)$$

dans lequel

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq}]^t \quad \Theta = [w \quad \theta]^t \quad U = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^t \quad Y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^t$$

$$A_c(\Theta) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{wL_q}{L_d} \\ -\frac{wL_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B_c^u(\Theta) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta)}{L_d} & \frac{\sin(\theta)}{L_d} \\ -\frac{\sin(\theta)}{L_q} & \frac{\cos(\theta)}{L_q} \end{bmatrix}$$



$$B_c^\theta(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\Phi}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad C(\Theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Les tensions statoriques  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  constituent le vecteur des entrées, et les courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  le vecteur des mesures. Le vecteur d'état principal  $X$  est composé des courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  et le vecteur d'état augmenté  $\Theta$  est composé de la position et de la vitesse électrique.

### 3.3.3.2 Discrétisation du modèle continu de la MSAP

Le modèle précédent de la MSAP doit être discrétisé pour l'implantation de l'observateur dans un processeur. Nous supposons que temps  $T_s$  est très petit comparé à la dynamique du système. Donc si l'on suppose les tensions de commande quasi-constante sur une période d'échantillonnage  $T_s$ , le modèle d'état continu précédent peut être approximé par :

$$\begin{cases} X(k+1) = A(\Theta)X(k) + B^u(\Theta)U(k) + B^\Theta(\Theta)\Theta(k) \\ Y(k) = C(\Theta)X(k) \end{cases} \quad (3.16)$$

Pour la discrétisation de ce modèle d'état, nous appliquons un développement limité, qui est couramment utilisé, d'ordre un de l'exponentielle matricielle [112-113]:

$$\begin{cases} e^{A_c T_s} \approx A = I + A_c T_s \\ A_c^{-1}(e^{A_c T_s} - I)B_c \approx B = T_s B_c \\ C = C_s \end{cases} \quad (3.17)$$

où :

$I$  : est la matrice identité.

A partir des ces équations, on peut déduire:

$$A_c(\Theta) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d} T_s & \frac{wL_q}{L_d} T_s \\ -\frac{wL_d}{L_q} T_s & 1 - \frac{R_s}{L_q} T_s \end{bmatrix} \quad B_c^u(\Theta) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta)}{L_d} T_s & \frac{\sin(\theta)}{L_d} T_s \\ -\frac{\sin(\theta)}{L_q} T_s & \frac{\cos(\theta)}{L_q} T_s \end{bmatrix}$$

$$B_c^\theta(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\Phi}{L_q} T_s & 0 \end{bmatrix}$$

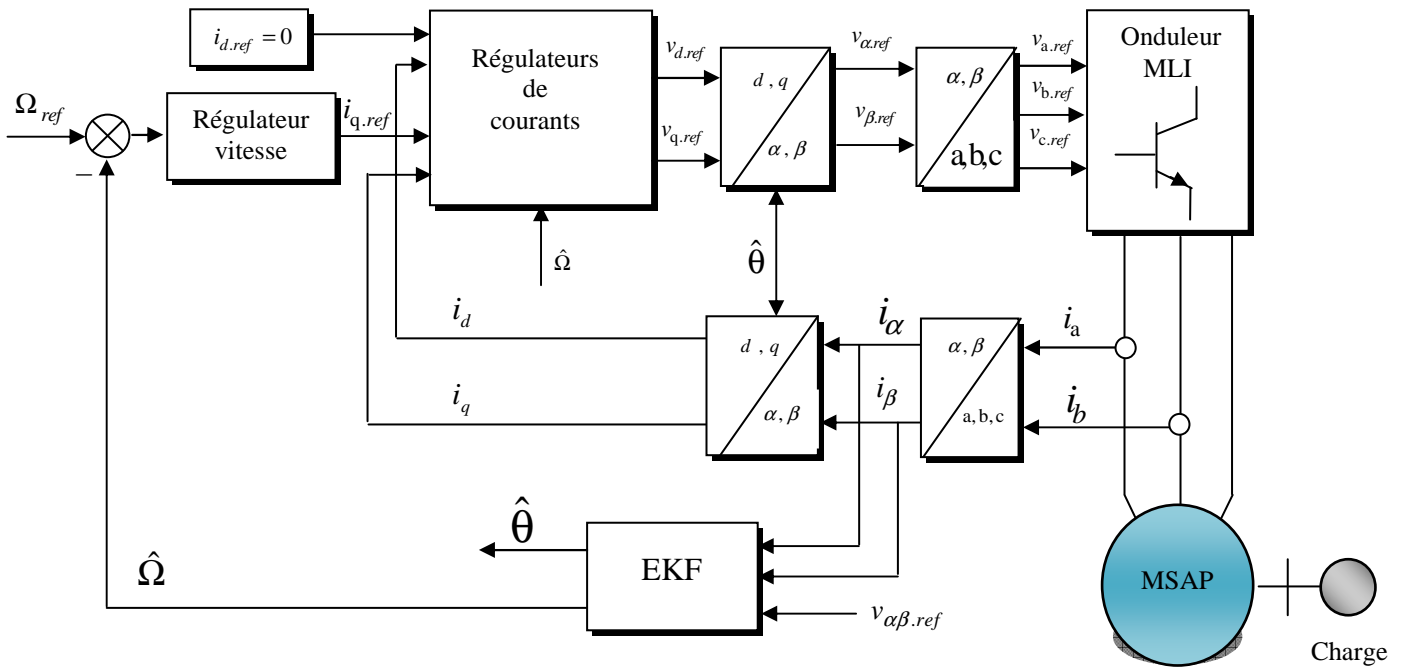
**3.3.3.3 Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman**

Les deux paramètres de réglage du filtre de Kalman sont les matrices de variance Q et de covariance R. Via ces matrices passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts est respectivement de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les capteurs de mesure. Dans ce travail, ces deux matrices seront obtenues après plusieurs tests de simulation en fixant la matrice R à une matrice identité et le réglage de la dynamique du filtre s’effectue via les degrés de liberté  $\alpha_1, \dots, \alpha_n$  de la matrice Q.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

$$Q = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_n \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Le schéma synoptique de la figure (3.1) représente une commande sans capteur basé sur le filtre de Kalman étendu, utilisé pour l’estimation de la vitesse de rotation et de la position.



**Figure 3.1.** Structure de la commande sans capteur mécanique par EKF.

### 3.3.4. Résultats de simulation et d'expérimentation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par EKF, nous avons soumis notre système à des tests de simulation pour les paramètres de la machine et pour des valeurs de réglage de l'observateur ( $\alpha_1 = 10^{-7}$ ,  $\alpha_2 = 7 \times 10^9$  et  $\alpha_3 = 10^4$ ). Des résultats d'expérimentation viennent ensuite appuyer les résultats de simulation.

#### 3.3.4.1. Test de suivi du profil de vitesse

Dans ce test, nous montrons la robustesse de l'algorithme d'estimation vis-à-vis des variations de la vitesse de rotation de la machine. Un profil de consigne de vitesse est testé en simulation et sur un banc d'essai. Les figures (3.2) et (3.3) présentent les résultats de simulation et d'expérimentation en boucle ouverte associé à un fonctionnement normal à vide. Pour toutes les courbes, on remarque que les grandeurs estimées convergent vers celles mesurées. Les allures mesurées et estimées de la vitesse, et de la position électriques sont représentées respectivement sur les figures (3.2.a), (3.2.c) (3.3.a) et (3.3.c). Nous remarquons que l'écart entre ces deux vitesses et deux positions sont très faibles. Cette erreur est survenue au moment du changement de la vitesse (figures (3.2.b), (3.2.d), (3.3.b) et (3.3.d)).

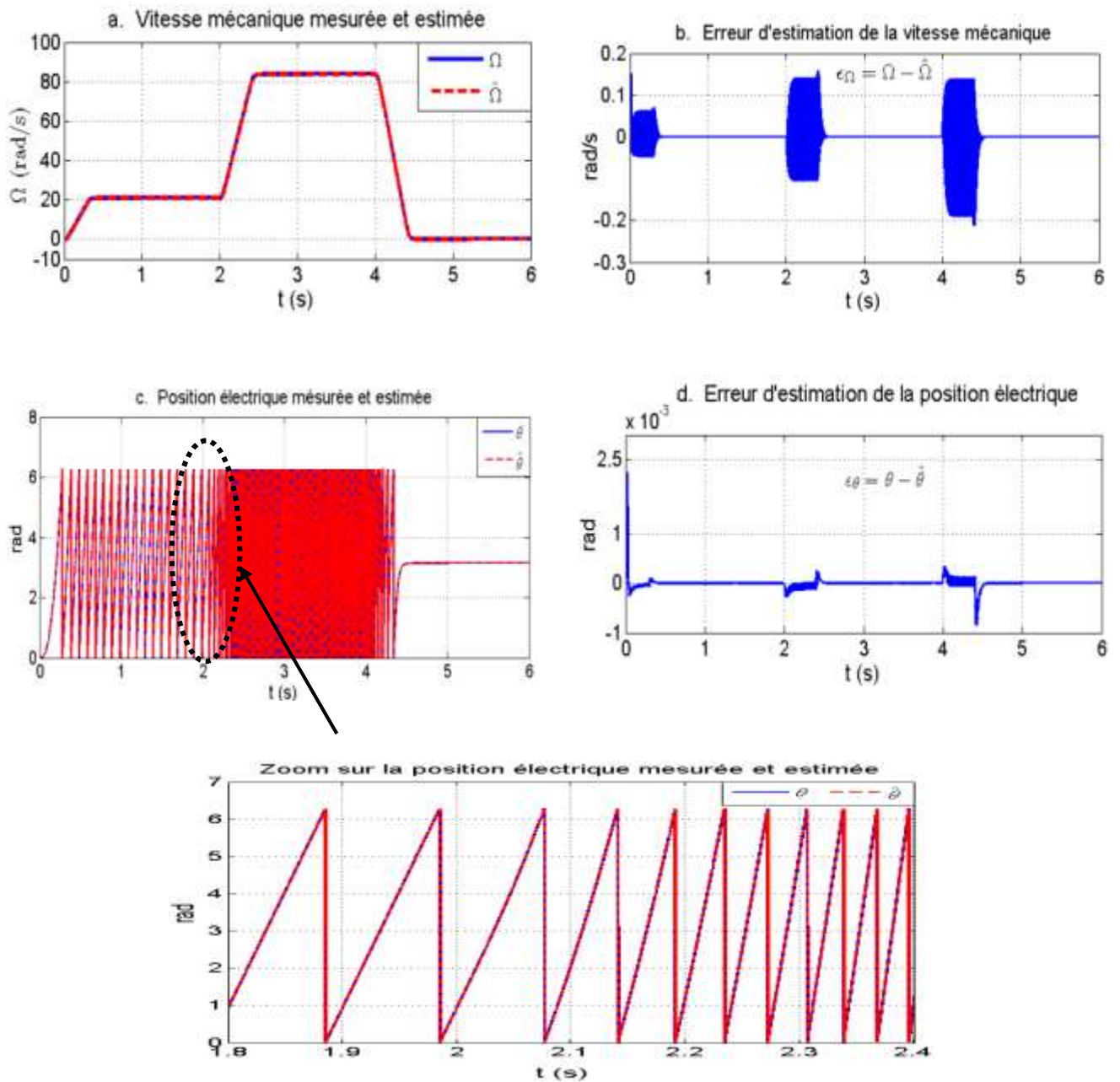


Figure 3.2. Résultats de simulation de l'observateur EKF: Surveillance du capteur de position.

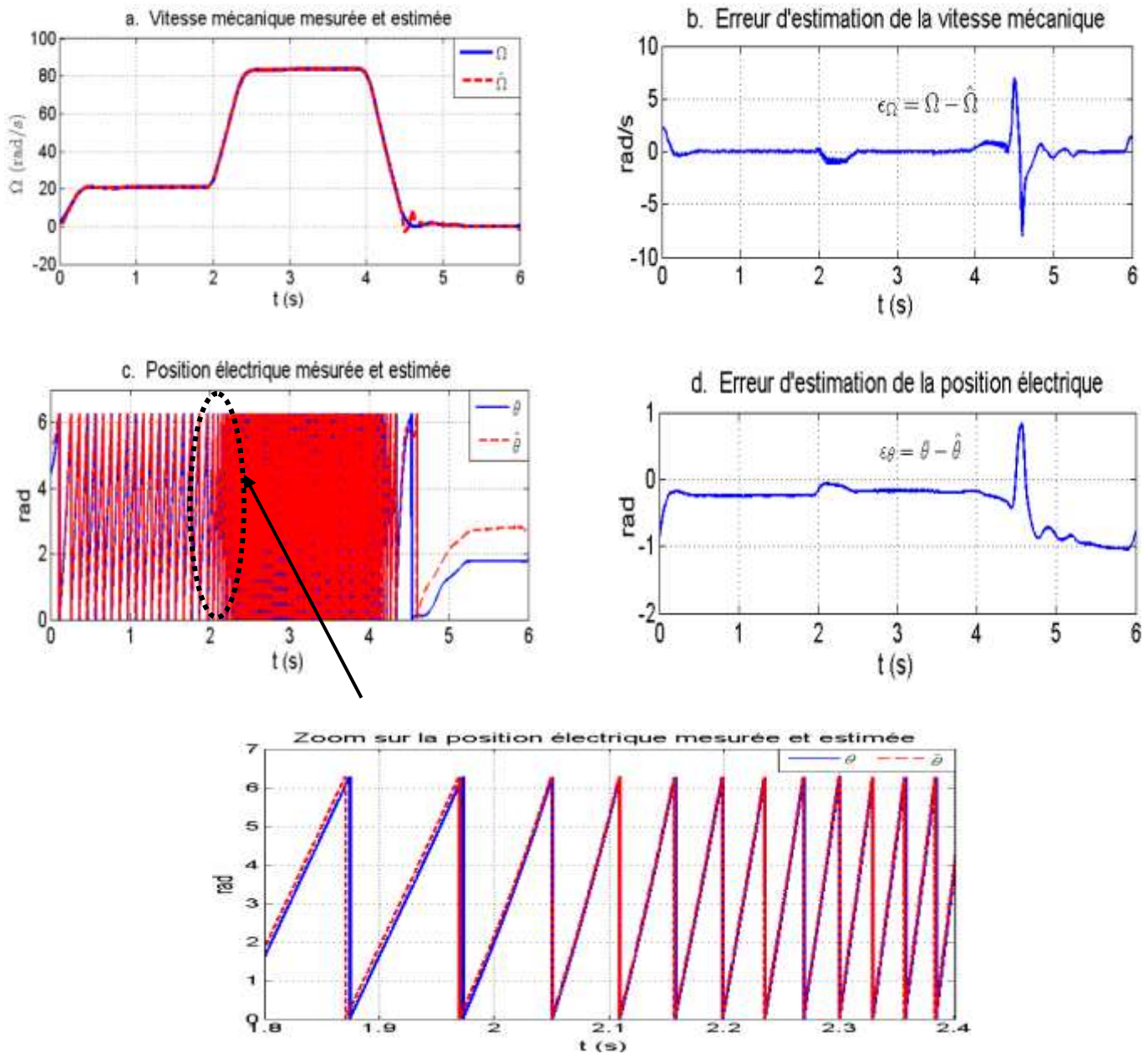


Figure 3.3. Résultats d'expérimentation de l'observateur EKF: Surveillance du capteur de position.

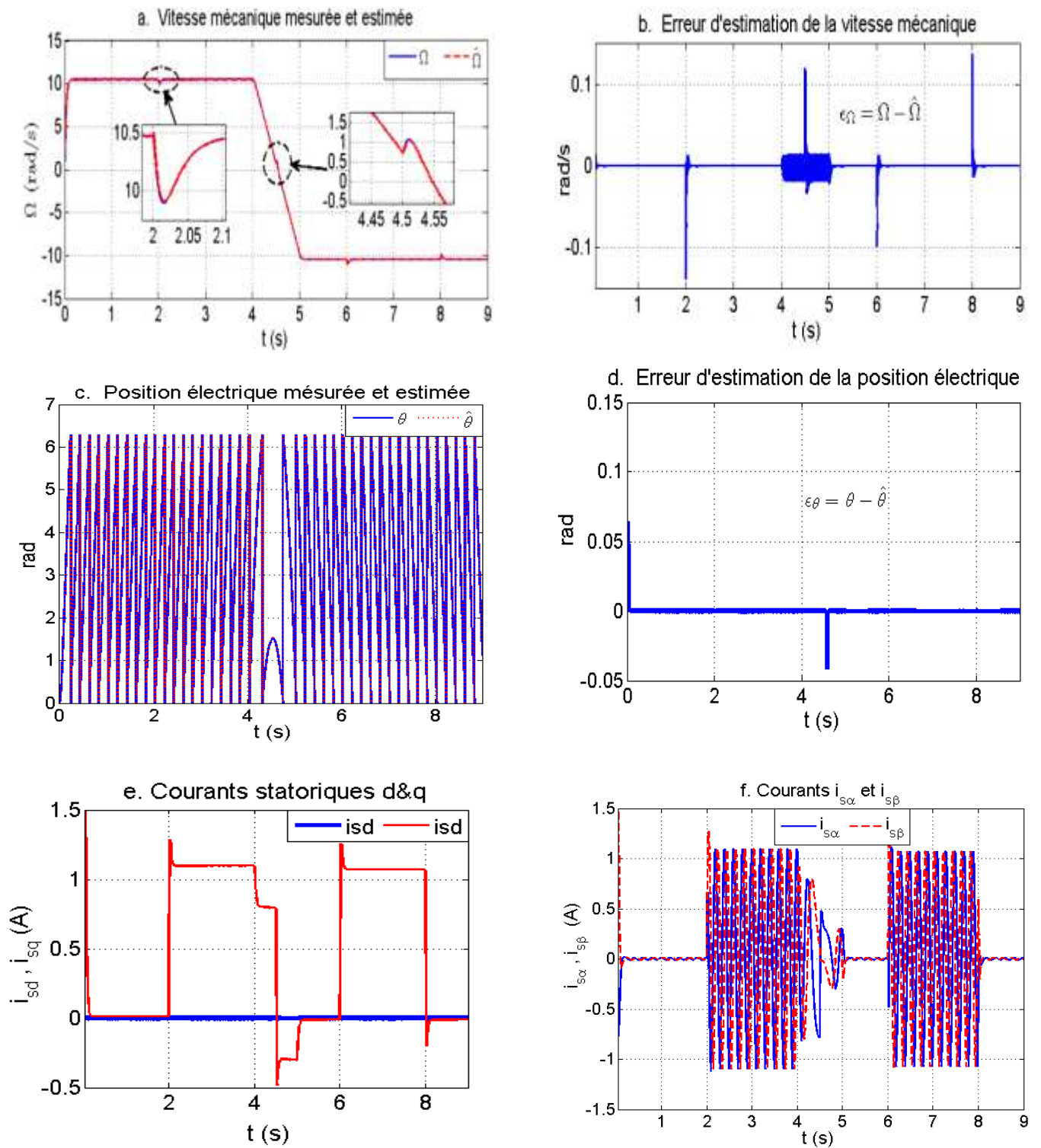
### 3.3.4.2. Test de robustesse au couple

Pour illustrer la robustesse de cet observateur vis-à-vis des variations du couple de charge et inversion du sens de rotation de la machine, on effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge (0.5N.m) entre les intervalles de temps  $t \in [2s \ 4s]$  et  $t \in [6s \ 8s]$ . La consigne de vitesse est de 10.47 rad/s (100 tr/min) jusqu'à l'instant  $t = 4s$ , puis le sens de rotation est inversé à -10.47 rad/s.

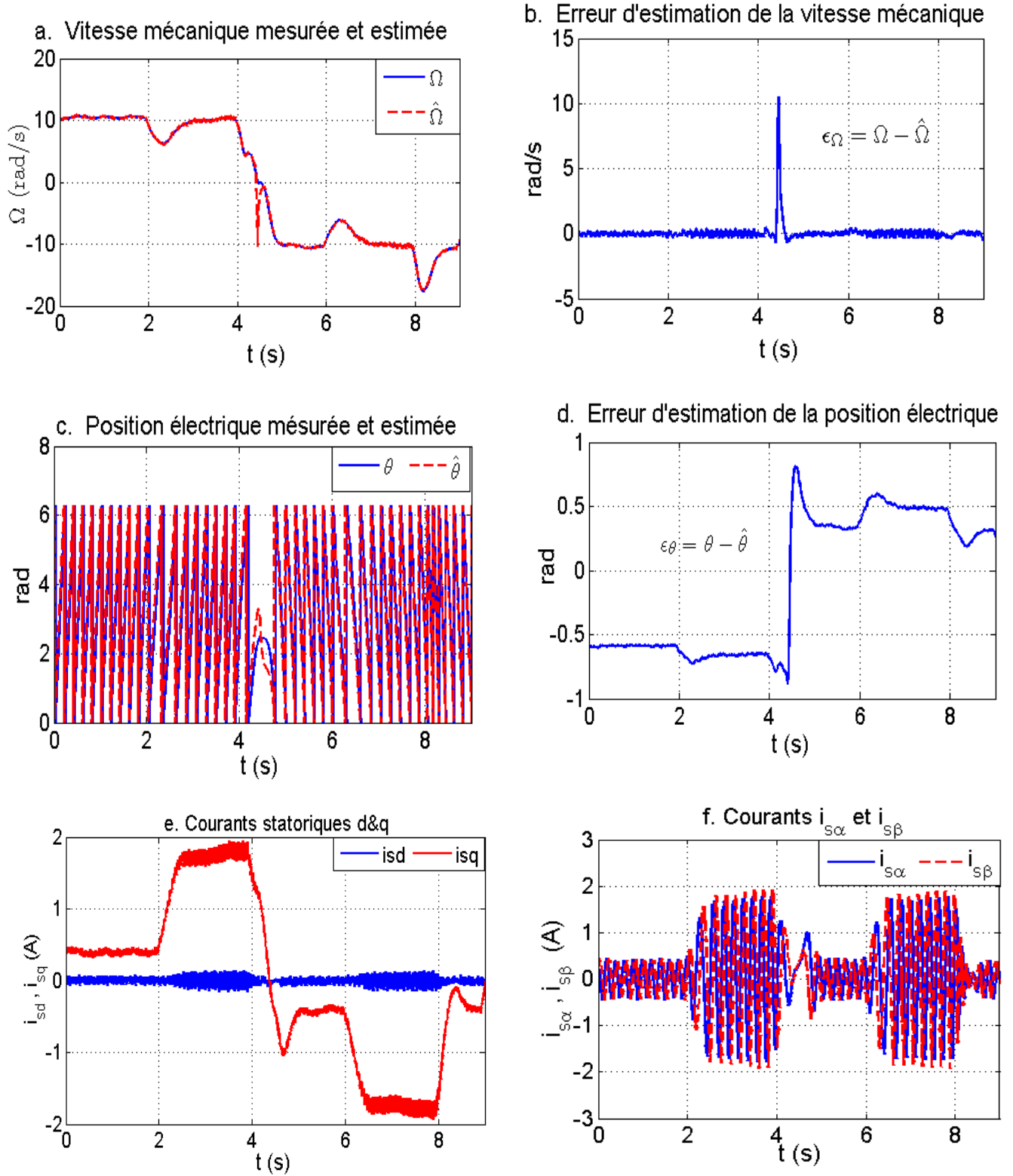
Dans ce cas de test et d'après les résultats obtenus, on remarque que l'observateur suit bien la vitesse mécanique mesurée par le capteur, à vide et en charge (figure 3.4.a et 3.5.a), l'erreur d'estimation est inférieure à 0.2 rad/s (2 tr/min, figure 3.4.b et 3.5.b). De même, la position électrique est bien estimée (figures 3.4.c et 3.5.c) et l'erreur de leur estimation est inférieure à 0.6 rad électrique (équivalente à 0.2 rad mécanique, figures 3.4.d et 3.5.d).

Les figures (3.4.e)-(3.4.f) et (3.5.e)-(3.5.f) montrent respectivement les résultats de simulation et d'expérimentation relatifs à l'évolution temporelle des courants mesurés ( $d, q$ ) et ( $\alpha, \beta$ ) pendant tout le cycle de fonctionnement de ce test.

Nous pouvons constater que les estimations sont bien reconstruites par le filtre de Kalman étendu et l'influence de la charge est presque négligeable pour les différents régimes de fonctionnement de la MSAP.



**Figure 3.4.** Résultats de simulation de l'observateur EKF:  
 Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation.



**Figure 3.5.** Résultats d'expérimentation de l'observateur EKF:  
 Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation.



Dans la plupart des applications industrielles, la continuité de service est nécessaire et par conséquent une panne de la MSAP est inacceptable. Pour cette raison, nous allons proposer dans la section suivante un deuxième estimateur.

#### **1.4. Injection d'un signal haute fréquence pour l'estimation de la position et de la vitesse**

Pendant ces vingt dernières années, la commande sans capteur et à basse vitesse des MSAPs par l'injection de signaux est un domaine de recherche très actif. Plusieurs méthodes d'estimation de la position et de la vitesse ont été développées par de nombreux chercheurs. Ces techniques consistent à injecter une tension à haute fréquence à la tension fondamentale de la machine [114-116]. La position du rotor est ensuite estimée à partir du courant à haute fréquence grâce à la saillance du rotor.

##### **3.4.1 Principe**

Contrairement à la précédente, cette méthode se focalise sur un autre aspect des équations électriques pour remonter jusqu'à l'estimation de la position ou de la vitesse rotorique. Il s'agit de la présence de la saillance dans la machine. Pour avoir une estimation sans capteur robuste par ce type de méthode, les cinq conditions [85] citées ci-dessous doivent être validées :

1. Une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire,
2. Superposer au signal de commande un signal sinusoïdal à une fréquence donnée (HF),
3. Récupérer le courant résultant de cette injection. Il contient l'information de position ou d'erreur d'estimation de position, conditionné par l'existence d'une saillance dans la machine,
4. Démoduler le signal à la fréquence d'injection pour séparer l'information de position des courants dus au fonctionnement de la machine,
5. Reconstruire la position ou vitesse du rotor en ligne avec le moins de perturbations grâce aux signaux obtenus.

Cette technique, est basée sur l'injection d'un signal de tension à haut fréquence. La forme la plus simple de cette tension injectée, est une sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude  $V_m$  et de pulsation  $\omega$ , superposée à l'alimentation fondamentale de la machine. Cette méthode ne demande pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. En effet, il nous suffit d'ajouter les tensions  $V_{\alpha_i, \beta_i}$  du signal à haute fréquence aux tensions  $V_{\alpha, \beta}$  de l'alimentation fondamentale à la sortie des régulateurs de courant. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine via un onduleur. Le signal courant résultant de l'injection contient des informations sur la

position du rotor de la MSAP. La commande de cette dernière par injection de signal, peut être représentée par le schéma synoptique suivant (figure 3.6).

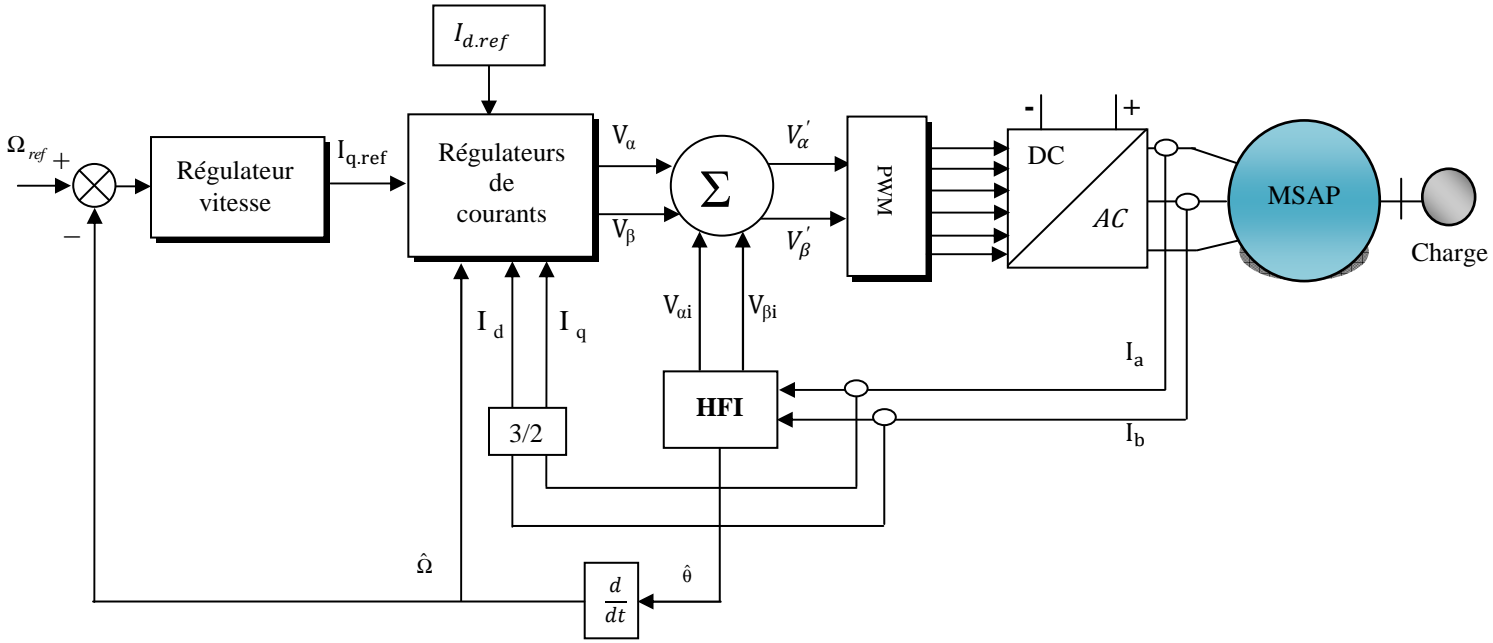


Figure 3.6. Stratégie de commande sans capteur mécanique par HFI.

### 3.4.2 Modèle de la MSAP dans le domaine des hautes fréquences

En vue d'exploiter la commande sans capteur utilisant le signal à haute fréquence, nous sommes amenés à étudier le modèle de la machine dans le domaine haute fréquence. Pour démontrer l'effet de l'injection de signal à HF, le fonctionnement de la MSAP présentant une saillance doit être analysée dans une approche approximative basée sur la négligence [117-118] des résistances des enroulements par rapport aux réactances (terme inductif), de la saturation magnétique et du flux fondamental en considérant uniquement le flux de haute fréquence.

Les équations (2.22) des tensions statoriques dans le repère stationnaire ( $\theta_r = 0, w_r = 0$ ) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\phi_d^s}{dt} \\ \frac{d\phi_q^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Les équations (2.21) des flux, présentées dans le chapitre 2 deviennent :

$$\begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

La tension d'alimentation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{si} \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \cos\left(w_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

En appliquant la transformation de Clark à cette équation, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha i} \\ V_{\beta i} \end{bmatrix} = V_{si} \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \sin(w_i t) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Le système de tension triphasé injecté peut être choisi de telle sorte à créer un vecteur tournant dans la même direction que le fondamental. Le signal injecté dans ce cas étant sinusoïdal avec une fréquence  $f_i$  et une amplitude constantes  $V_{si}$  [118-119] :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha i} \\ V_{\beta i} \end{bmatrix} = V_{si} \begin{bmatrix} -\sin(w_i t) \\ \cos(w_i t) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

avec :

$$w_i = 2\pi f_i \quad ; \quad f_i \text{ est la fréquence d'injection}$$

L'expression (3.21) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \Phi \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants  $L_d \neq L_q$ .

$$L = \frac{L_q + L_d}{2} \quad ; \quad \Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$$

Pour les signaux à haute fréquence, la résistance statorique et les effets de flux des aimants permanents peuvent être négligés ( $R_s = 0$ ,  $\Phi = 0$ ). Après quelques manipulations sur les équations (3.20), (3.21) et (3.25), nous obtenons le modèle analytique des courants résultants de l'injection à haute fréquence:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{i0} \cos(w_i t) + I_{i1} \cos(2\theta_r - w_i t) \\ I_{i0} \sin(w_i t) + I_{i1} \sin(2\theta_r - w_i t) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

avec :

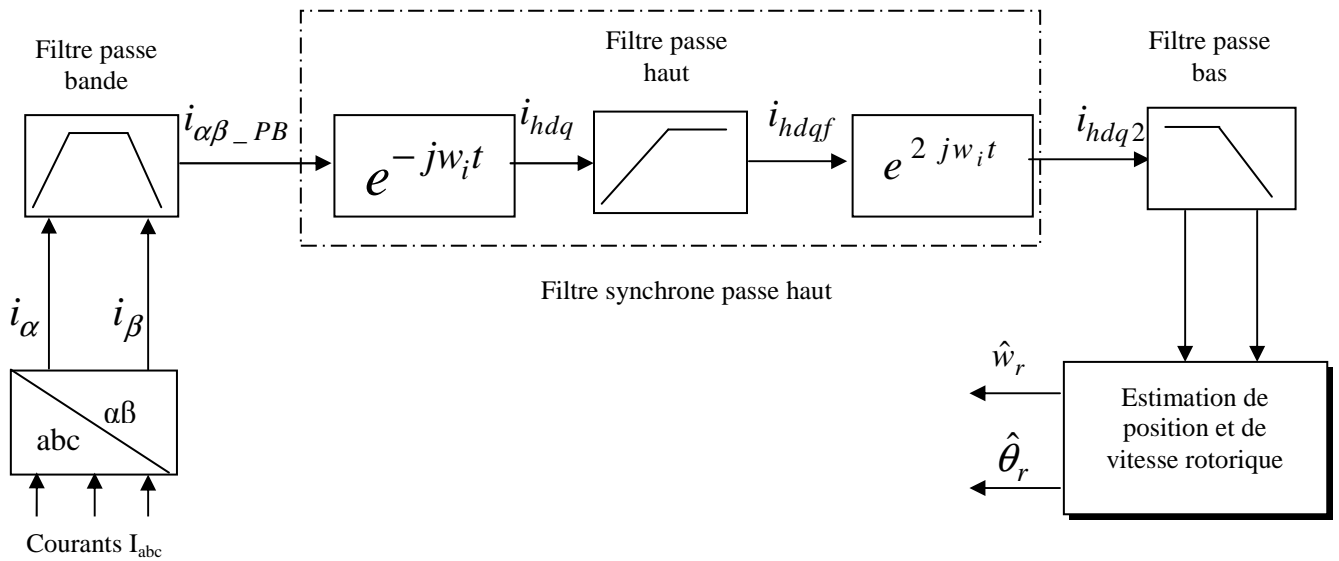
$$I_{i0} = \frac{V_{si} (L_q + L_d)}{2\omega_i L_q L_d} \quad ; \quad I_{i1} = \frac{V_{si} (L_q - L_d)}{2\omega_i L_q L_d}$$

En développant l'équation (3.26), nous pouvons estimer la position du rotor  $\theta_r$  de la machine par la relation suivante:

$$\hat{\theta}_r = \frac{1}{2} \arctg \left( \frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) \tag{3.27}$$

**3.4.2.1. Extraction des composantes de la porteuse de position et de vitesse de la MSAP.**

Afin d'estimer la position du rotor de la machine, le passage par l'étape de traitement des courants résultants de l'injection à haute fréquence (3.26) est nécessaire. La figure (3.7) représente le principe de cette technique d'estimation en utilisant des filtres de type Butterworth pour éliminer les composantes indépendantes de la position du rotor produites par la tension fondamentale injectée (présentés dans l'annexe B).



**Figure 3.7.** Principe d'estimation de la position et de la vitesse par HFI [120-121].

La fonction principale d'un filtre est la transmission des signaux dont la fréquence est située dans la bande passante et la rejection des autres. Chaque filtre est caractérisé par une fonction de transfert et une bande passante. Pour choisir l'amplitude et la fréquence du signal injecté, il faut prendre en compte les facteurs suivants [122]:

- La limite inférieure de la fréquence du signal injecté permettant une séparation spectrale suffisante entre la fréquence du signal injecté et celle de l'alimentation fondamentale.

- La limite supérieure de la fréquence du signal injecté permettant de limiter les courants de Foucault d'un côté et de satisfaire le théorème de Shannon avec une résolution acceptable du signal de l'autre côté.
- La limite supérieure de l'amplitude du signal injecté pour éviter d'accentuer la saturation et de perturber le fonctionnement de la machine.
- La limite inférieure de l'amplitude du signal injecté permettant d'avoir un rapport signal sur bruit (SNR) suffisant.

#### 3.4.2.2. Résultats de simulation et d'expérimentation

Plusieurs transformations seront effectuées afin de parvenir à extraire l'information sur la position à partir de la composante à HF du courant statorique. Les figures (3.8) et (3.9) illustrent les résultats de simulation et d'expérimentation obtenus en régime permanent, lors d'un fonctionnement parfait de la MSAP à vide avec une consigne de vitesse est égale à 5.23 rad/s (50 tr/min). Le but de ce test a pour objet d'explicitier les différentes étapes de traitement des signaux de courant pour estimer la position en respectant la procédure montrée dans la figure précédente (3.7). Dans notre cas d'étude, la fréquence d'injection  $f_i$  est égale à 1000Hz. Le courant statorique  $i_{\alpha\beta}$  (figures (3.8.a), (3.9.a)) se divise en trois composantes: fondamentale  $f_e$ , composante alpha et composante beta comportant une image de la position du rotor. Dans cette méthode, nous éliminons la composante fondamentale du courant statorique en utilisant un filtre passe bande du quatrième ordre, dont la fréquence centrale de la bande passante est la fréquence du signal injectée  $f_i$ . La composante des courants fondamentaux devient alors  $i_{\alpha\beta\_PB}$  (figures (3.8.b), (3.9.b)) qui contient une composante continue. Une première rotation d'un angle  $\theta = -\omega_i t$ , transforme le premier terme de l'équation (3.26) en composante continue (figures (3.8.c), (3.9.c)). Une seconde rotation d'un angle  $\theta = 2\omega_i t$  est nécessaire pour aboutir en relation direct de l'angle de rotation du rotor (figures (3.8.d), (3.9.d)). La composante continue sera éliminée par un deuxième filtre passe haut du premier ordre (figures (3.8.e), (3.9.e)). Enfin, les deux signaux  $i_{hdq2}$  seront filtrés par un filtre passe bas du deuxième ordre pour obtenir des composantes de la porteuse  $f_e$  de la position selon la fonction arctangente de l'équation (3.27). La figure (3.8.f) et (3.9.f) montre respectivement une comparaison entre la position électrique mesurée et estimée obtenue en simulation et en expérimentation.

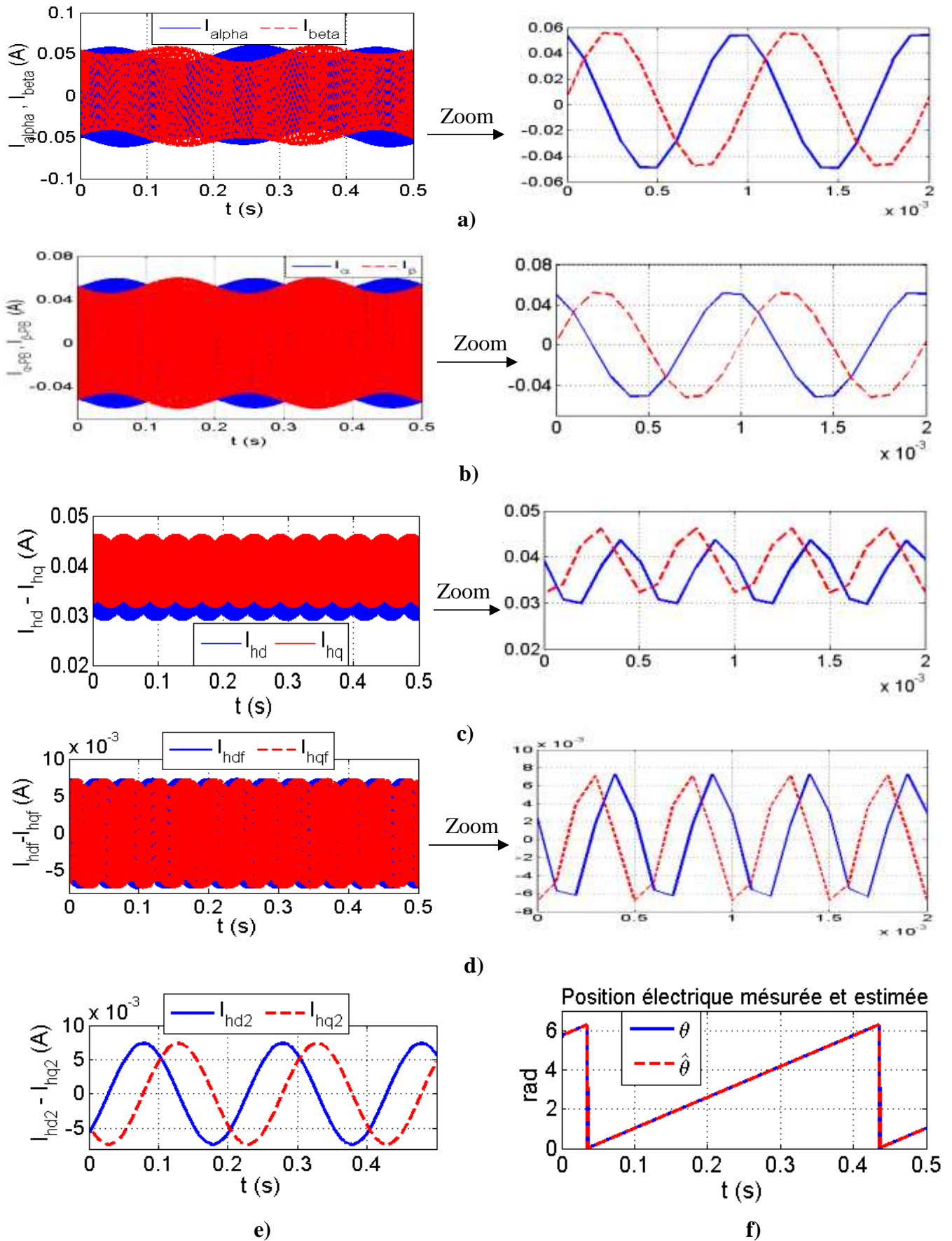


Figure 3.8. Résultats de simulation de l'estimateur HFI: Etapes d'estimation de la position électrique.

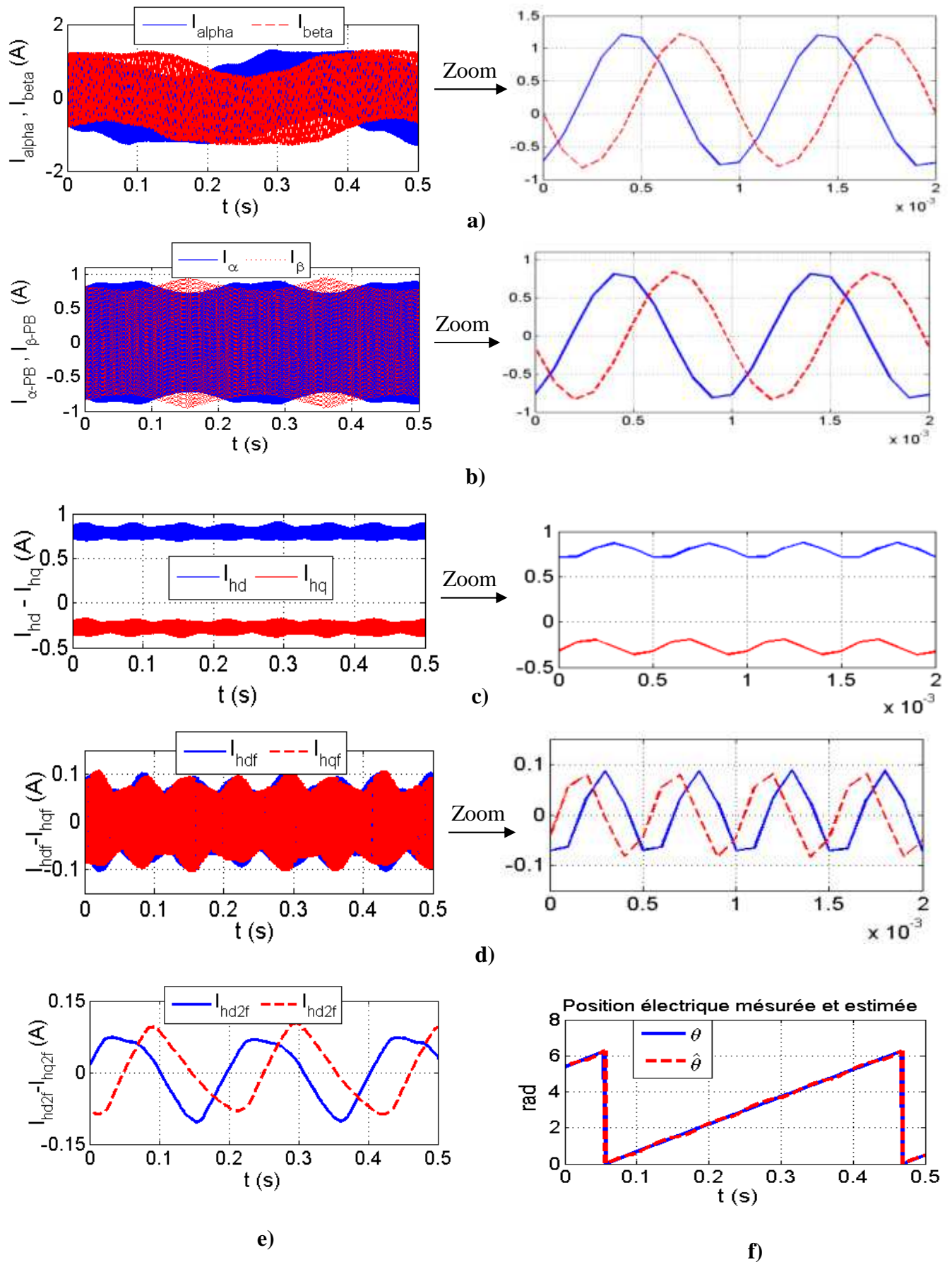


Figure 3.9. Résultats d'expérience de l'estimateur HFI: Etapes d'estimation de la position électrique.

### 3.4.3. Modèle Analytique de la MSAP dans le domaine HF dans un environnement bruité

#### 3.4.3.1. Elaboration du modèle analytique

Dans le modèle analytique des courants (3.26), nous avons présenté une expression des courants résultants de l'injection à HF employée dans (3.27) pour estimer la position du rotor à basse vitesse. Ce modèle ne prenait pas en compte le bruit. Dans cette section, nous allons développer l'expression de ces courants résultants en prenant en compte le bruit. Il existe différents types de bruit:

- Bruit à caractère purement aléatoire qui vient se superposer au signal utile sous une forme essentiellement additive. Ces signaux aléatoires peuvent être stationnaires à différent degré tel que le bruit blanc dont la densité spectrale de puissance est constante, mais également passe bande tel que le bruit blanc gaussien.
- Bruit issu d'interférences entre le signal utile et d'autres signaux parasites qui ne sont pas considérés comme des bruits aléatoires.

Le rapport signal sur bruit nous donne une information sur le niveau du bruit présent dans le système. Il est calculé par la formule suivante:

$$SNR = 10 \log \left( \frac{P_s}{P_n} \right) \quad (3.28)$$

ou  $P_s$  est la puissance du signal, et  $P_n$  la puissance du bruit. Il s'exprime généralement en (dB).

Dans le cadre de cette thèse on va considérer le cas d'un bruit à caractère purement aléatoire, blanc et gaussien de moyenne nulle. Ce bruit est modélisé comme un signal aléatoire qui s'ajoute au signal utile dans les trois phases des tensions d'alimentations de la machine.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{si} \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \cos\left(w_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

En appliquant la transformation de Clark, on obtient [123]:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha ib} \\ V_{\beta ib} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{si} \cos(w_i t) + B_\alpha \\ V_{si} \sin(w_i t) + B_\beta \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

On pose :



$$\begin{cases} B_\alpha = \frac{2}{3}b_1 - \frac{b_2}{3} - \frac{b_3}{3} \\ B_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}b_2 - \frac{\sqrt{3}}{3}b_3 \end{cases} \quad (3.31)$$

L'équation (3.24) de la tension d'injection avec un bruit additif devient:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha ib} \\ V_{\beta ib} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{si} \sin(w_i t) + B_\alpha \\ V_{si} \cos(w_i t) + B_\beta \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

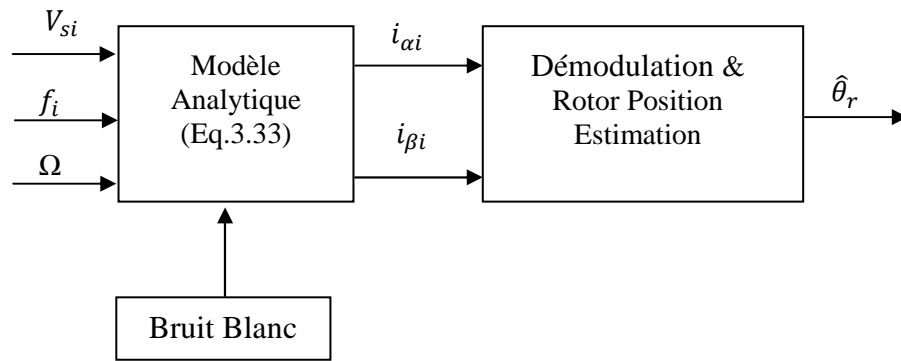
Après quelques manipulations sur ces équations, nous obtenons le modèle analytique des courants résultant de l'injection à HF dans un environnement bruité suivant [123]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha i}}{dt} \\ \frac{di_{\beta i}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{i0} w_i \sin(w_i t) + I_{i1} w_i \sin(2\theta_r - w_i t) + L_1 (B_\alpha \cos(2\theta_r) + B_\beta \sin(2\theta_r)) + L_2 B_\alpha \\ I_{i0} w_i \cos(w_i t) - I_{i1} w_i \cos(2\theta_r - w_i t) + L_1 (B_\alpha \sin(2\theta_r) - B_\beta \cos(2\theta_r)) + L_2 B_\beta \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

avec:

$$L_1 = \frac{L_q - L_d}{2L_q L_d} \quad ; \quad L_2 = \frac{L_q + L_d}{2L_q L_d}$$

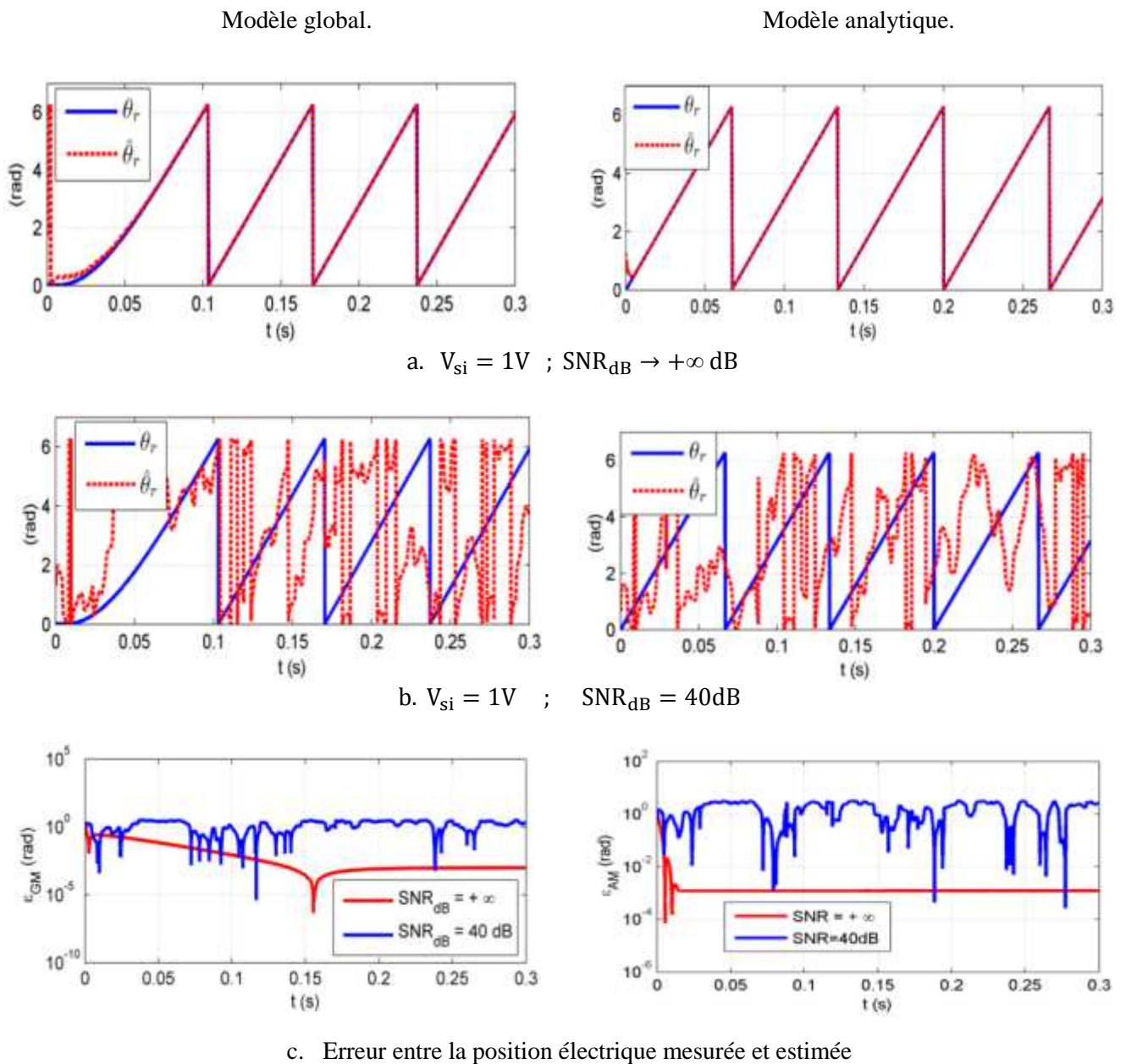
A partir du modèle (3.33), on peut également remarquer que le bruit influe clairement sur l'estimation de la position et de vitesse rotorique de la MSAP. Dans le cas sans bruit ( $B_\alpha = B_\beta = 0$ ), où on peut trouver le modèle des courants résultants précédents (3.26). La figure (3.10) présente le schéma bloc d'une estimation de la position par le modèle analytique (3.33).



**Figure 3.10.** Estimation de la position selon le Modèle Analytique dans le domaine des HF dans un environnement bruité.

**3.4.3.2. Résultats de simulation et interprétation**

Pour illustrer l'effet réel du bruit sur l'estimation de la position rotorique de la MSAP, nous allons présenter les différents résultats de simulation obtenus en régime permanent après injection du signal à HF dans le cas avec et sans bruit. Les mêmes conditions de fonctionnement en simulation du modèle global (*MG*) de la figure 3.6 (MSAP, onduleur et la commande vectorielle) sont appliquées dans le cas du modèle analytique (*AM*) de la figure 3.10. La machine est commandée à une consigne de vitesse de  $10\% \Omega_n$  (31.41 rad/s) à vide et la tension d'injection choisie est de 1V.

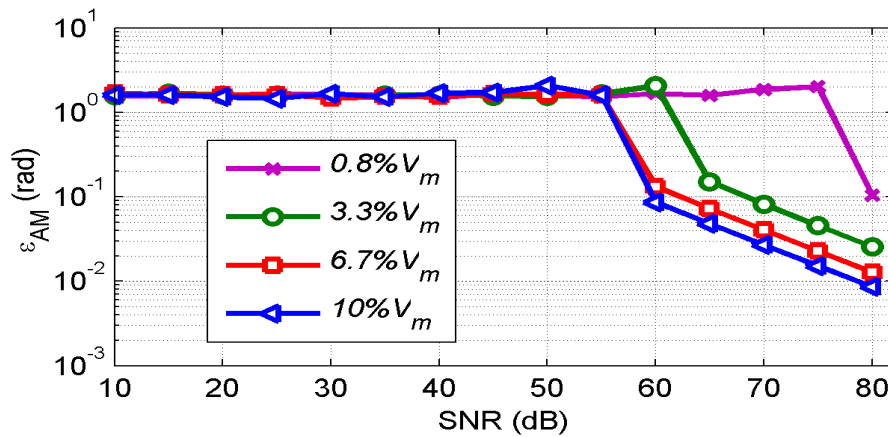


**Figure 3.11.** Position électrique mesurée, estimée et l'erreur d'estimation.

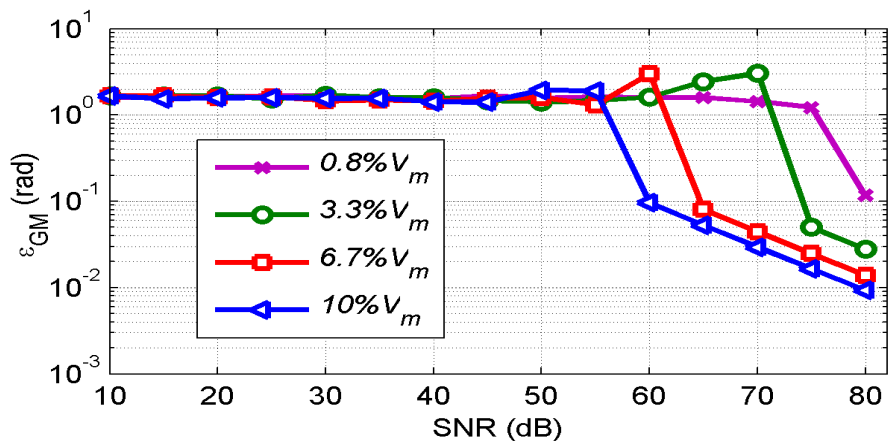
D'après ces résultats de simulations, il est très claire que l'estimation de la position dépend du niveau de bruit ( $SNR_{dB}$ ) dans les deux modèles. La comparaison dans ce test est faite entre le cas idéal (aucun bruit) avec un très haut  $SNR_{dB}$  ;  $SNR_{dB} \rightarrow +\infty$  (figure 3.11.a) et un cas d'environnement bruité de faible SNR ;  $SNR_{dB} = 40 dB$  (figure 3.11.b). On peut constater que plus le niveau de bruit est diminué, plus l'erreur d'estimation est faible, figure (3.11.c).

Afin de faciliter la visualisation et la comparaison entre les deux modèles et pour pouvoir distinguer les diverses différences, nous avons effectué une simulation dans les deux cas: modèles global et analytique. Les résultats des tests de la variation de l'erreur d'estimation de la position en fonction de  $SNR_{dB}$  (de 10 à 80 dB) pour les différentes tensions d'injection de 0.8% à 10%  $V_m$  ( $V_m=12V$ ) sont indiqués sur la figure (3.12). L'erreur entre la position mesurée  $\theta_r$  et la position estimée  $\hat{\theta}_r$  pour les deux modèles est calculé par :

$$\varepsilon_{GM} = \varepsilon_{AM} = |\theta_r - \hat{\theta}_r| \tag{3.34}$$



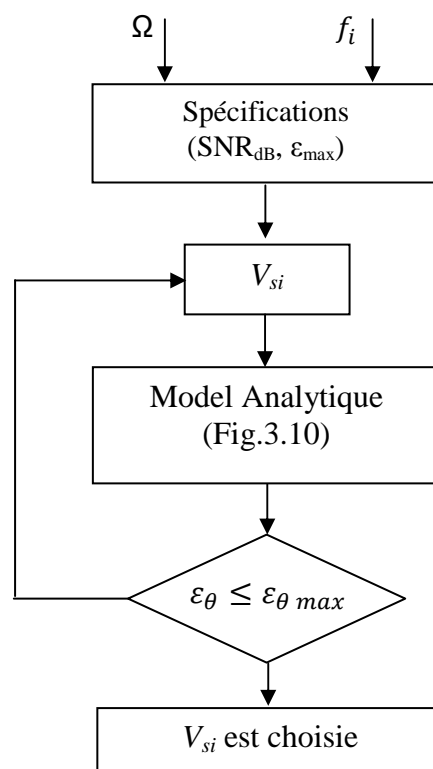
a. Modèle analytique.



b. Modèle global.

**Figure 3.12.** Evolution de l'estimation de la position électrique en fonction de  $SNR_{dB}$  pour différentes amplitudes des tensions d'injection.

A la lumière des figures précédentes, on remarque que l'erreur diminue d'une manière significative autour de  $\text{SNR}_{\text{dB}}=55\text{dB}$  si l'amplitude de la tension injectée est entre 6,7% et 10%  $V_m$ . La différence de (5dB) entre les deux modèles, se trouve dans l'interaction complexe du modèle global (figure 3.12.b) qui inclut l'onduleur, MSAP et la commande vectorielle. Par contre le modèle analytique (figure 3.12.a) est représenté uniquement sous la forme de l'équation (3.33). Pour les mêmes conditions de fonctionnement de notre système, nous constatons une bonne concordance entre les deux modèles, les résultats obtenus sont proches et donc satisfaisants, ce qui valide le modèle analytique développé et ce qui valide aussi leur efficacité dans le choix de la tension d'injection de la commande proposée dans notre travail. Les différentes étapes nécessaires pour sélectionner la tension d'injection dans le but d'exploiter notre modèle analytique dans le domaine HF et dans un environnement bruité ont été résumées par l'organigramme suivant [123]:



**Figure 3.13.** Organigramme pour la sélection de la tension d'injection.

### 3.4.3.3. Résultats expérimentaux et interprétation

Dans cette section, nous présentons les résultats d'expérimentation relevés lors des tests effectués sur l'association de la commande vectorielle et l'estimateur HFI présenté précédemment. La machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI symétrique dont la fréquence de commutation est fixée à 20 kHz et la tension du bus continu est fixée à 200V. La période

d'échantillonnage  $T_e$  des grandeurs électriques est fixée à  $100\mu s$ , tandis que la régulation de la vitesse se fait avec une période d'échantillonnage  $T_m$  égale à  $1ms$ . La consigne de vitesse imposée durant cette phase de test est de 10% de la vitesse nominale ( $31.4 \text{ rad/s}$ ). La tension composée, en sortie de l'onduleur, varie entre plus et moins la tension du bus continu. La figure (3.14) montre les tensions simples des phases d'alimentations de la machine ( $V_{sa}, V_{sb}$  et  $V_{sc}$ ) relevées pendant le fonctionnement à vide, il est surtout intéressant de constater le bon déphasage ( $120^\circ$ ) des trois tensions.

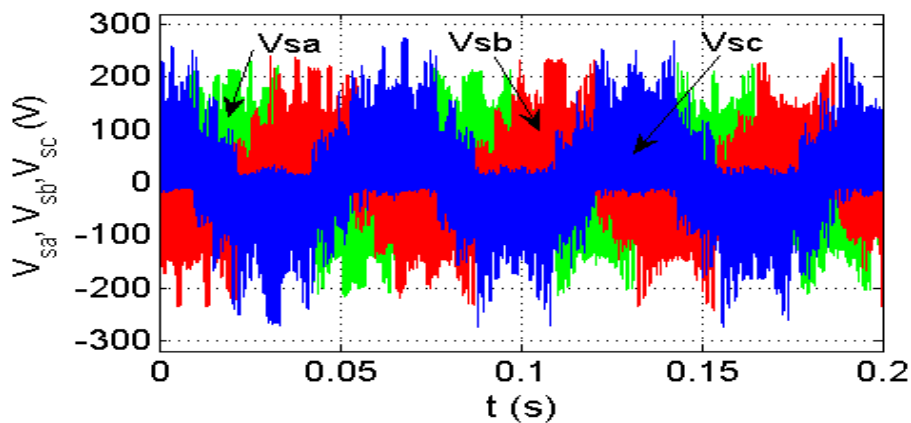


Figure 3.14. Tensions simples d'alimentation  $V_{sa}, V_{sb}$  et  $V_{sc}$

On suppose que les tensions de phase ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ ) ont des allures identiques, nous déterminons le  $SNR_{dB}$  d'une seule phase, en l'occurrence la phase "a". En respectant la procédure [123] expliquée dans la figure (3.15), un  $SNR_{dB}$  de 62dB du banc d'essai est déterminé.

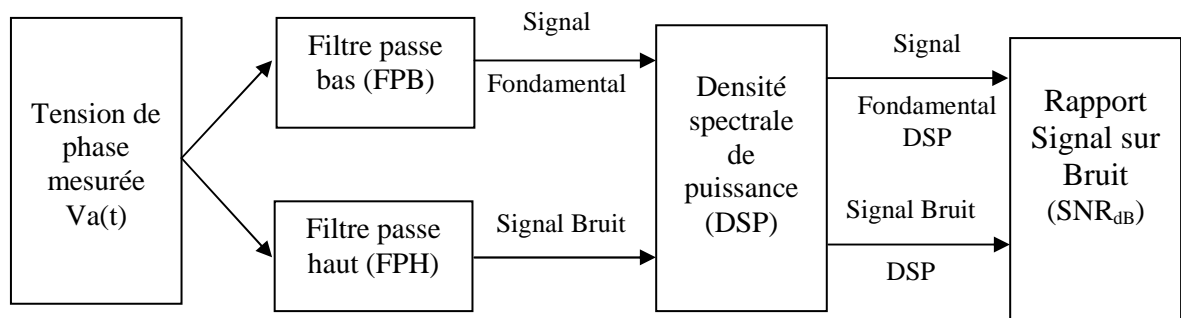
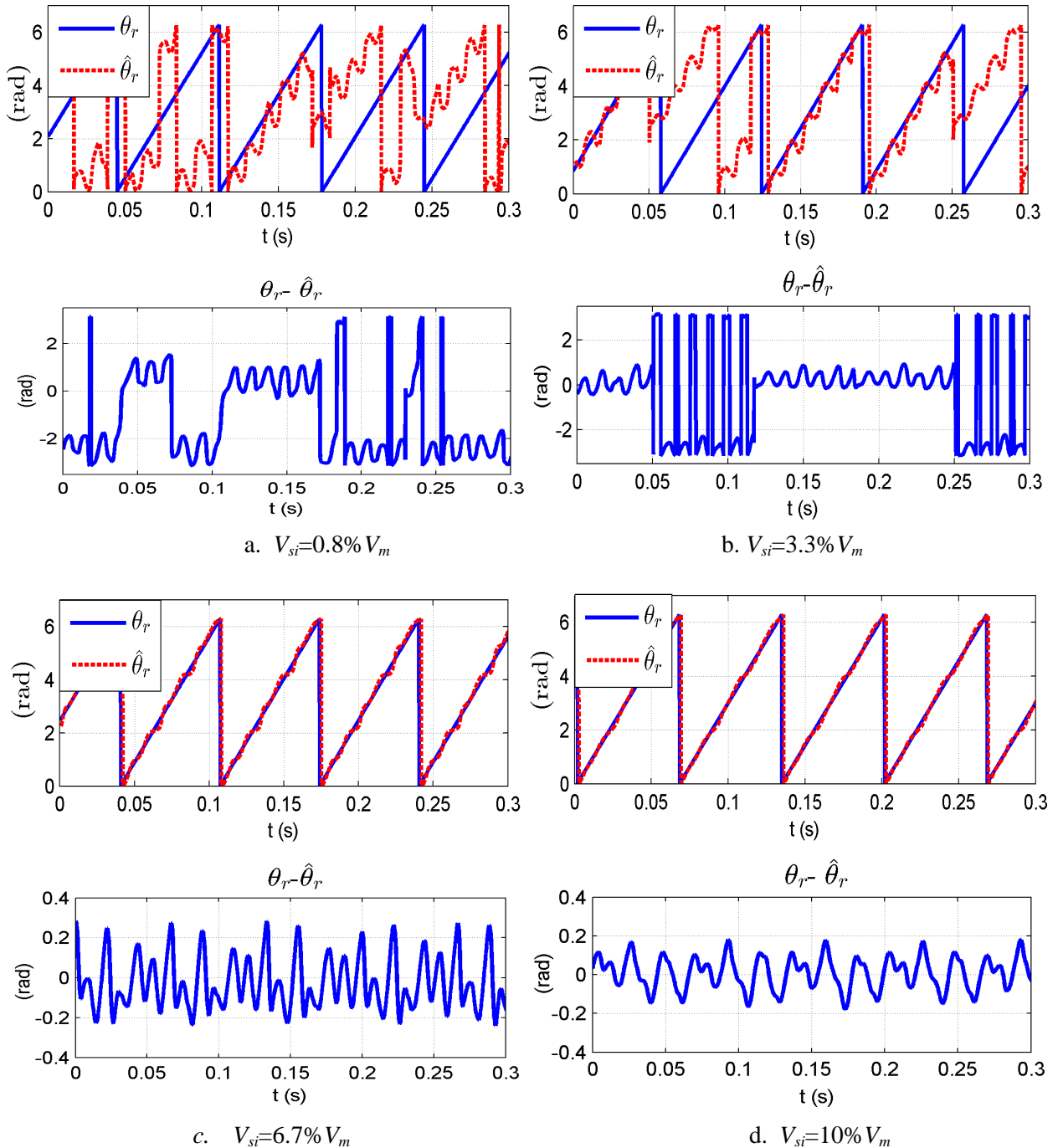


Figure 3.15. Structure générale d'un processus de calcul de  $SNR_{dB}$

Dans ce qui suit, les mêmes conditions en simulation sont appliquées en expérimentation sans changer la consigne de vitesse et le moteur n'étant pas chargé. Nous remarquons, que la réponse de la position estimée est satisfaisante. Les résultats expérimentaux de la figure (3.16) montrent clairement que cet estimateur permet le pilotage de la machine sans capteur mécanique, avec une bonne précision. L'erreur maximale entre la position réelle du rotor avec celle observée ( $V_{si}=10\%V_m$ ) est de  $\pm 0.2$  radian électrique, ce qui équivaut à  $\pm 11.4^\circ$  degrés électrique et  $\pm 3.8^\circ$  degrés mécanique (figure 3.16.d).



**Figure 3.16.** Résultats expérimentaux: Position électrique mesurée, estimée et l'erreur d'estimation pour les différentes tensions d'injection.

### 3.4.3.4. Comparaison des réponses du modèle analytique et du système réel

Les performances de l'estimateur HFI sont testées à travers des simulations effectuées sous Matlab/Simulink® puis en expérimentation sous un environnement Dspace dans des conditions identiques de fonctionnement. Le modèle de la MSAP a été implémenté pour les différents niveaux de tension d'injection dans le but de valider en temps réel dans un premier temps le modèle analytique développé.

La variance nous fournit une mesure de dispersion autour de la valeur moyenne, et elle est généralement utilisée pour considérer plus d'informations concernant les incertitudes statistiques. Sur le tableau 3.1, on présente la moyenne  $\mu$  et la variance  $\sigma^2$  de chaque erreur d'estimation de la position calculée pour une durée de 2s avec les valeurs de la tension d'injection correspondant dans chaque modèle de simulation (analytique et global) et d'expérimentation.

TABLEAU 3.1.  
Caractéristiques des erreurs d'estimation de la position

$V_{si}$ (%Vm)		0.8	3.3	6.7	10
Modèle Analytique	$\mu$	14e-2	5e-2	-1e-3	-1e-3
	$\sigma^2$	11.7	8.9	3e-4	3e-4
Modèle Global	$\mu$	12e-2	-6e-2	-15e-4	-4e-4
	$\sigma^2$	15	6.25	6e-4	3e-5
Expérimentation	$\mu$	-94e-2	-13e-2	-7e-2	-4e-2
	$\sigma^2$	7.64	5.21	7.9e-4	3.9e-4

Les résultats présentés sur la figure (3.17) permettent de comparer par simulation les deux modèles (analytique et global), avec celle de la machine fonctionnant en temps réel avec la Dspace. Cette démarche permet de valider le bon fonctionnement du modèle analytique de la MSAP.

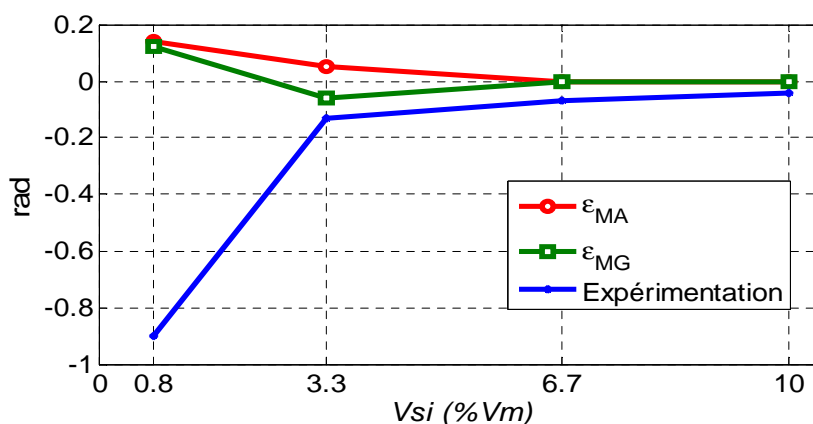
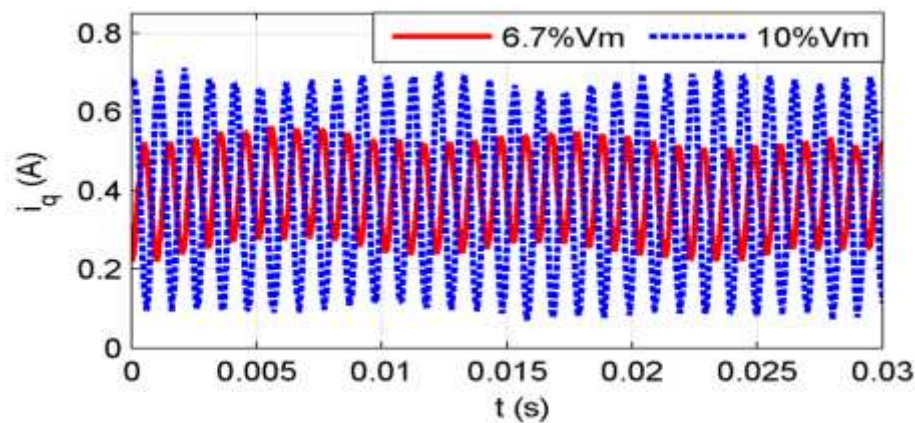


Figure 3.17. Comparaison des erreurs d'estimation de la position électrique pour  $SNR_{dB}=62dB$

D'après ces résultats obtenus pour les trois cas, on remarque que l'erreur d'estimation de la position a diminuée avec l'augmentation de la tension d'injection. La principale difficulté réside dans le choix de cette tension, une tension très grande provoque des ondulations dans le couple de l'arbre de la MSAP et une tension trop basse peut entraîner mauvaise estimation de position et de vitesse, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement de la commande sans capteur mécanique. La figure (3.18) confirme ces oscillations sur le courant en quadrature  $i_q$  qui représente l'image du couple de la machine pour une tension d'injection de 6.7%  $V_m$  et 10%  $V_m$ .



**Figure 3.18.** Résultat expérimental: Allure du courant  $i_q$  à (31.4 rad/s)

Les caractéristiques expérimentales de ce courant ( $i_q$ ) sont indiquées sur le tableau 3.2.

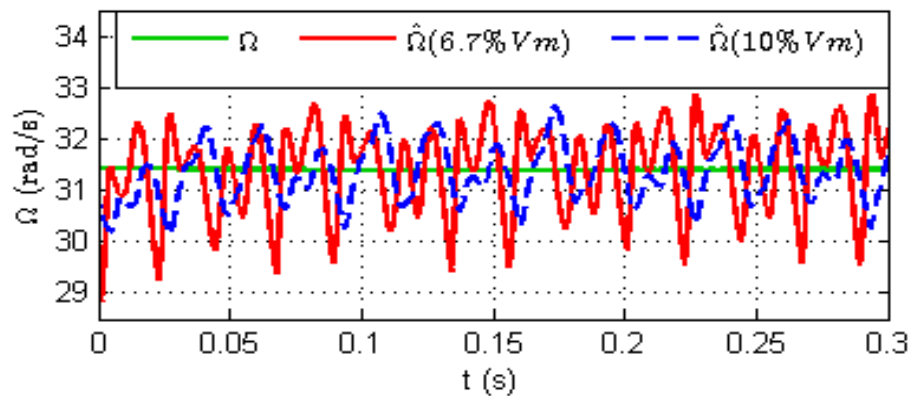
TABLEAU 3.2.

Caractéristiques du courant  $i_q$

$V_{si}$ (% $V_m$ )		0.8	3.3	6.7	10
<b>Experimentation</b>	$\mu$	0.37	0.37	0.37	0.37
	$\sigma^2$	2.8e-7	3.2e-6	1.1e-4	2e-3

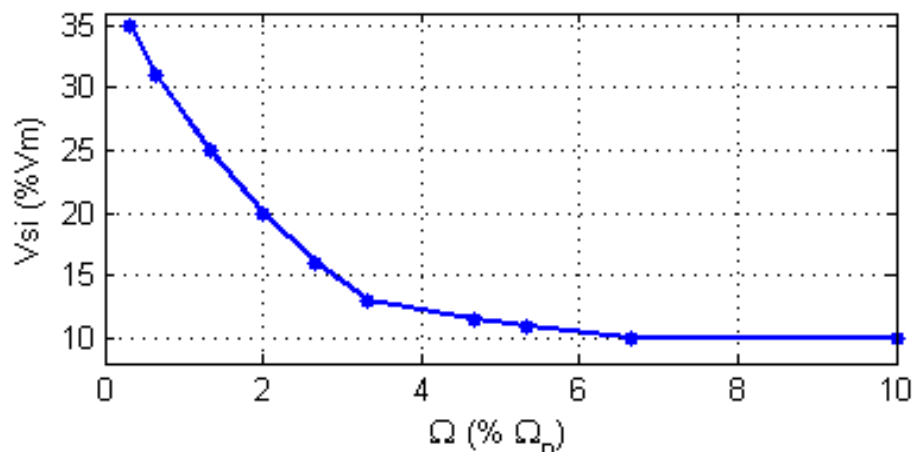
La vitesse estimée s'obtient par une fonction dérivée de la position estimée. Celle-ci, se fait par un bloc dérivatif disponible dans la bibliothèque MATLAB/Simulink. La figure (3.19) présente la vitesse estimée utilisant la méthode HFI pour les tensions d'injection 6.7%  $V_m$  et 10%  $V_m$ . Celles-ci sont comparées à la vitesse réelle. On remarque que les trois courbes se superposent, stables et convergent avec la présence d'une faible oscillation autour de la vitesse réelle (31.4rad/s), ce qui nous permet d'affirmer que l'estimation de la vitesse aussi est liée au bon choix de la tension d'injection.





**Figure 3.19.** Vitesse mécanique mesurée et estimée.

Dans ce test expérimental, nous avons fixé l'erreur d'estimation de la position qui ne dépasse pas  $\pm 3.8$  degrés mécanique ( $\pm 0.2$  radian électrique) sur toute la plage de vitesse qui est de 1 rad/s ( $0.33\% \Omega_n$ ) à 31.4 rad/s ( $10\% \Omega_n$ ). L'influence de la tension d'injection  $V_{si}$  sur l'estimation de la vitesse mécanique  $\Omega$  est représentée sur la figure (3.20). On remarque, que la tension d'injection diminue avec l'augmentation de la vitesse de rotation de la machine jusqu'à  $6.6\% \Omega_n$ , puis elle est maintenue constante jusqu'à  $10\% \Omega_n$  pour une tension d'injection de  $10\% V_{si}$ .



**Figure 3.20.** Relevé expérimental de la tension d'injection en fonction de la vitesse mécanique.

#### 3.4.3.5. Test de suivi du profil de vitesse

Pour les mêmes conditions de fonctionnement effectuées dans l'observateur EKF illustré précédemment, nous allons présenter dans ce paragraphe les différents résultats obtenus pour la surveillance du capteur de position dans le cas des variations de la vitesse de rotation. Un profil de consigne de vitesse est testé en simulation et sur un banc d'essai. Les figures (3.21) et (3.22) présentent les résultats de simulation et d'expérimentation en boucle ouverte associé à un fonctionnement normal à vide. Pour toutes les courbes, on remarque que les grandeurs estimées

convergent vers celles mesurées. Les allures mesurées et estimées de la vitesse, et de la position électriques sont représentées respectivement sur les figures (3.21.a), (3.21.c) (3.22.a) et (3.22.c). Nous remarquons que l'écart entre ces deux vitesses et deux positions sont très faibles. L'erreur de la vitesse mécanique est survenue au moment du changement de la vitesse (figure (3.21.b) et (3.22.b)). L'erreur de la position électrique reste constamment, inférieure à 0.5 radian électriques (10 degrés mécanique), quelque soit la position de la machine.

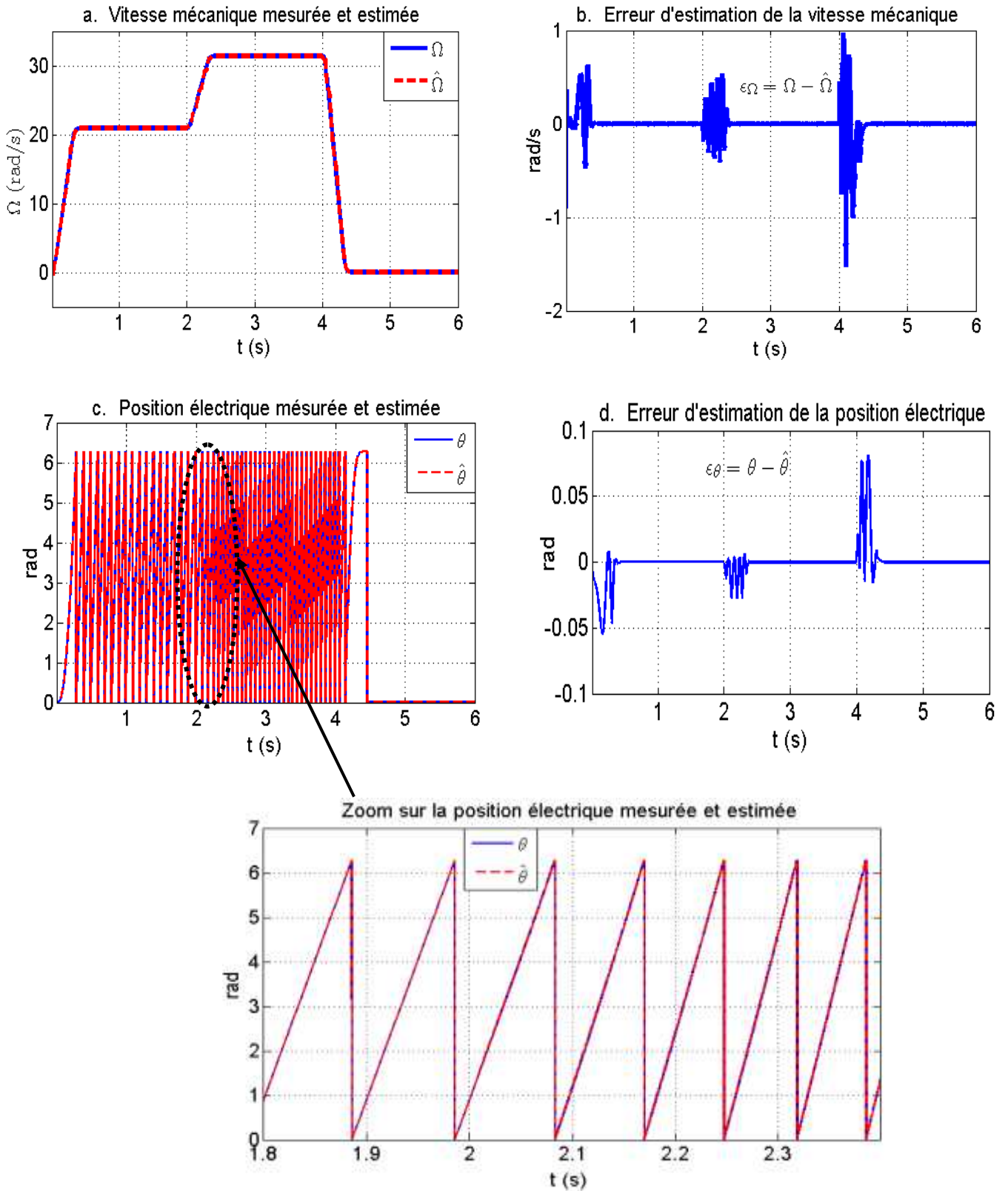


Figure 3.21. Résultats de simulation de l'estimateur HFI: Surveillance du capteur de position.

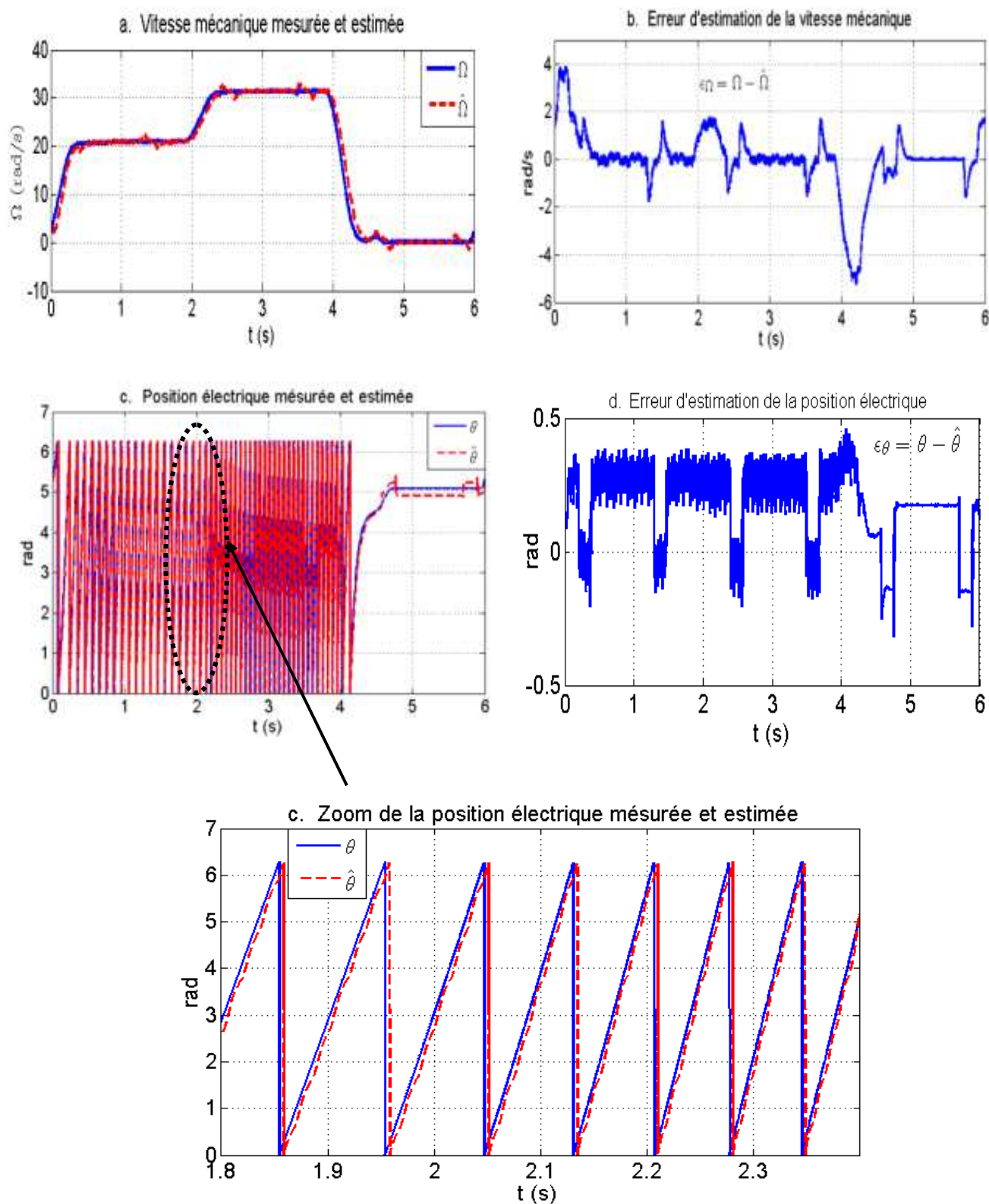
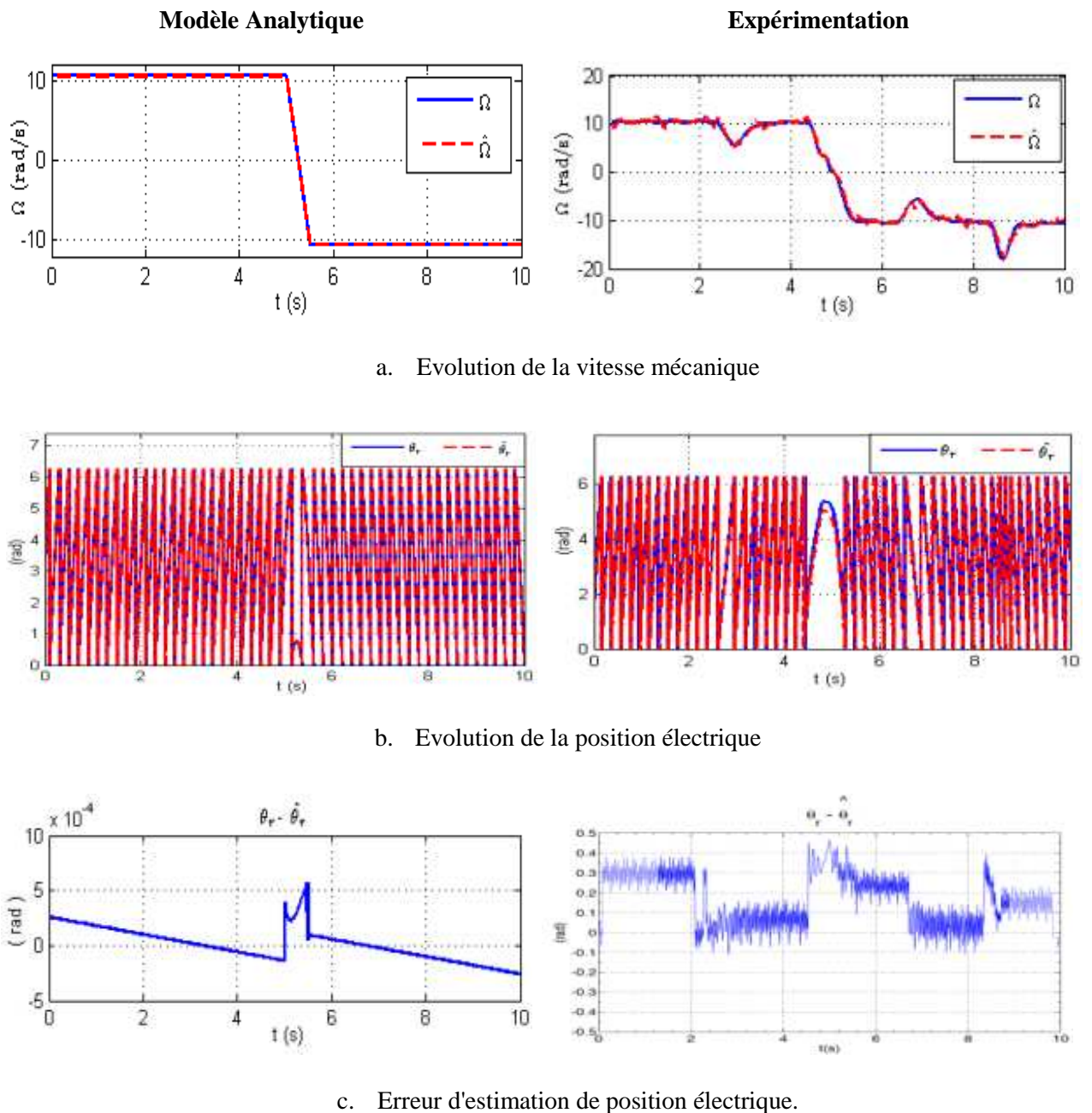


Figure 3.22. Résultats d'expérimentation de l'estimateur HFI: Surveillance du capteur de position.

**3.4.3.6. Test de robustesse au couple**

Pour tester la robustesse de l'estimateur HFI, la MSAP est démarré à vide jusqu'à l'instant  $t=2.3s$  où on applique une perturbation de couple de charge (0.5 N.m) entre les intervalles de temps  $[2.3s - 4.5s]$  et  $[6.3s - 8.3s]$ . Une inversion de sens de rotation de la machine par inversion de la référence à l'instant  $t= 4.5s$  est effectuée. La référence de la vitesse mécanique est de 10 rad/s, et après inversion elle est de -10 rad/s. Les performances de cet estimateur sont évalués en présentant des résultats de simulation et expérimentaux en régimes permanent et transitoire.

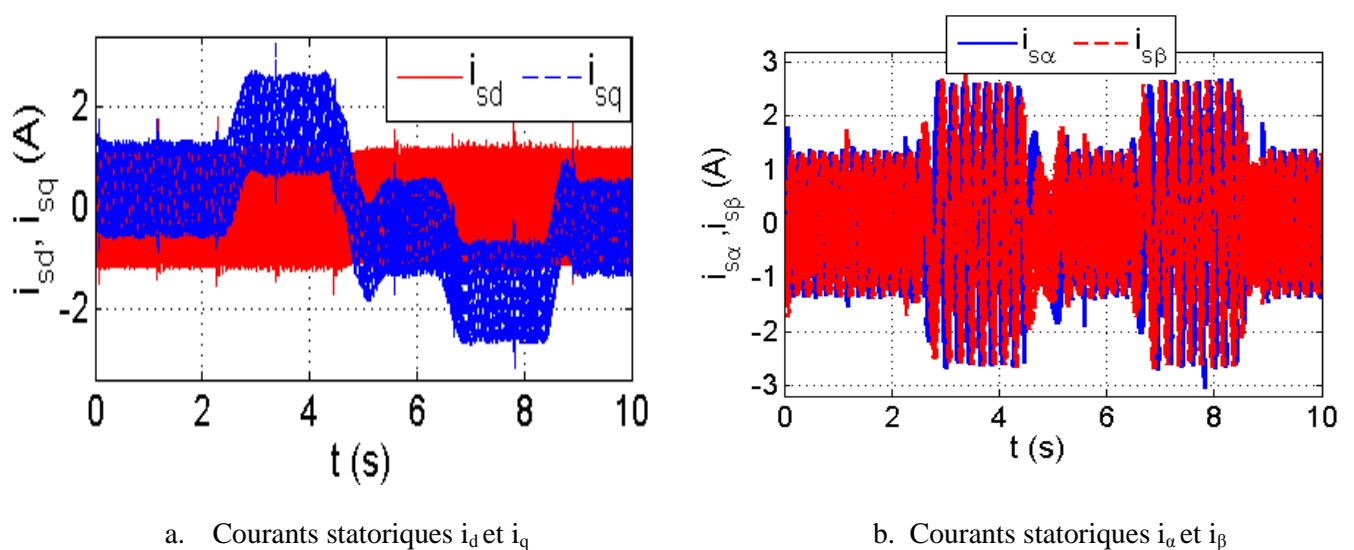


**Figure 3.23.** Résultats d'expérimentation de l'estimateur HFI: Test de robustesse au couple de charge avec inversion du sens de rotation

D'après les résultats qu'on a présentés, nous constatons une bonne concordance entre les résultats de simulation (modèle analytique) et d'expérimentation. Les mêmes tests et les mêmes conditions de fonctionnement sont utilisées, les résultats obtenus sont proches et donc satisfaisants, ce qui valide les simulations effectuées et ce qui valide aussi l'efficacité de notre modèle analytique proposé dans notre travail.

La figure (3.23.a) montre une poursuite quasi parfaite de la vitesse mesurée même lors des transitoires, elle présente une très bonne performance vis-à-vis de la variation de la charge et même lors de l'inversion du sens de rotation. Dans la figure (3.23.b), nous visualisons deux courbes superposées représentant la position électrique estimée et celle mesurée. Par contre, au moment du changement de la vitesse il apparaît uniquement un petit écart sur la position obtenue expérimentalement et qui ne dépasse pas  $\pm 0.5$  radian électrique, ce qui équivaut à  $\pm 28.66$  degrés électrique et  $\pm 9.55^\circ$  degrés mécanique (figure.3.23.c). Ces résultats montrent clairement que cet estimateur est robuste et permet le pilotage de la machine sans capteur mécanique, avec une bonne précision dans cette zone de vitesse.

Dans la figure (3.24.a) obtenue expérimentalement, on remarque qu'à l'instant de l'application du couple de charge, le courant en quadrature  $i_q$  augmente puis reste constant. Ce phénomène est justifié par l'appel d'un courant proportionnel au couple électromagnétique pour vaincre le couple de charge. Nous remarquons que la composante du courant statorique d'axe direct  $i_d$  est maintenue à zéro, et qu'il est insensible aux impacts de variations de vitesse et de couple de charge. De plus, les courants statoriques  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  de la figure (3.24.b) augmentent lors de l'application de la charge et diminuent lors de l'élimination de la charge.



**Figure 3.24.** Résultats expérimentaux des courants statoriques dq et  $\alpha\beta$ .

## 1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu un état de l'art sur les outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. De nombreuses recherches ont été présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP. La littérature se concentre principalement sur deux approches différentes: La première approche, basée sur la reconstruction de la position directement à l'aide d'un modèle d'état de la machine, prenant en compte ou pas les bruits de mesure et utilisant des mesures électriques. La deuxième approche utilise la réponse à une excitation par l'injection d'un signal haute fréquence. L'emploi de ces approches est de reconstruire les grandeurs mécaniques en utilisant exclusivement des grandeurs mesurées afin de fournir en temps réel les informations requises pour la commande.

Ensuite, nous avons présentés deux méthodes différentes pour estimer la position et la vitesse rotorique en utilisant les courants et les tensions statoriques de la machine. La première est un observateur du filtre de Kalman étendu. La deuxième est la méthode d'injection d'un signal à haute fréquence. Dans cette dernière, nous avons développé un modèle analytique pour HFI qui permet de déterminer l'amplitude minimale de la tension pour un niveau de bruit donné par le SNR afin d'obtenir une erreur minimale dans l'estimation de la position du rotor.

Des résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour confirmer la validité de cette structure de commande et de montrer les performances des méthodes proposées. Ce travail a permis de montrer qu'ils sont bien adaptés pour des applications de commande vectorielle sans capteur de la MSAP à pôles saillants.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur de position mécanique en associant aux approches étudiés précédemment un superviseur conçu autour d'un algorithme de sélection quand la machine fonctionne.

# CHAPITRE 04

## COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DU CAPTEUR DE POSITION MECANIQUE

### **4.1.Introduction**

Dans la plupart des applications industrielles, la continuité de service est nécessaire et par conséquent une panne de la MSAP est inacceptable. La commande vectorielle des machines synchrones nécessite une information précise et permanente sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur de position. Cependant, ce capteur entraîne de multiples inconvénients tels que: l'encombrement, le manque de robustesse, le cout élevé, etc. La fiabilité et les performances de la MSAP en cours de fonctionnement peuvent être obtenues par la mise en oeuvre des procédures de sécurité qui assurent leurs fonctionnement [124-125].

Généralement, afin d'assurer la sureté de fonctionnement d'un tel système, il faut gérer le processus face à divers problèmes de fonctionnement, qu'il s'agisse de dysfonctionnements ou de pannes de capteurs et/ou d'actionneurs. Cette problématique fait appel à toutes les informations sur le procédé (qu'elles proviennent de la modélisation, des capteurs physiques ou de la commande). Ainsi, l'objectif du diagnostic est de constater l'apparition d'un défaut, d'en trouver la cause puis d'en déduire la marche à suivre.

Dans ce chapitre, nous allons entreprendre la conception d'un organe décisionnel qui permettra de maintenir la continuité de service d'une machine synchrone à aimants permanents en présence d'un défaut de capteur mécanique de position ou de vitesse. Le système qu'on cherche à concevoir, se basera sur un système de surveillance du comportement du système permettant la détection et le diagnostic des différents dysfonctionnements. A partir des informations transmises par la partie de surveillance, l'organe décisionnel aura pour taches d'appliquer le traitement nécessaire pour



contenir la défaillance ou la perturbation qu'affecte le système dans le but précis de maintenir les performances nominales (situation non défaillante), la stabilité et assurer la continuité de son service. Dans un premier lieu, nous allons présenter les principales approches de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts (*Fault Tolerant Control, FTC*). Nous allons d'abord faire une brève introduction sur les approches de base que sont l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration. Ensuite nous décrirons quelques méthodes de sélection dites "Algorithmes de vote".

En effet, l'objectif de la dernière partie de ce chapitre est de valider les outils de commande sans capteur développés dans le chapitre 3 (EKF, HFI) en utilisant un algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur. Cette approche nous permet de valider la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique de la MSAP. L'étude de la robustesse de ce contrôle sera examinée en dernier lieu.

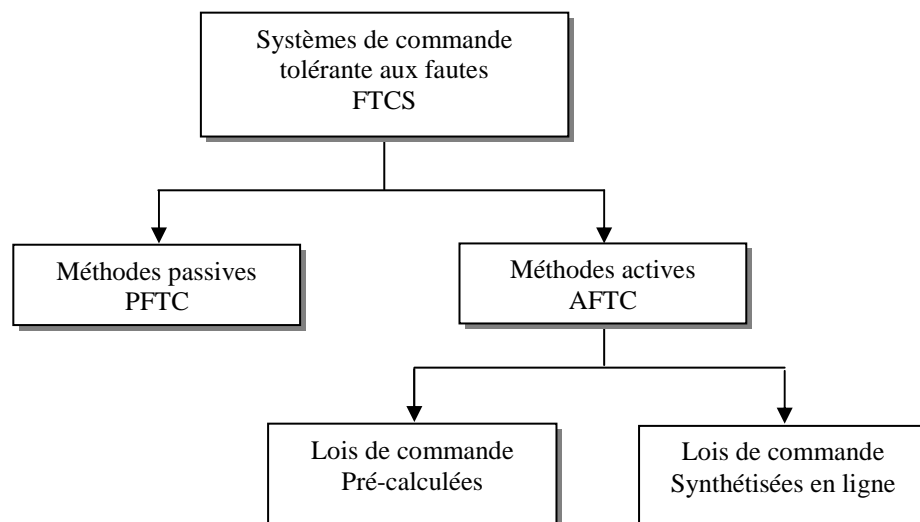
#### **4.2. Système de commande tolérante aux défauts**

Lorsque des défauts se produisent, un système de surveillance doit permettre de les détecter et de les localiser le plus rapidement possible et transmettre cette information à un module de reconfiguration. Ce dernier peut ensuite modifier la loi de commande du processus afin de s'adapter au nouvel état de dysfonctionnement du système. Le processus avec ses capteurs, actionneurs et contrôleurs, le module de surveillance et le module de reconfiguration forment un ensemble appelé système de commande tolérante aux défauts (*Fault Tolerant Control Systems, FTCS*).

Dans le domaine de la commande des systèmes, la complexité des systèmes est accompagnée d'une demande toujours plus forte de fiabilité, disponibilité et de sécurité. Une loi de commande conventionnelle peut s'avérer insuffisante voire dangereuse lors de l'occurrence de défauts. Par contre la FTC est devenue extrêmement importante. Cette commande est conçue pour s'adapter, de manière automatique, aux défauts pouvant affecter les différents composants du système en permettant notamment de maintenir la stabilité du système ainsi que des performances acceptables en présence de défauts. La tolérance à ces défauts permet de réduire, voire d'annuler, l'effet de défauts ayant un effet indésirable sur la mission, la sécurité humaine et matérielle, l'environnement et la rentabilité. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien. Leur architecture est constituée de loi(s) de commande, de capteurs matériels et des capteurs logiciels ainsi que d'une logique de décision qui permette de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants sont opérationnels (fonctionnement sain), mais aussi en présence d'un dysfonctionnement.

### 4.3. Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts

Il convient de noter que la réalisation d'une commande tolérante aux défauts n'est pas un problème classique et que les conditions induites par la présence de défauts obligent à développer des stratégies particulières. La synthèse d'une classification des approches de FTC peut se reposer sur les effets d'un défaut vis-à-vis des performances du système. En présence d'un défaut de faible gravité, une simple commande robuste peut assurer le maintien des performances nominales du système. Par contre, dans le cas d'un défaut critique, le diagnostic de ce dernier est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. De façon générale, les méthodes FTC peuvent être divisées en deux grandes classes [84,126] comme illustrées sur la figure (4.1): les approches passives (*Passive Fault Tolerant Control System, PFTCS*) et les approches dites actives (*Active Fault Tolerant Control System, AFTCS*).

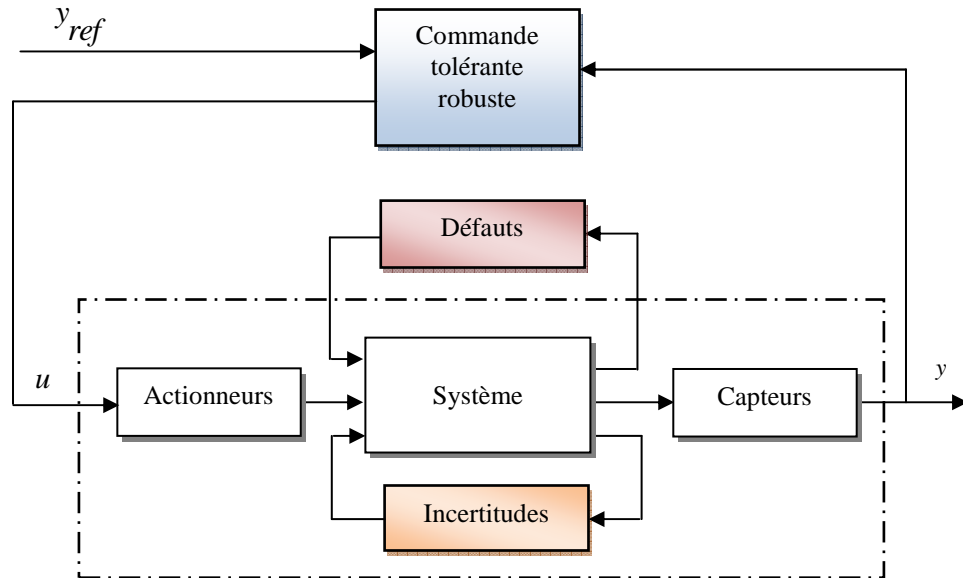


**Figure 4.1.** Classification des méthodes FTCS

#### 1.6.1. Approches passives

L'approche passive de la FTC repose sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et s'appuie sur les méthodes de synthèse de lois de commande robuste [126]. Autrement dit la loi de commande est conçue pour être robuste vis à vis d'un ensemble de défauts supposé connu, par conséquent, aucune information en ligne sur ces défauts n'est nécessaire. C'est donc une approche implicite et prédéfini de défauts puisqu'il n'y a pas au préalable de diagnostic de défaut. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue au dépend d'un niveau de performance dégradé en régime de fonctionnement sain. De plus, la classe des défauts considérés est limitée, il devient, alors, très

risqué d'utiliser la commande passive tolérante aux défauts seule. Néanmoins, dans certaines applications où la classe de défauts est connue est restreint, ces stratégies pourraient s'avérer suffisante [8]. La figure (4.2) représente le schéma de principe d'un système passif de FTC [84].



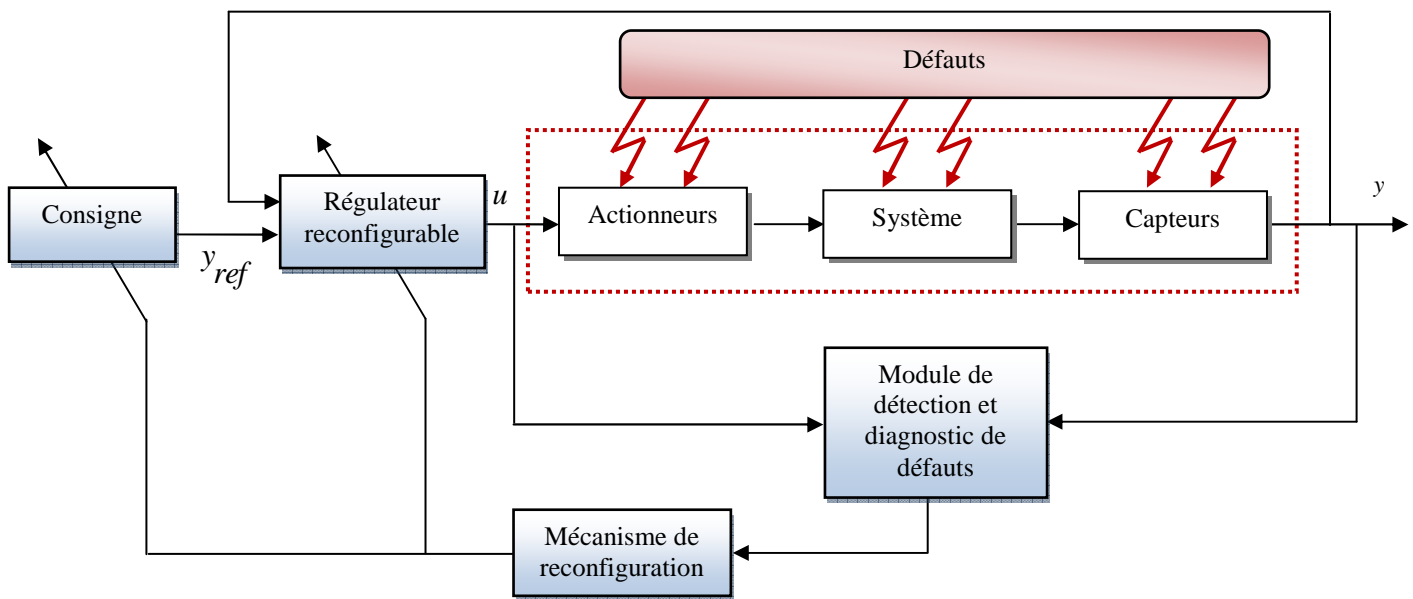
**Figure 4.2.** Schéma de principe d'une loi de commande FTC Passive

En résumé, les PFTCS sont utilisés dans des systèmes pour lesquels :

- les défauts et leurs effets sont connus à priori,
- il y a de la redondance matérielle (actionneurs et capteurs multiples, etc.),

### 1.6.2. Approches actives

A la différence de l'approche passive, l'approche active de la commande FTC procède par une démarche explicite de diagnostic permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Une fois qu'un défaut est détecté, localisé et identifié, la stratégie de la FTC est activée en ligne via un mécanisme de reconfiguration [84,126]. La figure (4.3) représente la structure des AFTCS [127].



**Figure 4.3.** Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

L'architecture de la commande AFTC est constituée par :

- Un régulateur reconfigurable,
- Un module de détection et localisation des défauts (*Fault Detection and Isolation*, FDI ou *Fault Detection and Diagnosis*, FDD) avec une bonne sensibilité aux défaillances et une bonne robustesse par rapport aux incertitudes du modèle, aux variations des conditions d'utilisation et aux perturbations extérieures,
- Un mécanisme de reconfiguration qui permette de recouvrir les performances du système.

Le problème des AFTC est la limite du temps disponible pour la détection, diagnostic et la reconfiguration des contrôleurs. De plus, en cas de défaillance, la stabilité, les performances du régime transitoire et permanent, la robustesse aux bruits, aux incertitudes et aux perturbations sont des problèmes à considérer pour les AFTC. Le comportement du système global dépend non seulement de la qualité de l'ensemble des composants mais aussi de leur interaction en temps réel.

Le module FDI/FDD est conçu pour permettre la détection et la localisation en ligne de l'amplitude des défauts. Il doit être à la fois sensible pour détecter les défauts à un stade précoce et également robuste pour ne pas générer de fausses alarmes et induire une réaction inappropriée.

Le régulateur reconfigurable est constitué d'un ensemble de lois de commande pré-calculées ou calculées en ligne dont chacune est conçue pour générer les références et dont la structure et les paramètres sont adaptés pour maintenir les performances et la stabilité pour un état donné. Le module FDI/FDD doit activer le mécanisme de reconfiguration qui est en charge de sélectionner la

loi de commande adaptée à la situation en cours. Cette boucle de détection/localisation et de reconfiguration doit être exécutée dans un temps minimal pour éviter les phénomènes de cascade de défauts et réduire au minimum l'impact négatif du défaut sur le système [84].

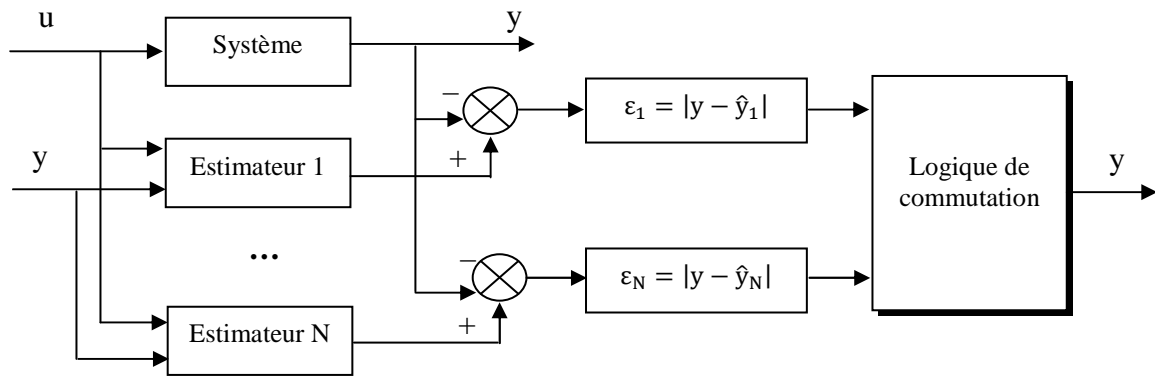
#### **4.4. Reconfiguration de la commande vectorielle des MSAP suite au défaut du capteur mécanique**

Dans certaines applications qui exigent des précisions de position et de vitesse de haute performance, il est impératif d'utiliser un capteur mécanique pour mesurer la vitesse et la position du rotor. Si ce capteur tombe en défaut, il faut basculer sur un algorithme d'estimation de ces grandeurs mécaniques pour assurer la continuité de service.

##### **4.4.1. Principe**

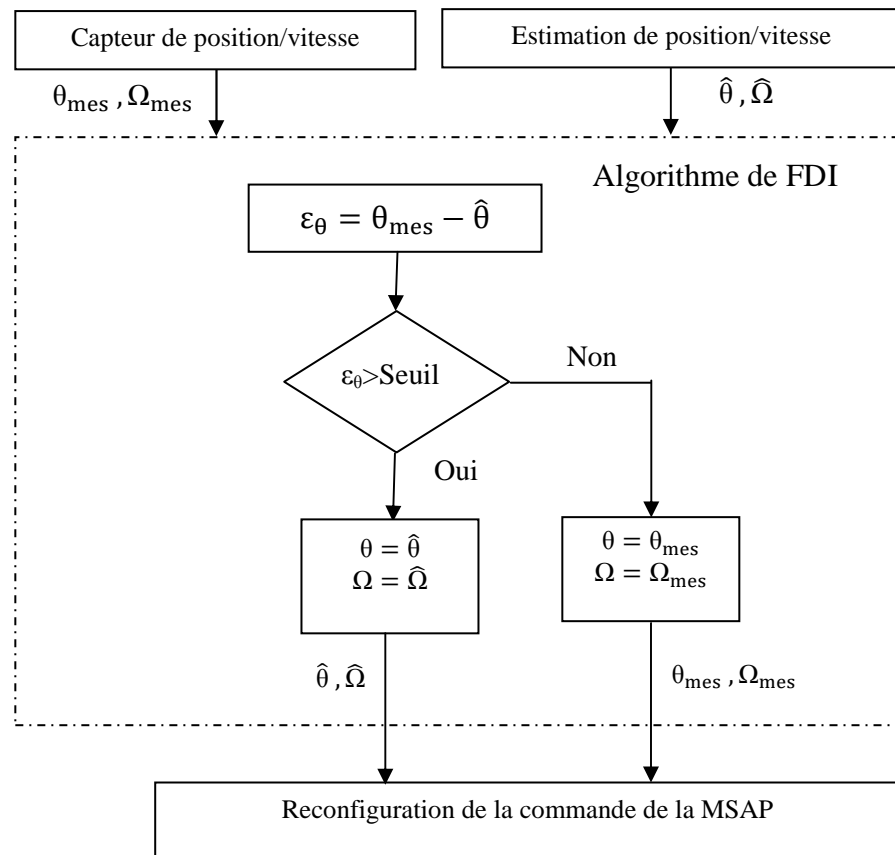
Bénéficiant des outils déjà existants en automatique, la recherche dans le domaine de supervision, a permis de développer des méthodes de sûreté de fonctionnement telles que le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes. Dans cette section, nous allons entreprendre la conception d'un organe décisionnel qui permettra de maintenir la continuité de service d'une MSAP. Le système qu'on cherche à concevoir, se basera sur un système de surveillance du comportement du système, i.e. la détection et le diagnostic des anomalies. A partir des informations transmises par la partie de surveillance, l'organe décisionnel aura pour tâches d'appliquer le traitement nécessaire pour contenir la défaillance ou la perturbation qu'affecte le système afin de permettre la poursuite de la mission du système et/ou d'améliorer son comportement. Nous rappelons que les méthodes et le principe de ce genre de surveillance est bien détaillé dans le paragraphe 1.3 du chapitre 1.

Ces algorithmes de FDI ont pour but de vérifier si le système est en bon état de fonctionnement ou pas. Ces procédures de diagnostic sont effectuées généralement en deux étapes consécutives: la génération puis l'évaluation des résidus. Lors de la première étape, Les résidus sont des signaux potentiellement indicateurs des défauts. Comme nous l'avons déjà signalé précédemment dans le chapitre 1 de cette thèse, la génération des résidus est propre à la méthode utilisée. Dans notre cas d'étude, les résidus sont obtenus à partir de la différence entre les variables mesurées et celles estimées du système. L'estimateur correspondant à l'erreur minimale est choisi. Le régulateur correspondant est ensuite appliqué au système en utilisant une logique de commutation. La figure (4.4) montre la structure générale d'un générateur de résidus.



**Figure 4.4.** Structure générale d'un Générateur de Résidus

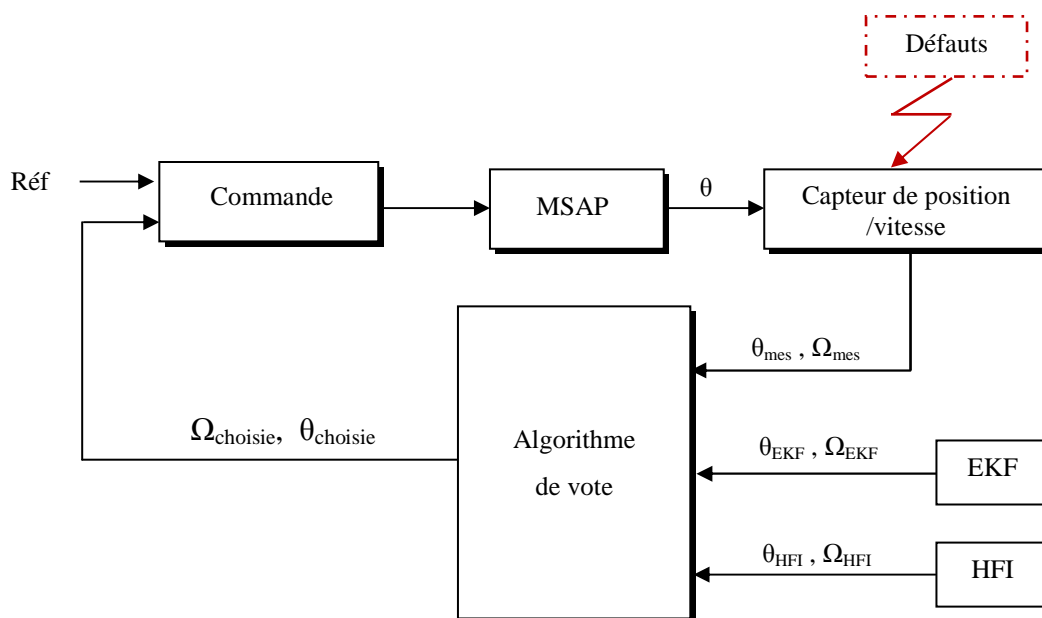
Durant la seconde étape, les résidus sont examinés par une comparaison de l'erreur à un seuil de décision fixé à une valeur judicieusement choisie au préalable. Si cette erreur est supérieure au seuil, alors un défaut est détecté. Des seuils doivent être bien choisis, en vue de réduire les problèmes de fausses alarmes et de non détection. Il existe plusieurs méthodes de calcul de seuils dans la littérature (voir chapitre 1). La figure 4.5 illustre le principe des algorithmes de décision pour assurer la continuité du fonctionnement du système donc la continuité de la commande de la MSAP.



**Figure 4.5.** Schéma de principe des algorithmes de décision

Une fois la détection et l'isolation effectuées, la reconfiguration est généralement réalisée en remplaçant dans la commande la sortie du capteur défaillant par une reconstitution de cette sortie, à partir d'autres mesures issues de capteurs logiciels en développant des algorithmes basés sur des observateurs ou encore de simples estimateurs.

Afin de détecter et de diagnostiquer avec certitude un défaut du capteur de la machine, il est nécessaire de disposer d'au moins trois mesures de la même information, de les comparer et de décider laquelle est erronée. Le principe de base de cette commande est illustré sur la figure (4.6) [128-129]. Il s'agit de choisir la position et la vitesse de rotation la plus proche de la réalité parmi les informations issues du capteur et des deux approches d'estimations (EKF et HFI). La sélection de la position et de la vitesse est effectuée dans notre application par un superviseur réalisé par un algorithme de vote.



**Figure 4.6.** Schéma de principe de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique

#### 4.4.2. Algorithmes de vote

L'idée de base est d'élaborer un bloc de décision capable de générer une loi de transition définie à partir d'une comparaison entre les erreurs d'estimations et ceci pour assurer une continuité de service sans dégradation des performances du système. La sélection du régulateur associé au mode de fonctionnement actif est effectuée par un superviseur constitué d'un ensemble d'estimateurs (figure 4.6). Chacun de ces derniers reconstruit le vecteur de sortie du système quelque soit son mode de fonctionnement défectueux ou normal. A chaque instant, l'estimateur le plus proche du système actif, est déterminé en calculant les erreurs (résidus). La continuité de service a fait l'objet

de plusieurs travaux de recherche. Les techniques utilisées sont diverses et variées, chaque technique possède ses avantages et ses inconvénients. Nous ne fournissons pas toutes ces méthodes et leurs significations, des détails sont donnés dans de nombreuses références comme [128-132].

#### 4.4.2.1. Algorithmes de vote par la majorité

Dans cet algorithme, La valeur de la sortie  $y$  est déterminée par la majorité des 3 valeurs des entrées de données numériques  $(x_1, x_2, x_3)$  [130-132]. Le tableau (4.1) montre la logique de sélection du vote par la majorité [84].

TABLEAU 4.1.  
Vote par la majorité à 3 entrées.

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$y$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

#### 4.4.2.2. Algorithme de vote par moyenne pondérée

Le vote par moyenne pondérée est un vote basé sur le calcul de la valeur de sortie en faisant une moyenne dont les coefficients de pondération varient en fonction de la distance entre les mesures. Cet algorithme est l'une des techniques de vote les plus faciles et son principe est basé sur l'expression suivante [133]:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^N w_i x_i}{\sum_{i=1}^N w_i} \quad (4.1)$$

Où  $N=3$  est le nombre d'entrées d'algorithme de vote,  $y$  représente la valeur de sortie de l'algorithme de vote,  $(x_i)$  les différentes valeurs d'entrée de l'algorithme et  $(w_i)$  le poids ou indice de confiance de la mesure ( $i$ ).

#### 4.4.2.3. Algorithme de vote par maximum de vraisemblance

Le vote par maximum de vraisemblance est un vote basé sur une approche probabiliste. Son principe est décrit par l'expression (4.2). A chaque entrée  $x_i$  est associé un niveau de probabilité ou indice de fiabilité  $f_i$  appelé également indice de confiance. L'algorithme de vote calcule alors au cours du temps le niveau de confiance de chaque entrée et affecte à la sortie l'entrée ayant le taux de probabilité le plus élevé.



$$x_j = \prod_{i=1}^N \Delta_j(i) / \sum_{k=1}^N \prod_{i=1}^N \Delta_k(i) \quad (4.2)$$

avec

$$\Delta_k(i) = \begin{cases} f_i & \text{si } x_i = x_k \\ \frac{1 - f_i}{N - 1} & \text{si non} \end{cases}$$

Nous ne fournissons pas les significations de cet algorithme, des détails sont donnés dans de nombreuses références comme [128,134-136].

#### 4.4.2.4. Algorithme de vote par la méthode d'Euler

Cet algorithme est basé sur la comparaison entre le résultat estimé et les trois entrées estimées  $x_1, x_2$  et  $x_3$  du système. Le signal estimé est obtenu par l'approximation d'Euler [136-137] avec une période d'échantillonnage  $T_e$  cohérente avec la dynamique du système. Les algorithmes de vote par la formule d'Euler sont basés sur l'expression suivante:

$$y_k = 2y_{k-1} - y_{k-2} \quad (4.3)$$

Où  $k$  est la valeur à un instant de temps,  $t=kT_e$ .

Nous montrons dans la figure (4.7) le principe de base de cet algorithme de vote pour un  $k=2$ .

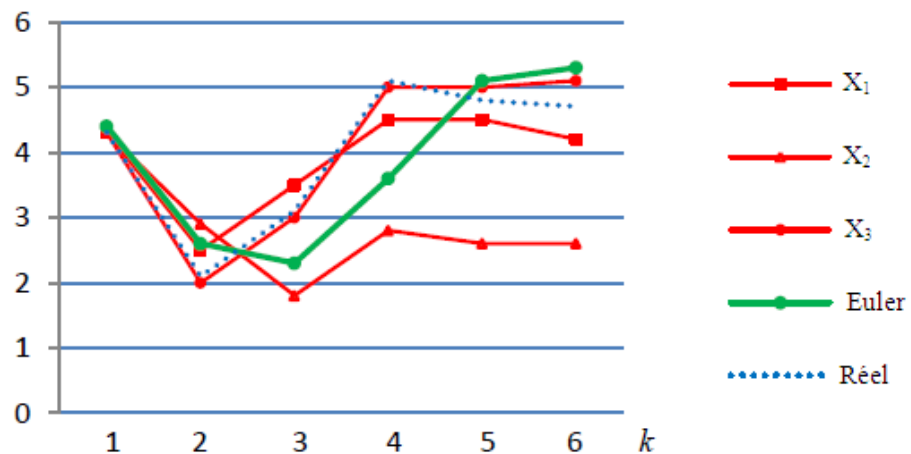


Figure 4.7. Algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler [136]

Dans ce qui suit, nous allons nous pencher sur ce dernier algorithme de vote afin de mettre en œuvre la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de position de la MSAP. Notre choix s'explique par le fait qu'il a été démontré dans une étude de comparaison entre ces algorithmes [136].

#### **4.5. Résultats de simulation de l'algorithme de vote pour une commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une MSAP.**

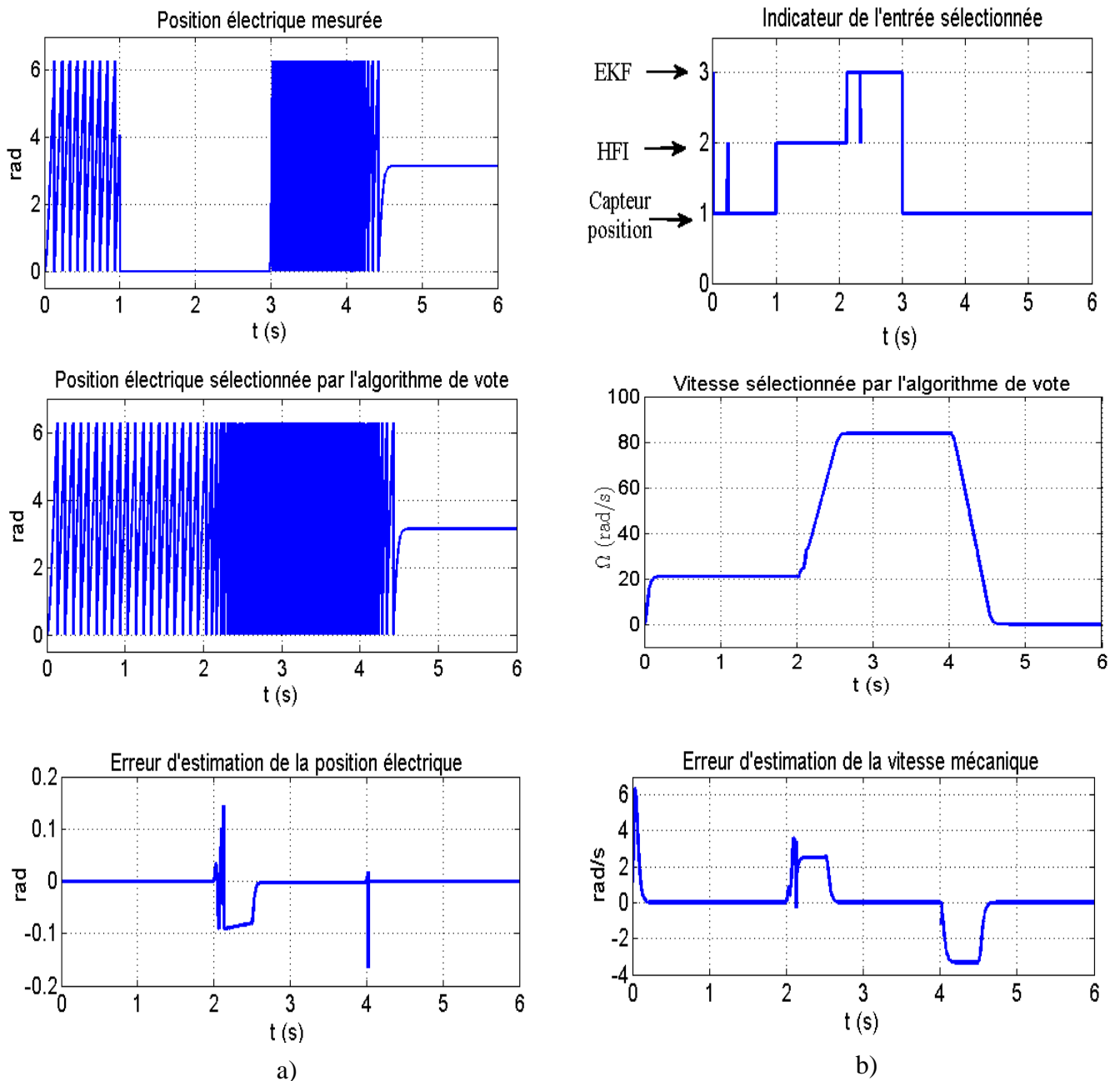
Cette partie consiste principalement à développer un système de contrôle qui permet de garantir une commande vectorielle des MSAP suite au défaut du capteur mécanique (vitesse/position). En effet, l'objectif est de valider l'algorithme de vote (Euler) basée sur un observateur EKF et un estimateur HFI qui permet de basculer d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique. Les défauts concernant ce capteur de position de type codeur absolu sont [84,129] :

- Une perte complète du capteur due à une coupure de l'alimentation,
- Un défaut dans le circuit de traitement ou au niveau du capteur qui entraîne une erreur ou une perte partielle du capteur.

Le seuil d'alarme est évalué en simulation en utilisant les différents tests de robustesse caractérisant le bon comportement de notre système d'application. Ce seuil de décision est fixé à  $8e-3$ , valeur jugée suffisante pour garantir une bonne sélection de la position à l'arrêt ou à basse vitesse.

##### **4.5.1. Résultats de simulation avec les paramètres nominaux**

Les performances des outils de la commande sans capteur mécanique du MSAP développées dans le chapitre 3 sont évaluées par un aspect de simulation numérique dans ce test en régimes permanent et transitoire pour les paramètres nominaux et pour les différentes gammes de vitesse. La première est une faible vitesse (21 rad/s), la deuxième est une vitesse moyenne (84 rad/s) et enfin à l'arrêt (0 rad/s). Pour bien illustrer l'intérêt de ce test, on suppose qu'entre l'intervalle de temps  $t = [1s \ 3s]$ , associé à un fonctionnement normal de notre système, on a une défaillance du capteur mécanique. Les figures (4.8.a) et (4.8.b) présentent la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut complet du capteur de position mécanique de la machine synchrone.



**Figure 4.8.** Résultats de simulation de l’algorithme de vote en présence de défaut du capteur mécanique.

Les résultats de simulation illustrés sur la figure (4.8.a) montrent de haut en bas respectivement le comportement de la position électrique mesurée par le capteur de position, celle sélectionnée par l’algorithme de vote et enfin l’erreur d’estimation de la position. Les résultats illustrés sur la figure (4.8.b) représentent de haut en bas respectivement un indicateur de l’entrée sélectionnée par l’algorithme de vote, le comportement de la vitesse issue de cet algorithme de vote et enfin l’erreur d’estimation de la vitesse mécanique. Les erreurs d’estimation de la position et de la vitesse sont calculées comme les différences entre la position et la vitesse réelles (cas sain) et la position et la vitesse issues de l’algorithme de vote. Ces résultats nous permettent d’observer que, lorsque la

vitesse est quasiment inférieure à 10% (basse vitesse) de la vitesse nominale, la sortie de l'estimateur HFI est sélectionnée lors de l'occurrence du défaut. Lorsque la vitesse est supérieure à 10% (moyenne et haute vitesse), c'est la sortie de l'observateur EKF qui est engagée à maintenir le niveau de performance. Sur la figure (4.9), nous montrons un zoom de l'évolution temporelle de la position et de la vitesse mécanique trouvée en simulation avant et après application du défaut ( $t=1s$ ). Il est à noter que les performances avec lesquelles notre système tournait avant application du défaut sont retrouvées après reconfiguration. La vitesse reste stable et bien régulée (figure 4.9.c).

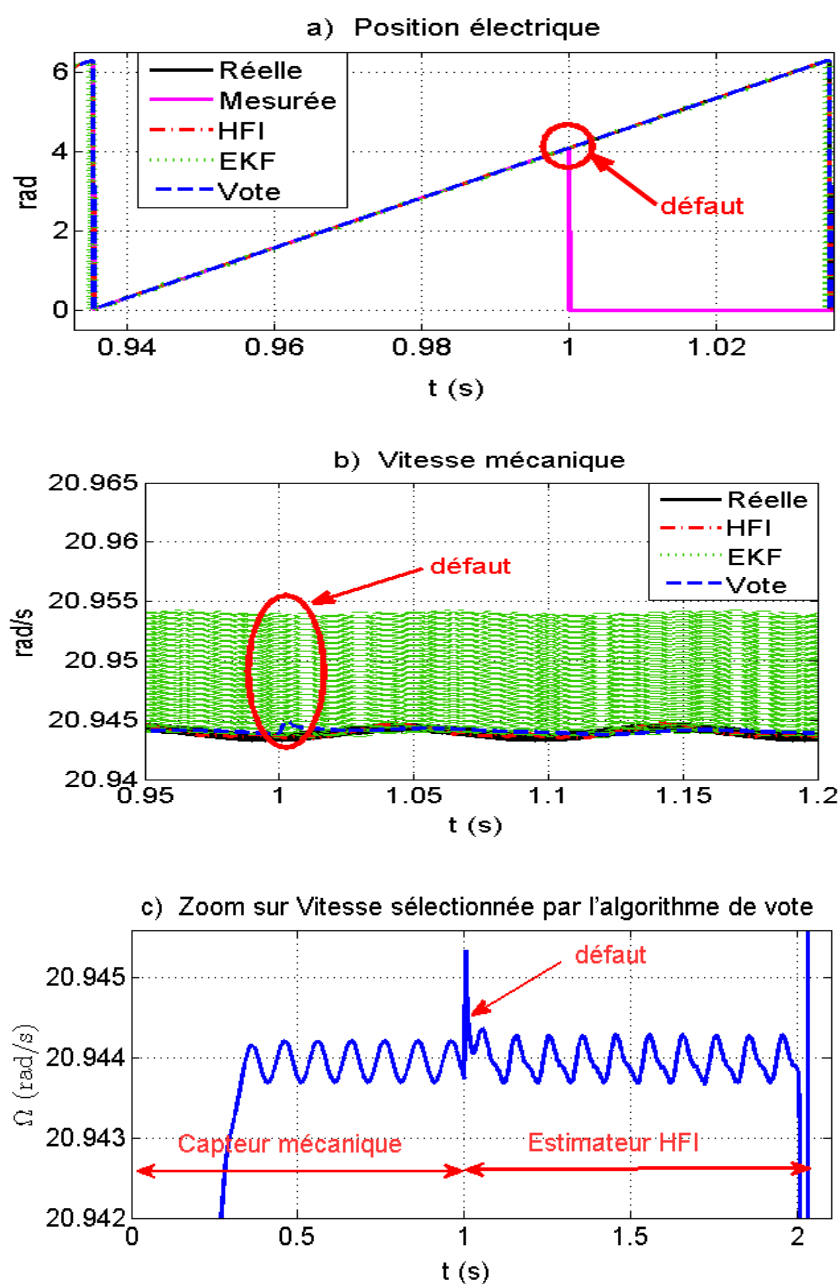
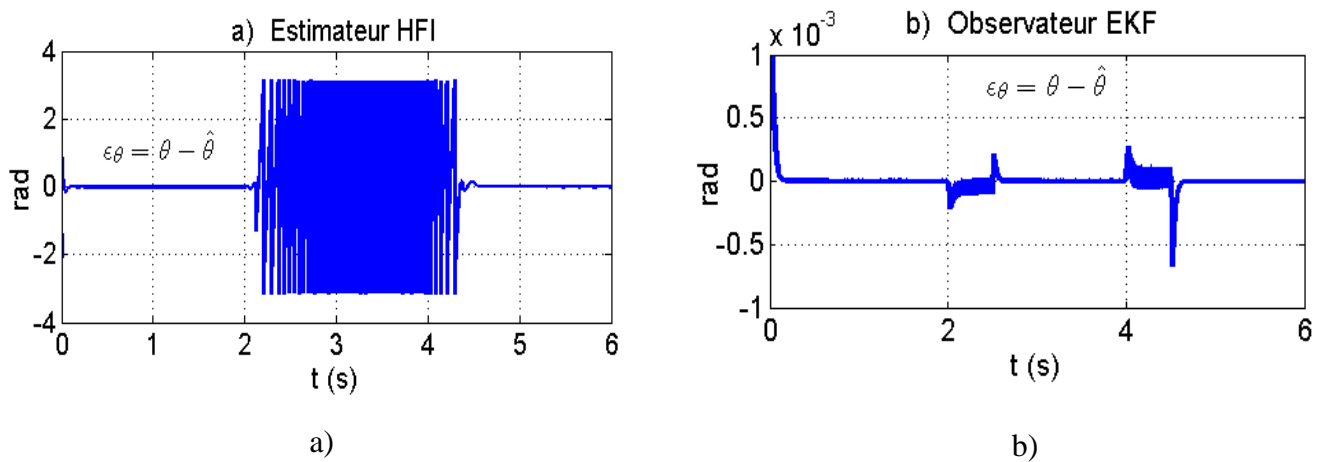


Figure 4.9. Zoom sur la position et la vitesse en présence de défaut du capteur mécanique

D'après ces résultats, nous constatons que la vitesse sélectionnée par l'algorithme de vote a pu remplacer la position mesurée par le capteur mécanique en cas de défaut sans perturber la commande vectorielle.

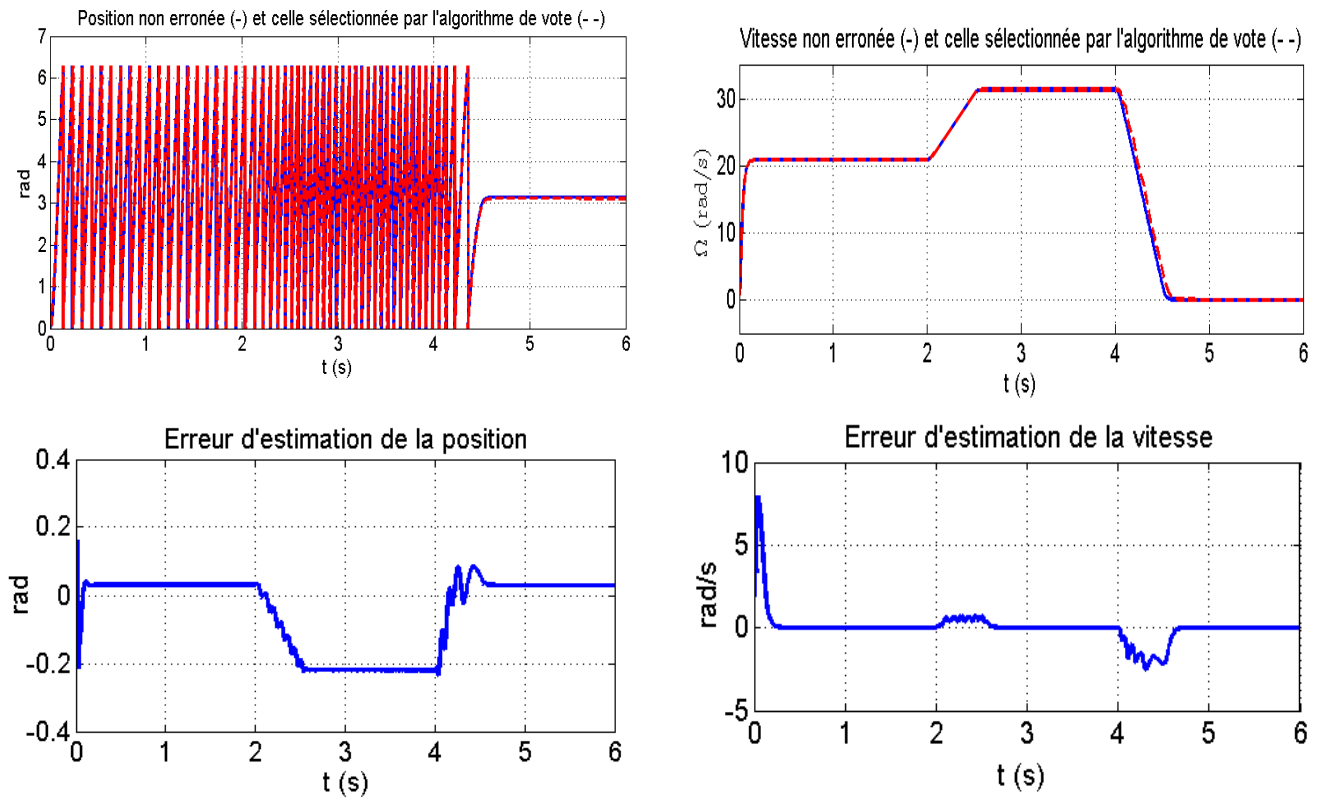
En comparant maintenant les erreurs d'estimations de la position obtenue par l'estimateur HFI (figure 4.10.a) et celle obtenue par l'observateur EKF (figure 4.10.b). Nous observons des oscillations dans l'amplitude lorsque la vitesse de la machine est quasiment supérieure à 10% de la vitesse nominale pour l'estimateur HFI, par contre l'erreur sur l'estimation de la position obtenue par l'observateur EKF reste très faible sur toute la plage de vitesse du fonctionnement de la machine. Ces résultats confirment l'efficacité de l'algorithme de vote en utilisant deux estimateurs pour garantir et assurer la continuité de service de la commande sans capteur mécanique de la MSAP en basse vitesse ( $\Omega \leq 10\% \Omega_n$ ) et même à l'arrêt pour un fonctionnement en mode dégradé.



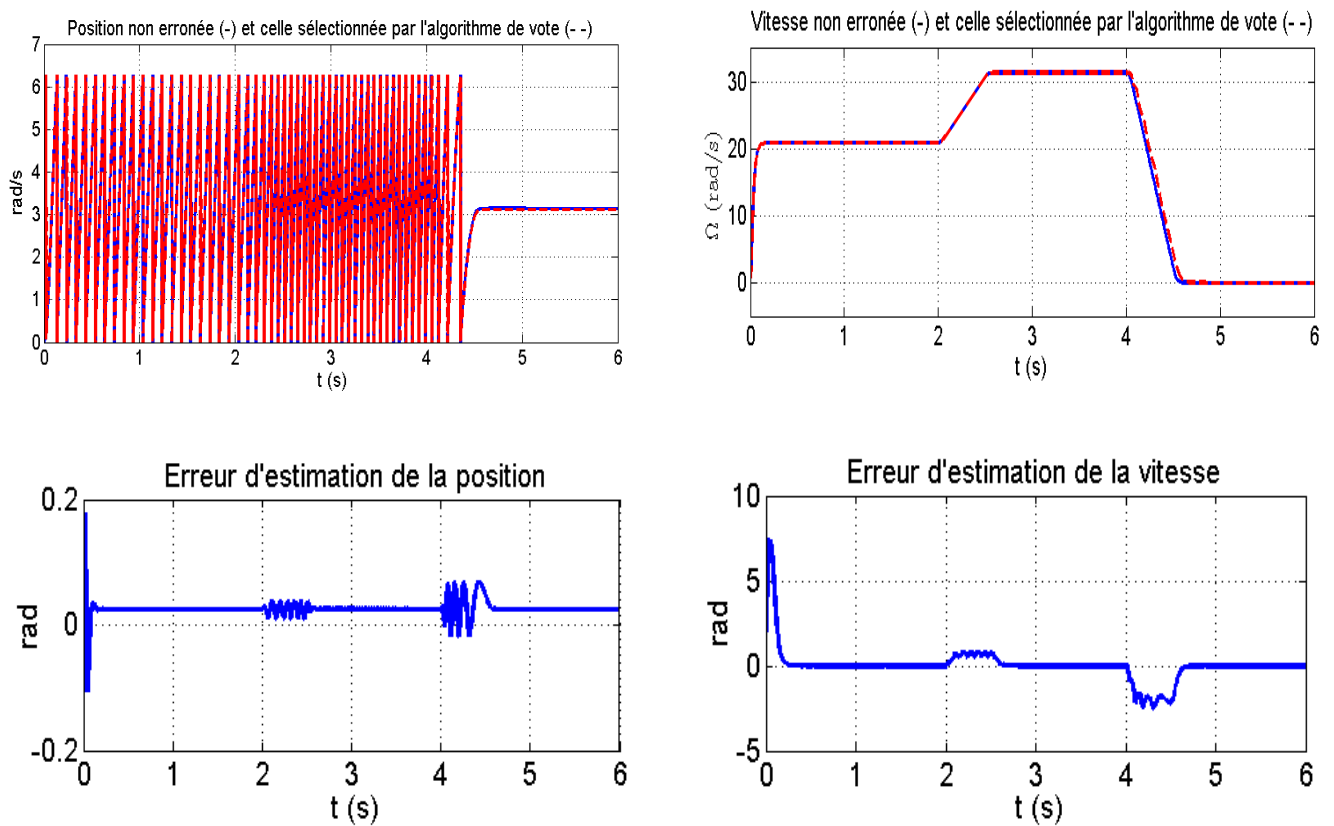
**Figure 4.10.** Erreurs de la position électrique mesurée en présence de défaut du capteur mécanique.

#### 4.5.2. Test de robustesse aux variations de paramètres

Les résultats obtenus dans la précédente section ont montré les bonnes performances de ces deux estimateurs de la position et de la vitesse en utilisant l'algorithme de vote pour des fonctionnements à basse vitesse et à l'arrêt. Pour tester la robustesse de ces outils de commande sans capteur, nous allons effectuer des variations paramétriques de la machine synchrone en basse vitesse, c.à.d. entre 0 et 300 tr/min. Les figures (4.11) et (4.12) montrent respectivement les résultats de simulation obtenus en cas de défaillance du capteur mécanique lors d'une augmentation ou d'une diminution de la résistance ( $\Delta R = \pm 50\%$ ) pour la commande vectorielle de notre système.



**Figure 4.11.** Test de robustesse à la variation de la résistance ( $R_s + 50\%$ )



**Figure 4.12.** Test de robustesse à la variation de la résistance ( $R_s - 50\%$ )

D'après les figures précédentes représentant la poursuite en position et en vitesse sélectionnées par l'algorithme de vote, on constate que la qualité de poursuite est toujours satisfaisante.

#### **4.6.Conclusion**

Ce chapitre présente une suite des travaux abordés dans le chapitre 3, dans lequel nous avons présenté et évalué les performances de la commande avec et sans capteur mécanique en présence des défaillances du capteur de position/vitesse mécanique dans le but de maintenir la stabilité et d'assurer la continuité de service sans dégradation des performances de la MSAP.

Dans la première partie, nous avons d'abord présenté les différentes stratégies et les principales approches de synthèse des lois de commande tolérante aux défauts et nous avons fait une brève introduction des approches de base que sont l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration. Ensuite nous avons décrit quelques méthodes de sélection dites algorithmes de vote qui permettent de générer une loi de transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une mise en œuvre d'une redondance analytique basée sur les outils de commande que nous avons développés dans le chapitre 3 (Observateur de filtre de Kalman étendu et un estimateur basé sur l'injection d'un signal à haute fréquence), et un algorithme de vote développé dans ce chapitre basé sur la méthode d'Euler. Ce dernier consiste à faire dérouler en parallèle avec la commande permettant la détection, l'isolation d'un éventuel défaut et par la suite la reconfiguration de la commande. Les valeurs estimées de la position et de la vitesse ne sont utilisées que si on est en présence d'un défaut. Cette solution est retenue surtout dans les applications industrielles où la sécurité constitue un critère primordial.

Nous avons ensuite montré une étude comparative entre un observateur EKF et l'estimateur HFI en utilisant l'algorithme de vote. Cette comparaison est effectuée du point de vue de la qualité de l'estimation de la position/vitesse en régimes permanent, transitoire et pour les différentes gammes de vitesse. En particulier, la limite moyenne et haute vitesse de l'estimateur HFI a été observée. Les résultats obtenus en simulation des tests de suivi de la consigne de vitesse et de robustesse par rapport aux variations paramétriques confirment la validité de cette structure de commande tolérante aux défauts.

# CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail effectué dans ce mémoire concerne le développement de nouvelles stratégies et la mise en place d'une démarche méthodologique de commande tolérante aux défauts du capteur mécanique pour une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants. Le but est de développer différents outils d'analyse, de conception, ainsi que les méthodologies associées pour maintenir la continuité de service de la commande vectorielle sans capteur mécanique basée sur des techniques d'estimation de position et de vitesse pour des fonctionnements à basse vitesse et en mode dégradé liée aux défauts de capteur mécanique.

Dans le premier chapitre de cette thèse, nous avons rappelé les concepts généraux utilisés en diagnostic des systèmes de production. Pour commencer, nous avons rappelé les principales notions fondamentales et la terminologie utilisée dans la littérature scientifique et celle que nous avons adoptée dans notre cas d'étude. Puis, nous avons présenté les méthodologies de surveillance qui peuvent être divisées en deux grandes catégories: avec et sans modèles. Les premiers se basent sur l'existence d'un modèle formel de l'équipement et utilisent généralement les techniques de l'automatique. La deuxième catégorie est utilisée lorsqu'un modèle de l'équipement est inexistant ou difficile à obtenir, dans ce cas, on utilise les outils de la statistique et de l'intelligence artificielle. Pour conclure ce chapitre, nous avons examiné par simulation la possibilité de surveillance d'un moteur à courant continu série par la méthode des relations de redondance analytique (RRA). La génération de ces relations permet d'engendrer des résidus et un test sur ces derniers permet de détecter une défaillance éventuelle. Ensuite, nous avons testé ces RRA vis-à-vis de trois types de défauts pouvant survenir sur la machine à courant continu.

Dans le deuxième chapitre et après la description de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons présenté leur modélisation en se basant sur leurs équations électriques et mécaniques qui régissent leur comportement dynamique. Puis, nous avons présenté un modèle mathématique du convertisseur d'alimentation utilisant la modulation de largeur d'impulsion comme stratégie de commande de l'onduleur. Ensuite, nous avons présenté la commande vectorielle



avec régulation de la vitesse et de courant. Enfin, nous avons présenté les résultats de simulation et d'expérimentation de la commande vectorielle avec capteur mécanique en utilisant des régulateurs Proportionnel-Intégral (PI). Ces résultats ont relevés des performances satisfaisantes et des réponses en couple et en vitesse appréciables.

Dans le but de remédier aux limites que présente le fonctionnement avec capteur mécanique, plusieurs méthodes et outils de commande sans capteur ont été citées dans le chapitre 3. Nous nous sommes intéressés à l'application de l'observateur du filtre de Kalman étendu et la méthode d'injection d'un signal à haute fréquence pour l'estimation de position et de vitesse de la MSAP. Dans la deuxième méthode, nous avons développé un modèle analytique qui est capable de déterminer l'amplitude minimale de la tension d'injection qui permet pour un niveau de bruit donné par le rapport signal sur bruit d'obtenir une erreur minimale dans l'estimation de la position du rotor. Les deux méthodes sont validées par la simulation et l'expérimentation. Les résultats obtenus illustrent l'efficacité de ces deux méthodes d'estimation proposées. Ce travail a permis de montrer qu'elles sont bien adaptées pour des applications de commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP à pôles saillants.

Enfin, dans le dernier chapitre, ces lois de commande avec et sans capteur mécanique sont combinées à un algorithme de vote qui est basé sur la méthode d'Euler pour obtenir la structure de la commande tolérante aux défauts. Pour commencer, nous avons rappelé dans un premier temps les commandes tolérantes passives et actives. Puis, en se focalisant sur la seconde, nous avons décrit la stratégie de reconfiguration qui consiste à faire basculer la loi de commande d'un mode de fonctionnement normal au mode défaillant suite à la détection et à la localisation de défaut. Dans un deuxième temps, la démarche exposée a été appliquée et mise en place pour une commande tolérante aux défauts liés au capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillant. Le type de défaut qui survient le plus pour ces capteurs est la perte totale de l'information. Une étude comparative entre un observateur EKF et l'estimateur HFI pour l'estimation de position et de vitesse en utilisant l'algorithme de vote a été élaborée. Cette comparaison est effectuée du point de vue de la qualité d'estimation en régimes permanent, transitoire et pour les différentes gammes de vitesse. En particulier, la limite moyenne et haute vitesse de l'estimateur HFI a été observée. Les résultats obtenus en simulation des tests de suivi de la consigne de vitesse et de robustesse par rapport aux variations paramétriques confirment la validité de cette structure de commande tolérante aux défauts de position mécanique de la MSAP.

Les travaux présentés dans cette thèse permettent de répondre à un certain nombre de questions, mais laisse d'autres points en instance. Nous espérons que notre contribution pourra être élargie à :

- Dans ce mémoire, nous avons considéré seulement le défaut capteur mécanique de position pour lequel nous avons développé des stratégies de reconfiguration de la commande vectorielle de la MSAP. Il serait intéressant de considérer le plus possible de défauts actionneurs et capteurs et de développer des commandes plus intelligentes et tolérantes aux défauts.
- L'utilisation des techniques d'optimisation pour déterminer la tension HFI en utilisant le modèle analytique développé de la MSAP à pôle saillant et ceci pour éviter les ondulations dans le couple.
- Il est intéressant d'étudier et d'implanter d'autre algorithme de vote avec reconfiguration de la commande vectorielle de la MSAP afin d'assurer la continuité du fonctionnement du système.
- Pour les approches de la commande sans capteur mécanique de la MSAP développées dans le cadre de cette thèse, il serait intéressant de les tester sur d'autres entraînements électriques. En effet, ceci pourra nous donner définitivement et de manière expérimentale une idée sur la pertinence de nos différentes propositions.
- La commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la MSAP sur toute la plage de vitesse reste aussi un champ d'investigation ouvert.

# ANNEXE

## A. Banc d'essai

### A.1. Détail des composants du banc d'essai

Cette partie est dédiée à la description du banc expérimental conçu entièrement au Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP). Ce banc peut être décomposé en deux parties (électromécanique et numérique (figure A.1)).

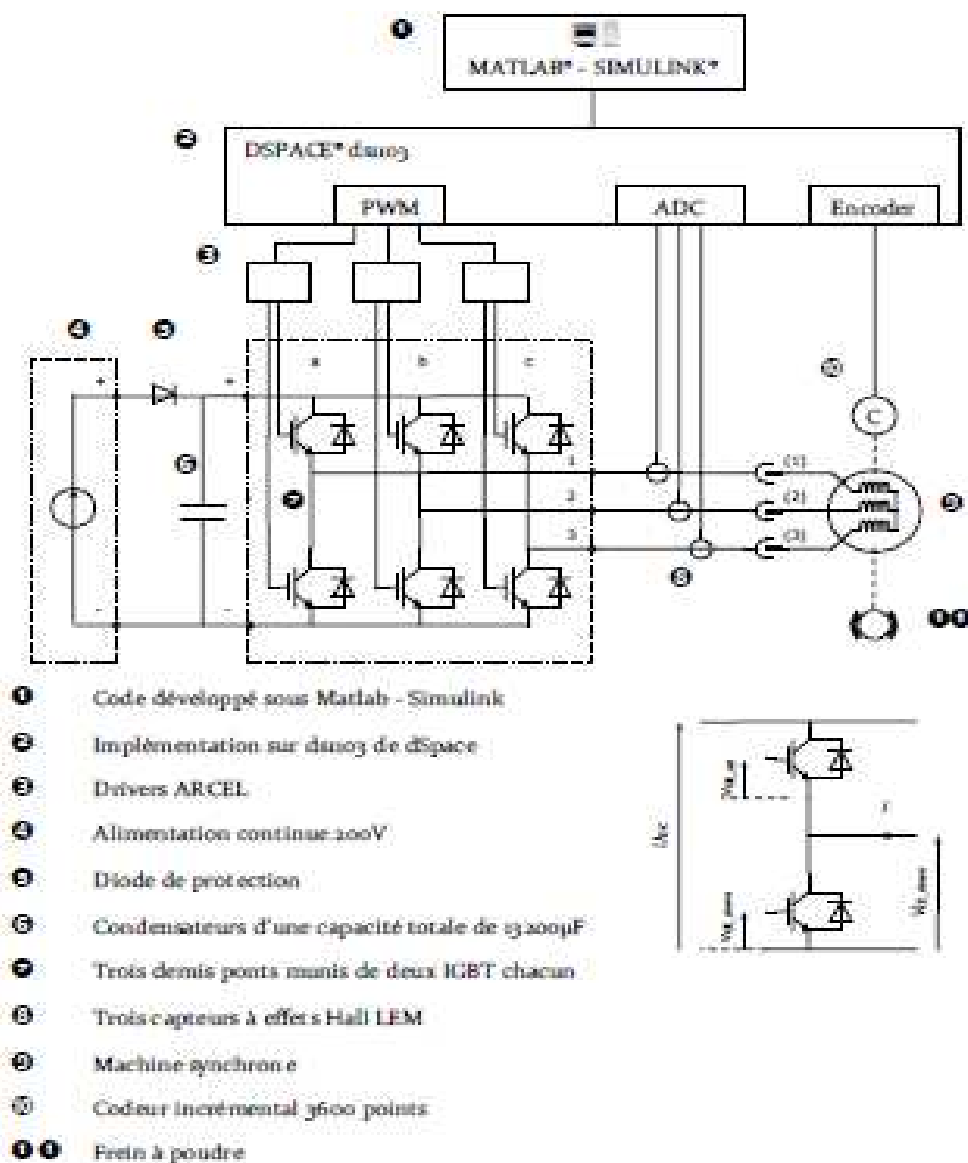


Figure A.1. Schéma du banc expérimental

## A.2. Caractéristique de la machine synchrone à aimants permanents

Les paramètres de la machine utilisés en simulation et en expérimentation pour le pilotage sont donnés dans le Tableau A.2.

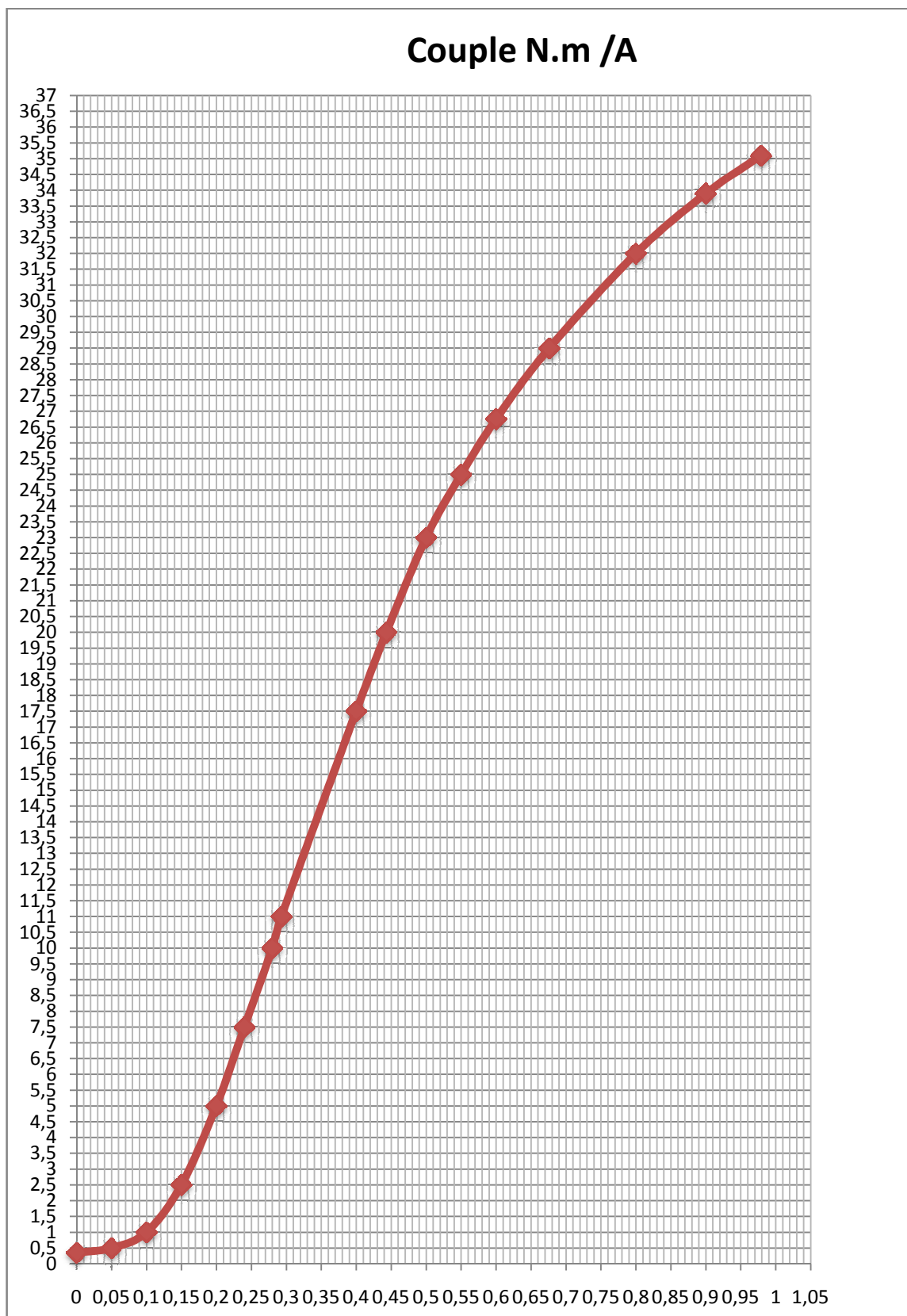
**Tableau A.2. Paramètres de la MSAP**

Puissance nominale	$P_n = 1.1\text{kW}$
Couple nominale	$C_n = 3.2\text{Nm}$
Vitesse nominale	$N = 3400\text{ tr/min}$
Tension nominale	$V_n = 260\text{V}$
Courant nominale	$I_n = 5.9\text{A}$
Résistance statorique	$R_s = 1.65\Omega$
Coefficient d'inductance direct	$L_d = 4.5\text{mH}$
Coefficient d'inductance en quadrature	$L_q = 3.5\text{mH}$
Flux nominale	$\Phi = 0.154\text{Wb}$
Nombre de paire de pôles	$p = 3$
Inertie du moteur	$J_m = 2.8 \cdot 10^{-4}\text{ Kg.m}^2$
Inertie l'ensemble de banc	$J = 0.013\text{ Kg.m}^2$
Coefficient frottement visqueux	$F = 0.013\text{ N.m/s}$

La charge de la MSAP est constituée d'un frein à poudre dont les caractéristiques sont :

- le couple nominal : 35 N.m,
- le couple minimum : 0,33 N.m,
- la puissance sans ventilation : 200 W,
- la puissance avec ventilation : 1000 W,
- le courant nominal de commande : 1A,

La figure (A.2) montre la caractéristique du couple résistant appliqué en fonction du courant de commande.



**Figure A.2.** Allure du couple résistant appliqué en fonction du courant de commande.

## B. Choix du filtre

Plusieurs types de filtres sont présentés dans la littérature, par exemple les filtres de Butterworth, Tchebychev et les filtres de Bessel. Le choix d'un filtre particulier est basé sur les critères suivants : Son gain doit être constant que possible dans la bande passante de façon que l'amplitude ne soit pas entachée d'une erreur du à la fréquence. Par contre, au de la fréquence de coupure, le gain doit descendre le plus vite possible pour atténuer au mieux les termes nuisibles.

Une première catégorie de filtre satisfait a ces conditions, leur gain et le plus constant possible dans la bande passante. Ce sont les filtres de Butterworth.

Les filtres de Tchebychev ont une pente de leur gain à la fréquence de coupure beaucoup plus grande que celle des filtres de Butterworth mais le prix à payer est une ondulation du gain dans la bande passante.

Les filtres de Bessel ont une atténuation qui varie au de la fréquence de coupure beaucoup plus lentement que ceux de Butterworth, pour cette raison ils sont rarement utilisés.

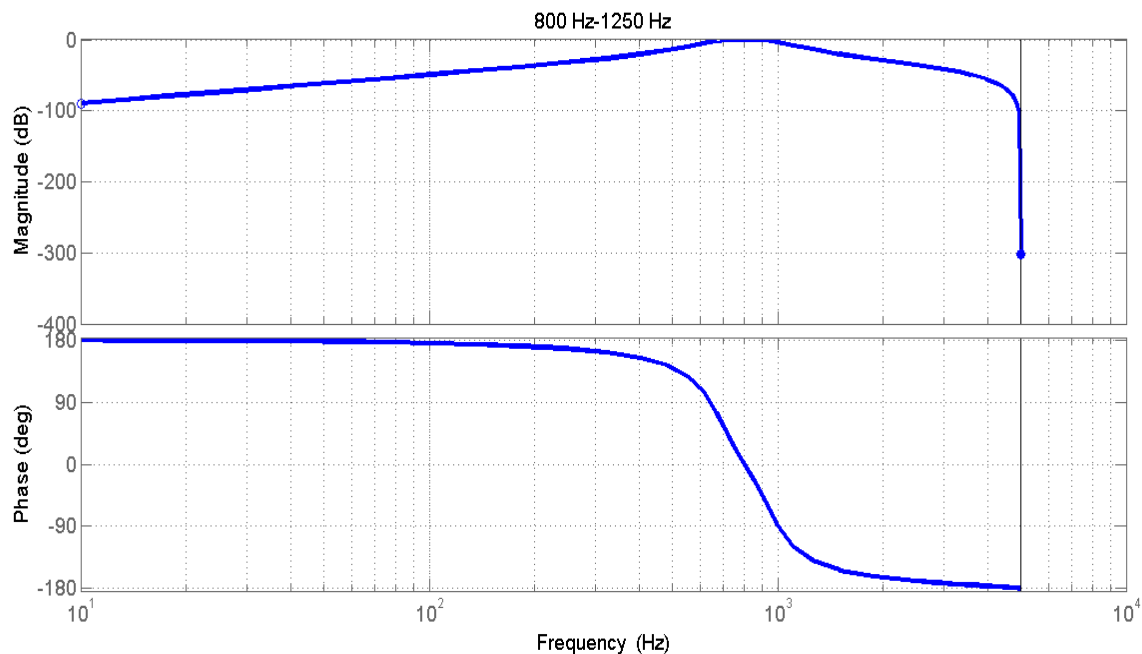
Les figures ci-après représentent les diagrammes de Bode obtenus en utilisant des filtres de type Butterworth pour éliminer les composantes indépendantes de la position du rotor produites par la tension d'injection à haute fréquence.

### B.1. Filtre passe bande

La fonction de transfert du filtre passe bande de Butterworth du 4<sup>ème</sup> ordre utilisée à 800Hz-1250Hz est:

$$F(s) = \frac{a_2 \cdot s^2}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

FT<sub>PB</sub>= tf([0.01099322143901 0 -0.02198644287803 0 0.01099322143901],  
[1 -3.22485691508582 +4.29656847899769 -2.74536112093140 +0.72624607052131], Te)



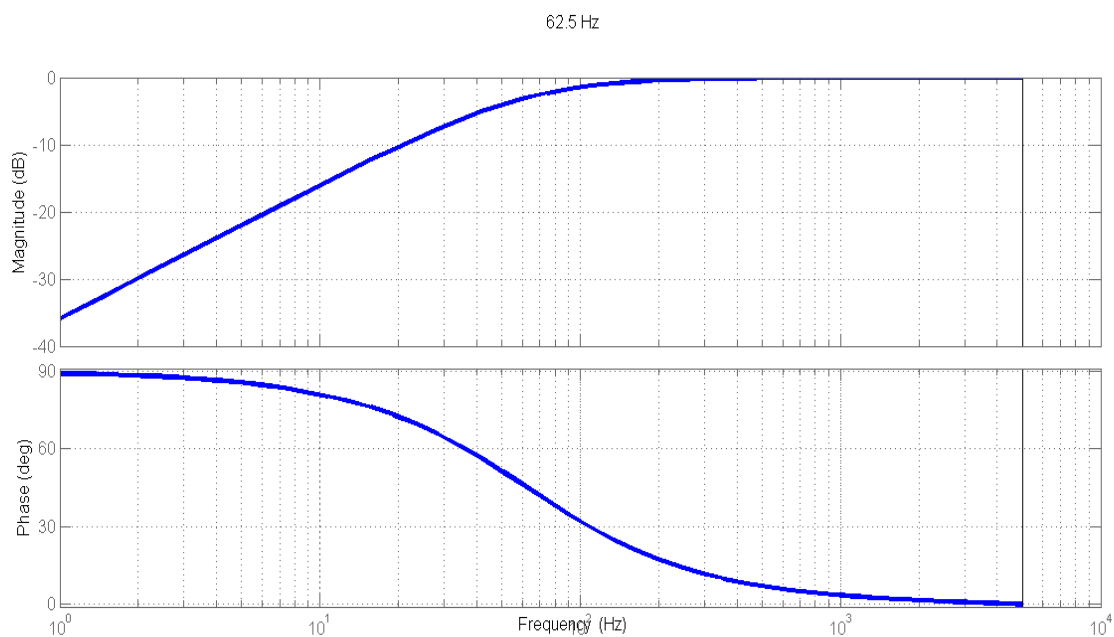
**Figure B.1.** Diagramme de Bode du filtre passe bande

## B.2. Filtre passe haut

La fonction de transfert du filtre passe haut de Butterworth du 1<sup>er</sup> ordre utilisée à 62.5 Hz est :

$$F(s) = \frac{a_2 \cdot s^2}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

FT<sub>PH</sub> = tf([0.98453370859690 -0.98453370859690], [1 -0.96906741719379], Te)



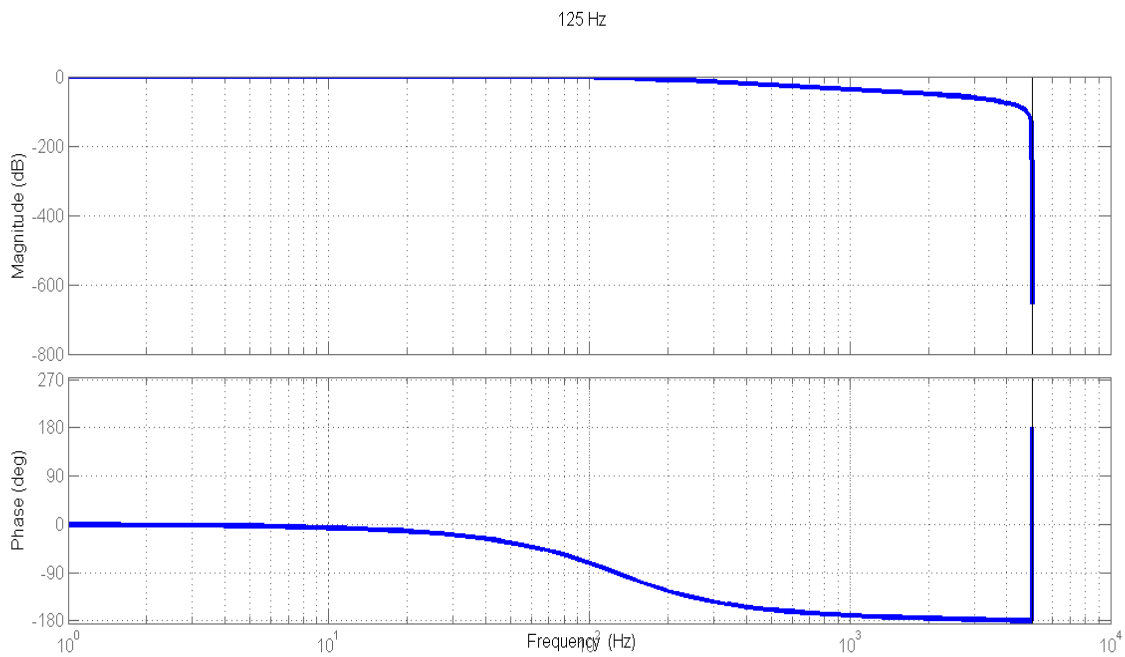
**Figure B.2.** Diagramme de Bode du filtre passe haut

### B.3. Filtre passe bas

La fonction de transfert du filtre passe bas de Butterworth du 2<sup>ème</sup> ordre utilisée à 125 Hz est :

$$F(s) = \frac{a_0}{b_2s^2 + b_1s + b_0}$$

FT<sub>PB</sub>= tf([0.00094469184384 0.00188938368768 0.00094469184384], [1 -1.91119706742607 0.91497583480143], Te)



**Figure B.3.** Diagramme de Bode du filtre passe bas



---

---

# REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Loures, "Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basée sur l'abstraction des dynamiques continues par réseau de pétri temporel flou", *Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2006.*
- [2] A. Villemeur, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels", *Edition EYROLLES, Collection DER-EDF, Vol. 67, 1988.*
- [3] C. Combastel, "Méthodes d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques", *Thèse de Doctorat, INPG, 2000.*
- [4] M. Basseville., "Detecting changes in signals and systems – A survey", *Automatica, Vol. 24, N°3, p. 309-326, 1988.*
- [5] F. Guenab., "Contribution aux systèmes tolérants aux défauts: synthèse de méthodes de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants", *Thèse de doctorat, Université de Nancy, 2007.*
- [6] Z. Gilles, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels complexes," *Technique de l'ingénieur, traite informatique industrielle, 9-1999.*
- [7] M. Staroswiecki and A.L. Gehin, "From control to supervision", In *Annual Reviews in Control, Vol 25, pp 1-11, 2001.*
- [8] M. Blanke, M. Kinnaert, M. Lunze and M. Staroswiecki, "Diagnosis and fault tolerant control", *Springer, New York, 2003.*
- [9] M. Oudghiri, "Commande multi-modèles tolérante aux défauts: Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile," *Thèse de doctorat, Université de Picardie jules verne, 2008.*
- [10] M. Basseville, M.O. Cordier, "Surveillance et diagnostic de systèmes dynamiques: approche complémentaire du traitement de signal et de l'intelligence artificielle", *Rapport INRIA N°2861, 1996.*
- [11] D. Maquin, J. Ragot, " Méthodes de base de la surveillance: systèmes statiques et dynamiques", *Centre de recherche en Automatique de Nancy-UA CNRS-821.1993.*
- [12] M. Witczak, " Modelling and Estimation Strategies for Fault Diagnosis of Non-Linear Systems: From Analytical to Soft Computing Approaches", *Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.*
- [13] J.P.H. Casser, M. Staroswiecki, "Pour une approche unifiée de la surveillance", *LAIL USTL Villeneuve d'Ascq CEDEX, 1993.*

- 
- 
- [14] R. Iserman, "Fault diagnosis systems", *Springer-Verlag*, 2006.
- [15] M. Blanke, C. Frei, F. Kraus, R. J. Patton, and M. Staroswiecki, "Diagnosis and fault tolerant control", *Springer*, 2006.
- [16] J. Gertler, "Fault detection and diagnosis in engineering systems," *New York*, 1998.
- [17] J. Chen, and R. J. Paton, "Robust model based fault diagnosis for dynamic systems", *Kluwer Academic Publishers*, 1999.
- [18] S.X. Ding, "Model based fault diagnosis techniques design schemes, algorithms, and tools", *Springer-Verlag*, 2008.
- [19] M. Monnin, "Surveillance et aide au diagnostic en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle. Utilisation des réseaux de Petri flous", *Mémoire de D.E.A. Université de Franche-Comté*, 2004.
- [20] S. Dash et V. Venkat, "Challenges in the industrial applications of fault diagnostic systems", *Process Systems Engineering, Vol. 24 de Computers and Chemical Engineering*. pp. 785–791, PSE2000.
- [21] R. Zemouri, "Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la maintenance", *Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté*, 2003.
- [22] D. Bernard et Z. Gilles, "Diagnostic des défaillances: Théorie et pratique pour les systèmes industriels", *Collection diagnostic et maintenance, Edition Hermes 14, rue Lantiez 75017 ISSN 1243-2180, Paris*, 1995.
- [23] R.J. Patton, "Robustness issues in fault-tolerant control", *Fault diagnosis and control system reconfiguration, IEE Colloquium*, pp 1 – 125, 26 May 1993.
- [24] P.M. Frank, "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy – a survey and some new result", *Automatica*, Vol. 26, no.3, pp 479-474, 1990.
- [25] M.S. Bouguelid, "Contribution à l'application de la reconnaissance des formes et la théorie des possibilités au diagnostic adaptatif et prédictif des systèmes dynamiques", *Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne - Ardenne, France*, 2007.
- [26] P. E. Hart, R. O. Duda and D. G. Stork, "Pattern Classification", *John Wiley & Sons, 2nd edition, New York, NY, USA*, 2001.
- [27] L. F. Pau, "Diagnosis of equipment failure by pattern recognition", *IEEE Transactions on Reliability*, Vol.1, pp. 750-756, 1974.
- [28] M. A. Peltier, B. Dubuisson, "A human operator monitoring process based on a fuzzy approach", *In Tooldiag'93, International conference on fault diagnosis*, 1993.
-

- 
- 
- [29] R. Baghli, "Contribution au diagnostic à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones, et des algorithmes génétiques", *Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré-Nancy I, France*, 1999.
- [30] N.R. Pal and J. C. Bezdek, "On cluster validity for the fuzzy  $c$ -means model", *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol.3, Issue 3, pp. 370-379, August, 1995.
- [31] B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble*, Septembre, France, 2000.
- [32] R. Iserman, "Process fault detection based on modeling and estimation methods—a survey", *Automatica*, 20(4):387–404, 1984.
- [33] M. Rodrigues et al., "A fault detection and isolation scheme for industrial systems based on multiple operating models", *Control Engineering Practice*, 16(2):225 – 239. *Special Issue on Advanced Control Methodologies for Mining*, 2008.
- [34] D. Dustegor et al., "Structural analysis of fault isolability in the dramatics benchmark", *Control Engineering Practice*, 14(6):597 – 608, 2006.
- [35] X. Ding et P. Frank, "An approach to robust residual generation and evaluation", *In IEEE Conference on Decision and Control*, pages 656–661, 1991a.
- [36] G. Biswas et al., "A robust method for hybrid diagnosis of complex systems", *In Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, pages 1125–1131. Citeseer, 2003.
- [37] H. Chafouk et al., "Soft computing algorithm to data validation in aerospace systems using parity space approach", *Journal of Aerospace Engineering*, 20(3):165–171, 2007.
- [38] Z.L Cherfi, "Diagnostic de systèmes complexes en contextes non supervisé et partiellement supervisé. Application au circuit de voie ferroviaire", *Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Heudiasyc (UTC) - GRETTIA (IFSTTAR)*, 2011.
- [39] P.Weber, "Diagnostic de procédé par analyse des estimations paramétriques de modèles de représentation à temps discret", *PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, France*, 1999. 16
- [40] M.Basseville, "Detecting changes in signals and systems", *Automatica*, vol. 24, no. 3, pages 309\_326, 1988. 16.
- [41] B. Jiang et al., "Fault diagnosis based on adaptive observer for a class of non-linear systems with unknown parameters", *International Journal of Control*, 77(4):415–426, 2004a.
-

- 
- 
- [42] B.Jiang et al., "Fault estimation in nonlinear uncertain systems using robust/sliding-mode observers", *Control Theory and Applications*, 151(1):29–37, 2004b.
- [43] D. Maquin et J. Ragot, "Diagnostic des systèmes linéaires,". Hermes, 2000.
- [44] C. Christophe et al., "Link between high-gain observer-based and parity space residuals for FD", *Transactions of the Institute of Measurement & Control*, 26(4):325, 2004.
- [45] C. Cyrille, "Surveillance des systems non lineaires: application aux machines électriques", *Thèse de doctora, Université des sciences et technologies de Lille, France* , UPRES A 80-21, 2001.
- [46] E. Chow, "Failure detection systeme design methodology", *Phd thesis, MIT, Cambridge, M.A*, 1980.
- [47] E. Chow, et A. Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems", *IEEE Transactions on automatic control*, 29(7):603–614,1984.
- [48] M. Basseville and I. V. Nikiforov, "Detection of Abrupt Changes: Theory and Application", *Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ*, 1993.
- [49] R. J. Patton and P. M. Frank, "Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems", *Springer-Verlag, London*, 2000.
- [50] S. Medjmadj, M. Mostefai et al. "Robust analytical redundancy relations and artificial neural networks for fault detection and isolation in electric drives", *The International Conference on Electronics & Oil ICEO'11 in university Ouargla, Algeria*, 1-2 Mar, 2011.
- [51] S. Medjmadj, M. Mostefai, "Modelling, design and analysis of diagnostic systems using Parity space approach", *5th International conference on electrical engineering, BATNA, Algeria*, 27-29 Oct, 2008.
- [52] S. Medjmadj, M. Mostefai, "Non sinusoidal residual generation for FDI of the electric drives", *International Conference on Modeling and Simulation -MS'07, Algiers*, 2-4 July, 2007.
- [53] K. Bouabed, "Contribution à la gestion de défaillances d'un train de véhicules électriques légers autonomes", *Thèse de Doctorat, Université Lille 1 Sciences et Technologies, France*, LAGIS – FRE CNRS 3303,2010.
- [54] S. Medjmadj et M. Mostefai, "Approche structurelle pour la surveillance des entraînements électriques", *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing in university Setif, Algeria*, 03-04 Nov, 2007.
- [55] M. Debruyne, "Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique", *Techniques de l'Ingénieur, pages 1-18*, août 2010.
- [56] Peter Vas, "Sensor less vector control and direct torque control", *Oxford university press*, 1998.
-

- 
- 
- [57] Z. Boulbair, "Mise en œuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents", *Université de Nantes, Ecole Polytechnique, Saint Nazaire, France*, 2002.
- [58] K. Song, W. Liu, G. Luo, "Permanent magnet synchronous motor field oriented control and HIL simulation", *Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp.1-6, September 2008.
- [59] S. Guy, S. Eddie, "modélisation et commande des moteurs triphasés ", *Ellipses Edition Marketing S.A*, 2000.
- [60] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier, "Introduction A L'électrotechnique Approfondie ". *Technique Et Documentation.11, Lavoisier, Paris*, 1981.
- [61] W. Leonard, "Control of electrical drives", *Springer*, 1996.
- [62] J. P. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques", *Edition Hermes, Lavoisier*, 2004.
- [63] R. Krishnan, "Electric motor drives: Modeling, Analysis, and Control", *Prentice Hall*, 2001.
- [64] D.A.M. Carlos, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée", *Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse*, 15 Décembre 2000.
- [65] J.P. Caron, J.P. Hautier, " modélisation et commande de la machine asynchrone", *Edition 1995*.
- [66] C. Canudas de Wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC: Commande des machines asynchrones1", *Editions Hermes Science, Vol. 1*, 2000.
- [67] F. Lugas, P. Charruaut, " L'électronique de l'électricien", *F3, Génie électrique, DELAGRAVE*, 1988.
- [68] J.P. Louis, C. Bergmann, "Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines", *Revue : Electronique de puissance : Convertisseurs et commande*, RGE-N°5/92-Mai 1992.
- [69] J.Lesenne, F. Notelt et G Segulier, "Introduction à l'Electrotechnique Approfondie", *Université des Sciences et Technique de Lille, Technique et Documentation*, 1981.
- [70] M. Pinard, "Commande Electroniques des Moteurs Electriques", *Editions Dunod, Paris*, 2004.
- [71] G.Grellet,G.Clerc, " Actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande", *Eyrolles*, 1997.
- [72] M. Shigeo, K. Keisuke, S. Masayuki, T. Yoji, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame", *IEEE transactions on industry applications*, Vol. 38, NO. 4, July/August 2002.
- [73] A. Azaiz, Y. Ramdani, A. Meroufel, "Design of controllers ensuring the regulation of currents of the decoupled field orientation control applied to a PMS Motor ", *Journal of Electrical Engineering*, Vol 8, N°1, 2008.
-

- 
- 
- [74] www.dspace.com.
- [75] P. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. Pedersen, and P. Thøgersen, "A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 783–791, 2003.
- [76] P. Jansen and R. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, pp. 240–247, 1995.
- [77] L. Idrhajine, E. Monmasson, M. Naouar, A. Prata, and K. Bouallaga, "Fully integrated FPGA-based controller for synchronous motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4006–4017, 2009.
- [78] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 1005–1011, 1991.
- [79] A. Consoli, F. Russo, G. Scarcella, and A. Testa, "Low- and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1050–1057, 1999.
- [80] B.-H. Bae, S.-K. Sul, J.-H. Kwon, and J.-S. Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 811–818, 2003.
- [81] Babak Nahid-Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, convergence, robustesse, Identification en ligne des paramètres", *Université de Nancy, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France*, 2001.
- [82] C. Ilioudis Vasilios and I. Margaritis Nikolaos. "PMSM Sliding Mode Observer for Speed and Position Estimation Using Modified Back EMF", *13th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC*, pp. 1105 - 1110, Poznan, 1-3 Sept., 2008.
- [83] Sheng Zhao and Xiafu Peng, "A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer", *Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Harbin, China*, 5-8 August, 2007.
- [84] A. AKRAD, "Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", *Thèse de doctorat, Orsay, Université Paris-Sud XI*, 2010.
- [85] Alois Zgorski, "Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron", *Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2013.
-

- 
- 
- [86] S. Bolognani, L. Tubiana, M. Zigliotto., " Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives ", *IEEE Trans. Ind., Appl.*, vol. 39, no.6, pp.1741-1747. Nov/Dec. 2003.
- [87] R. Dhaouad, "Application of stochastic filtering to a permanent magnet synchronous motor drive system without electromechanical sensors", *Ph.D. Thesis, University of Minnesota*, Oct.1990.
- [88] R.Dhaouadi, N. Nohan, L.Norum, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Power Electrom*, vol. 6,pp. 491-497, July 1991.
- [89] A. Chbeb, "Estimation de la position pour la commande vectorielle sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants", *Thèse de l'Ecole supérieure des sciences et techniques de Tunis*, 4 février 2010.
- [90] J.S.Kim, S.K.Sul, "High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer", *Proceeding of IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 75-82, 1995.
- [91] K.W.Lim, K.S.Low, M.F.Rahman, "A position observer for permanent magnet synchronous motor drive", *Proceeding of the IECON Conférence record*, pp. 1004-1008, 1994.
- [92] B. Zhang, X. Chen, G. Sun, G. Feng, " A Position Sensorless Vector-control System Based on MRAS for Low Speed and High Torque PMSM Drive ", *Electrical Machines and Systems, proceedings of the 8th International Conference on Vol. 2*, 27-29, pp. 1682 – 1686, Sept. 2005.
- [93] M. Messaoudi, H. Kraiem, M. Ben Hamed, L. Sbita, M.N. Abdelkrim, " A robust sensorless direct torque control of induction motor based on MRAS and extended Kalman filter ", *Leonardo Journal of Sciences, Issue 12*, pp. 35-56, January-June 2008.
- [94] S. Maiti, C. Chakraborty, " Reactive power based speed sensorless controller for permanent magnet synchronous motor drive," *Industrial technology. IEEE conference*, pp. 247–252, Dec. 2006.
- [95] X. Xiao, M. Li Y, Zhang, Y. Liang, "A sensorless control based on MRAS method in interior permanent magnet machine drive". *Power electronics and drives systems, International conference*, vol. 01, 16-18, pp. 734 – 738, Jan. 2006.
- [96] K. Paponpen and M. Konghirun., " An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM", *5th International power electronics and motion control conference, IPEMC CES/IEEE*, Vol. 2, pp. 1-5, 14-16 Aug., 2006.
- [97] Z. Yan and V. Utkin, "Sliding mode observers for electric machines – An Overview ", *8th IEEE Annual conference of the industrial electronics society, IECON*, Vol.1, pp. 1842-1847, 5-8 Nov., 2002.
-

- 
- 
- [98] D. Zaltni, M. Ghanes, J. P. Barbot and M. N. Abdelkrim. " A HOSM observer with an improved zero-speed position estimation design for surface PMSM sensor-less control", *International conference on control applications, Part of IEEE Multi conference on systems and control Yokohama, Japan*, September 8-10, 2010.
- [99] G. Besancon and H. Hammouri, " On observer design for interconnected systems", *Journal of mathematical systems, estimation and control*, Vol. 8, 1998.
- [100] L. Sicot, "Contribution à l'introduction de limitations dans les lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents, approche théorique et réalisations expérimentales, commande sans capteur mécanique", *Thèse de doctorat de l'Université de Nantes*, 1997.
- [101] M. Shigeo, K. Keisuke, T. Yoji, "Position and speed sensorless control for IPMSM based on estimation of position error", *Electrical engineers of Japan*, Vol. 144, N°2, pp. 722-729, 2003.
- [102] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors", *IEEE Transactions on industry electronics*, Vol. 50, N°2, pp. 288-295, 2003.
- [103] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F. Sargos, "Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance ", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, N°2, pp. 457-471, 2004.
- [104] W. Eom, I. Kang, J. Lee, "Enhancement of the speed response of PMSM sensorless control using an improved adaptive sliding mode observer", *IEEE International conference on industrial electronics IECON, Orlando, USA*, 2008.
- [105] T. Ane, L. Loron, "Sensorless control of a PMSM using an improved implementation of MATSUI's method", *14th IEEE Mediterranean electro-technical conference, MELECON*, pp.496-501, 5-7 Mai 2008.
- [106] S. Bolognani, M. Zigliotto, M. Zordan, "Extended range PMSM sensorless speed drive on stochastic filtering", *IEEE Trans. Power electron.* vol.26,no.1, pp.110-117, Jan.2001.
- [107] M. Boussak, "Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Power electron.* , vol. 20,no. 6,pp. 1413-1421, Nov.2005.
- [108] O. Benjak and D. Gerling. "Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor, part iii: Methods based on saliency and signal injection", *In Proceedings of the international conference on electrical machines and systems, ICEMS*, pages 1-6, 2010.
-



- 
- 
- [109] Hao Hu, Guoqing Xu, and Bo Hu. "A new start method fo sensorless brushless dc motor based on pulse injection", *In Proceedings of the Asia-Pacific power and energy engineering conference, APPEEC*, pages 1-5, 2009.
- [110] Mitja Nemec, Uros Flisar, David Nedeljkovic, and Vanja Ambrozic. "Accurate detection of initial rotor position in a multi-pole synchronous machine ", *in proceedings of the IEEE international symposium on industrial electronics, ISIE*, pages 2274-2277, 2007.
- [111] T. M.Wolbank, M.A. Vogelsberger, and M. Riepler, "Identification and compensation of inverter dead-time effect on zero speed sensorless control of ac machines based on voltage pulse injection ", *In proceedings of the IEEE power electronics specialists conference, PESC*, pages 2844-2849, 2008.
- [112] Joel Cathelin, "Contribution à la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents", *Thèse de doctorat, Orsay, Université de Paris-sud XI*, 2012.
- [113] A. Akrad, M. Hilairret, D. Diallo, "A sensorless PMSM drive using a two stage extended Kalman estimator", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008*, pp. 2776-2781, Orlando, USA, 10-13 Nov. 2008.
- [114] J.I. Ha and S.K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp.45–51, 1999.
- [115] J.-H. Jang, S.-K. Sul, J.-I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura, " Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 39, pp. 1031–1039, 2003.
- [116] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, " Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 1211 – 1217, June 2003,
- [117] J. Holtz, " Sensorless position control of induction motors-an emerging technology", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.45, no.6, Dec.1998.
- [118] J. Holtz, "Sensorless control of induction machines; with or without signal injection", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.53, pp. 7-30, 2006.
- [119] C. Silva, G. M. Asher, M. Sumner, "Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed", *Industrial electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 373-378, 2006.
- [120] A. Arias, C. Silva, G.M. Asher , JC. Clare, P.W.Wheeler, "Use of a matrix converter to enhance the sensorless control of a surface-mount permanent-magnet AC motor at zero and low frequency", *IEEE Transactions and Electronics* 53: 440–9, 2006.
-

- 
- 
- [121] M.W. Degner, R.D. Lorenz, "Using Multiple Saliencies of the estimation of flux, position, and velocity in AC machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 5, Sept./Oct., pp. 1097-1104, 1998.
- [122] I. AL-ROUH, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone ", *Thèse de doctorat, de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2004.
- [123] S. Medjmadj, D. Diallo, M. Mostefai, C. Delpha, and A. Arias, "PMSM drive position estimation: Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue", *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 30, No.1, pp. 349- 358, March 2015.
- [124] K.Khan, M.A. Rahman, "Development and implementation of a novel fault diagnostic and protection technique for IPM motor drives", *IEEE Trans. Ind.Electron.*, vol.56,no. 1, pp.58-92,Jan.2009.
- [125] L I Liu., "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors", PhD *Thesis, Florida state University College of engineering*, 2006.
- [126] R. J. Patton, "Fault-tolerant control: the 1997 situation", *Proceedings of Safeprocess'97*, (Hull - England), pp 1033-1055, IFAC 1997.
- [127] Y. Zhang, J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems", *Proceedings of Safeprocess'03, Washington, USA*, pp 265-276, IFAC 2003.
- [128] M. Hilaret, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, "A Self-Reconfigurable and Fault-Tolerant Induction Motor Control Architecture for Hybrid Electric Vehicles", *IEEE, Int.Conf.Electrical Machines, ICEM06, Chania, Greece*, 2006.
- [129] A. Akrad, M. Hilaret, D. Diallo, "An Observer Based Mechanical Sensor Failure Fault Tolerant Controller Structure in PMSM drive", *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, pp. 669-674, *Miami, USA*, 3-6 May 2009.
- [130] E. Dubrova, "Fault tolerant design: An. Introduction", *Kluwer Academic Publishers*, 2008.
- [131] J.M. Bass, P.R. Croll, P.J. Fleming, L.J.C. Woolliscroft, "Three Domain Voting In Real-time Distributed Control Systems", *2nd Euromicro Workshop on Parallel and Distributed Processing*, pp. 317-324,1994.
- [132] M. Boukhnifer and A. Raisemche, "Fault tolerant control for induction motor in electrical vehicle", in *Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl., Dubrovnik, Croatia*, pp. 136–141, Oct. 2012.
- [133] G. Latif-Shabgahi, J. M. Bass and S. Bennett, "History-based weighted average voter: a novel software voting algorithm for fault-tolerant computer systems ", *IEEE Euromicro Workshop on Parallel and Distributed Processing*, pp 402 – 409, *Italy*, February 2001.
-

- [134] Y. Leung, "Maximum likelihood voting for fault-tolerant software with finite output-space", *IEEE Trans. on Reliability*, Vol. 14, N°3, pp. 419-427, 1995.
- [135] A. Akrad, M. Hilairet and D. Diallo, "Design of a fault tolerant controller based on observers for a PMSM drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, no. 4, pp. 1416 – 1427, April 2011.
- [136] A. Raisemeche, M. Boukhnifer, C. Larouci, D. Diallo, "Fault Tolerant Control to Mechanical Sensor Failures for Induction Motor Drive: A Comparative Study of Voting Algorithms", *IEEE Industrial Electronics Conference*, Vienne, AT, pp. 1-8, Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference, 10 November 2013.
- [137] H.B. Penflod, "A nonlinear adaptive control algorithm based on Euler approximations", *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2712 – 2713, Hawaii, December 1990.