

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département : Génie Electrique  
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم الهندسة الكهربائية  
المرجع: .....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat en sciences**

**Option : ELECTROTECHNIQUE**

Thèse préparée au laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB

**Commande non linéaire de la machine synchrone à  
aimants permanents en vue du diagnostic des défauts  
statoriques de type court circuit.**

Présentée par :

**Yacine MAANANI**

Soutenue publiquement le : 15 octobre 2020

**Devant le jury composé de :**

Dr. Zouzou Salah Eddine	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. BENAKCHA Abdelhamid	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. ABDESSEMED Rachid	Professeur	Examineur	Université de Batna 2
Dr. BOUREK Amor	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. BENDIB Samir	Maître de Conférences A	Examineur	Université de Batna 2
Dr. HARBOUCHE Youcef	Maître de Conférences A	Examineur	Université de Batna 2

## *Remerciements*

Je remercie tout d'abord Dieu, Tout Puissant, de m'avoir donné le courage, la force et la persévérance pour achever ce travail.

A l'issue de ce travail, je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

J'aimerais remercier également mon ancien Directeur de thèse, que Dieu l'accueille en Son Vaste Paradis, Monsieur **Arezki MENACER**, d'avoir proposé et dirigé ces travaux pendant sa vie.

Je tiens à remercier vivement Monsieur **BENAKCHA Abdelhamid**, Professeur à l'Université de Biskra, d'avoir repris la direction de ce travail, pour ses conseils constructifs et sa disponibilité.

Mes sincères remerciements s'adressent également à messieurs les membres du Jury pour l'honneur qu'ils me font en participant à l'examen et à l'évaluation de ce travail :

- Monsieur **ZOUZOU Salah Eddine**, Professeur à l'Université de Biskra et Directeur du Laboratoire (LGEB) qui me fait l'honneur de présider le Jury de cette thèse,
- Monsieur **ABDESSEMED Rachid**, Professeur à l'Université de Batna 2,
- Monsieur **BOUREK Amor**, Professeur à l'Université de Biskra,
- Monsieur **HARBOUCHE Youcef**, Maître de Conférences (A) à l'Université de Batna 2,
- Monsieur **BENDIB Samir**, Maître de Conférences (A) à l'Université de Batna 2.

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à:*

- *mes très chers parents, dont le sacrifice, l'amour, la patience, le soutien, l'encouragement et les prières sont l'essence de ma réussite. Merci d'être si fiers de moi,*
- *celle que j'aime beaucoup et qui m'a soutenue tout au long de ce projet :*  
*Ma chère femme et mon fils Mohamed Iyad.*
- *Mes frères: Ramzi, Aymen acil et sœurs : Hiba, Fatima et Rayane.*  
*Que Dieu leur procure bonne santé et longue vie,*
- *toute ma famille, mes amis et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet aboutisse.*

*A tous, je dis merci.*

*Yacine*

## Résumé :

Le thème de recherche traité dans cette thèse est le diagnostic des défauts de courts-circuits entre-spires d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) fonctionnant à vitesse variable. La technique de commande utilisée pour cette machine est la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie pour le fonctionnement sans capteur utilisant le filtre de Kalman étendu (FKE). Deux principales méthodes sont utilisées pour la détection des défauts statoriques de la MSAP :

- méthodes de diagnostic sans connaissance de modèle,
- méthodes de diagnostic avec connaissance a priori du modèle.

La première est basée sur l'extraction d'informations par les biais du traitement des signaux mesurés (courants, vitesse etc ...). La seconde méthode est basée sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation à base du filtre de Kalman étendu. La surveillance en ligne des paramètres physiques issus de l'estimateur peut servir comme un indicateur de défaut. Une large étude paramétrique est menée et validée par simulation numérique. Les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter, identifier et localiser les défauts.

**Mots clés:** Machine synchrone à aimants permanents, commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie, observateurs, défauts court-circuit entre spires, diagnostic, estimation paramétrique, FFT, ondelette, filtre de Kalman étendu (FKE).

## Abstract:

The research topic treated in this thesis is the diagnosis of short-circuit faults between turns of a synchronous permanent magnet machine (MSAP) operating at variable speed. The control technique used for this machine is non-linear input-output linearization control for sensorless operation using the extended Kalman filter (FKE). Two main methods are used for the detection of stator defects of the MSAP:

- diagnostic methods without model knowledge,
- diagnostic methods with a priori knowledge of the model.

The first is based on the extraction of information through the processing of the measured signals (currents, speed etc ...). The second method is based on the monitoring of machine parameters and quantities, using observation algorithms based on the extended Kalman filter. Online monitoring of physical parameters from the estimator can be used as a fault indicator. A large parametric study is carried out and validated by numerical simulation. The results obtained clearly show the possibility of extracting signatures to detect, identify and locate faults.

**Key words:** permanent magnet synchronous machine, non-linear control by input-output linearization, observers, short-circuits faults between turns, diagnosis, parametric estimation, FFT, wavelet, estimator, Extended Kalman Filter (FKE).

## ملخص :

موضوع البحث الذي تم معالجته في هذه الأطروحة هو تشخيص اعطاب الدائرة القصيرة بين دورات في المحرك التزامني ذات المغناطيس الدائم (MSAP) التي تعمل بسرعة متغيرة. تقنية التحكم المستخدمة في هذه الماكينة هي التحكم غير الخطي عن طريق خطية المدخلات والمخرجات للتشغيل بدون حساس باستخدام مرشح كالمان الممتد (FKE). يتم استخدام طريقتين رئيسيتين للكشف عن عيوب الجزء الثابت من MSAP:

- طرق التشخيص دون معرفة النموذج،

- طرق التشخيص مع معرفة مسبقة للنموذج.

الطريقة الاولى تعتمد على استخراج المعلومات من خلال معالجة الإشارات المقاسة (التيارات ، السرعة ، إلخ). الطريقة الثانية تعتمد على مراقبة معلمات وكميات الماكينة ، باستخدام خوارزميات المراقبة القائمة على مرشح كالمان الممتد. يمكن استخدام المراقبة عبر الإنترنت للمعلومات المادية من المقدر كمؤشر خطأ. يتم إجراء دراسة بارامترية كبيرة والتحقق منها من خلال المحاكاة العددية. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها بوضوح إمكانية استخراج التوقعات لاكتشاف وتحديد الأخطاء.

الكلمات المفتاحية : المحرك التزامني ذات المغناطيس الدائم ، التحكم غير الخطي عن طريق خطية المدخلات والمخرجات ، المراقبين ، أخطاء الدائرة القصيرة بين دورات ، التشخيص ، التقدير البارامتري ،  $FFT$  ، الموجات ، مرشح كالمان الممتد ( $FKE$ ).

## Liste des figures

<b>Figure I.1:</b>	Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée	05
<b>Figure I.2:</b>	Structure d'une machine synchrone à aimants permanents	06
<b>Figure I.3:</b>	Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b)	06
<b>Figure I.4:</b>	Courbe de désaimantation.	07
<b>Figure I.5:</b>	Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.	08
<b>Figure I.6:</b>	Statistiques de pannes de grosses machines électriques	10
<b>Figure I.7:</b>	Répartition des défauts liés au stator	10
<b>Figure I.8:</b>	Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques	11
<b>Figure I.9:</b>	Représentation de courts-circuits inter-spires, inter-bobines, inter-phases, phase et neutre	12
<b>Figure I.10:</b>	Structure d'un roulement à billes	12
<b>Figure I.11:</b>	Défauts d'excentricité	13
<b>Figure I.12:</b>	Méthodes de diagnostic dans les machines électriques	14
<b>Figure I.13:</b>	Principe du diagnostic par projection dans l'espace de parité	17
<b>Figure I.14:</b>	Principe du diagnostic avec l'utilisation d'observateurs	18
<b>Figure I.15:</b>	Principe du diagnostic avec estimation paramétrique	18
<b>Figure I.16:</b>	Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	20
<b>Figure II.1 :</b>	Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.	23
<b>Figure II .2 :</b>	Représentation schématique du modèle électrique de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain.	25
<b>Figure II .3:</b>	Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires dans une phase du stator ( $a_s$ ).	26
<b>Figure II.4 :</b>	Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase $a_s$ .	27
<b>Figure II.5 :</b>	Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique	32
<b>Figure II.6 :</b>	Grandeurs électriques et mécaniques pour un fonctionnement sain	33
<b>Figure II.7 :</b>	Grandeurs électriques et mécaniques pour un fonctionnement avec un défaut de court-circuit de 50 % sur la phase $a_s$ de spires	33
<b>Figure III.1:</b>	Schéma bloc du système linéaire.	36
<b>Figure III.2:</b>	Dynamique du système linéaire.	36
<b>Figure III.3:</b>	Schéma bloc du système linéaire en boucle fermée.	40
<b>Figure III.4:</b>	Schéma de principe de l'autopilotage d'un MSAP	44
<b>Figure III.5:</b>	Représentation simplifiée de l'onduleur.	45
<b>Figure III.6:</b>	Schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI.	46
<b>Figure III.7:</b>	Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge à l'état sain de la MSAP	47
<b>Figure III.8:</b>	Test de la robustesse réalisé aux basses vitesses	48
<b>Figure III.9:</b>	Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge et en état de défaut avec $\mu = 10\%$ et $r_f = 0.1 \Omega$ .	49

<b>Figure. III.10:</b>	Caractéristique électrique avec résistance de défaut $r_f = 0.1\Omega$ , pour différentes valeurs de la sévérité du défaut a) $\mu = 5\%$ . b) $\mu = 15\%$ , c) $\mu = 30\%$ .	51
<b>Figure.III 11:</b>	Caractéristique électrique avec la sévérité du défaut $\mu = 15\%$ , pour différentes valeurs de la résistance du défaut a) $r_f = 0\Omega$ . b) $r_f = 1\Omega$ , c) $r_f = 10\Omega$ .	54
<b>Figure IV.1:</b>	Structure de l'estimateur à base du filtre de Kalman	56
<b>Figure IV.2:</b>	Procédure d'estimation du FKE	58
<b>Figure IV.3:</b>	Schéma global de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse de la MSAP	60
<b>Figure IV.4:</b>	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine à l'état sain	61
<b>Figure IV.5:</b>	Vitesse rotorique avec inversion du sens de rotation: (essais à faible vitesse)	62
<b>Figure IV.6:</b>	Caractéristiques électriques et mécaniques de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine à l'état de défaut avec $\mu = 10\%$ et $r_f = 0.1\Omega$ .	63
<b>Figure. V.1:</b>	Principales étapes de surveillance d'un défaut statorique à travers l'estimateur (FKE)	68
<b>Figure V.2:</b>	Evolution des résistances statorique et son erreurs d'estimation: Cas d'une machine saine	
<b>Figure V.3:</b>	Évolution de la résistance statorique et son erreurs d'estimation pour la machine avec différentes valeurs de sévérité de défaut en court-circuit $\mu$ (5%, 15% et 30%). Défauts introduites à $t = 1s$ .	71
<b>Figure V.4 :</b>	FFT de la vitesse rotorique à l'état sain <b>(a)</b> , état de défaut avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	72
<b>Figure V.5:</b>	FFT de la courant en quadratique à l'état sain <b>(a)</b> , Etat défectueux avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	73
<b>Figure V.6:</b>	FFT de la courant statorique à l'état sain <b>(a)</b> , état défectueux avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	74
<b>Figure V.7:</b>	TOD de la vitesse rotorique à l'état sain <b>(a)</b> , état de défaut avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	77
<b>Figure V.8:</b>	TOD du courant en quadratique à l'état sain <b>(a)</b> , état de défaut avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	78
<b>Figure V.9:</b>	TOD du courant statorique à l'état sain <b>(a)</b> , état de défaut avec: $r_f = 0\Omega$ . <b>(b)</b> $\mu = 05\%$ <b>(c)</b> $\mu = 15\%$ <b>(d)</b> $\mu = 30\%$ .	78
<b>Figure V.10:</b>	Variation de l'énergie pour les caractéristiques mécanique et électriques de la MSAP dans les bandes de fréquence db 44: à l'état sain et en défaut de type court-circuit entre spire.	79

## *Liste des tableaux*

<b>Tableau I.1:</b>	Défauts des machines électriques selon leurs origines	09
<b>Tableau V.1:</b>	Analyse spectrale par FFT de la vitesse rotorique pour différentes valeurs de sévérité du défaut court-circuit inter-spires	73
<b>Tableau V.2:</b>	Analyse spectrale par FFT du courant en quadrature pour différents valeurs de la sévérité de défaut court-circuit inter-spires	74
<b>Tableau V.3:</b>	Analyse spectrale par FFT du courant statorique pour différentes valeurs de la sévérité de défaut court-circuit inter-spires	75
<b>Tableau V.4 :</b>	Bandes de fréquences obtenues par la décomposition en multi niveau	76

# Symboles et Notations

## Symboles

$V_s$	Tension de phase
$i_s$	Courant de phase
$R_s$	Résistance de phase statorique
$L_s$	Inductance de phase statorique
$N_s$	Nombre de spires dans une bobine statorique
$[V_s]$	Vecteurs des tensions de phases
$[I_s]$	Vecteurs des courants de phases
$[R_s]$	Matrice de résistanc
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductance
$[E_s]$	Vecteur des fém de phases
$T_e$	Couple Electromagnétique
$\Omega$	Vitesse angulaire mécanique
$J$	Inertie du rotor
$T_l$	Couple de charge
$P$	Nombre de Paires de pôles
$\theta$	Angle électrique de la position du rotor
$N_f$	Nombre de spires court- circuitées
$M$	Inductance mutuelle entre phase
$r_f$	Résistance fictive connectée en parallèle avec la partie court-circuitée
$V_{as1}$	Tension aux bornes des bobines saine $a_{s1}$
$V_{as2}$	Tension aux bornes des bobines court-circuitée $a_s$
$i_f$	Courant de défaut qui traverser la résistance fictive (Bras de défaut)
$i_{af}$	Courant de défaut qui circule dans la partie des spires en court- circuit
$\mu$	Gravité du défaut
$L_{bob}$	Inductances propres des bobines élémentaires
$M_{bob}$	Inductances mutuelles entre des bobines élémentaires
$\mu_{bob}$	Le rapport entre le nombre de spires en défaut et le nombre de spires total d'une bobine élémentaire

---

S (a,b,c)	Etats des interrupteurs des bras reliés aux phase <i>a, b, c</i>
$B_{ri}$	Champ d'induction
$\omega_r$	Vitesse angulaire
$\omega_s$	Pulsation
$B_r$	Induction magnétique rémanente
$i_{ds}$	Courant de l'axe 'd'
$i_{qs}$	Courant de l'axe 'q'
$(d, q, 0)$	Trois composant du vecteur de Park (Directe, Quadrature et séquence homopolaire)
$(\alpha, \beta, 0)$	Trois composants du vecteur de Concordia dans le repère fixe lié au stator
$f_s$	Fréquence du réseau,
$f_e$	Fréquence d'échantillonnage

### *Notations*

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
MCC	Machine à courant continu
F <sub>em</sub>	Force électromotrice
Nd-Fe-B	Neodym – Fer – Bore
FFT	Transformation de Fourier rapide
TO	Transformé d'Ondelette
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
dB	Dicible (grandeur spectrale)
Eq	Equation
ref	Référence
PI	Action proportionnelle et intégrale
FKE	Filtre de kalman étendu
MRAS	Système adaptatif avec modèle de référence
TOD	Transformée d'ondelette discrète
HT	Transformée de Hilbert

# Sommaire

<i>Remerciements</i>	
<i>Dédicaces</i>	
<i>Résumé</i>	
<i>Liste des figures</i>	
<i>Liste des tableaux</i>	
<i>Notations et symboles</i>	
<i>Sommaire</i>	
<i>Introduction générale</i>	1
<i>Chapitre I : Synthèse sur les techniques du diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents</i>	
I.1 Introduction	4
I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	4
I.3 Structure et fonctionnement de la MSAP	4
I.3.1 stator	6
I.3.2 Rotor	7
I.3.3 Les Aimants Permanents	7
I.4 Défauts des machines électriques tournantes	8
I.4.1 Etude statistique sur les défauts des machines électriques	9
I.4.2 Défauts Statoriques	10
I.4.3 Défauts Rotoriques	12
I.4.3 .1 Défauts de roulements mécaniques.	12
I.4.3 .2 Défaut d'excentricité	13
I.4.3 .3 Défauts des aimants (Désaimantation)	13
I.5 Aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts	14
I.5.1 Analyse des signaux physiques	15
I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux	15
I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle	15
I.5.2 Diagnostic par méthodes de connaissances	16
I.5.3 Diagnostic par une approche modèle	16
I.5.3.1 Approche par projection dans l'espace de parité	16

I.5.3.2 Approche à base d'observateurs	17
I.5.3.3 Approche par estimation paramétrique	18
I.6 État de l'art sur la surveillance et diagnostic des défauts courts-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants	19
I.6.1 Conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	19
I.6.2 Recherche de signatures des défaillances	20
I.6.2.1 Mise au point de méthodes de surveillance/détection	20
I.6.2.2 Diagnostic des défaillances : identification et localisation des défauts	21
I.6.2.3 Décision d'actions	21
Conclusion	21

**Chapitre II : Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la MSAP à l'état sain et en présence de défaut de courts-circuits entre-spines**

II.1 Introduction	22
II.2 Modèle de la MSAP à l'Etat sain	22
II.2.1 Mise en équation de la MSAP	22
II.3 Modèle de la MSAP à l'Etat de défaut entre-spines	25
II.3.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spines dans le repère (abc)	26
II.3.2 Modèle de défaut dans le repère $\alpha\beta$	29
II.3.3 Mise sous forme d'état	32
II.4. Résultat de simulation	33
II.4.1 Fonctionnement de la MSAP à l'Etat Saine	33
II.4.2 Fonctionnement de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spire	34
II.5 Conclusion	35

**Chapitre III : Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la MSAP à l'état sain et en présence de défaut de courts-circuits entre-spines**

III.1 Introduction	36
III.2. Commande non linéaire de la MSAP	36
III.2.1. Outils mathématiques	36
III.2.2. Gradient	36
III.2.3. Dérivée de Lie	37
III.2.4. Crochets de Lie	37
III.3. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrée-sorties	38
III.3.1. Conception du nouveau vecteur de commande $V$	39

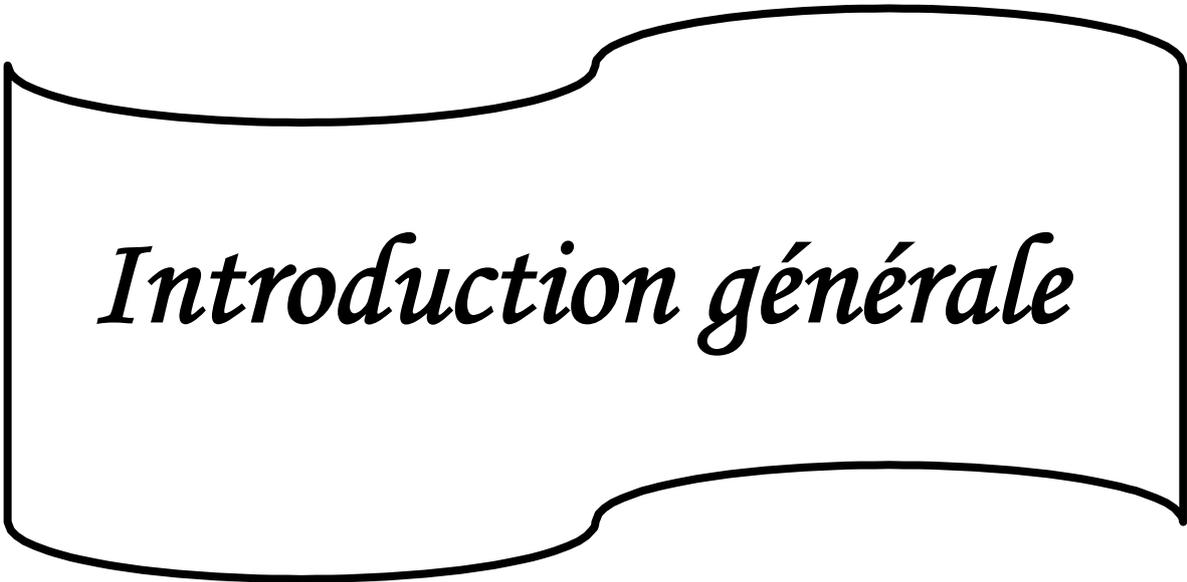
---

III.3.2. Modélisation de la MSAP commandé en tension	40
III.3.3. Choix des grandeurs de sortie	41
III.3.4. Calcul du degré relatif	41
III.3.4.1. Degré relatif du courant $I_d, f$	41
III.3.4.2. Degré relatif de la vitesse mécanique $\Omega$	42
III.3.5. Linéarisation du système	42
III.3.6. Commande du courant et de la vitesse	43
III.3.6.1. Loi de commande interne	43
III.3.6.2. Loi de commande physique	43
III.4. Stratégies de Commande du MSAP	44
III.5. Modélisation de l'onduleur de tension [50]	45
III.6. Résultat de simulation	46
III.6.1 Fonctionnement de la MSAP à l'état Sain	47
III.6.1.1. Fonctionnement à basse vitesses	48
III.6.2. fonctionnement de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spire	48
III.6.2.1. Influence de la gravité du défaut $\mu$ sur la conduite de la machine	50
III.6.2.2. Influence du changement de la résistance de défaut $r_f$ sur la machine	52
III.7. Conclusion	54
 <b><i>Chapitre IV : Estimation de la vitesse mécanique du MSAP par filtre de Kalman</i></b>	
IV.1 Introduction	55
IV.2 Filtre de Kalman étendu FKE	55
IV.3 Modèle d'état de la MSAP tenant compte du défaut statorique associé à l'estimateur par FKE	56
IV.3.1. Modèle stochastique	57
IV.3.2. Procédure d'estimation du FKE	58
IV.3.3. Choix des matrices de covariance du bruit $Q$ et $R$	59
IV.4. Résultats de simulation	60
IV.4.1 Cas d'une machine saine	60
IV.4.1.1. Fonctionnement à basse vitesses:	62
IV.4.2 Machine avec défaut de court-circuit entre spire	62
IV.5. Conclusion	64

---

**Chapitre V : Diagnostic des défauts de la MSAP commandée par linéarisation entrée-sortie à base du traitement signal et d'estimation paramétrique**

V.1 Introduction	65
V.2 Procédures de diagnostic du défaut de court-circuit entre spires	65
V.2.1 La transformée de Fourier	65
IV.2.2 La transformée en ondelette discrète (TOD)	66
V.2.2.1 Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition	66
V.2.3 l'estimation paramétrique avec Filtre de Kalman Etendu FKE	67
V.3. Application des techniques du diagnostic de la MSAP	68
V.3.1 diagnostic à base de l'estimation paramétrique FKE	68
V.3.2 Diagnostic des défauts à base de l'analyse spectrale (FFT)	71
V.3.3 Diagnostic des défauts par la technique des ondelettes	75
V.4 Conclusion	81
<b>Conclusion générale</b>	82
<b>Annexes</b>	84
<b>Bibliographie</b>	87



*Introduction générale*

## ***Introduction générale***

La maintenance prédictive et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, au cours des dernières décennies, depuis que les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères [1]. La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente un faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes [2]. Pour cela, ce type de machine est choisi dans de nombreuses applications de pointe telles que : l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, la robotique et le médical. En effet, les MSAP possèdent généralement, à un volume donné, de meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones à inducteur bobiné comme : un couple massique plus élevé, un bon rendement, une bonne durée de vie, des performances dynamiques élevées, des gammes de vitesse de fonctionnement importantes. Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des critères importants comme ceux cités précédemment [3].

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine (cas de raies d'un spectre). C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant, car elle induit plusieurs états sains [4].

Les méthodes de diagnostic sans modèles ne nécessitent aucun modèle mathématique précis du système à surveiller. Les informations acquises sur le procédé considéré permettent de caractériser son fonctionnement [5-8]. Ces informations, appelées indicateurs de défauts, sont analysées par des techniques de traitement du signal, des méthodes statistiques ou par des méthodes non statistiques à base de connaissance, tel que la transformée de *Fourier* rapide [9-10]. Les conditions transitoires sont les plus critiques, et plusieurs méthodes ont été proposées pour faire face à cette situation tel que la transformée de *Fourier* à fenêtre glissante [11], la transformée en ondelette [12] et la transformée de *Hilbert* [13]. D'autres part, l'intelligence artificielle est un outil puissant pour améliorer l'efficacité du diagnostic des pannes des machines électriques, en particulier

pendant le processus de décision de maintenance telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones [14], la logique floue [15] et les réseaux de neurones flous [16].

Au contraire, les approches de diagnostic à base de modèles les plus citées dans la littérature sont celles basées soit sur une estimation d'état du système par observateurs ou par espace de parité, soit sur une estimation des paramètres [17]. Les approches de diagnostic par espace de parité et par observateurs sont plus dédiées aux défauts de capteurs et d'actionneurs. En outre, les défauts structuraux sont mieux identifiés par la méthode d'estimation paramétrique [18]. Elle consiste à estimer les paramètres physiques ou structuraux contenus dans ce modèle à partir des mesures d'entrée et de sortie réelles du système. Pour détecter et identifier l'apparition d'une défaillance, on effectue une comparaison entre des valeurs de référence de l'état normal et celles estimées en utilisant le filtre de *Kalman* étendu, ou adaptatif et les modes glissants [19].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient constants. Par ailleurs, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [20-21].

Le développement des méthodes de contrôle robuste pour résoudre ce problème a récemment fait de gros progrès. Les commandes non linéaires peuvent offrir plusieurs avantages par rapport aux commandes linéaires. Parmi les recherches d'intérêt dans le domaine des techniques de contrôle non linéaire, on peut citer la commande par mode glissant [22], la commande de linéarisation entrée/sortie et la commande backstepping [23].

La commande par mode glissant peut fournir une grande robustesse et un contrôle de réponse rapide. Cependant, le phénomène de chattering est l'inconvénient majeur de cette méthode [24]. De plus, la commande de linéarisation entrée/sortie peut fournir un bon comportement dans les régimes stationnaires et dynamiques. En outre, elle offre également un bon découplage entre les variables du système. Cette méthode annule les termes non linéaires dans le modèle de l'entraînement qui échoue lorsque les paramètres physiques varient [25].

Dans cette thèse, notre travail s'articule principalement autour de cinq chapitres :

Le premier chapitre, est consacré à une synthèse sur les techniques de diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents, ainsi que sur les techniques de commande des entraînements électriques correspondants. Au cours de ce chapitre une prospection bibliographique est effectuée pour essayer de se focaliser sur un certain nombre de travaux effectués sur les méthodes et techniques de diagnostic des différents défauts qui peuvent affecter ces machines. Ces

techniques sont à base d'approches modèles et approches sans modèles. Les défauts statoriques de type courts-circuits dans ces machines sont ensuite rappelés.

Le second chapitre est consacré à la présentation du modèle de la machine synchrone à aimants permanents dédié au défaut de type court-circuit entre spires. En premier lieu, nous présentons le modèle de la MSAP à l'état sain et à l'état en défaut par l'intermédiaire d'une transformation généralisée. Nous introduisons ensuite le modèle diphasé dans le repère  $\alpha\beta$ . Nous terminons le chapitre en présentant des résultats de simulation en utilisant le modèle de la machine à l'état sain et avec défaut.

Le troisième chapitre présente la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain et en présence de défaut entre spires, associée à un onduleur de tension en boucle fermée. On y présente les principes théoriques de cette commande non linéaire ainsi que les résultats des simulations.

Le quatrième chapitre présente la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de *Kalman* étendu FKE pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut de type court-circuit entre spires. De même, des simulations numériques sont réalisées pour un fonctionnement à basses vitesses et une machine présentant un défaut de court-circuit entre spires.

Le cinquième et dernier chapitre présente également la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse en utilisant le FKE pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut. La procédure de diagnostic considérée pour la détection du défaut de court-circuit en boucle fermée se base sur l'approche modèle. Pour une variation paramétrique importante, un traitement des différents signaux de commande non-linéaire (vitesse, courant quadratique et courant statorique) est effectué. Ces signaux peuvent fournir des informations significatives sur les défauts (analyse du spectre par le biais de la transformée de *Fourier* rapide (FFT) et de l'ondelette discrète (TOD)).

## *Chapitre I*

*Synthèse sur les techniques du diagnostic des défauts  
dans les machines synchrones à aimants permanents*

## **I.1 Introduction**

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées au cours de ces dernières années dans de nombreux domaines grâce à leur efficacité énergétique, leur simplicité de mise en œuvre et leurs performances dynamiques [26-29]. Les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneurs devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles. Pour cela, il y a nécessité de mise en place de procédures d'alerte de la présence éventuelle de défaut et son degré de sévérité. La surveillance est un moyen pour garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic fait partie de la surveillance et il a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements.

Tout d'abord, ce premier chapitre présente des généralités (structure et principe de fonctionnement) sur les machines synchrones à aimants permanents. Leurs différentes défaillances électriques ou mécaniques sont également résumées. Ensuite, un aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts des machines électriques est synthétisé en évoquant les deux grandes familles de méthodes : celles à base de modèles comportementaux et celles utilisant les signaux. Enfin, un état de l'art sur la surveillance et le diagnostic des défauts de type courts-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants permanents termine le chapitre.

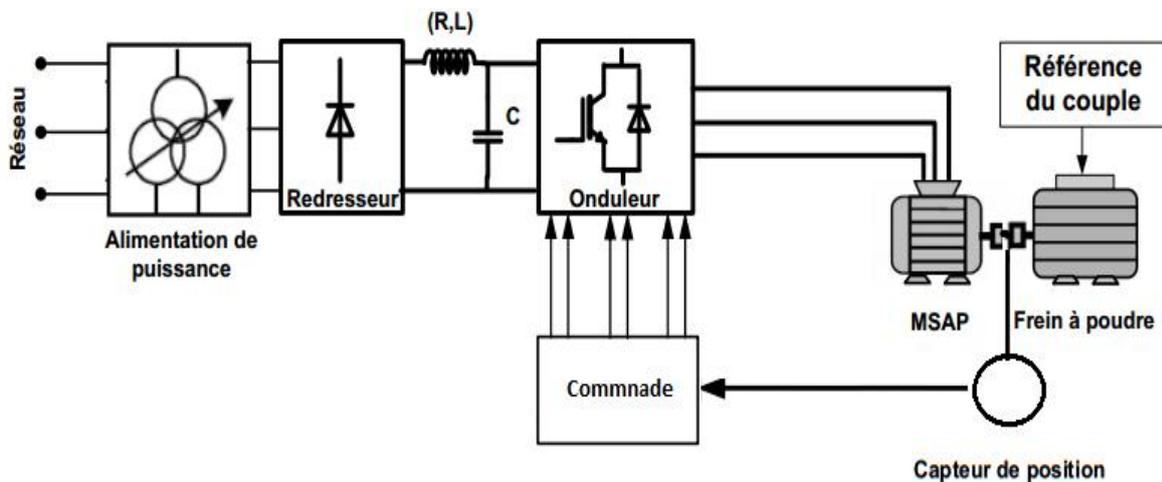
## **I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents**

Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées, au cours de ces dernières années, dans de nombreux domaines comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. De par leur présence croissante dans des domaines toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application.

Dans cette étude, notre choix se limite à la MSAP et nous rappelons dans cette partie sa structure et son mode de fonctionnement.

### I.3 Structure et fonctionnement de la MSAP dans un environnement commandé

La MSAP est un système électromécanique dont le fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique au stator en synchronisme avec le rotor. Le champ tournant de l'induit au stator est créé par les courants quasi sinusoïdaux parcourant ses enroulements et générés par la source d'alimentation en tension ou en courant. L'inducteur au rotor est la partie mobile de la machine, liée à son axe de rotation et sur lequel sont disposés les aimants permanents générant son excitation permanente. L'interaction entre ces deux champs donne naissance au couple électromagnétique qui permet la rotation du rotor. Toutefois, si la rotation du champ statorique s'effectue indépendamment de la position instantanée du rotor, comme c'est le cas de la machine synchrone classique, il y aura un risque de décrochement du rotor dans le cas d'un entraînement à vitesse variable. Par conséquent, et afin d'éviter ce risque et de stabiliser le comportement de la machine, la commutation des onduleurs doit s'effectuer en synchronisme avec la position du rotor, au moyen d'un capteur de position. Dans ce cas, on parle de machines synchrones autopilotées, dont l'architecture simplifiée est présentée dans la figure I.1. [30].



**Figure I.1 :** Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée

Plusieurs critères permettent de distinguer les différentes topologies des MSAP :

- La position du rotor : intérieure ou extérieure,
- La position des aimants : montés en surface ou insérés dans le rotor,
- Le sens du flux : radial (RF), axial (AF) ou transversal (TF),
- Le bobinage : réparti (distribué) ou concentré (dentaire).

Les différentes topologies et technologies des MSAP sont largement détaillées dans [31]. Dans notre étude, nous retiendrons la structure intérieure du rotor en raison de sa facilité de mise en œuvre et de la bonne évacuation des pertes statoriques. Pour le sens du flux dans l'entrefer, nous

allons considérer la configuration la plus classique qui est celle à flux radial. La figure (I.2) représente la structure de la machine synchrone à aimants en surface.



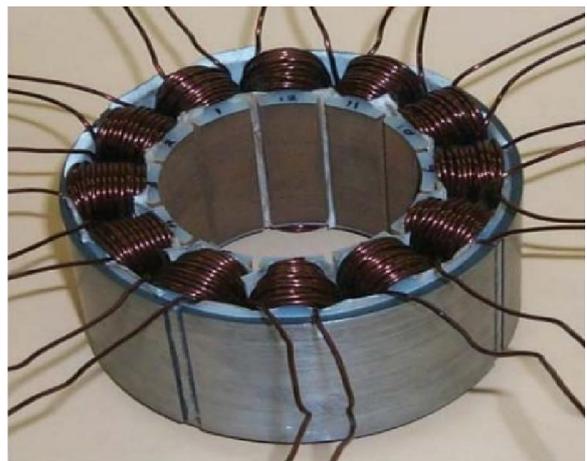
**Figure I. 2 :** *Structure d'une machine synchrone à aimants permanents [32]*

### **I.3.1 Stator**

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de *Foucault* et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [33]. Selon la méthode de réalisation du bobinage, on peut en identifier deux grandes familles : le bobinage distribué (figure.I.3(a)) et le bobinage concentré (figure I.3(b)) [30].



(a)



(b)

**Figure I.3 :** *Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b)*

### I.3.2 Rotor

Le rotor représente la partie mobile de la MSAP qui est formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux d'inducteur. Il est généralement de deux types.

- Le rotor possédant des pièces polaires qui servent à la concentration du flux d'induction. Dans le rotor, les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- Le rotor sans pièces polaires donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire en tout point à l'entrefer.

### I.3.3 Aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif les plus grands possibles [34].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ( $\text{AFe}_{12}\text{O}_{19}$  ou  $\text{A}=\text{Ba}, \text{Sr}, \text{Pb}, \dots$ ).

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (figure (I.4)). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente  $B_r$ , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction. Plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal M correspondant à  $(BH)_{max}$ .

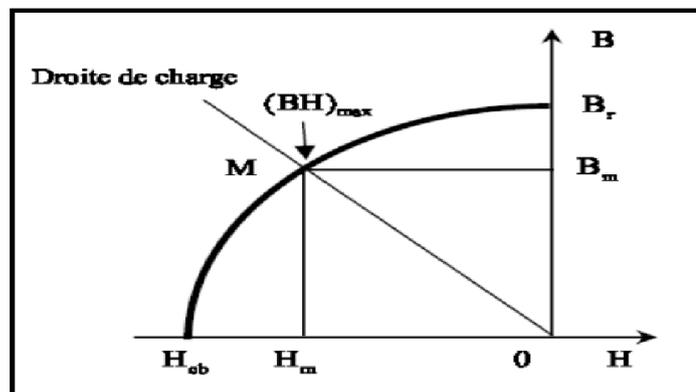


Figure I.4 : Courbe de désaimantation [4].

La figure (I.5) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **TERRES RARES** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les **NEODYME-FER-BORE** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

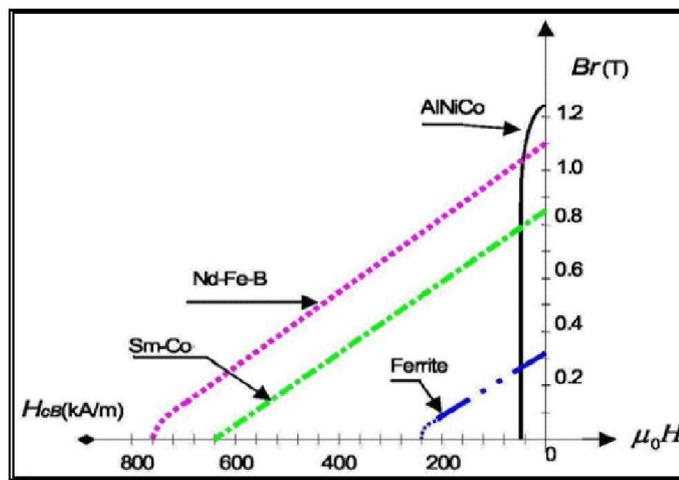


Figure I.5 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

#### I.4 Défauts des machines électriques tournantes

Dans ce paragraphe sont présentés différents défauts des machines électriques, leurs origines et leur classification. Une défaillance de machine électrique représente tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement [4]. Les raisons de défaillances dans les machines tournantes électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, la nature de la charge et le calendrier de maintenance. D'après [35, 36], les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

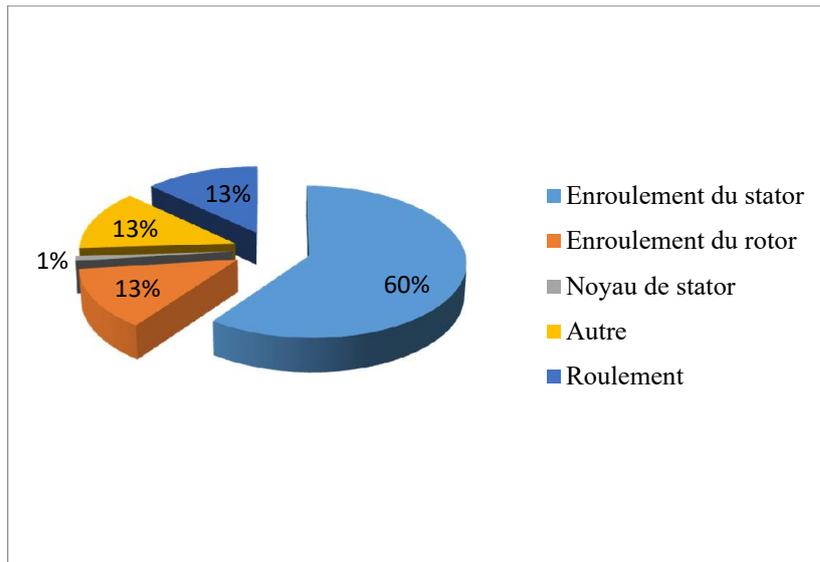
Une classification des défauts qui existent dans les machines électriques selon leurs origines est présentée dans le Tableau I.1.

**Tableau I.1 : Défauts des machines électriques selon leurs origines**

Défaillances des Machines électriques	Interne	Mécanique	Contact entre le stator et rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Électrique	Défaillance au niveau de l'isolation
			Rupture de barre
	Défaillance au niveau du circuit magnétique		
	Externe	Mécanique	Charge oscillante
			Surcharge de la machine
			Défaut de montage
		Environnementale	Humidité
			Température
			Propreté
		Électrique	Fluctuation de la tension
			Sources de tensions déséquilibrées
Réseau bruité			

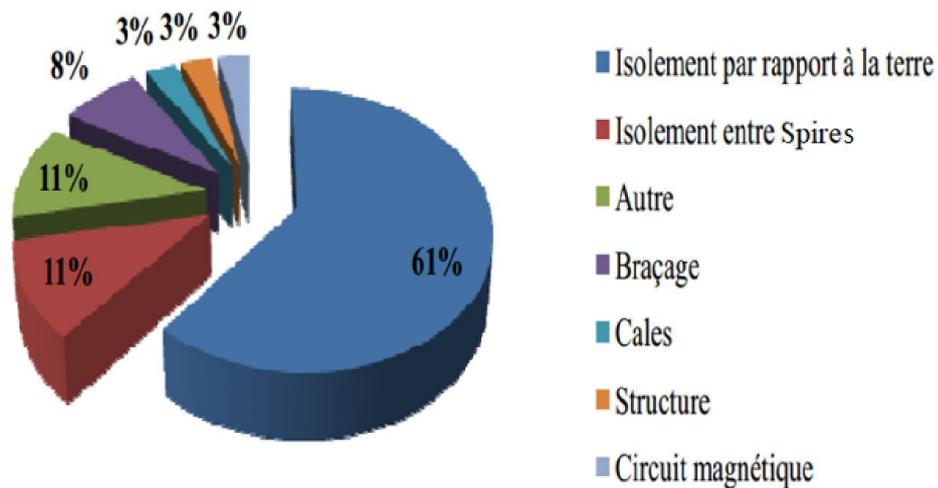
#### **I.4.1 Etude statistique sur les défauts des machines électriques**

Statistiquement, il est difficile de donner une répartition exacte des défaillances de machines électriques puisque le recensement des pannes et défauts n'est pas automatique dans l'ensemble des parcs d'exploitation et des ateliers de maintenance [37]. De multiples études statistiques sur des machines ont été effectuées depuis les années 80 jusqu'à présent. Un aperçu des statistiques de dommages, obtenues auprès d'un atelier de réparation (Allianz), Seinsch [38], ont montré que sur cette gamme de puissance certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres et les pannes les plus fréquentes sont situées au niveau des enroulements du stator (60%) (voir figure I.6). Les pannes les moins fréquentes sont situées au niveau du noyau du stator, des enroulements du rotor et des roulements (13%). Les autres types de pannes sont estimés à 01%.



**Figure I.6 :** *Statistiques de pannes de grosses machines électriques [38].*

Selon la référence [39], la majeure partie des défauts au stator des machines asynchrones est due à des défauts d'isolation (figure 1.7).



**Figure 1.7:** *Répartition des défauts liés au stator*

Une étude statistique faite par [40] sur les machines électriques montre que les défauts sont : 40 à 50% comme étant des défauts de roulement, 30-40% des défauts statoriques et enfin 5 à 10% des défauts rotoriques.

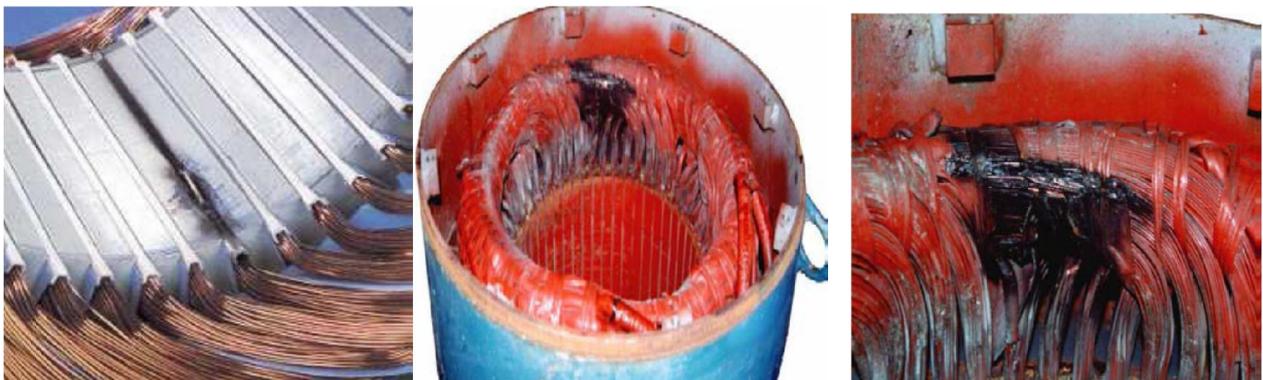
### **I.4.2 Défauts Statoriques**

Les défauts qui sont les plus récurrents localisés au niveau du stator peuvent être définis comme suit : déséquilibre d'alimentation, défauts du circuit magnétique, défauts d'isolants (court-circuit

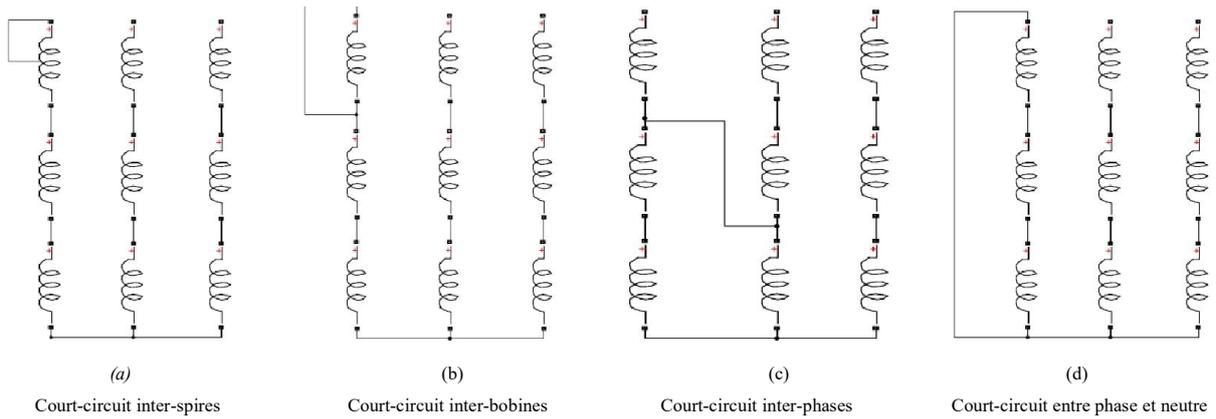
statorique). Ce dernier défaut est considéré comme le plus fréquent défaut pour les machines électriques.

Les défauts de type courts-circuits statoriques peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part, cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en résulte des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs sur les organes mécaniques environnants de la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [41 -42]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants (voir figure I.8). Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même phase (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs (Figure. 1.9.a) et qui peut dégénérer en des courts-circuits inter-bobines (Figure. 1.9.b). Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases (Figure 1.9.c) ou entre phase et neutre (Figure. 1.9.d). Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants.

Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection [43].



**Figure I.8 :** Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques

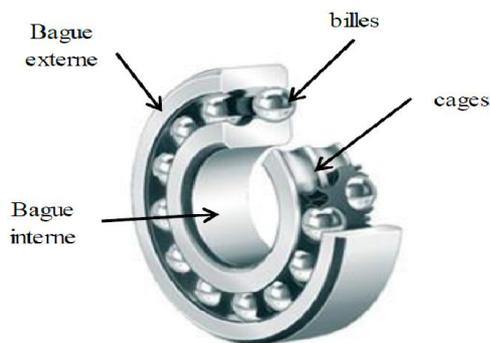


**Figure. I.9 :** Représentation de courts-circuits inter-spices, inter-bobines, inter-phases, phase et neutre [30]

### I.4.3 Défauts Rotoriques

#### I.4.3.1 Défauts de roulements mécaniques

Dans une machine électrique, les roulements jouent le rôle d'interface mécanique entre le rotor et le stator. En effet, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine assurant une bonne rotation du rotor [44]. Les roulements à billes, illustrés dans la figure I.10, sont les plus utilisés dans la majorité des machines électriques en raison de leurs meilleurs rapports performance-prix [45].



**Figure I.10 :** Structure d'un roulement à billes

Les défauts de roulements représentent de 40% à 90% du total de défauts en fonction du type et de la taille de la machine. Nous pouvons distinguer quatre types de défauts de roulement, en fonction de leur localisation [46] :

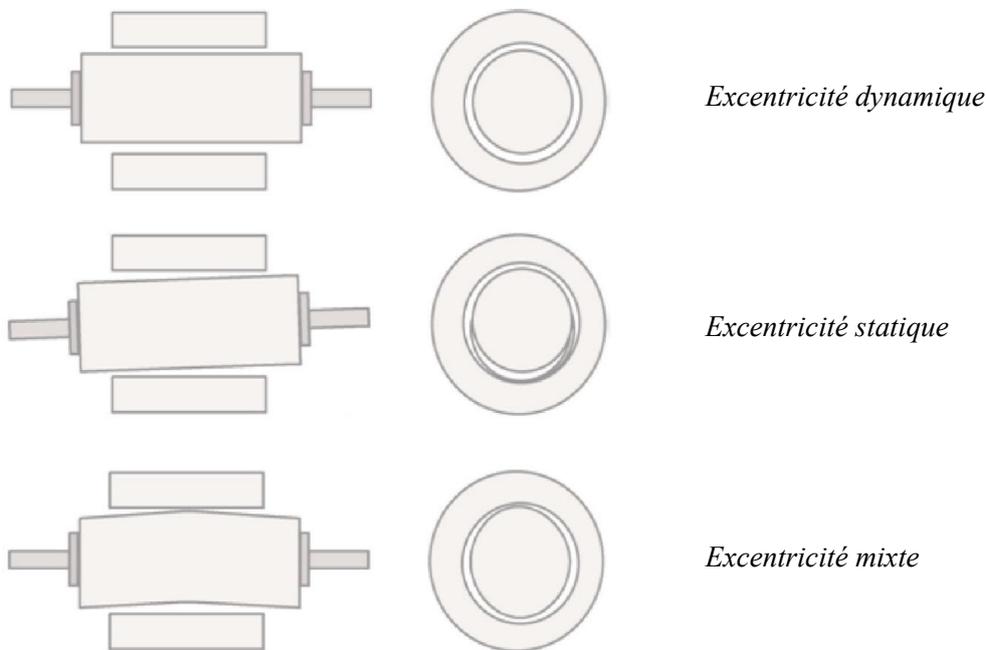
- défaut de bague externe,
- défaut de bague interne,
- défaut de billes,

- défaut de cage.

### **I.4.3.2 Défaut d'excentricité**

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles et qui relèvent de trois catégories (figure I.11) [47] :

- a) l'excentricité statique** correspond au cas où le centre de rotation du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator;
- b) l'excentricité dynamique** se manifeste lorsque le centre de rotation du rotor est différent du centre géométrique du stator mais, de plus le centre de rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator;
- c) l'excentricité mixte** représente la somme des deux phénomènes statique et dynamique.



**Figure I.11:** *Défauts d'excentricité*

### **I.4.3.3 Défauts des aimants (Désaimantation)**

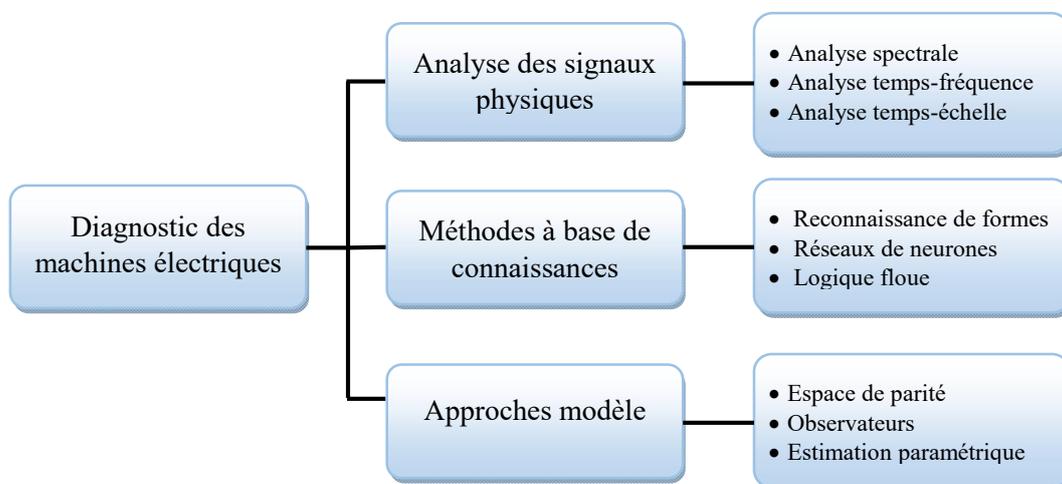
Une des problématiques importantes des actionneurs associés aux aimants permanents (AP) est la désaimantation des AP. La désaimantation pour les machines à aimants est liée à l'échauffement des aimants. Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des AP en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense dû à de forts courants. Pourtant, il existe aussi un risque de désaimantation lorsque l'inducteur n'est pas assemblé avec l'induit. On peut principalement distinguer deux situations concrètes. La première concerne le collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodymes). Pour ce type de matériau, l'induction rémanente et le champ de rigidité limite, décroissent avec la température de fonctionnement de l'AP. Durant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener

l'inducteur à une température supérieure à 100°C, entraînant une démagnétisation partielle des AP à cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde situation est celle des moteurs à stator réparti en secteurs. Ce type de moteur présente notamment l'avantage de la modularité, mais, durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. L'utilisation d'AP de type ferrite ou en plasto-ferrite pose alors un problème à basse température, car, pour ce type de matériau, le module du champ coercitif décroît avec la température [44].

### **I.5 Aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts**

Les méthodes de diagnostic se distinguent selon différents critères: la dynamique du procédé (discret, continu ou hybride), sa complexité, l'implémentation de diagnostic en ligne et/ou hors ligne, la nature d'information (qualitative et/ou quantitative), sa profondeur (structurelle, fonctionnelle et/ou temporelle), sa distribution (centralisée, décentralisée ou distribuée)...L'objectif est de déterminer la méthode la plus appropriée pour la résolution de notre problème de détection et de diagnostic, ainsi que, positionner la classe des méthodes de diagnostic qui nous intéresse parmi les différentes méthodes de la littérature scientifique. Nous proposons une classification non exhaustive des méthodes de diagnostic en trois grandes familles (Figure I.12) [48] :

- les méthodes basées sur l'analyse des signaux physiques exploitent essentiellement les signatures fréquentielles du défaut à l'aide d'outils propres au traitement du signal (analyse spectrale, analyse temps-fréquence ...),
- les méthodes à base de connaissances permettent, à partir de données, de classer les défauts à l'aide d'outils statistiques ou d'intelligence artificielle,
- les méthodes basées sur un modèle mathématique du système utilisent la génération des résidus ou l'estimation de paramètres pour construire un indicateur du défaut.



**Figure I. 12:** *Méthodes de diagnostic dans les machines électriques*

## **I.5.1 Analyse des signaux physiques**

Le diagnostic d'une défaillance fait appel le plus souvent à l'utilisation de signatures. Ces signatures contiennent les informations jugées pertinentes par les spécialistes des matériaux pour la détection d'une défaillance ou d'une dégradation. La complexité des signatures dépend de la nature des systèmes et des matériels à diagnostiquer et varie en fonction de l'anomalie recherchée. Cette approche fait appel à des techniques du traitement de signal [47].

### **I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux**

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la détérioration des roulements, les excentricités et les court-circuités dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale des entraînements électriques consiste à effectuer une simple transformée de *Fourier* des grandeurs affectées par le défaut et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine [48]. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être:

- Courants absorbés ;
- Flux de dispersion ;
- Tension d'alimentation ;
- Couple électromagnétique ;
- Vitesse rotorique;
- Vibrations ;
- Tension de neutre.

### **I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle**

L'analyse spectrale, basée sur la transformée de *Fourier* (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence [49]. Parmi ces méthodes, on peut citer:

- Transformée de *Fourier* sur une fenêtre glissante;
- Transformée en Ondelettes;
- Transformée de *Wigner Ville*;

- Transformée d'*Hilbert-Huang*.

## **I.5.2 Diagnostic par méthodes de connaissances**

Comme pour les méthodes précédentes basées sur l'analyse des signaux, les méthodes, dites de connaissances, se basent sur des données issues du système étudié sans passer par la formulation d'un modèle analytique. Cependant, ces méthodes utilisent en plus des techniques de classification comme la reconnaissance de formes ou des outils liés à l'intelligence artificielle, (réseaux de neurones, logique floue, réseaux bayésiens) afin de renseigner précisément l'état du système [50,51].

Dans la littérature, l'approche par réseaux de neurones a été particulièrement étudiée ces dernières années pour la détection des courts-circuits inter-spores dans les machines électriques [52]. Par exemple dans [53], la détection des courts-circuits par méthode neuronale utilise, en entrée, les tensions et les courants statoriques ainsi que le déphasage entre ces deux grandeurs électriques. Dans tous les cas, ces méthodes nécessitent une bonne connaissance au préalable de la machine et du réseau électrique associé, en définissant une base de données initiale la plus précise possible afin de s'assurer de la fiabilité du diagnostic.

## **I.5.3 Diagnostic par une approche modèle**

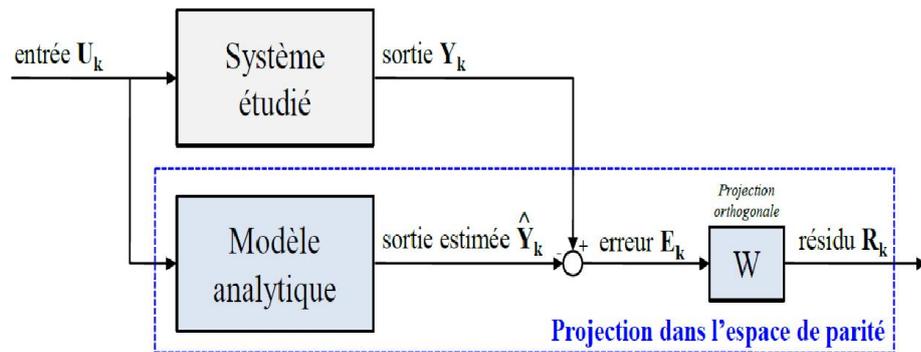
Le principe de ce type de méthodes repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Cela consiste à comparer le comportement de la machine réelle (éventuellement défaillante) à celui d'un modèle de représentation soumis aux mêmes excitations ; ce modèle de représentation pouvant correspondre à un modèle sain de la machine ou un modèle spécifique caractérisant le défaut étudié. Cette comparaison entre le modèle et le système réel fait apparaître des différences sur certaines grandeurs caractéristiques et forme ainsi des résidus. Ces derniers sont exploités afin de construire un indicateur de présence du défaut étudié. Afin de générer ces résidus, trois approches sont couramment utilisées [54] :

- l'approche par projection dans l'espace de parité,
- l'approche à base d'observateurs,
- l'approche par estimation paramétrique.

### **I.5.3.1 Approche par projection dans l'espace de parité**

La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisation du dispositif surveillé. On cherche à établir des relations de redondance analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs

inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations de redondance servent à construire, par des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Ce dernier représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. L'analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [55,56]. Le principe de cette méthode est schématisé sur la Figure 3.12 où  $W$  correspond à la matrice de projection orthogonale.



**Figure I.13:** *Principe du diagnostic par projection dans l'espace de parité*

Cette approche est principalement adaptée pour détecter les défauts additifs. Elle est ainsi souvent utilisée en complément d'autres techniques de diagnostic pour discriminer les défauts de capteurs (défauts additifs) ou d'autres défauts structurels comme dans [57].

### **I.5.3.2 Approche à base d'observateurs**

Le principe de l'approche à base d'observateurs en boucle fermée (aussi appelée estimateur d'état) est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur. En présence d'un défaut, ce résidu a tendance à évoluer, étant donné que les hypothèses d'équilibre du modèle ne sont plus respectées. L'évolution du résidu permet alors, de détecter l'apparition de la défaillance. La Figure I.14 illustre le principe de la génération des résidus par l'utilisation d'un observateur en boucle fermée, où la matrice  $H$  représente la contre - réaction qui permet de minimiser l'effet des conditions initiales, des perturbations et des erreurs du modèle sain [50].

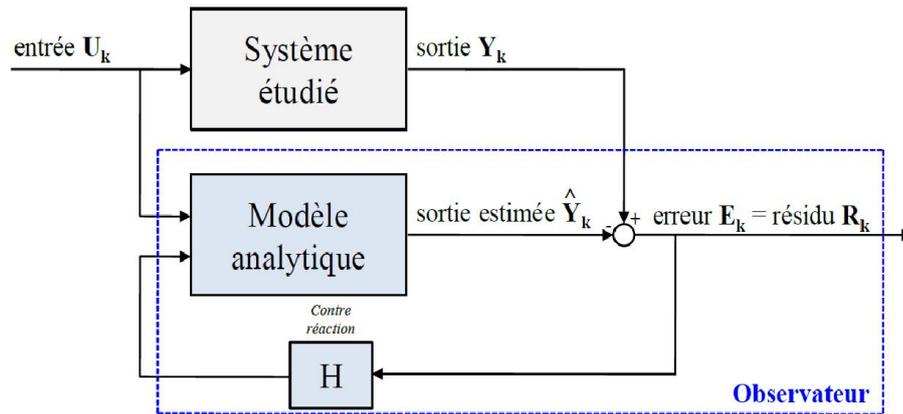


Figure I.14: Principe du diagnostic avec l'utilisation d'observateurs

Comme pour la méthode de projection dans l'espace de parité, l'approche à base d'observateurs est également efficace pour détecter des pannes de capteurs [58]. Cependant, cette méthode peut également être adaptée à la détection des défauts inter-spires dans les machines électriques. Pour cela, divers types d'observateurs peuvent être utilisés comme par exemple les observateurs  $H_\infty$ , les observateurs à entrées inconnues ou les observateurs adaptatifs [59].

### I.5.3.3 Approche par estimation paramétrique

Dans l'approche par estimation paramétrique, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur de paramètres physiques ou structuraux du modèle du système surveillé. Si un défaut survient dans ce système, les variations constatées sur le vecteur de paramètres estimés du modèle permettent d'indiquer la présence d'une modification de l'état du dispositif (Figure I.15). Cette variation peut alors être analysée dans l'espace paramétrique pour aider à la prise d'une décision concernant le défaut survenu.

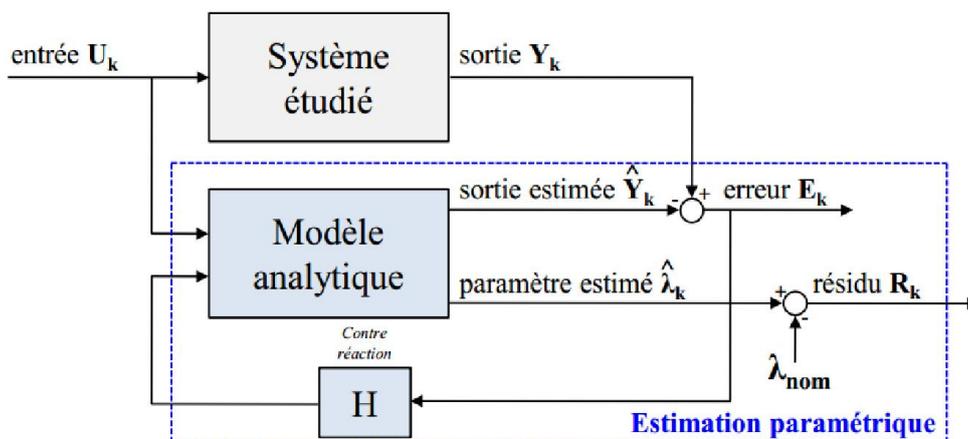


Figure I.15: Principe du diagnostic avec estimation paramétrique

Les techniques d'identification paramétrique sont appliquées depuis de nombreuses années sur des applications utilisant des machines électriques. Plusieurs difficultés principales ont été identifiées par rapport à l'utilisation des techniques d'identification. [43].

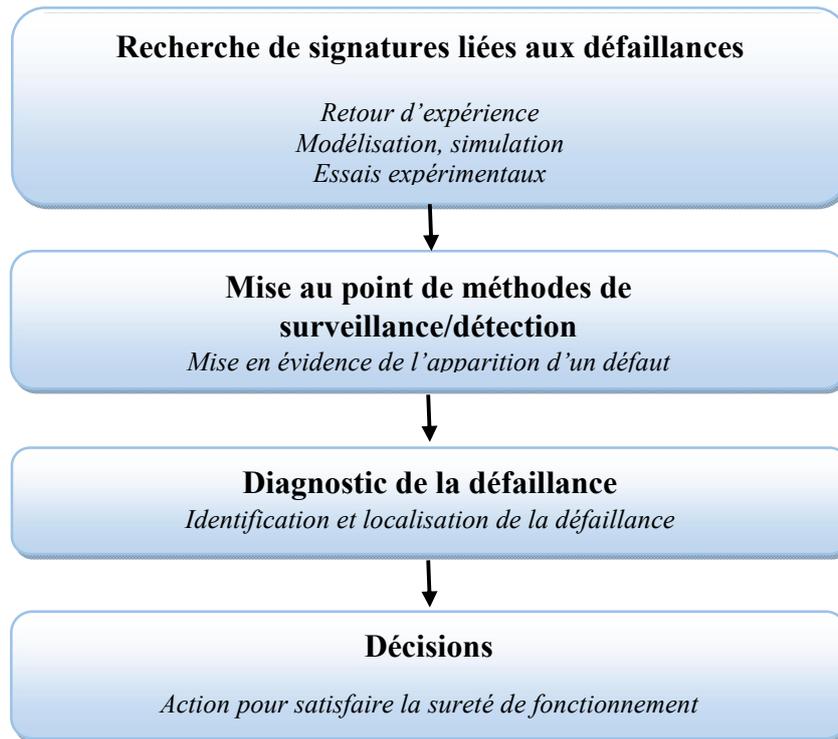
## **I.6 État de l'art sur la surveillance et le diagnostic des défauts courts-circuits statoriques dans la MSAP**

Les machines électriques sont présentes dans la plus part des systèmes industriels et leur surveillance est un souci permanent. Ces machines connaissent en effet depuis quelques décennies une forte progression dans les systèmes industriels modernes. On les trouve dans de nombreuses applications telles que l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, le spatial, le médical, les automatismes industrielles,... Les progrès réalisés sur les matériaux magnétiques ont permis de rendre ces machines très compétitives par rapport aux actionneurs asynchrones. Les MSAP possèdent de meilleures caractéristiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesse de fonctionnement importantes.

Du fait de leurs qualités, la détermination de leur état de santé prend une grande importance. Parmi les défaillances possibles, nous nous focaliserons sur les défauts de court-circuit inter-spores. Comme nous l'avons déjà évoqué, ces défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves comme les courts-circuits entre phases et neutre. De plus, ces défauts présentent la particularité d'être auto-entretenus par les aimants du rotor qui impliquent la présence permanente d'une source d'excitation. Ainsi, si un défaut apparaît au cours du fonctionnement, isoler la machine de son dispositif d'alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité. Ces défauts ne peuvent donc pas être maîtrisés tant que la machine développe des forces électromotrices, c'est à dire tant qu'elle est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même (risques de destruction du bobinage par exemple), mais également pour les autres éléments du système auquel il appartient.

### **I.6.1 Conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement**

La sûreté de fonctionnement consiste à connaître, détecter, analyser, et maîtriser les défaillances des systèmes. Il est admis selon [43] que la décision finale dans un dispositif de sûreté de fonctionnement est la dernière étape d'un dispositif qui en comprend quatre étapes distinctes, la figure I.16 synthétise ces différentes étapes [60].



**Figure I.16 :** Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

## **I.6.2 Recherche de signatures des défaillances**

Cette étape est essentielle dans la mise au point d'un dispositif de sûreté de fonctionnement. Elle doit répondre à un certain nombre d'impératifs liés aux phénomènes et aux situations critiques pouvant mettre en risque la fonction et la mission d'un système. Dans ce contexte, la sûreté de fonctionnement est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié. Alors, la difficulté pour le concepteur est d'être à priori capable de :

- spécifier les éléments les plus sensibles d'une installation;
- définir les grandeurs utiles pour l'appréciation des défauts et leurs effets;
- apprécier la réaction des grandeurs sous l'effet des défauts enregistrés.

Cette recherche peut être menée par différents moyens. Elle peut s'obtenir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances théoriques du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de *modélisation*, de *simulation* ou encore à des essais expérimentaux [60].

### **I.6.2.1 Mise au point de méthodes de surveillance/détection**

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus critiques et sur les signes de leur manifestation. L'étape de mise au point de méthodes de

surveillance/détection se nourrit de ces éléments, les exploite, pour mettre au point des techniques permettant de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. Comme nous l'avons déjà évoqué, les méthodes de surveillance/détection s'appuient généralement sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition [60].

### **I.6.2.2 Diagnostic des défaillances : identification et localisation des défauts**

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance pour tenter d'identifier et de localiser la ou les causes probables de la défaillance. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leur relation de cause à effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de sévérité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir [61].

### **I.6.2.3 Décision d'actions**

Les trois étapes enclenchées dans le dispositif permettent une prise de décision, pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences du cahier des charges de sûreté de fonctionnement (maintien du fonctionnement, sécurisation, maintenance,...) [61].

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous n'avons rappelé que les concepts et les notions les plus importantes utilisées en sûreté de fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents. Nous avons présenté les différentes défaillances pouvant se manifester dans les machines électriques tournantes (court-circuit, roulements mécaniques, excentricité, désaimantation ...).

Nous avons présenté ensuite les différentes techniques de diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents et nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, est basée sur le contenu spectral de signaux et le plus souvent à partir du courant absorbé par la MSAP. La fin de ce chapitre a été consacrée à une présentation de l'état de l'art concernant les méthodes de surveillance des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance d'un processus ont été également définis.

Comme notre étude est consacrée à l'étude et à la détection des défauts (court-circuit) d'une machine synchrone à aimants permanents à base de modèle mathématique, il faut donc disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement à l'état sain et avec défaut. Ceci fera l'objet du second chapitre.

## *Chapitre II*

*Modélisation de la MSAP à l'état sain et en présence  
de défaut de court – circuit entre-spires*

## **II.1 Introduction**

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est une phase indispensable pour l'étude du comportement de la machine en régime sain ou défaillant. Le modèle mathématique permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions des grandeurs électriques et électromagnétiques [62].

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électriques et mécaniques (moment d'inertie, frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-dessous [63].

Nous présentons, dans ce chapitre, dans un premier temps, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain, ensuite, nous détaillons le modèle de la machine en tenant compte des défauts de courts-circuits entre spères statoriques.

## **II.2 Modèle de la MSAP à l'Etat sain**

Le modèle de la machine synchrone à aimants est plus complexe que celui de la machine à courant continu. Il nécessite l'utilisation des lois de commande de plus en plus performantes, car le système est non linéaire, à coefficients variables et à entrées et sorties multiples. Par ailleurs, les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable [64-65].

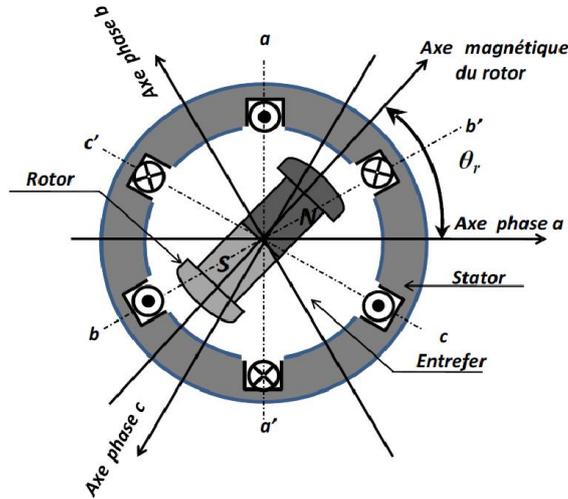
Le modèle établi du système en fonctionnement est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans le cas de la MSAP, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'hystérésis et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables ;
- Le circuit magnétique est supposé non saturé ;
- Les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas pris en compte ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices (f.m.m.) dans l'entrefer est sinusoïdale;

### **II.2.1 Mise en équation de la MSAP**

La structure de la MSAP est semblable à une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor. L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire  $\omega_r$ . Le rotor ou la roue polaire à aimants permanents, dont le nombre de pôles

est égal à celui du stator, permet de produire la force magnétomotrice d'excitation. Le schéma de la figure II.1 illustre la représentation schématique de la MSAP.



**Figure II.1** : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

Les phases du stator et l'aimant permanent sont représentés par leurs axes. Les phases statoriques seront indiquées par a, b et c. Le flux du rotor sera désigné par  $f$ .

- $i_f$  : Courant équivalent de l'aimant permanent ;
- $R_s$  : Résistance d'une phase statorique ;

Les équations de tension dans le référentiel du stator ( $abc$ ) peuvent être mises sous la forme matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad (II.1)$$

où:

$$[V_s] = [v_{as}, v_{bs}, v_{cs}]^t : \text{le vecteur des tensions de phases}$$

$$[I_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^t : \text{le vecteur des courants de phases.}$$

$$[E_s] = [e_{as}, e_{bs}, e_{cs}]^t : \text{le vecteur des fém de phases.}$$

$$\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{la matrice de résistance : } R_s = R_a = R_b = R_c .$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \text{ la matrice d'inductances qui est circulante et symétrique.}$$

En général, les trois phases du stator sont connectées en étoile de sorte que :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ( $L_s = L - M$ ) limite les courants de phases. On permet donc écrire :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \text{ la matrice d'inductances cyclique de la machine.}$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad (\text{II.3})$$

Cependant, les équations (II.1) et (II.3) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II.2). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de *Concordia* (*Clark*) à l'équation électrique générale de la machine synchrone (II.1). La composante homopolaire du courant étant nulle, nous réduisons ainsi l'ordre du système pour prendre en compte la relation (II.3) et retrouvons les équations de la machine diphasée équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

où:

$$\begin{bmatrix} \chi_\alpha \\ \chi_\beta \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix}, \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La grandeur généralisée  $\chi$  représente ici le courant, la tension ou la fém. La composante homopolaire du courant étant nulle pour un système équilibré, le couple électromagnétique de la MSAP à rotor lisse peut être exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\Omega} = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{\Omega} \quad (\text{II.6})$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge est décrite par la relation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en mouvement de rotation :

$$T_e - T_l = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.7})$$

où  $J$  est le moment d'inertie des parties tournantes,  $T_l$  est le couple de charge et  $\Omega$  la vitesse de rotation. Pour une machine à  $P$  paires de pôles, cette vitesse est liée à l'angle électrique  $\theta$ , désignant la position du rotor, par la relation :

$$\frac{d\theta}{dt} = P\Omega \quad (\text{II.8})$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant le fonctionnement de la machine sous forme d'état. L'équation électrique devient alors en écriture matricielle:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left( -R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\alpha - e_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.9})$$

Nous l'exprimons de la manière suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{II.10})$$

où  $x$  est le vecteur des variables d'état

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

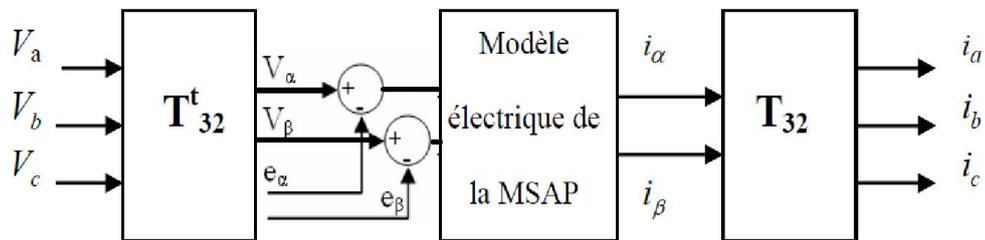
et  $u$  le vecteur d'entrée

$$u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\alpha - e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les matrices  $A$  et  $B$  ont pour expressions:

$$A = \frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La figure II-2 donne une représentation du modèle électrique de la MSAP saine.



**Figure II.2** : Représentation schématique du modèle électrique de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain.

### II.3 Modèle de la MSAP à l'état de défaut entre-spires

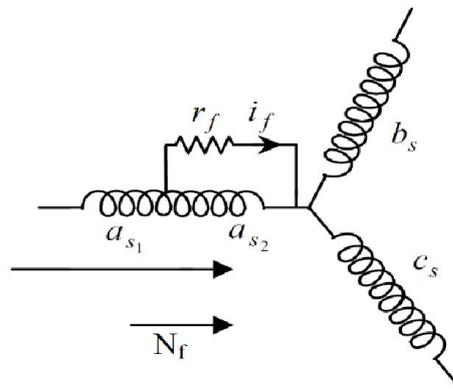
Nous signifions par court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure II-3 qui montre la résistance  $r_f$  du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera ( $a_{s2}$ ) pour la partie court-circuitée et ( $a_{s1}$ ) pour la partie saine. En pratique, la résistance  $r_f$  varie depuis une valeur infinie, lorsque la machine est saine, à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas provoquer la destruction du bobinage et suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine.

Nous avons défini le coefficient  $\mu$  qui représente le nombre relatif de spires court-circuitées.

Nous avons donc :

$$N_f = N_{as2} = \mu (N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \quad (\text{II.14})$$

Où :  $N_s$  est le nombre de spires par phase et  $N_f$  le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine  $a_{s2}$ ).



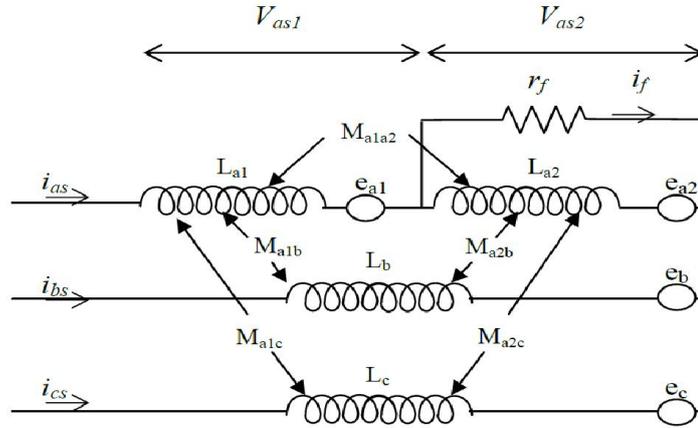
**Figure II .3** Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires dans une phase du stator ( $a_s$ ).

#### II.3.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

Les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase  $a_s$  (sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sur la figure II.4) sont données par :

$$\begin{aligned} v_{as1} &= R_{a1} i_{as} + L_{a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a1a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} \\ v_{as2} &= R_{a2} (i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a2a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a2} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Où  $R_{a2}$  et  $L_{a2}$  représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut ( $a_{s2}$ ). Les paramètres  $M_{a1a2}$ ,  $M_{a2b}$  et  $M_{a2c}$  représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine  $a_{s2}$  et les bobines  $a_{s1}$ ,  $b_s$  et  $c_s$ .



**Figure II .4 :** Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase  $a_s$ .

Les résistances de la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et de la sous-bobine court-circuitée  $a_{s2}$  sont notées par  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  respectivement. Elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase  $R_a$  et du coefficient  $\mu$ .

Nous avons donc :

$$\begin{aligned} R_{a1} &= (1 - \mu)R_a \\ R_{a2} &= \mu R_a \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase  $a_s$  donne les relations suivantes :

$$V_{as} = V_{as1} + V_{as2} \quad V_{as2} = r_f i_f \quad i_{as1} = i_{as} \quad i_{as2} = i_{as} - i_f \quad (\text{II.17})$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{as} &= (R_{a1} + R_{a2})i_{as} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{bs} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{cs} + \\ & (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{di_f}{dt} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.18})$$

$$V_{bs} = (R_s)i_{bs} + L\frac{d}{dt}i_{bs} + e_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{cs} - M_{a2b}\frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{cs} = (R_s)i_{cs} + L\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Les relations suivantes sont normalement admises :

$$\begin{aligned}
 R_s &= R_a = R_{a1} + R_{a2} \\
 L &= L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\
 M &= M_{a1b} + M_{a2b} \\
 M &= M_{a1c} + M_{a2c} \\
 e_a &= e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f
 \end{aligned} \tag{II.21}$$

En remplaçant les relations (II.21) dans les équations électriques (II.18), (II.19) et (II.20), nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{dI_f}{dt} \tag{II.22}$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine (II-1) ou (II-3) auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II-22) nécessite la connaissance du courant  $i_f$  ou d'ajout d'une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors :

$$0 = -R_{a2}I_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} I_{as} - M_{a2b} \frac{d}{dt} I_{bs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} I_{cs} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) I_f + L_{a2} \frac{d}{dt} I_f \tag{II.23}$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (II.22) et (II.23) pour obtenir l'équation globale de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{as} \\ V_{as} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

$$\text{où : } e_f = e_{as2} \tag{II.25}$$

Pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $as1$  et  $as2$  ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine  $as$ . De ce fait, nous avons :  $M_{a1b} \neq M_{a1c}$  et  $M_{a2b} \neq M_{a2c}$ . Par contre, pour une machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $as1$  et  $as2$  sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine  $as$ . Dans ce cas, on peut admettre que  $M_{a2b} = M_{a2c}$  et alors on peut simplifier les équations (II.23) et (II.24) comme :

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b})\frac{di_{as}}{dt} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{as} \\ V_{as} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

On n'a pas besoin de prendre cette hypothèse dans notre étude mais on peut simplifier le modèle de la machine avec défaut entre-spires pour une MSAP à une encoche par pôle et par phase.

Nous avons ainsi établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique et en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Nous n'avons pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couples du moteur et du frein. Ces couples ont une influence sur la vitesse de rotation et, par conséquent, sur les valeurs des fém induites dans les différentes bobines du stator.

L'expression du couple électromagnétique de la MSAP avec comme défaut électrique un court-circuit entre-spires est donnée par :

$$T_e = \frac{e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs} - e_f i_f}{\Omega} \quad (\text{II.28})$$

### II.3.2 Modèle de défaut dans le repère $\alpha\beta$

Les phases du stator étant connectées en étoile sans liaison du neutre, nous avons :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.29})$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule les composantes  $\alpha$ ,  $\beta$  du courant interviennent dans la conversion électromécanique d'énergie. Cependant, les

équations (II.22) et (II.23) (ainsi que II.24 ou II.27) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II.29). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de *Concordia* (Clark) à l'équation électrique (II.22) ou de remplacer les composantes abc du courant par leurs expressions en fonction des composantes  $\alpha\beta$  du courant (la composante homopolaire du courant étant nulle).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ 0 \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \left( L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \end{bmatrix} \frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{aligned} 0 = & -\sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} I_{as} - \sqrt{\frac{2}{3}} \left( L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \frac{di_{as}}{dt} - \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \frac{dI_{\beta s}}{dt} - e_{a2} \\ & + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{di_f}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Les équations (II.30) et (II.31) peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP avec défaut de court – circuit électrique entre-spires :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{fa} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{fa} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

où :

$$\begin{aligned} R'_{a2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2}, R'_f = R_{a2} + r_f, e_f = e_{a2} \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left( L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \\ M_{f\beta} &= -\frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

Dans cette partie, nous introduisons une matrice de transformation basée sur la transformation de *Concordia* à laquelle nous ajoutons une ligne et une colonne représentant le courant de défaut. Cette grandeur ne subit pas de projection spéciale sur un autre système de coordonnées. Nous appellerons cette transformation : transformation de *Concordia* étendue définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} \chi_{h\alpha\beta f} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} \chi_{abc f} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$$[T]^t = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad \text{avec : } [T]^t = [T]^{-1} \quad (\text{II.35})$$

Pour un couplage en étoile des trois phases statoriques équilibrées, la composante homopolaire du courant est nulle. La composante homopolaire des autres grandeurs statoriques ne participe donc pas dans l'échange électromécanique d'énergie. L'application de cette transformation aux équations de la machine avec défaut (II.24), en éliminant la ligne homopolaire, conduit évidemment à l'équation matricielle (II.32).

**Remarque :**

Pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase ( $M_{a2b} = M_{a2c}$ ), l'équation (II.32) se simplifie et devient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{fa} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{fa} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

où :

$$\begin{aligned} R'_{a2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2}, R'_f = R_{a2} + r_f, e_f = e_{a2} \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) \\ M_{f\beta} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

Dans ce cas et d'après l'équation matricielle (II.36), le courant  $i_f$  est indépendant du courant  $i_\beta$ . Il dépend uniquement du courant  $i_\alpha$ . Ceci est dû au fait que le défaut est supposé survenir sur la phase  $a_s$  et que les mutuelles avec les deux autres phases sont identiques. Autrement dit, la phase en défaut de court-circuit entre-spires est considérée comme la première phase  $a$  et  $\theta$  est donc l'angle électrique désignant la position de l'axe d'excitation (axe de symétrie d'un aimant) et l'axe de symétrie de la phase  $a$ .

Suivant le modèle présenté, le couple électromagnétique peut être donné par :

$$T_e = \frac{e_{\alpha s} i_{\alpha s} + e_{\beta s} i_{\beta s} - e_f i_f}{\Omega} \quad (\text{II.38})$$

### II.3.3 Mise sous forme d'état

Pour l'étude de la machine en régime dynamique nous mettons l'ensemble des équations de la machine dans le référentiel  $(\alpha\beta f)$  sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou tel régime transitoire. Nous avons donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{\alpha 2} \end{bmatrix}^{-1} \left( \begin{bmatrix} -R_s & 0 & R'_{a2} \\ 0 & -R_s & 0 \\ R'_{a2} & 0 & -R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état ( $x$ ) et le vecteur des tensions d'entrée ( $u$ ) de la manière suivante:

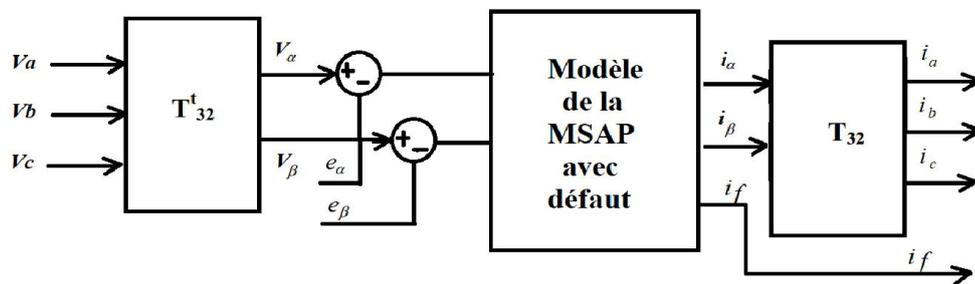
$$x = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Ainsi, l'équation de la machine peut être écrite sous la forme d'état ( $\dot{x} = Ax + Bu$ ). Nous avons donc:

$$A = - \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{\alpha 2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix}, \quad (\text{II.41})$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{\alpha 2} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.42})$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de *Concordia* afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie. Cette modélisation sous schéma bloc, présenté sur la figure II.5, se prête bien à une résolution numérique sous un environnement Matlab Simulink.



**Figure II.5 :** Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique.

## II.4. Résultats de simulation

### II.4.1 Fonctionnement de la MSAP à l'état sain

Le démarrage de la machine est effectué à vide sous une tension triphasée sinusoïdale équilibrée nominale. À l'instant  $t=0,5$  s, on charge la machine avec un couple de **10 Nm**. Les paramètres de simulation de la machine de puissance **1kW** sont présentés dans l'annexe A.

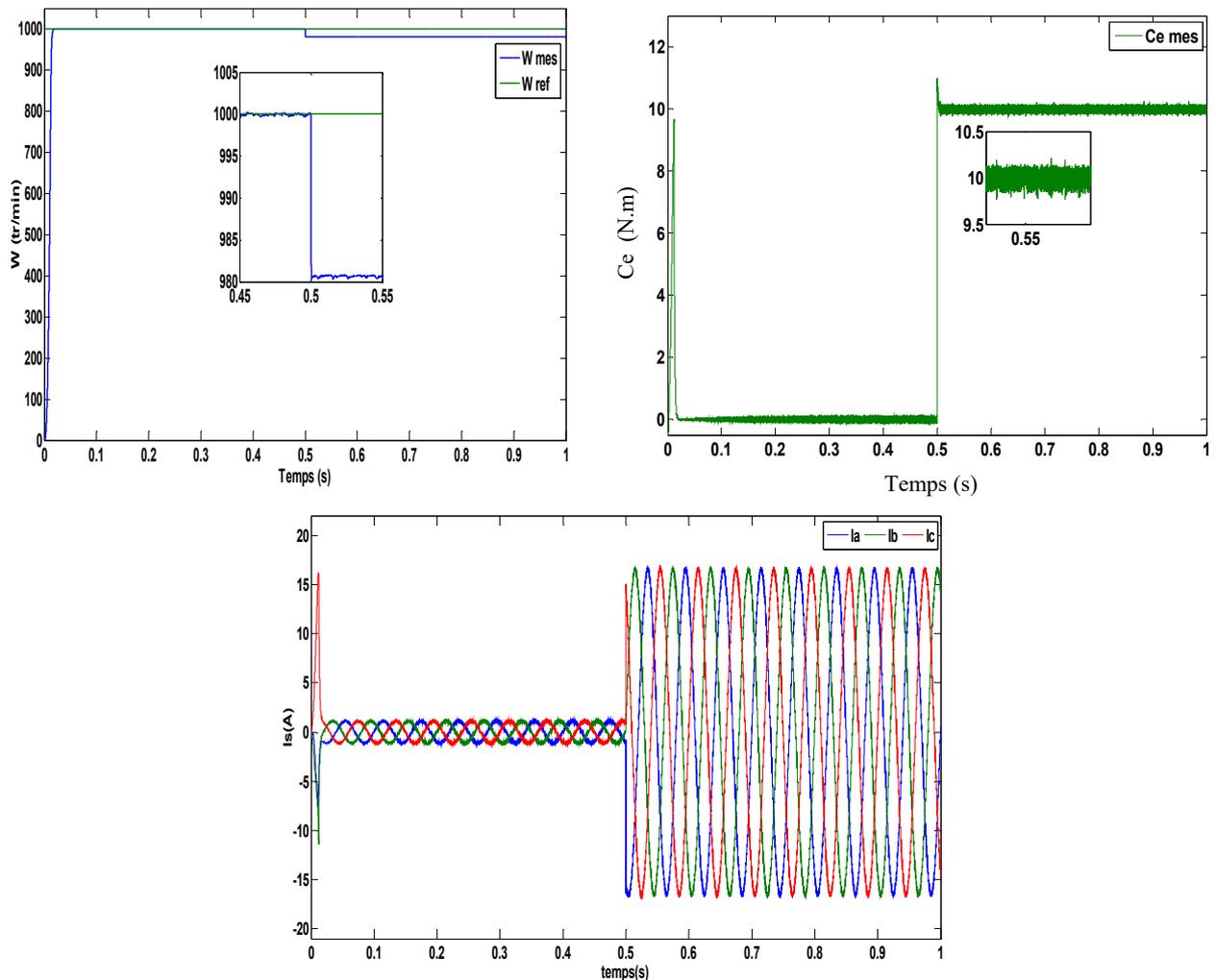


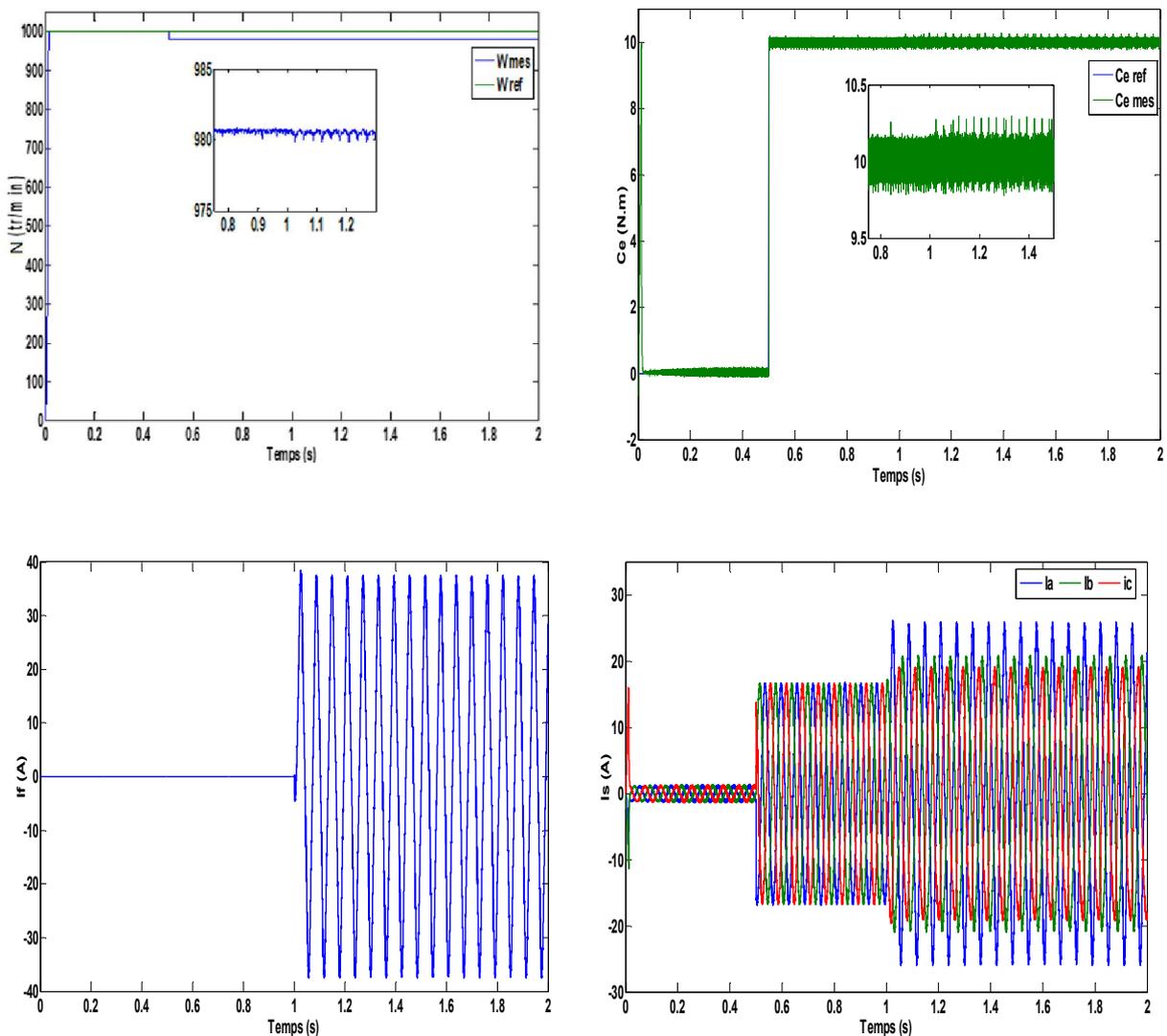
Figure II.6 : Grandeurs électriques et mécaniques pour un fonctionnement sain

La figure II.6 montre l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique ainsi que des courants statoriques. On constate que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps de 0.025s. Le couple électromagnétique présente une composante pulsante très importante avec une amplitude de valeur maximale de 10 N.m, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Il y a aussi, un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage.

On note aussi, d'après la figure II.6, que l'introduction d'un couple de charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y a une augmentation après l'application du couple de charge. On remarque aussi, que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

### II.4.2 Fonctionnement de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spire

La simulation numérique est effectuée en régime établi du fonctionnement de la machine afin de pouvoir remarquer clairement le comportement exact de cette dernière vis-à-vis du défaut appliqué (court-circuit entre spires de 50% sur la phase  $a_s$  de la machine synchrone à aimants permanents à l'instant  $t=1s$ ).



**Figure II.7 :** *Grandeurs électriques et mécaniques pour un fonctionnement avec un défaut de court-circuit de 50 % sur la phase  $a_s$  de spires*

La figure II.7 représente les grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut de court-circuit de 50% de spires à l'instant  $t=1s$  dans la phase  $a_s$ . On constate une augmentation importante au

niveau du courant de la phase où s'est produit le défaut et une augmentation moins importante pour les deux autres phases. Cette augmentation se produit suivant une permutation circulaire directe. En plus du déséquilibre du courant, on remarque aussi un déséquilibre au niveau du déphasage qui n'est plus égal à  $120^\circ$  comme en fonctionnement sain.

Le défaut de court-circuit des spires dans la phase  $a_s$  affecte aussi la vitesse de rotation et le couple électromagnétique. Avant le défaut  $i_f$  est nul. A l'instant  $t=1s$  et lors de l'application du défaut, on observe une augmentation de son amplitude.

## **II.5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle d'une MSAP avec un défaut d'isolation inter-spires. L'étude de ce modèle nous a permis d'obtenir une expression théorique du courant circulant dans la partie défailante du bobinage. L'étude de cette expression nous a permis d'affirmer qu'il est important de détecter le défaut avant le court-circuit franc pour limiter les risques de détérioration du bobinage de la machine.

Comme la machine est utilisée dans les entraînements à vitesses variables, la présence d'une commande est nécessaire car son fonctionnement à l'état dégradé permet d'assurer sa continuité du service. Un premier type de commande est celui du contrôle vectoriel indirect. Il sera considéré dans le troisième chapitre.

### *Chapitre III*

*Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie  
de la MSAP à l'état sain et en présence de défaut de  
courts-circuits entre-spires*

### III.1 Introduction

La théorie de la commande non linéaire définit différentes lois mathématiques et permet, entre autres, une description théorique de la linéarisation par retour d'état pour un système mono-entrée /mono-sortie. Les résultats obtenus seront étendus aux systèmes multi-entrées / multi-sorties en se basant sur la théorie de la géométrie différentielle [66].

La linéarisation exacte entrée-sortie a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'*Isidori* et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire. Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Les développements détaillés de telles théories ainsi que des exemples d'application peuvent être retrouvés dans plusieurs publications [67].

La linéarisation entrée-sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge [67].

Ce chapitre illustre avec détails une application directe de la commande non linéaire pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents, à l'état sain et avec défaut statorique de type court-circuit, pour le contrôle du courant et de la vitesse. Une simulation sous l'environnement Simulink/Matlab permet de mettre en évidence les performances de la stratégie de commande adoptée.

### III.2 Commande non linéaire de la MSAP

#### III.2.1 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties [68].

#### III.2.2 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le vecteur ligne  $\nabla h(x)$ , défini par  $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ . D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur

$f(x)$  est défini par le Jacobien de  $f$  (matrice de  $(nxn)$  éléments) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (\text{III.1})$$

### III.2.3 Dérivée de Lie

Soient  $f : R^n \rightarrow R^n$  un champ de vecteurs et  $h : R^n \rightarrow R$  une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée  $L_f h$  et donnant la dérivée de  $h(x)$  dans la direction de  $f(x)$ , tel que:

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Pour un ordre quelconque, on a:

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

Et:  $L_f^0 h = h$

De plus, si  $g$  est un autre champ de vecteurs, alors la fonction scalaire  $L_g L_f h(x)$  est donnée par:

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) g \quad (\text{III.3})$$

### III.2.4 Crochets de Lie

Soient  $f$  et  $g$  deux champs de vecteurs dans  $R^n$ . Le crochet de Lie de  $f$  et  $g$  est un troisième champ de vecteurs défini par:

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (\text{III.4})$$

Où  $\frac{\partial g}{\partial x}$ ,  $\frac{\partial f}{\partial x}$  sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successifs donne :

$$ad^0 f g(x) = g(x)$$

$$ad^1 f g(x) = [f, g](x)$$

.

.

.

.

$$ad^k f g(x) = [f, ad_f^{k-1} f g](x)$$

### III.3 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée  $u$  en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes classiques (commandes scalaire, par orientation du flux et DTC). On considère le cas suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u \\ y^i &= h_i(x) \end{aligned} \quad (III.5)$$

Où  $X = [X_1 X_2 \dots X_p]$  est le vecteur des états,  $u = [u_1 u_2 \dots u_p]$  est le vecteur des commandes et  $y = [X_1 X_2 \dots X_p]$  représente le vecteur des sorties. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en décrivant la sortie jusqu'à ce que, au moins, une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$Y_i^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad (III.6)$$

Le degré relatif total  $r$  est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système:  $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$  qui peut être exprimé sous forme matricielle:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}] = A(x) + E(x)u \quad (III.7)$$

Où

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

et

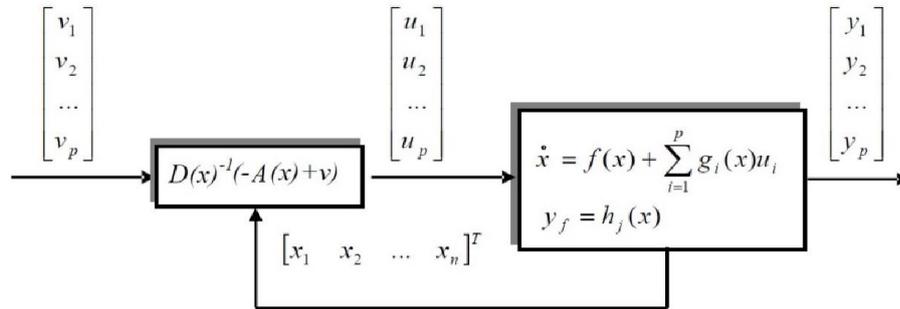
$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

$E(x)$  est appelée matrice de découplage du système.

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage est inversible. La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme:

$$u = E^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (III.10)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage  $E(x)$  est inversible. Le schéma bloc du système est donné par la figure III.1.



**Figure III.1 :** Schéma bloc du système linéaire.

En remplaçant (III.10) dans (III.7), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé. Il est de la forme:

$$Y_i^{(r_j)} = V_i \tag{III.11}$$

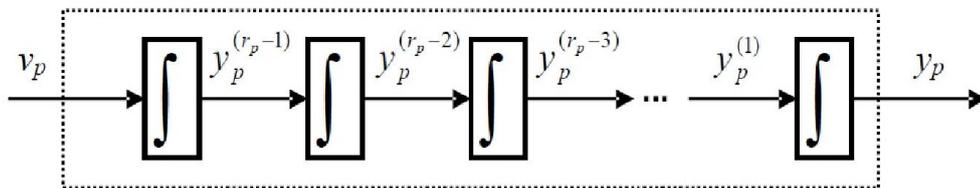
Ou plus explicitement:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = [V_1 \quad V_p]^T$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique de conception du nouveau vecteur d'entrée :

$$V = [V_1 \quad V_p]^T. \tag{III.12}$$

On remarque que l'expression (III.11) représente  $p$  intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure III.2).



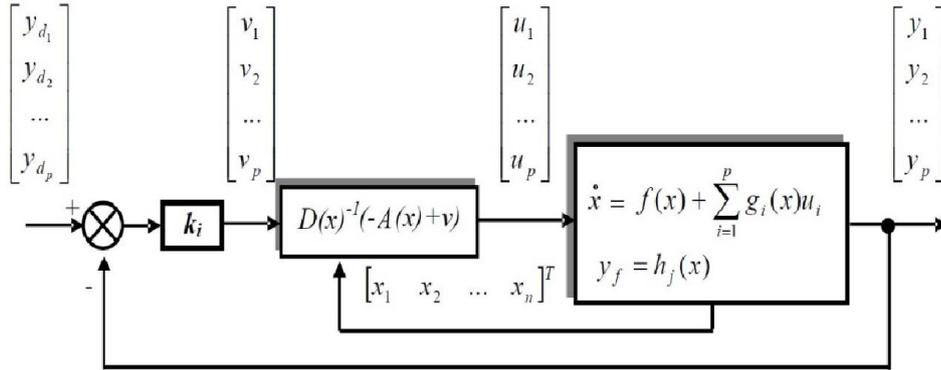
**Figure III.2 :** Dynamique du système linéaire

### III.3.1 Conception du nouveau vecteur de commande $V$

Le vecteur  $V$  est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire :

$$V_j = y_{d_j}^{(r_j)} + K_{r_{j-1}}(y_{d_j}^{(r_{j-1})} - y_j^{(r_{j-1})}) + \dots + K_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{III.13})$$

Où les vecteurs  $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_{j-1})}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$  définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les  $K_i$  sont choisis de façon à ce que le polynôme  $S^{r_j} + K_{r_{j-1}}S^{r_{j-1}} + \dots + K_2S + K_1 = 0$  soit un polynôme d'*Hurwitz* (possédant des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur  $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$  satisfait  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$ . Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure III.3 :



**Figure III.3 :** Schéma bloc du système linéaire en boucle fermée

### III.3.2 Modélisation de la MSAP commandée en tension

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle complet correspondant dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état :

$$X = [X_1 \quad X_2 \quad X_3]^T = [I_d \quad I_q \quad \Omega]^T$$

$$u = [u_1 \quad u_2]^T = [u_d \quad u_q]^T$$

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

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Avec :

- $f(x)$  champ de vecteurs d'ordre ( $n = 3$ ) et  $g$  est une matrice [3,2]
- $f$ ,  $h$  et  $g$  des fonctions non linéaires.

Les champs vectoriels  $f$  et  $g$  sont :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} X_1 + p \frac{L_d}{L_q} X_2 X_3 \\ -p \frac{L_d}{L_q} X_1 X_3 - \frac{R}{L_d} X_2 - p \frac{\varphi_f}{L_q} X_3 \\ -p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_1 X_2 + p \frac{\varphi_f}{L_q} X_2 - \frac{f}{j} X_2 - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}^T$$

### III.3.3 Choix des grandeurs de sortie

L'objectif consiste à contrôler la vitesse du moteur en forçant la composante longitudinale du courant statorique ( $I_d$ ) à être nulle en tout temps, assurant ainsi un fonctionnement à couple maximal [70]. Le vecteur des sorties est donc :

$$y = h(x) = [X_1 \ X_2]^T = [I \ \Omega]^T \quad (\text{III.15})$$

### III.3.4 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré du système. On calcule le degré relatif  $r_i$  associé à chaque grandeur de sortie  $y_i$  choisie [71], lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée  $u$ .

#### III.3.4.1 Degré relatif du courant $I_d$

On obtient ce degré relatif en résolvant :

$$\dot{y}_1(X) = \dot{h}_1(X) = L_f h_1(X) + L_g h_1(X) u \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$L_f h_1(X) = f_1(X)$$

$$L_g h_1(X) = [g_1 \ 0]$$

$$\dot{y}_1 = -\frac{R}{L_d} I_c + p \frac{L_d}{L_q} \Omega I_d + \frac{1}{L_d} u$$

Ainsi l'entrée  $u$  apparaît. On arrête ici et on note, pour cette sortie, le degré relatif qui est  $r_1=1$ .

### III.3.4.2. Degré relatif de la vitesse mécanique $\Omega$

On obtient ce degré relatif en résolvant :

$$\begin{aligned}\dot{y}_2(\mathbf{X}) &= \dot{h}_2(\mathbf{X}) = L_f h_2(\mathbf{X}) \\ &= f_3(\mathbf{X})\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}\ddot{y}_2(\mathbf{X}) &= \ddot{h}_2(\mathbf{X}) = L_f^2 h_2(\mathbf{X}) + L_g L_f h_2(\mathbf{X}) \mathbf{u} \\ &= f_1(\mathbf{X}) p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_2 + f_2(\mathbf{X}) \left( p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_1 + p \frac{\varphi_f}{j} \right) - f_3(\mathbf{X}) \frac{f}{j} \\ &\quad + g_1 p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_2 u_2 + g_2 \left( p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_1 + p \frac{\varphi_f}{j} \right) u_q\end{aligned}\tag{III.17}$$

Les deux entrées  $(u_d, u_q)$  apparaissent et le degré relatif de  $y_2$  est  $r_2 = 2$ . Le degré global du système est donc  $r_1 + r_2 = 3$ , le système est exactement linéarisable  $r = n = 3$ .

$n$  : étant l'ordre du système à contrôler.

### III.3.5. Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée – sortie de la machine, on considère seulement les dérivées des sorties. On obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(\mathbf{x}) \\ \ddot{h}_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = A(\mathbf{x}) + E(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}\tag{III.18}$$

Avec :

$$\begin{aligned}A(\mathbf{x}) &= \left[ f_1(\mathbf{X}) p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_2 + f_2(\mathbf{X}) \left( p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_1 + p \frac{\varphi_f}{j} \right) - f_3(\mathbf{X}) \frac{f}{j} \right] \\ E(\mathbf{x}) &= \left[ g_1 p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_2 u_2 + g_2 \left( p \frac{(L_d - L_q)}{j} X_1 + p \frac{\varphi_f}{j} \right) \right]\end{aligned}$$

$E(\mathbf{x})$ : matrice de découplage.

Le déterminant de la matrice  $E(\mathbf{x})$  est différent de zéro (machine à aimants permanents).  $E(\mathbf{x})$  est donc une matrice inversible.

Ainsi, la loi de commande par linéarisation par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left( -A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right) \quad (\text{III.19})$$

$V = [v_1 \ v_2]^T$  est le nouveau vecteur des variables d'entrées.

L'application de la loi de commande (III.19) sur le système (III.18) conduit à deux sous systèmes mono-variables linéaires et découplés :

$$\begin{aligned} \dot{h}_1(x) &= V_1 \\ h_2(x) &= V_2 \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

### III.3.6 Commande du courant et de la vitesse

#### III.3.6.1 Loi de commande interne

Pour assurer une parfaite convergence du courant et de la vitesse vers leurs références «  $I_{dref}$  » et «  $\Omega_{ref}$  », les entrées internes  $V_1$  et  $V_2$  sont calculées de la manière suivante :

$$V_1 = K_{I_d} (I_{dref} - I_d) + \frac{d}{dt} I_{dref} \quad (\text{III.21})$$

$$V_2 = K_{\Omega 1} \left( \frac{d}{dt} \Omega_{ref} - \frac{d}{dt} \Omega \right) + K_{\Omega 2} (\Omega_{ref} - \Omega) + \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref}$$

Cela conduit à la dynamique :

$$\frac{d}{dt} e_1 + K_{I_d} e_1 = 0 \quad (\text{III.22})$$

$$K_{\Omega 2} e_1 + K_{\Omega 1} \frac{d}{dt} e_2 + \frac{d^2}{dt^2} e_2 = 0$$

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

$$e_1 = I_{dref} - I_d$$

$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega$$

Les coefficients  $K_{I_d}$ ,  $K_{\Omega 1}$ ,  $K_{\Omega 2}$  sont choisis tel que  $K_{I_d} + S$  et  $K_{\Omega 2} + K_{\Omega 1}S + S^2$  soient des polynômes d'*Hurwitz* (racines du polynôme à parties réelles négatives). Ces coefficients sont calculés par placement de pôles.

### III.3.6.2 Loi de commande physique

La loi de commande non linéaire est élaborée à partir de (III.19). On obtient:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left( -A(x) + \begin{bmatrix} K_{I_d} (I_{dref} - I_d) + \frac{d}{dt} I_{dref} \\ -K_{\Omega} f_3(x) + K_{\Omega 2} (\Omega_{ref} - \Omega) \end{bmatrix} \right) \quad (III.23)$$

$$\left( \frac{d}{dt} I_{dref} = \frac{d}{dt} \Omega_{ref} = \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref} = 0 \right) \quad (III.24)$$

### III.4 Stratégies de Commande du MSAP

Le MSAP peut fonctionner sur une large gamme de la caractéristique couple - vitesse. En fait, le couple électromagnétique, hors couple de reluctance, résulte d'une interaction de deux champs tournants fondamentaux. L'un est appelé champ rotorique. Il est fixé par les aimants permanents et il tourne à la vitesse électrique du rotor. L'autre est appelé champ statorique. D'après le théorème de *Ferraris*, les deux champs tournent à la même vitesse électrique en régime permanent. Ceci constitue le synchronisme. Cependant, la perte de synchronisme peut être causée par une variation brusque de la vitesse de rotation de la machine sous l'effet d'un changement brutal du couple résistant. Elle peut aussi provenir d'une surcharge en couple résistant qui dépasse le couple maximal de la machine. Afin d'éviter cette perte, il est nécessaire de synchroniser les formes des courants d'alimentation des enroulements du stator sur la position du rotor. Dans ce cas, la machine est dite *autopilotée*. Ceci est représenté par la figure III.4.

D'autre part, pour améliorer les performances en régime dynamique, le couple doit faire l'objet d'un réglage des amplitudes des champs tournants selon le type de fonctionnement désiré. Dans la littérature, nous distinguons deux modes de réglage [69].

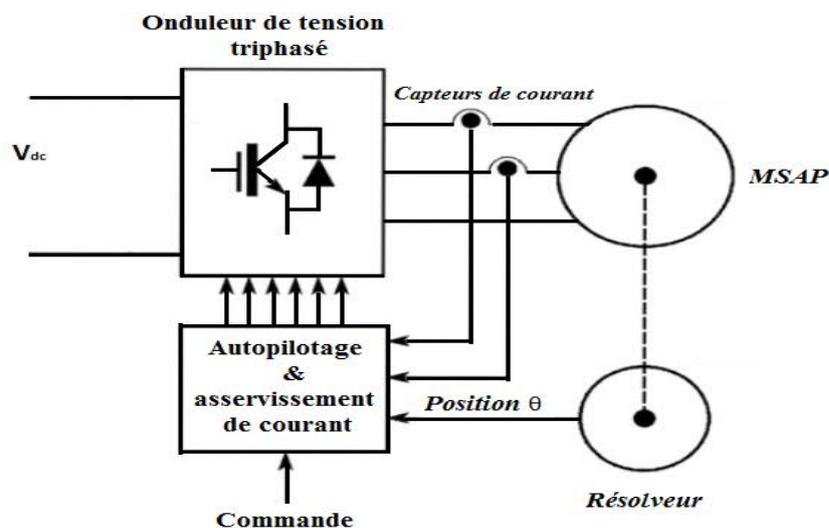


Figure III.4 : Schéma de principe de l'autopilotage d'un MSAP

### III.5 Modélisation de l'onduleur de tension [69]

Dans notre travail, nous avons choisi l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). La modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du MSAP. Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. La figure III.4 représente le schéma de cet onduleur et son modèle. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur. Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur. Sa valeur vaut un (1) si l'interrupteur est fermé et zéro (0) s'il est ouvert. Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } S_i \text{ est fermé et } S'_i \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } S_i \text{ est ouvert et } S'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{Avec } i=1, 2, 3$$

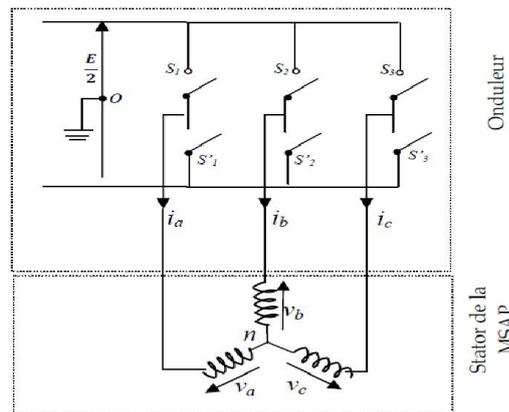


Figure III.5 : Représentation simplifiée de l'onduleur

Les tensions de sortie sont obtenues par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad \text{(III.25)}$$

Avec  $v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})$

En utilisant les fonctions de connexion, les tensions composées de l'onduleur sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \end{aligned} \quad \text{(III.26)}$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an}$$

Les tensions de branches  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques  $F_i$  par :

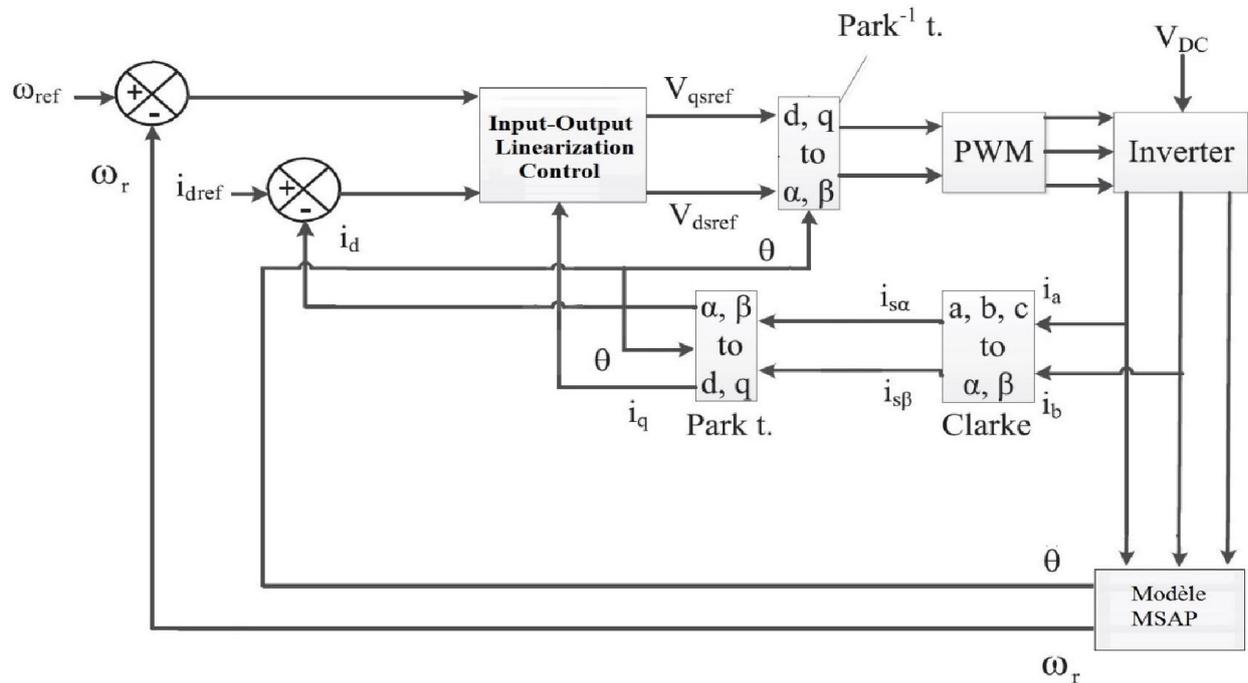
$$\begin{aligned} v_{ao} &= \frac{1}{2}EF_1 \\ v_{bo} &= \frac{1}{2}EF_2 \\ v_{co} &= \frac{1}{2}EF_3 \end{aligned} \tag{III.27}$$

En remplaçant  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  dans la relation (III.25) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{III.28}$$

### III.6 Résultats de simulation

Le schéma bloc de simulation de la conduite de la MSAP, par la commande non-linéaire, de type linéarisation entrée-sortie et par retour d'état non linéaire, est illustré sur la **Figure III.6** à l'état sain et en défaut. Les paramètres de simulation de la machine sont présentés dans l'**annexe A**.

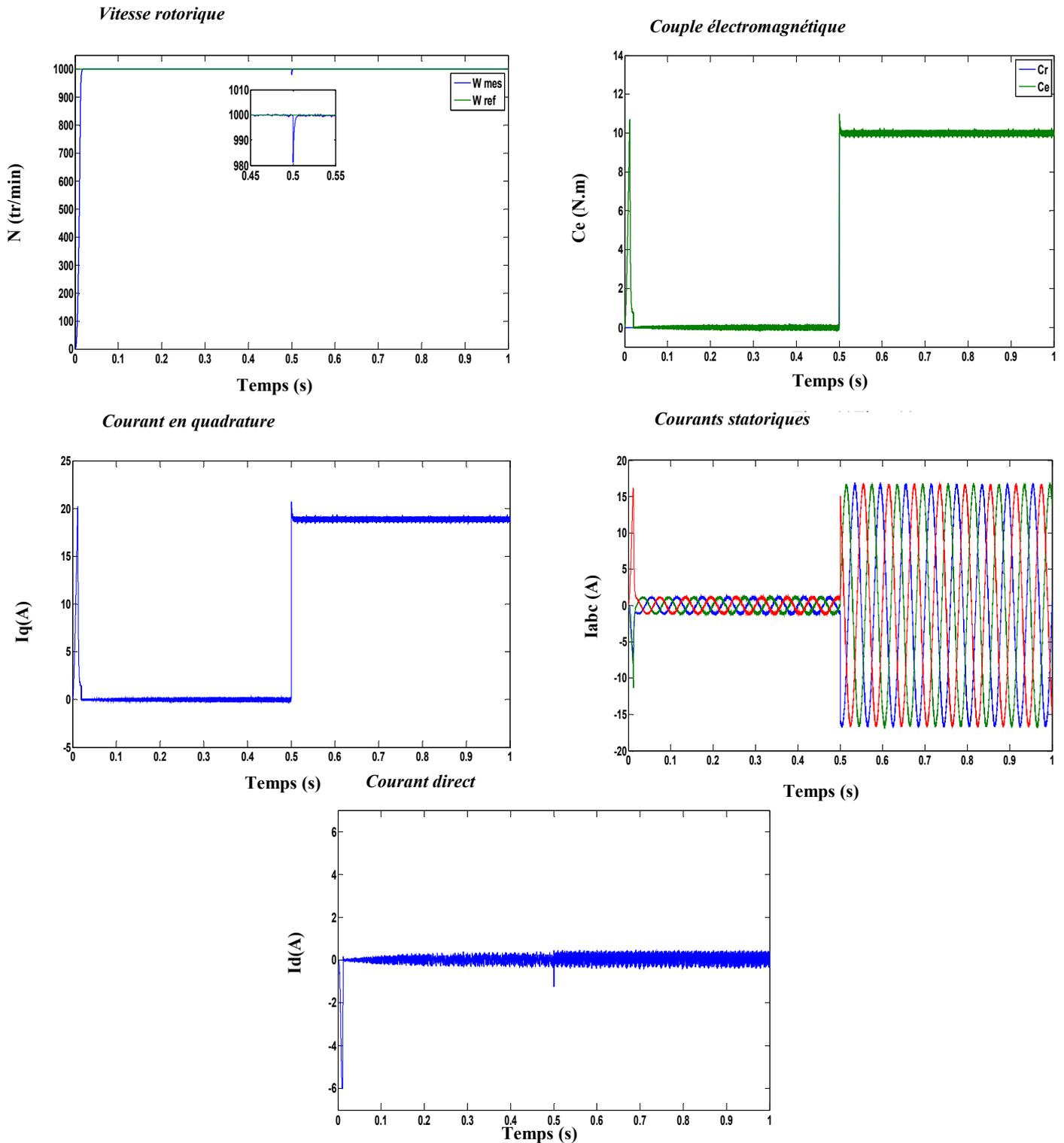


**Figure III.6 :** Schéma global de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI.

### III.6.1 Fonctionnement de la MSAP à l'état sain

#### *Démarrage à vide avec introduction du couple de charge*

La simulation est effectuée en utilisant le modèle de la MSAP considérée à l'état sain. La machine démarre à vide. L'application du couple de charge de 10 Nm est réalisée à l'instant  $t=0.5s$ , pour une vitesse de référence de  $N=1000$  tr/min.

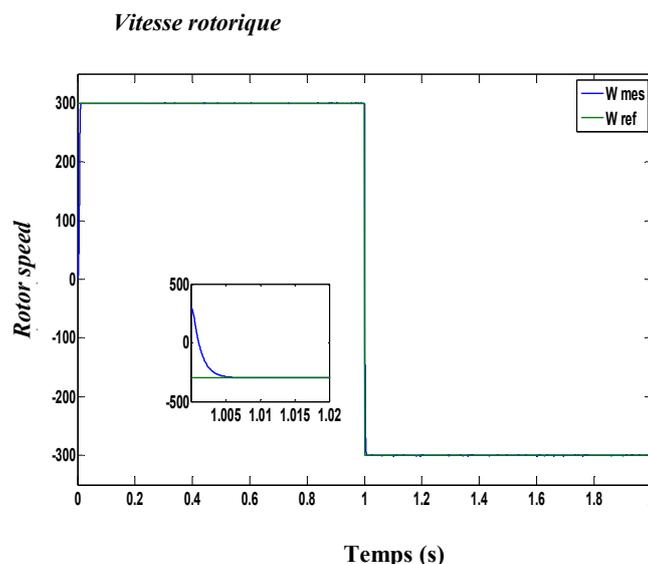


**Figure III.7:** *Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge à l'état sain de la MSAP*

La figure III.7 présente les résultats de simulation de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie. Les courbes montrent que lors du démarrage à vide, toutes les grandeurs se stabilisent après un temps de réponse de 0.02 s. La vitesse de rotation suit la vitesse de référence sans présence de dépassement. Il y a un fort appel de courant au démarrage, puis ce courant se stabilise en régime permanent. Le couple électromagnétique oscille lors de la mise sous tension en atteignant une valeur maximale de 18 N.m et disparaît une fois le régime permanent est atteint. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge avec quelques ondulations supplémentaires au niveau du couple et du courant causées par la MLI.

### III.6.1.1. Fonctionnement à basses vitesses

L'inversion du sens de rotation du moteur synchrone à aimants permanents est un test de robustesse de la commande de la machine vis – à - vis de la variation de la vitesse de rotation. Elle nous permet aussi la vérification de la réponse de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie. Pour ce faire, on applique une consigne de 300 tr/min pour l'inverser par la suite à -300 tr/min à  $t= 0.1$  s (figure III.8).

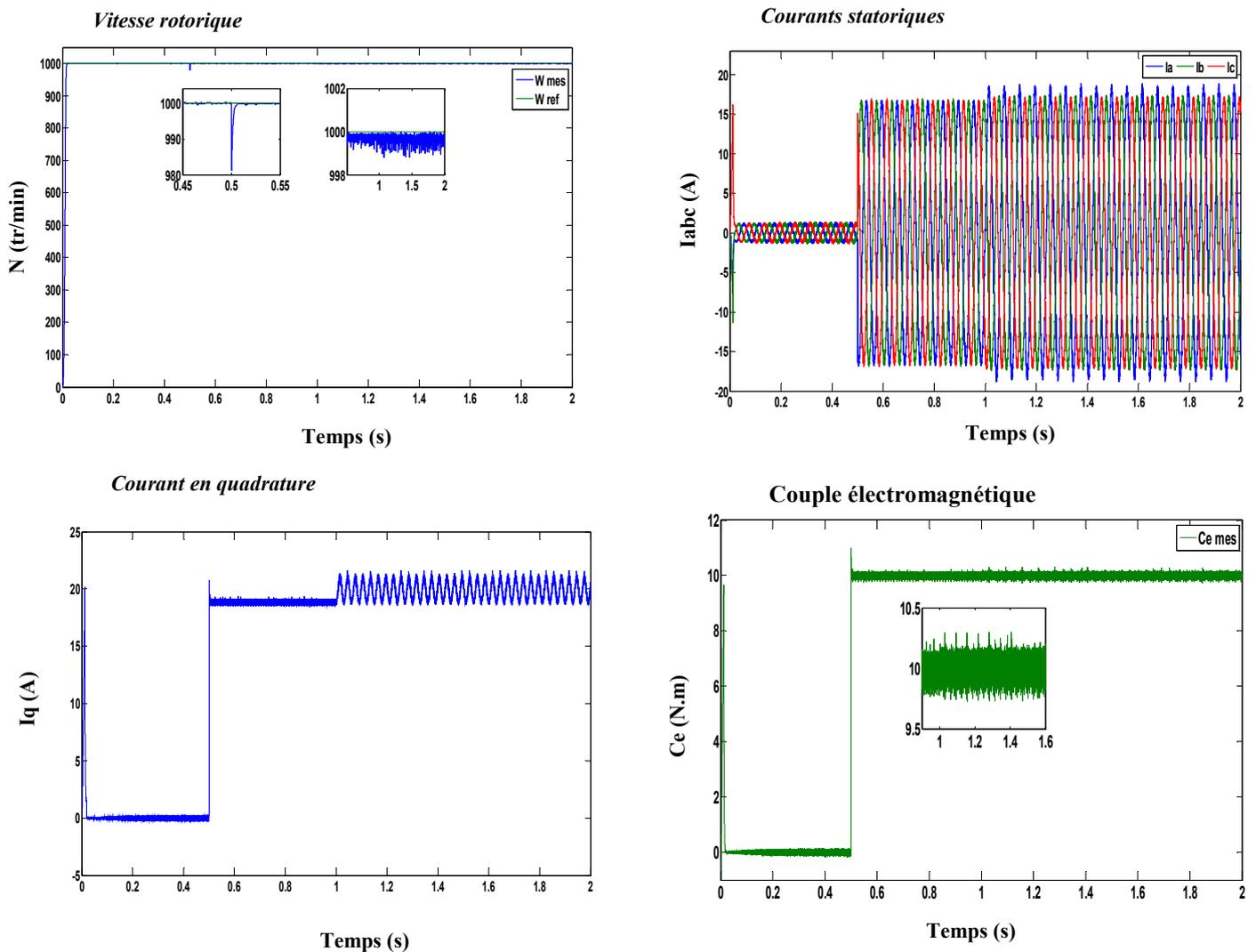


**Figure III.8:** Test de robustesse réalisé aux basses vitesses

### III.6.2 Fonctionnement de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spires

La figure III.9 représente les courbes de vitesse, du courant des phases statoriques ( $i_s$ ), du courant en quadrature ( $i_q$ ) et du courant direct ( $i_d$ ) de la machine. Cette dernière est supposée en charge, à l'état sain puis avec défaut de court-circuit de 10% de spires dans la phase ( $a_s$ ) à l'instant  $t=1$ s. Le test est effectué pour une vitesse de référence égale à 1000 tr/min.

Pour un défaut de court-circuit de 50% de spire à l'instant  $t=1$ s dans la phase ( $a_s$ ) .



**Figure III.9:** *Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge et en état de défaut avec  $\mu = 10\%$  et  $r_f = 0.1 \Omega$ .*

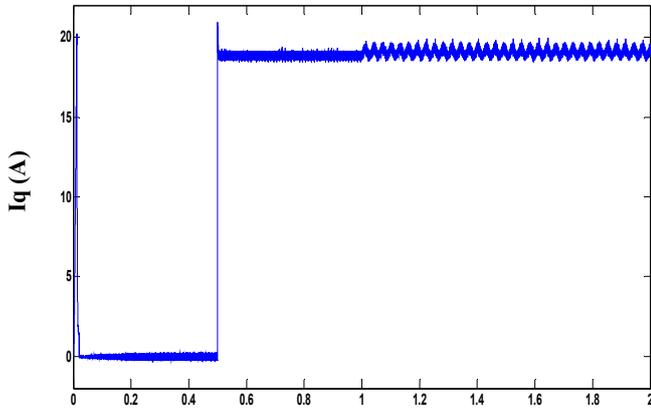
D'après la figure III.9, on remarque que la vitesse suit sa référence après un état transitoire qui dure 0,08 s et diminue légèrement au moment de l'application de la charge. Le couple électromagnétique présente une dynamique rapide et précise, tandis que les courants triphasés illustrent une forme d'onde sinusoïdale pure pendant l'application de la charge. Le courant  $I_q$  suit l'évolution du couple électromagnétique, tandis que  $I_d$  est resté constant. À  $t = 1s$ , 10% des spires de la phase  $a_s$  sont en court – circuit. La résistance de défaut est  $r_f = 0.1 \Omega$ . Il est à noter que le défaut de court-circuit entre spires n'affecte pas la vitesse du rotor et le couple électromagnétique. Cela est dû au fait que le contrôle en boucle fermée qui masque et compense l'effet de défaut. L'amplitude du courant de défaut n'est pas constante après l'apparition du défaut. Le courant en quadrature  $I_q$  est affecté par le défaut par l'apparition d'oscillations.

### III.6.2.1 Influence de la sévérité du défaut $\mu$ sur la conduite de la machine

Dans ce cas, on fait varier la valeur de  $\mu$  (5%, 15% et 30%) en supposant que  $r_f=0.1\Omega$ . Le défaut est introduit à  $t=1s$  après l'application d'une charge de 10 N.m à  $t=0.5s$ .

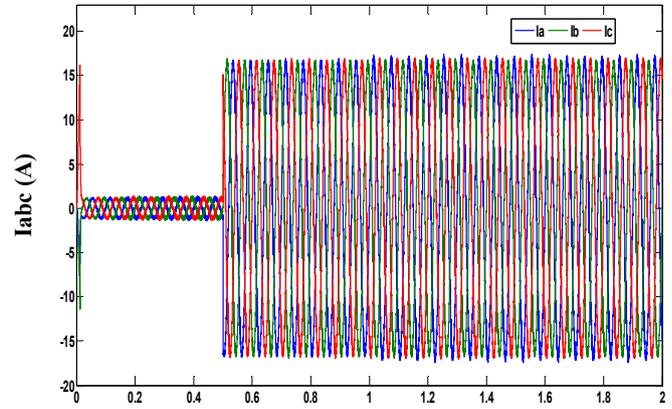
**(a):  $\mu = 5\%$ ,  $r_f=0.1\Omega$ .**

*Courant en quadrature*



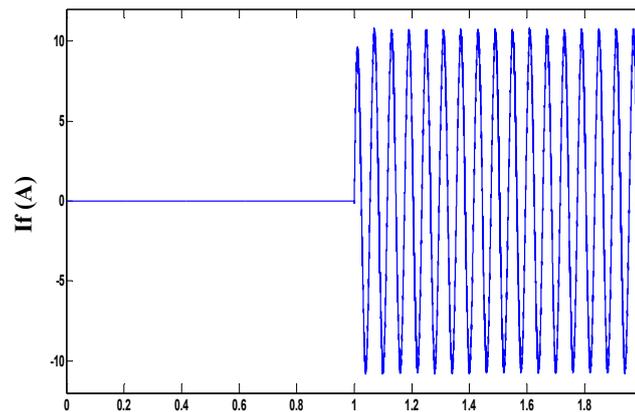
Temps (s)

*Courants statoriques*



Temps (s)

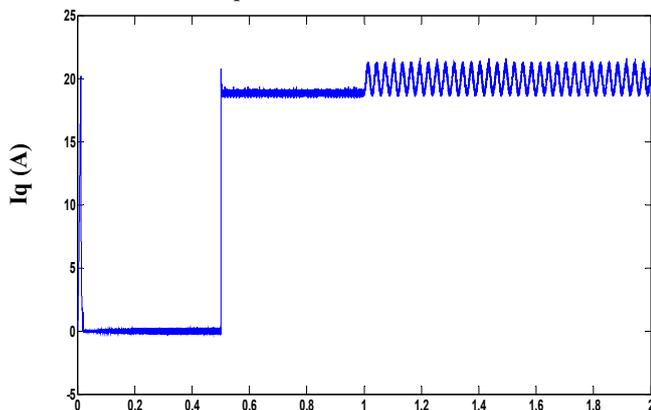
*Courant de défaut*



Temps (s)

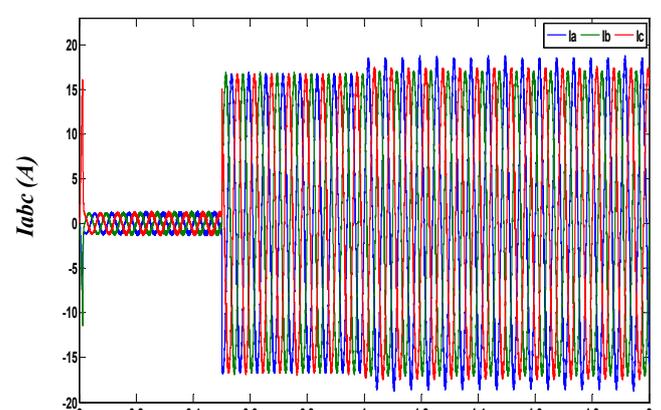
**(b):  $\mu = 15\%$ ,  $r_f=0.1\Omega$ .**

*Courant en quadrature*



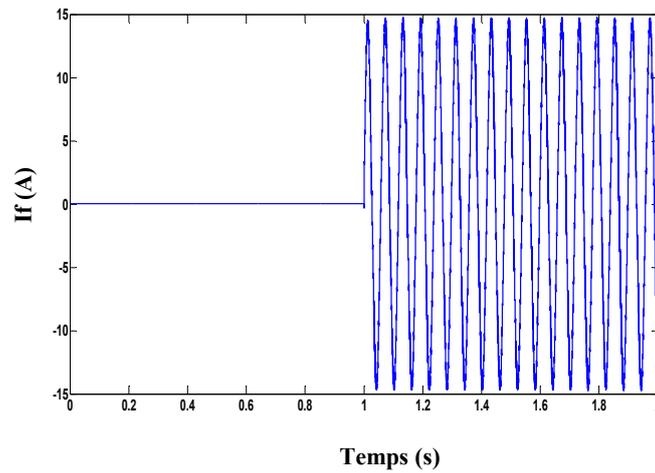
Temps (s)

*Courants statoriques*



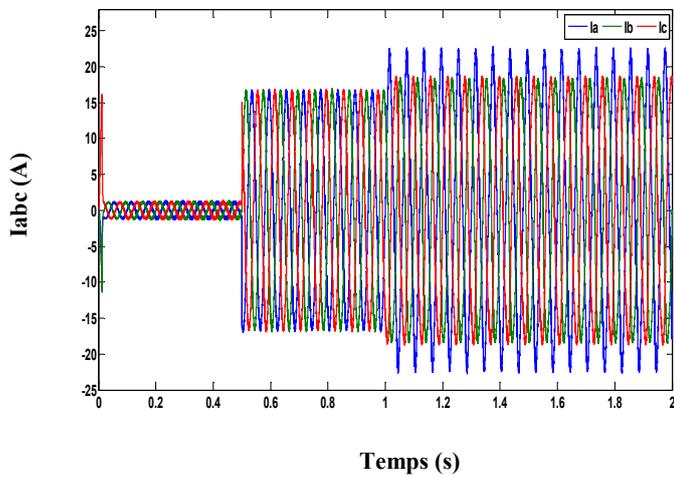
Temps (s)

*Courant de défaut*

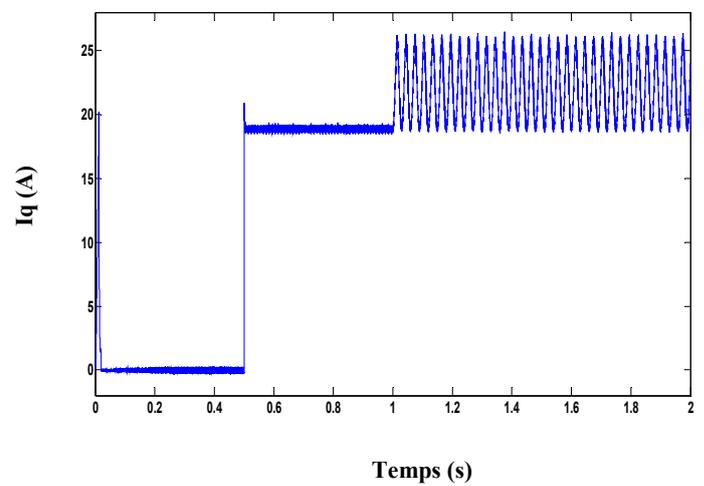


(c) :  $\mu = 30\%$ ,  $r_f = 0.1\Omega$ .

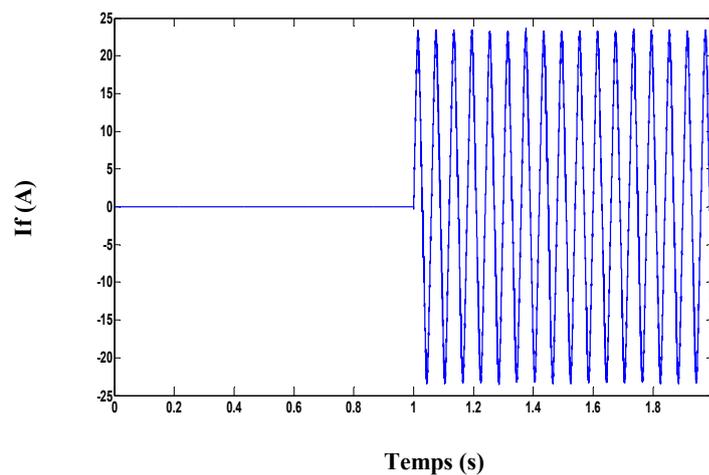
*Courants statoriques*



*Courant quadrature*



*Courant de défaut*



**Figure. III.10 :** Caractéristique électrique avec résistance de défaut  $r_f = 0.1\Omega$ , pour différentes valeurs de la sévérité du défaut a)  $\mu = 5\%$ . b)  $\mu = 15\%$ , c)  $\mu = 30\%$ .

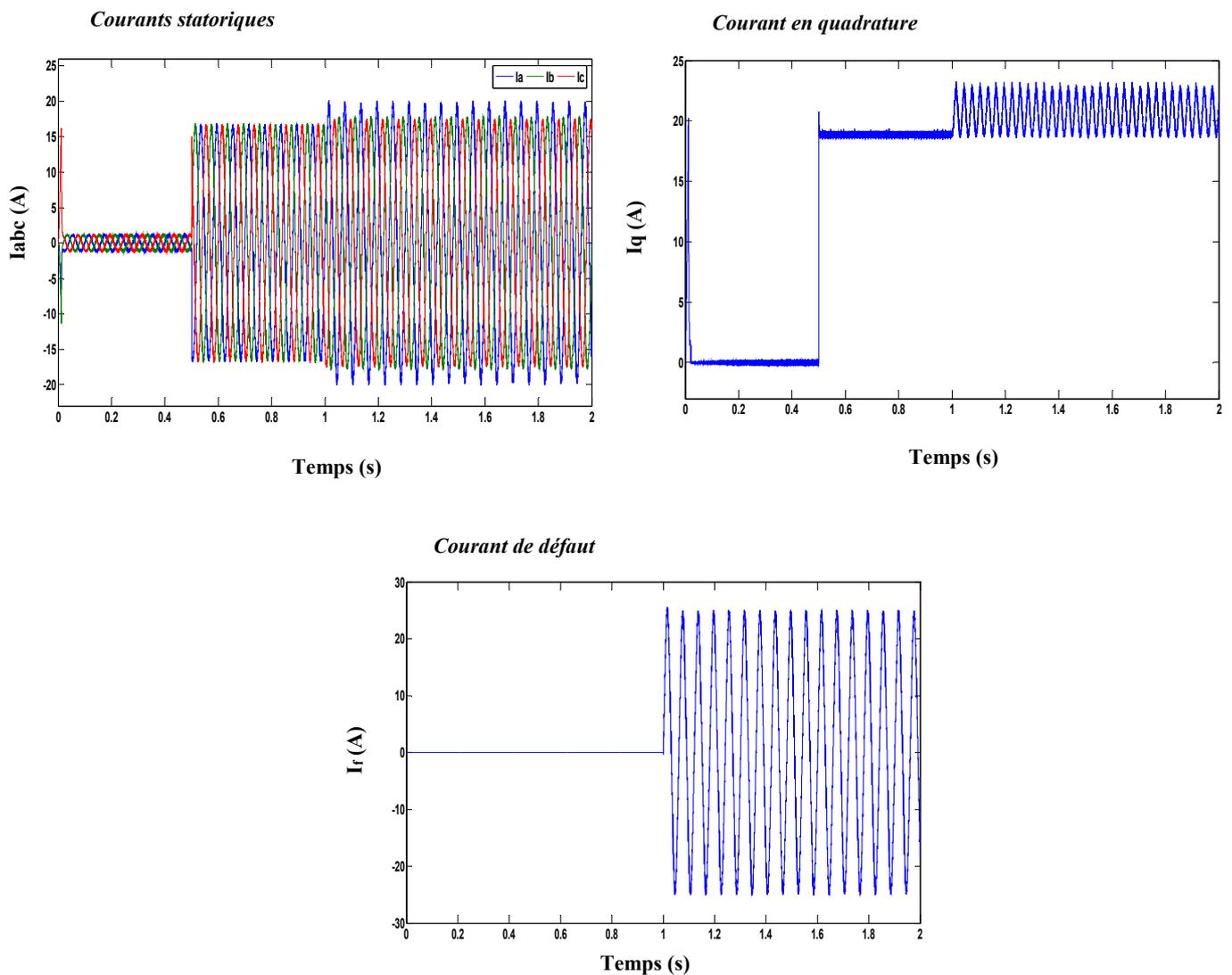
Il est à noter que si l'effet du nombre des spires en court-circuit augmente, l'amplitude du courant de phase en défaut ( $a_s$ ) augmente par rapport aux autres phases ( $b_s$ ,  $c_s$ ) et que les trois

courants sont déséquilibrés. L'amplitude du courant de défaut augmente et le courant en quadrature  $I_q$  sont affectés par le défaut et présentent des oscillations.

### III.6.2.2 Influence du changement de la résistance de défaut $r_f$ sur la machine

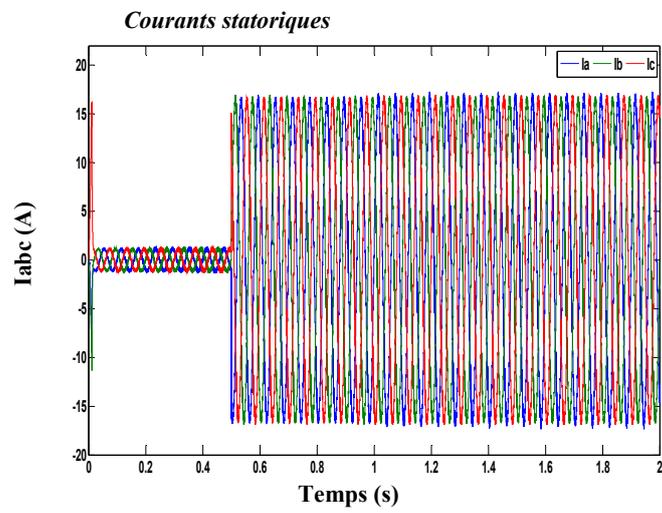
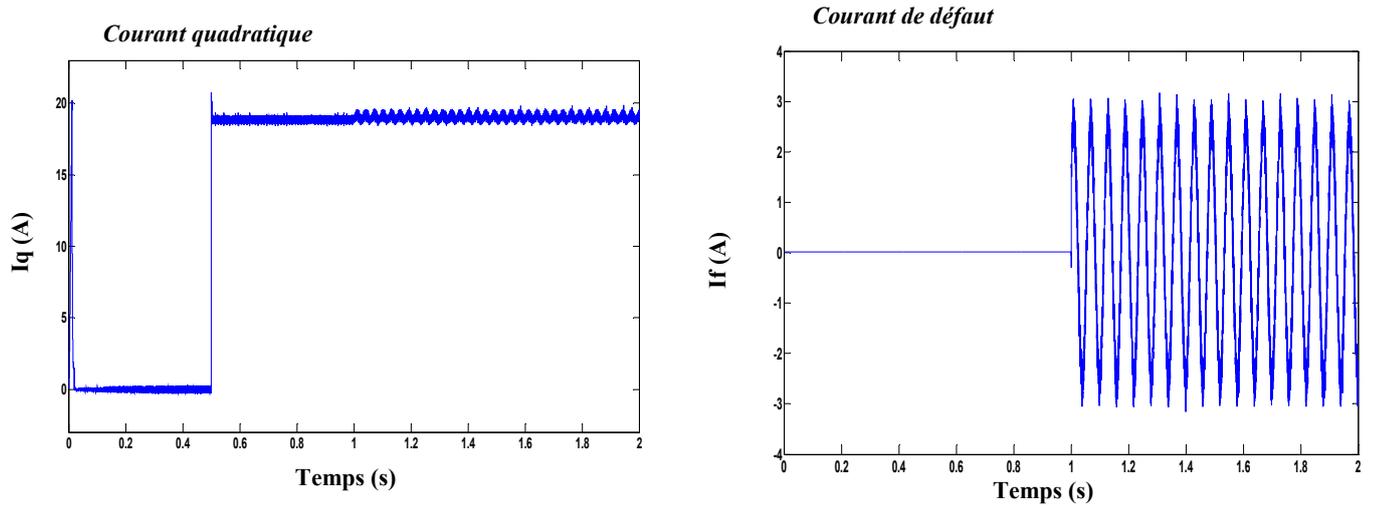
Dans ce test, on fixe  $\mu$  à 15% et on fait varier la valeur de la résistance de défaut  $r_f$  (0  $\Omega$ , 1  $\Omega$  et 10  $\Omega$ ). Le défaut sera introduit à  $t= 1s$  après l'application d'une charge de 10 N.m à  $t=0.5s$ . La figure III.11 montre l'effet de la variation de résistance du défaut.

(a) :  $\mu = 15\%$ ,  $r_f = 0 \Omega$ ,

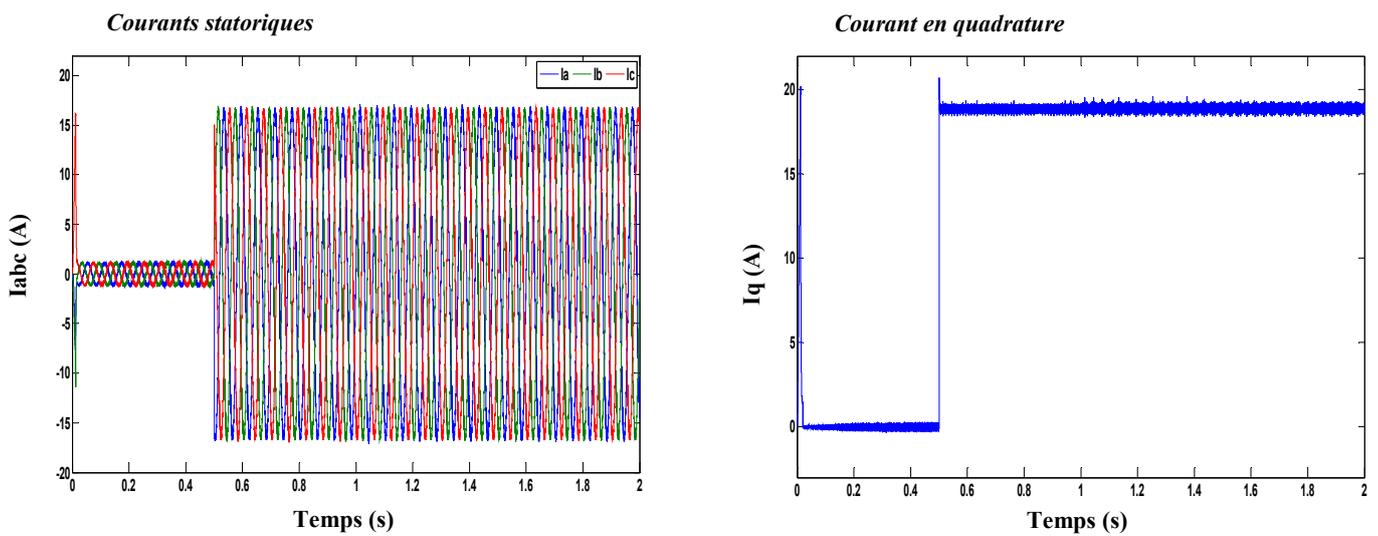


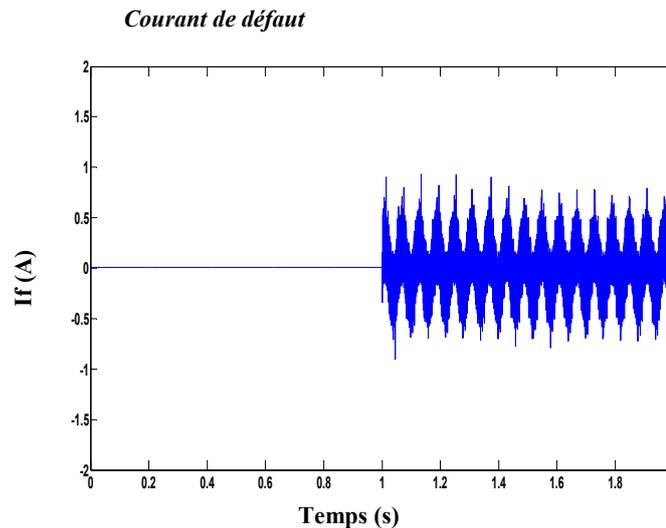
\

(b) :  $\mu = 15\%$ ,  $r_f = 1 \Omega$ ,



(c) :  $\mu = 15\%$ ,  $r_f = 10 \Omega$ ,





**Figure III 11 :** *Caractéristique électrique avec la sévérité du défaut  $\mu = 15\%$ , pour différentes valeurs de la résistance du défaut a)  $r_f = 0\Omega$ . b)  $r_f = 1\Omega$ , c)  $r_f = 10\Omega$ .*

Lorsqu'on augmente la résistance de défaut, le courant qui la traverse diminue. Par conséquent, le courant  $i_f$  diminue et le courant  $i_a$  tend à être égal aux courants des autres phases. Les courants reprennent leurs formes sinusoïdales. Le système des courants est non équilibré parce que le courant de défaut subsiste toujours. Ceci montre la sensibilité du choix de la valeur de  $r_f$ . Ce choix dépend du nombre de spires en court-circuit et des paramètres de la machine.

### **III.7 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la technique de commande non linéaire au sens entrées - sorties appliquée au modèle de la MSAP qui forme un système non linéaire. Cette technique est basée sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état. Les résultats des nombreuses simulations effectuées montrent la robustesse de la commande non linéaire appliquée.

Dans le chapitre suivant, on va s'intéresser à l'application de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Pour cela, on va utiliser l'algorithme du filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse et les caractéristiques mécaniques et électriques de la MSAP à l'état sain et en défaut de type court-circuit entre spires.

*Chapitre IV*

*Estimation de la vitesse mécanique du MSAP par filtre  
de Kalman*

## IV.1 Introduction

La commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie du MSAP nécessite une électronique qui reste relativement complexe et un microprocesseur performant. En effet, les MSAP ne peuvent être commandés que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor. L'électronique et les composants liés à la mesure de la position sont encore très coûteux. La position du rotor est obtenue à partir des capteurs mécaniques qui sont généralement sensibles aux perturbations et leur maintenance est coûteuse. Par ailleurs, la mesure d'une variable physique peut être délicate d'un point de vue technique. Ce capteur permet d'éviter tout risque d'instabilité ou de décrochage du MSAP. On parle dans ce cas de machine autopilotée ou auto synchrone. L'élimination du capteur de position réduit considérablement le coût et élimine le besoin de la maintenance régulière de pièces mécaniques. Cela augmente donc la fiabilité. Par conséquent, le regain d'intérêt, manifesté par les différents secteurs industriels et par le monde de la recherche, prouve que la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie des actionneurs synchrones sans capteur mécanique est un créneau très porteur en vue d'accroître l'efficacité et la fiabilité de la conception des systèmes d'entraînement à vitesse variable [63].

Ces problèmes peuvent être résolus en utilisant des algorithmes dynamiques, appelés observateurs d'états. Ces derniers, permettent la détermination d'un modèle d'estimation d'état en utilisant les grandeurs accessibles du moteur, telles que les courants et les tensions [72].

Dans le domaine de l'estimation paramétrique de la machine, diverses méthodes existent selon des considérations définies par les différentes perturbations. Ces méthodes peuvent être déterministes ou stochastiques. Les méthodes déterministes ne tiennent pas compte des hypothèses concernant les propriétés des bruits. Par contre, les méthodes stochastiques tiennent en compte l'influence des bruits de perturbation du système. Parmi les méthodes stochastiques, on cite le filtre de *Kalman*. Un cas particulier de cette méthode est le filtre de *Kalman* étendu qui est approprié au traitement des mesures bruitées discrètes dans le but d'obtenir des valeurs précises des grandeurs estimées des variables d'état et des paramètres du modèle [72].

## IV.2 Filtre de kalman étendu (FKE)

Le filtre de *Kalman* étendu est un outil mathématique permettant de déterminer des grandeurs d'état non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. L'observateur d'état de *Kalman* doit être capable de décrire l'état du système. Le nombre de mesures avec leur précision disponible impose un observateur d'ordre complet. Le FKE est un observateur stochastique donnant une estimation optimale des états des

systèmes non linéaires en tenant compte du bruit, des incertitudes du modèle et de l'effet des perturbations non mesurées [74]. La figure IV.1 montre la structure du filtre de Kalman.

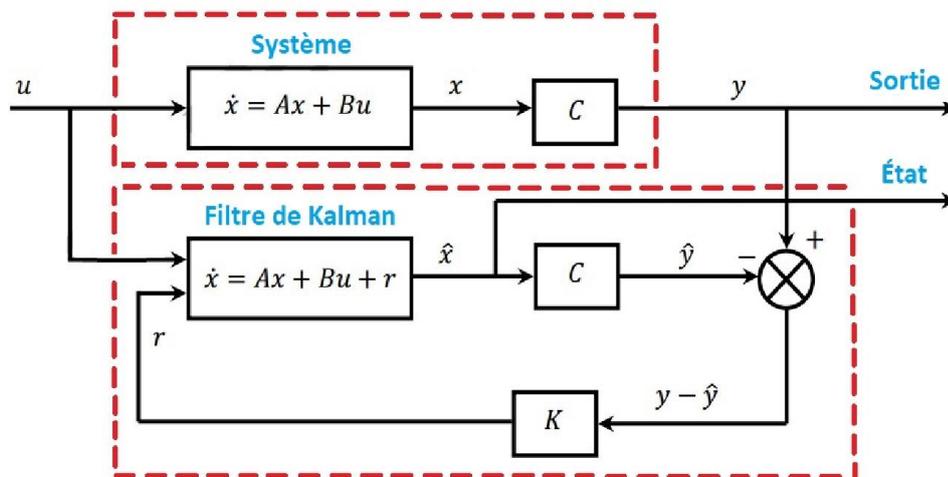


Figure IV.1 : Structure de l'estimateur à base du filtre de Kalman

### IV.3 Modèle d'état du MSAP tenant compte du défaut statorique et associé à l'estimateur par FKE

Le FKE est utilisé pour l'estimation des états du système donné par l'équation (IV.1). Ainsi, l'ajout d'un autre vecteur d'état permet l'estimation d'une autre variable désirée. Pour l'estimation de la vitesse rotorique et les résistances rotoriques équivalentes de la machine, le modèle d'état étendu du système sera décrit par:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_k x(t) + B_k u(t) \\ y = C_k x(t) \end{cases} \quad (IV.1)$$

avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{12} & pa_{13} & 0 \\ 0 & a_{21} & 0 & a_{22} & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{32} & pa_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{f_r}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_k = \begin{bmatrix} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 \\ b_{11} & 0 & b_{31} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [V_\alpha \quad V_B]^T \quad y = [I_\alpha \quad I_\beta]^T \quad x = [I_\alpha \quad I_\beta \quad I_f \quad \Omega \quad C_r]^T$$

Les coefficients  $a_{ii}$  et  $b_{ii}$  sont données dans l'annexe B

### IV.3.1 Modèle stochastique

Le modèle continu donné par l'équation (IV.1) doit être discrétisé afin d'obtenir un modèle qui s'adapte à la structure du FKE. Le choix du pas de discrétisation et de la méthode sont le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que du temps de calcul [75]. En notant par  $T_e$  le temps d'échantillonnage, on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par:

$$\dot{x} = \frac{\{x[(K_d+1)T_e] - x[K_dT_e]\}}{T_e} \quad (IV.2)$$

Le modèle discret de (VI.1) est exprimé par :

$$\begin{cases} x(K_d+1) = A_d x(K_d) + B_d u(K_d) \\ y(K_d+1) = C_d x(K_d) \end{cases} \quad (IV.3)$$

tel que:

$$A_d = \exp[A_k T_e] \approx I + A_k T_e$$

$I$ : Matrice identité,

$$B_d \approx B_k T_e, \quad C_d \approx C_k$$

où:  $((K_d+1)T_e)$  et  $(K_d T_e)$  sont remplacés  $(K_d+1)$  et  $(K_d)$ , respectivement.

On obtient donc:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1+a_{11}T_e & 0 & a_{12}T_e & Pa_{13}T_e & 0 \\ 0 & 1+a_{21}T_e & 0 & a_{22}T_e & 0 \\ a_{31}T_e & 0 & 1+a_{32}T_e & Pa_{33}T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1-\frac{f_r}{J}T_e & -\frac{1}{J}T_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 & b_{21}T_e & 0 & 0 & 0 \\ b_{11}T_e & 0 & b_{31}T_e & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, on introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation  $W(k_d)$  (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure  $V(k_d)$ . Le système s'écrit comme suit [76]:

$$\begin{cases} x(K_d + 1) = A_d x(K_d) + B_d x(K_d) + W(K_d) \\ y(K_d) = C_d x(K_d) + V(K_d) \end{cases} \quad (IV.4)$$

Les bruits du système  $W(k_d)$  et  $V(k_d)$  sont blancs, décorrélés et de moyenne nulle :

$$\begin{cases} E(W_i) = 0 \text{ et } E(V_j) = 0 \quad \forall i, j \\ E\{V_i W_j^T\} = 0 \quad \forall i, j \text{ et } E\{V_i W_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \text{ et } E\{V_i V_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \end{cases} \quad (IV.5)$$

Les matrices de covariance de  $W(k_d)$  et  $V(k_d)$  sont respectivement  $Q$  et  $R$  :

$$\begin{cases} Q = \text{cov}(w) = E\{w w^T\} \\ R = \text{cov}(v) = E\{v v^T\} \end{cases} \quad (IV.6)$$

En supposant que  $Q$  et  $R$  sont diagonales, les paramètres dans les axes  $d$  et  $q$  sont les mêmes. Huit éléments de covariance de bruits doivent être connus.

### IV.3.2 Procédure d'estimation du FKE

Le FKE est déduit en construisant un système linéaire qui se rapproche du système non linéaire près de l'état estimé actuel. Les équations du FKE sont ensuite utilisées dans ce système linéarisé. Le modèle du signal non linéaire et les nouvelles mesures du signal sont utilisés pour calculer le nouvel état estimé. Ce processus est renouvelé après itération et le modèle d'état est relinéarisé dans chaque nouvel état [77]. On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme d'estimation du FKE. La première étape est la prédiction et la seconde étape est la correction. La figure IV.2 illustre la procédure d'estimation du FKE.

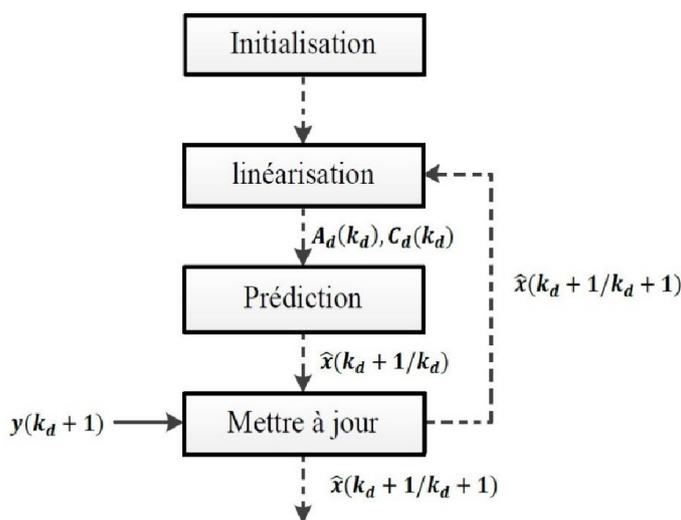


Figure IV.2 : Procédure d'estimation du FKE

• **Phase de prédiction**

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(K_d + 1 / K_d) = f(\hat{x}(K_d / K_d), u(K_d)) \quad (IV.7)$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$P(K_d + 1 / K_d) = A_d(K_d) f(\hat{x}(K_d / K_d)) A_d^T(K_d) + Q \quad (IV.8)$$

avec:

$$A_d(K_d) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} (x(K_d), u(K_d)) \right|_{x=\hat{x}(K_d / K_d)} \quad (IV.9)$$

• **Phase de correction**

- Calcul du gain de Kalman

$$K(K_d + 1) = P(K_d + 1 / K_d) C_d^T(K_d) (C_d(K_d) P(K_d + 1 / K_d) C_d^T(K_d) + R)^{-1} \quad (IV.10)$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(K_d + 1 / K_d + 1) = \hat{x}(K_d + 1 / K_d) K(K_d + 1) \left[ y(K_d + 1) - \hat{y}(\hat{x}(K_d + 1 / K_d)) \right] \quad (IV.11)$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$P(K_d + 1 / K_d + 1) = (I - K(K_d + 1) C_d) P(K_d + 1 / K_d) \quad (IV.12)$$

### IV.3.3 Choix des matrices de covariance $Q$ et $R$ du bruit

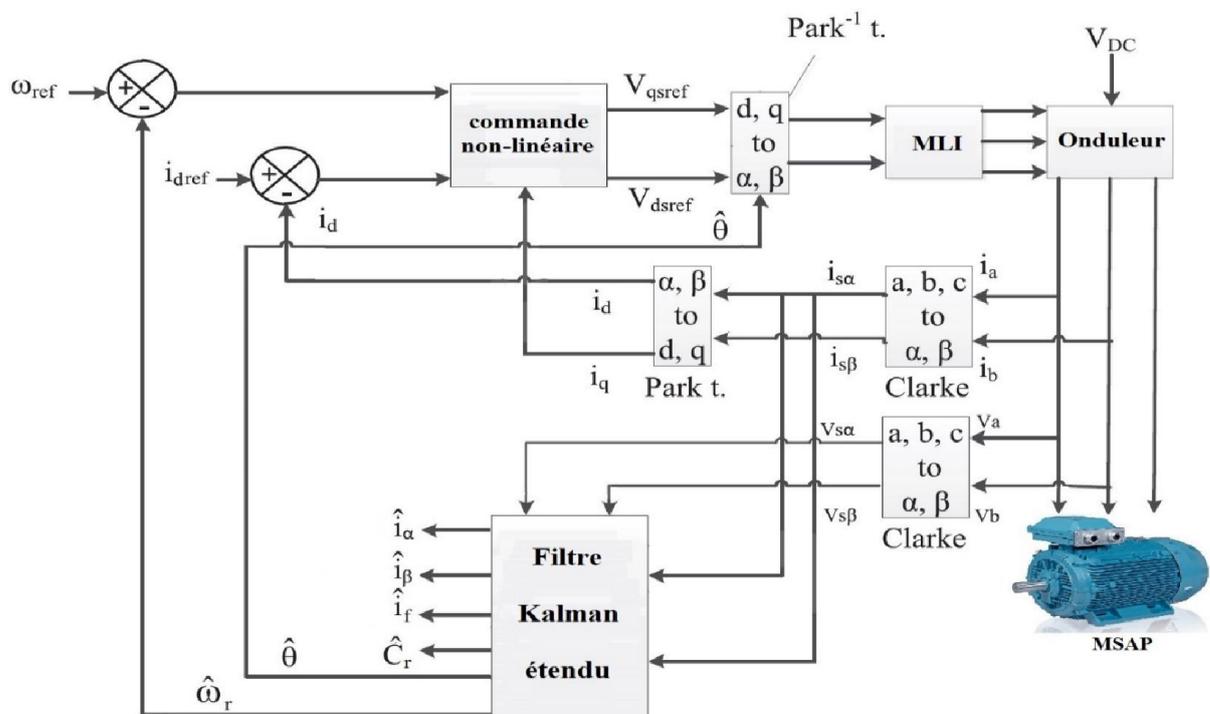
Les inexactitudes de calcul, les erreurs de modélisation et les erreurs dans les mesures sont généralement prises en compte au moyen d'entrées de bruit. Les matrices de covariance  $Q$  et  $R$  caractérisent les bruits  $W$  et  $V$ , respectivement. Ceux-ci prennent en compte les approximations du modèle et les erreurs de mesure. Une partie critique de la conception consiste à utiliser des valeurs initiales correctes pour les matrices de covariance et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, certaines lignes principales mettent en évidence l'influence de l'ajustement de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtre [78].

La matrice  $Q$ , liée au bruit, permet d'ajuster le modèle d'état estimé pour se rapprocher du modèle réel. La matrice  $R$  règle, quant à elle, le poids des mesures. Une trop grande valeur de  $Q$  ou une faible valeur de  $R$  donnent une valeur plus élevée du gain  $K$ , ce qui réduit l'importance de la

modélisation et de la dynamique du filtre. De plus, elles peuvent créer l'instabilité de l'observateur et provoquer une variation autour des valeurs réelles. Par contre, une trop petite valeur de  $Q$  ou une forte valeur de  $R$  provoquent une mauvaise performance et une incertitude de la mesure. Par conséquent, l'accord de ces paramètres est un compromis entre la capacité du traqueur à suivre les variations des paramètres et leur sensibilité au bruit [73].

#### IV.4 Résultats de simulation

L'algorithme de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent (figure IV.3) à l'état sain et avec défaut de court-circuit entre spires a été simulé sous environnement Matlab/Simulink. Le pronostic en ligne est effectué en surveillant la variation de la résistance statorique estimée par le FKE. Le diagnostic off-ligne est effectué par l'analyse à base du traitement de signal.

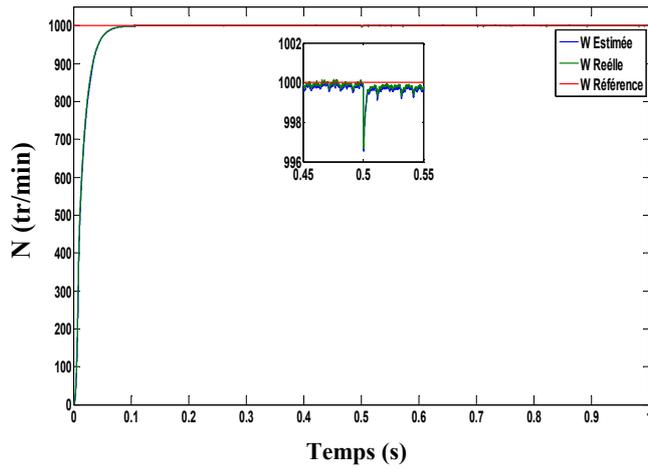


**Figure IV.3:** Schéma global de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse de la MSAP

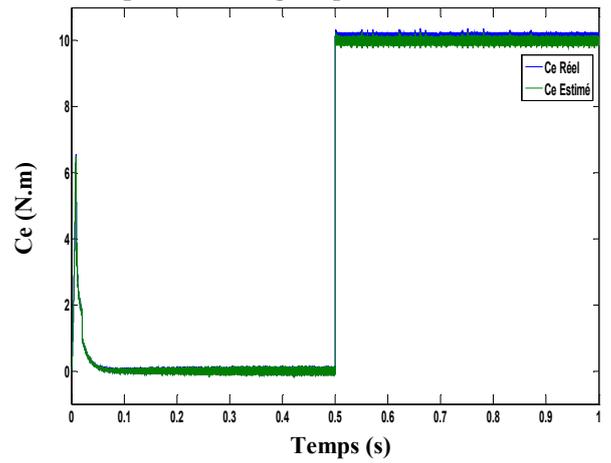
##### IV.4.1 Cas d'une machine saine

Afin de mettre en évidence l'efficacité et les performances de l'algorithme de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain, différents tests sont réalisés, à savoir le démarrage à vide, l'application de la charge et l'inversion du sens de rotation à basse vitesse.

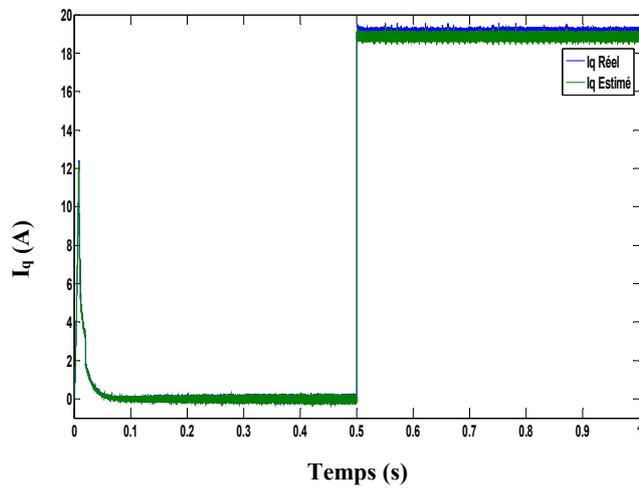
Vitesse rotorique



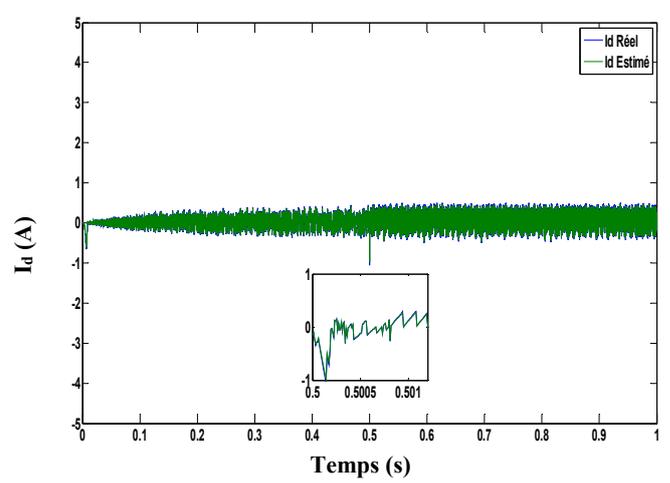
Couple électromagnétique



Courant en quadrature



Courant direct



Courants statoriques

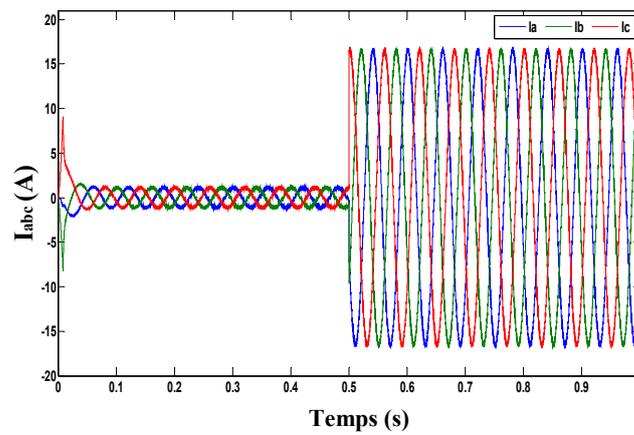
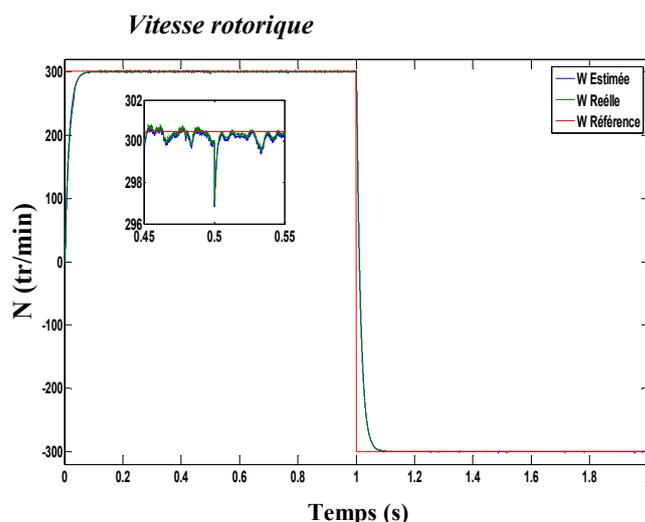


Figure IV.4: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine à l'état sain.

La figure IV.4 montre les caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse du MSAP à l'état sain. On remarque que la vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire et décroît légèrement au moment de l'application de la charge. L'estimation par le FKE montre le bon suivi de la vitesse estimée par rapport à la vitesse réelle. Le couple électromagnétique présente une dynamique rapide. Les courants des phases ont une forme d'onde sinusoïdale. L'application de la charge fait augmenter les amplitudes de ces courants. Les composantes des courants direct et en quadrature estimées ( $i_d$ ,  $i_q$ ) suivent parfaitement les composantes des courants réels ( $i_d$ ,  $i_q$ ). Le courant  $i_d$  reste constant, tandis que le courant  $i_q$  a un suivi parfait pour l'évolution du couple électromagnétique.

#### IV.4.1.1 Fonctionnement à basses vitesses

La figure IV.5 illustre le résultat de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie pour une inversion du sens de rotation. La robustesse et la convergence de la commande sont testées pour le fonctionnement à faibles vitesses de (300 à -300 tr/min).

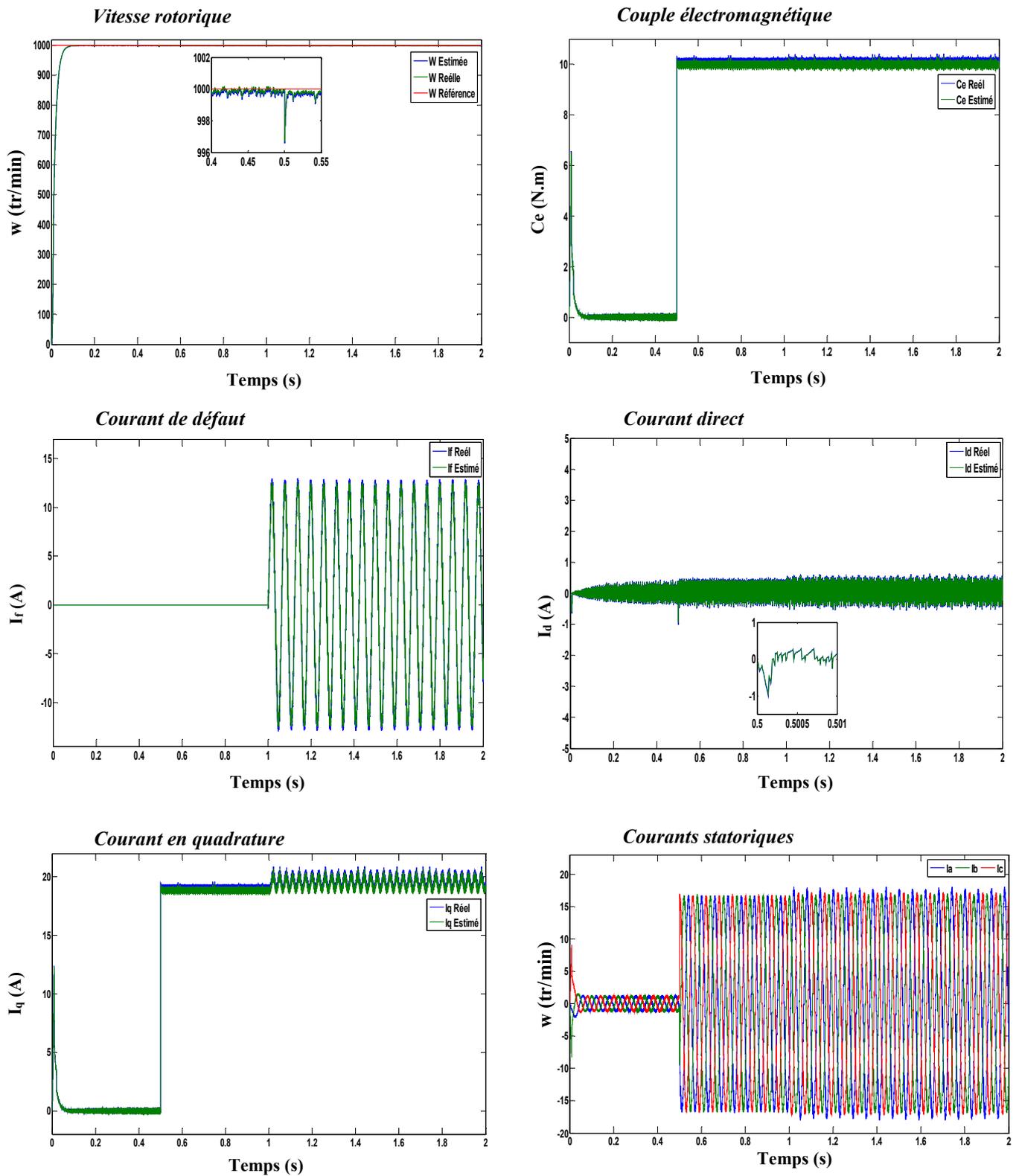


**Figure IV.5:** Vitesse rotorique avec inversion du sens de rotation (essai à faible vitesse)

Les résultats obtenus montrent le bon suivi de la vitesse avec sa référence et la qualité de l'observateur pour l'estimation de vitesse.

#### IV.4.2 Machine avec défaut de court-circuit entre spires

On considère que la machine présente un défaut de  $\mu = 10\%$  des spires en court-circuit avec une résistance de défaut de  $r_f = 0.1\Omega$ . L'effet du défaut sur le comportement de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse utilisant l'observateur de type FKE est illustré sur la figure IV.6 pour une vitesse de référence de 1000 tr/min et à charge nominale.



**Figure IV.6:** Caractéristiques électriques et mécaniques de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine à l'état de défaut avec  $\mu = 10\%$  et  $r_f = 0.1\Omega$ .

Les résultats de simulation de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie, sans capteur de vitesse (utilisation de l'observateur FKE) du MSAP avec défaut de court-circuit entre

spires sont montrés sur la figure IV.6. L'effet du défaut sur la vitesse rotorique ainsi que sur le couple électromagnétique n'est pas important, en raison de la boucle de régulation de la vitesse assurée par la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine qui apparaît comme une perturbation vis-à-vis de la commande. Par contre, l'amplitude des courants statoriques n'est plus constante et les composantes des courants  $i_d$  et  $i_q$  présentent de petites oscillations. L'amplitude du courant de défaut n'est pas constante après l'apparition du défaut.

## IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur le comportement de la machine synchrone à aimants permanents en vue de sa commande par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse et avec estimation des paramètres électriques et mécaniques en utilisant le filtre de Kalman étendu (FKE). Cette étude est menée dans le cas d'une machine saine et avec défaut de type court-circuit entre spires. A ce titre, un modèle de la machine, tenant compte du défaut statorique de type court-circuit entre spires, est présenté pour la conception de la commande par linéarisation entrée-sortie sans observation. La mise en œuvre de cette commande doit assurer la continuité du fonctionnement de la MSAP en cas de défaut. L'observateur à base du FKE a été utilisé pour l'estimation de la vitesse dans le schéma de commande ainsi pour l'estimation des paramètres de la machine.

Les résultats obtenus en simulation de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse montrent les performances acceptables de la commande pour les différents modes de fonctionnement de la machine. L'utilisation du FKE pour l'estimation de la vitesse et de caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à montrer l'efficacité de l'estimateur à travers sa précision soit en fonctionnement sain soit en défaut de court-circuit entre spires de la machine.

La détection d'une variation importante des paramètres électriques ou mécaniques de la machine est suivie d'une analyse spectrale de plusieurs grandeurs électriques et mécaniques pour permettre de confirmer si la variation est provoquée par le défaut statorique ou autre.

L'utilisation du FKE pour l'estimation de la résistance statorique et l'analyse par des outils à base de l'analyse spectrale et d'ondelettes est nécessaire et fera l'objet du dernier chapitre.

## *Chapitre V*

*Diagnostic des défauts de la MSAP commandée par linéarisation entrée-sortie à base du traitement signal et d'estimation paramétrique.*

## V.1 Introduction

Le principe de la détection d'un court-circuit inter-spores par une « approche signal » repose sur l'existence de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement (tension, courant, vibrations mécaniques, flux magnétique ...) lorsque le défaut apparaît.

Dans la littérature, les techniques les plus répandues pour la détection des courts-circuits inter-spores sont basées sur l'analyse des courants statoriques. Ces méthodes, couramment appelées MCSA (*Motor Current Signal Analysis*), présentent l'avantage de n'utiliser que des capteurs de courant qui sont souvent déjà présents dans les systèmes pour la commande et/ou la surveillance de la machine [51].

Dans ce chapitre, deux techniques de traitement de signal sont utilisées pour le diagnostic des défauts de court - circuits. La première est basée sur l'analyse spectrale, comme la transformée de *Fourier* rapide qui utilise les composantes spectrales du courant statorique à l'état sain et à l'état en court-circuit en régime permanent (régime stationnaire). La deuxième est basée sur la transformée en ondelette discrète qui est considérée comme un bon outil en raison de son aptitude d'analyse des signaux en régime non stationnaire. Les tests sont validés par simulation numérique et les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter et localiser les défauts.

L'estimation paramétrique s'avère également bien adaptée au diagnostic. Un exemple d'algorithme, dédié à l'estimation réaliste des paramètres physiques, est le filtre de *Kalman* étendu qui utilise le suivi paramétrique (estimation de la résistance statorique). Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique (i.e., court-circuit inter-spores provoque une augmentation de la résistance statorique), alors l'estimation de la résistance statorique permet de quantifier la valeur de la variation et l'analyse du signal des grandeurs électriques ou mécaniques.

## V.2 Procédures de diagnostic du défaut de court-circuit entre spires

### V.2.1 Transformée de *Fourier*

L'analyse de *Fourier* est une base majeure de la physique et des mathématiques. Pour deux raisons principales, elle est indissociable du traitement du signal. La première est l'universalité du concept de fréquence sur lequel elle repose. La seconde tient à la structure même de l'analyse de *Fourier* qui se prête aisément à des transformations communes comme le filtrage linéaire en les traduisant de manière particulièrement simple [79].

Le principe de la transformée de *Fourier* repose sur le fait que toute fonction périodique peut être représentée comme la somme d'une série de sinus et de cosinus dont on fait varier d'une part les

amplitudes en les multipliant par des coefficients et, d'autre part, les phases en les décalant de manière à ce qu'elles s'additionnent ou se compensent.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t).e^{-j2.\pi.f.t} dt \quad (V.1)$$

Cependant, l'analyse de *Fourier*, de par sa nature, montre assez vite ses limitations. Son calcul nécessite la connaissance de toute l'histoire temporelle du signal (V.1), transformation de *Fourier*, Eq (V.2) transformation de *Fourier* inverse), de plus, dans une transformée de Fourier l'information sur le temps est présente (la transformée inverse est donc possible), mais elle est cachée dans les phases: elle est en pratique impossible à extraire. On en est donc réduit à étudier un signal soit en fonction du temps soit en fonction des fréquences qu'il contient sans possibilité de conjuguer les deux analyses.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f).e^{j2.\pi.f.t} df \quad (V.2)$$

Malgré son succès, la transformée de *Fourier* rapide (FFT) est peu adaptée à l'étude des signaux non-stationnaires. Ces signaux se rencontrent pourtant beaucoup plus souvent que les signaux stationnaires.

#### IV.2.2 Transformée en ondelette discrète (TOD)

La TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue. Dans ce cas les paramètres a et b deviennent [80-82]:

$$a = a_0^m \quad b = nb_0 a_0^m \quad n, m \in Z$$

Avec,

$a_0$ : est un paramètre de dilatation.

$b_0$ : est un paramètre de translation.

On appelle transformée en ondelette discrète toute base d'ondelette travaillant avec un facteur d'échelle  $a = 2^n$ . [80].

##### V.2.2.1 Choix de l'ondelette et du nombre de niveaux de calcul pour la décomposition

Pour chacune des approches de diagnostic basées sur la décomposition en ondelettes, le nombre de niveaux doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement. À partir de la

condition (V.4), on peut calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaire pour obtenir un signal d'approximation de sorte que la limite supérieure de sa bande de fréquence associée soit sous ou au voisinage de la fréquence fondamentale [80]:

$$2^{-(n_{ls}+1)} f_s \langle f \quad (V.4)$$

En effet, le niveau de décomposition du signal d'approximation qui inclut les harmoniques autour du fondamental est le nombre entier ( $n_{ls}$ ) exprimé par l'expression (V.5) :

$$n_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{f_s}{f}\right)}{\log(2)} \right) \quad (V.5)$$

Avec «int» pour les entiers,  $f_s$ : fréquence d'échantillonnage,  $f$ : fréquence principale.

Le choix de l'ondelette (type et ordre) adaptée à l'analyse des signaux comme ceux des courts-circuits n'est pas une chose aisée pour atteindre l'objectif escompté. Dans le souci de répondre au choix délicat du type d'ondelette et de son ordre et, afin de mettre plus en relief l'analyse de ces types de signaux en fonction de l'importance de leurs souffles surajoutés, le nombre approprié de niveaux de décompositions ( $n_{ls}$ ) dépend de la fréquence d'échantillonnage ( $f_s$ ) du signal à analyser [80].

### V.2.3 Estimation paramétrique avec filtre de Kalman étendu FKE

L'utilisation des méthodes de diagnostic par «approche modèle» à travers le suivi paramétrique est donc nécessaire pour connaître l'état de la machine car le défaut peut apparaître comme une perturbation vis-à-vis de la commande en boucle fermée. La technique de diagnostic ne dépend pas de la nature du signal (régime transitoire ou permanent). Un défaut de type court-circuit inter-spores est à l'origine d'une variation paramétrique (augmentation de la résistance statorique). Cette variation donne la signature de l'existence ou non du défaut dans la machine. Dans de nombreux cas d'estimation, l'augmentation de la résistance statorique ne représente pas une signature de défaut. Il peut s'agir d'une simple variation paramétrique due à l'échauffement de la machine. Pour cela, le diagnostic utilisant l'approche sans modèle peut résoudre cette ambiguïté.

La procédure de détection du défaut de type court-circuit inter-spores à travers l'estimation de la résistance statorique (en utilisant le FKE suivi d'une analyse spectrale par FFT et par la TOD) est effectué lors d'une variation de la résistance statorique estimée. La figure V.1 détaille la procédure de diagnostic pour la détection du défaut de court-circuit dans la machine.

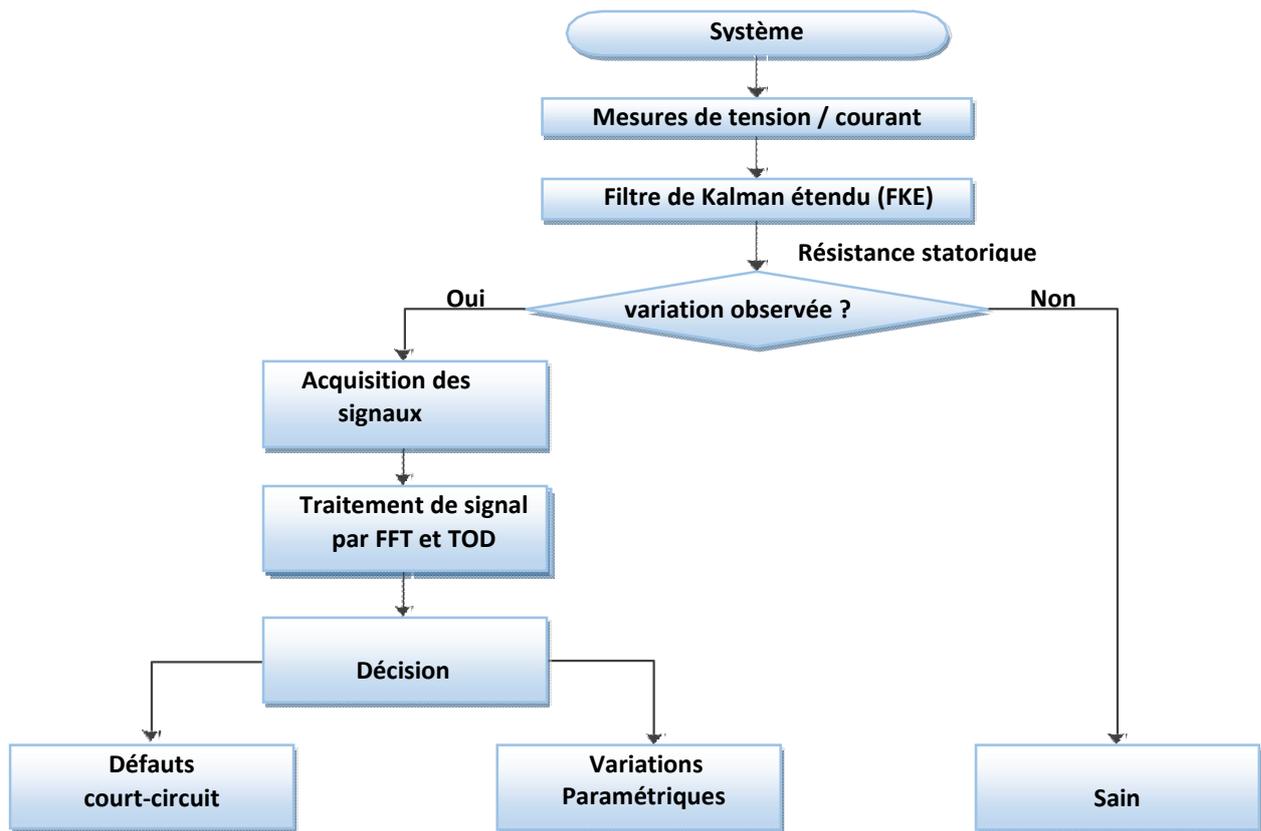


Figure V.1: Principales étapes de surveillance d'un défaut statorique avec l'estimateur (FKE)

### V.3 Application des techniques de diagnostic de la MSAP

#### V.3.1 Diagnostic à base de l'estimation paramétrique par FKE

Le FKE est utilisé pour l'estimation de la vitesse rotorique et les résistances statoriques équivalentes de la machine. Le modèle d'état étendu du système est décrit par:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_k \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_k \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

avec :

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} a'_{11} * R_s & 0 & a'_{12} * R_s - a''_{12} & pa'_{13} & 0 & 0 \\ 0 & a_{21} * R_s & 0 & a'_{22} & 0 & 0 \\ a'_{31} * R_s & 0 & a'_{32} * R_s - a''_{32} & pa'_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{f_r}{J} & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_k = \begin{bmatrix} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{11} & 0 & b_{31} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [V_\alpha \quad V_B]^T \quad y = [I_\alpha \quad I_\beta]^T \quad x = [I_\alpha \quad I_\beta \quad I_f \quad \Omega \quad C_r \quad R_s]^T$$

Le modèle stochastique du système discrétisé qui s'adapte à la structure du **FKE** est exprimé par :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1+(a'_{11} * R_s) * T_e & 0 & (a'_{12} * R_s - a''_{12}) * T_e & pa'_{13} * T_e & 0 & 0 \\ 0 & 1+(a_{21} * R_s) * T_e & 0 & a'_{22} * T_e & 0 & 0 \\ a'_{31} * R_s * T_e & 0 & 1+(a'_{32} * R_s - a''_{32}) * T_e & pa'_{33} * T_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{f_r}{J} * T_e & -\frac{1}{J} * T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1+T_e \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 & b_{21} * T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{11} * T_e & 0 & b_{31} * T_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les coefficients  $a'_{ii}$ ,  $a''_{ii}$ ,  $b'_{ii}$  et  $b''_{ii}$  sont données dans l'annexe C

On considère que la machine est saine et travaille à pleine charge. La résistance statorique par phase équivalente estimée par le filtre de *Kalman* ainsi que son erreur d'estimation sont données par la figure V.2.

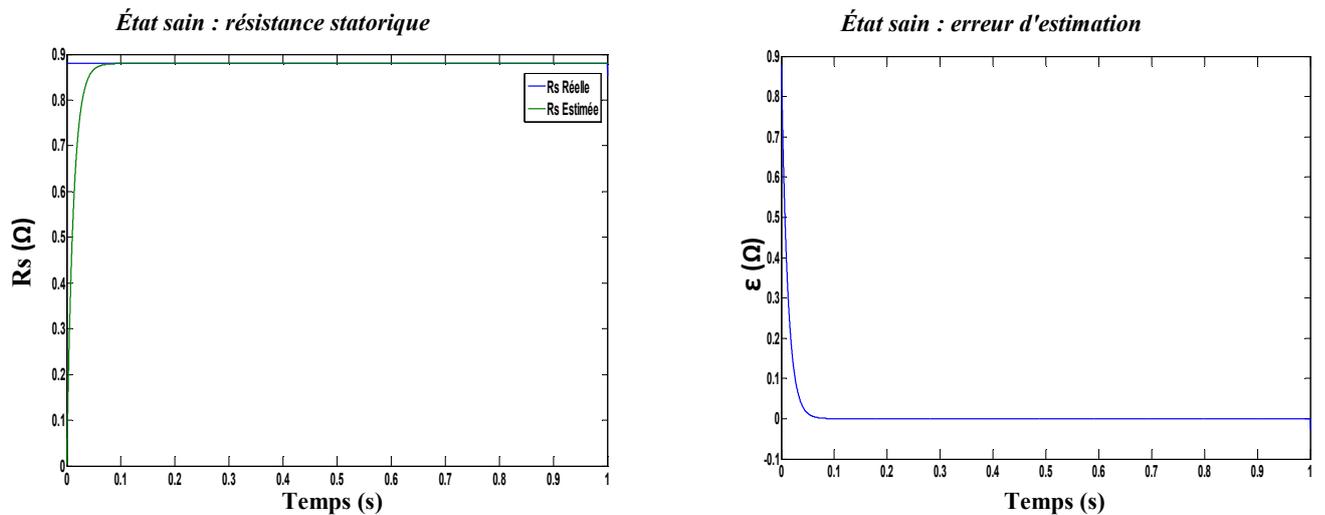
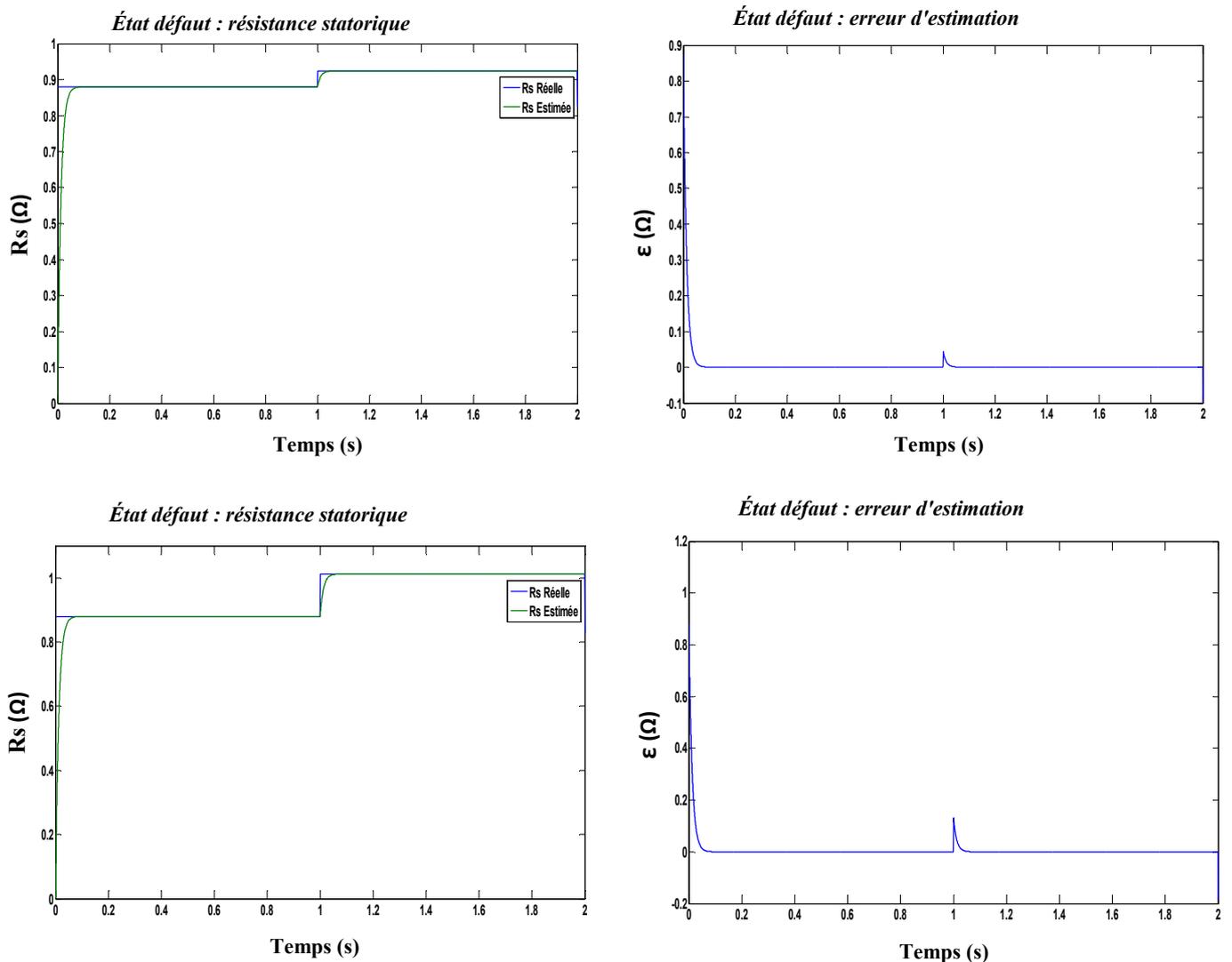
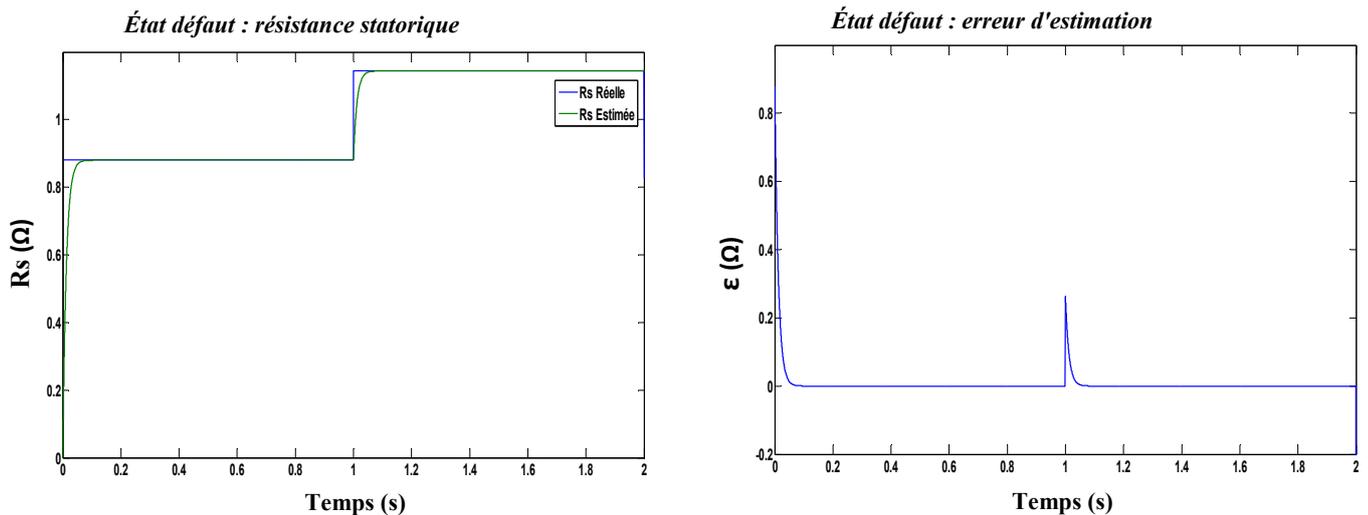


Figure V.2: Evolution de la résistance statorique et son erreur d'estimation. Cas d'une machine saine

Les résultats dans figure V.3 montrent que l'estimation de la résistance statorique est bonne car l'erreur d'estimation est très faible. L'invariance des résistances équivalentes montre que le stator de la machine est sain. L'analyse spectrale hors ligne par le traitement des signaux des grandeurs électriques et mécaniques n'est donc pas nécessaire.

Pour détecter la présence d'un défaut statorique de la MSAP, un suivi paramétrique est effectué par le biais de l'estimation de la résistance statorique par phase équivalente en utilisant le FKE en régimes transitoire et permanent pour différentes valeurs de sévérité du défaut  $\mu$  (5%, 15% et 30%). La variation de ces paramètres est utilisée comme un indicateur sur la présence du défaut.





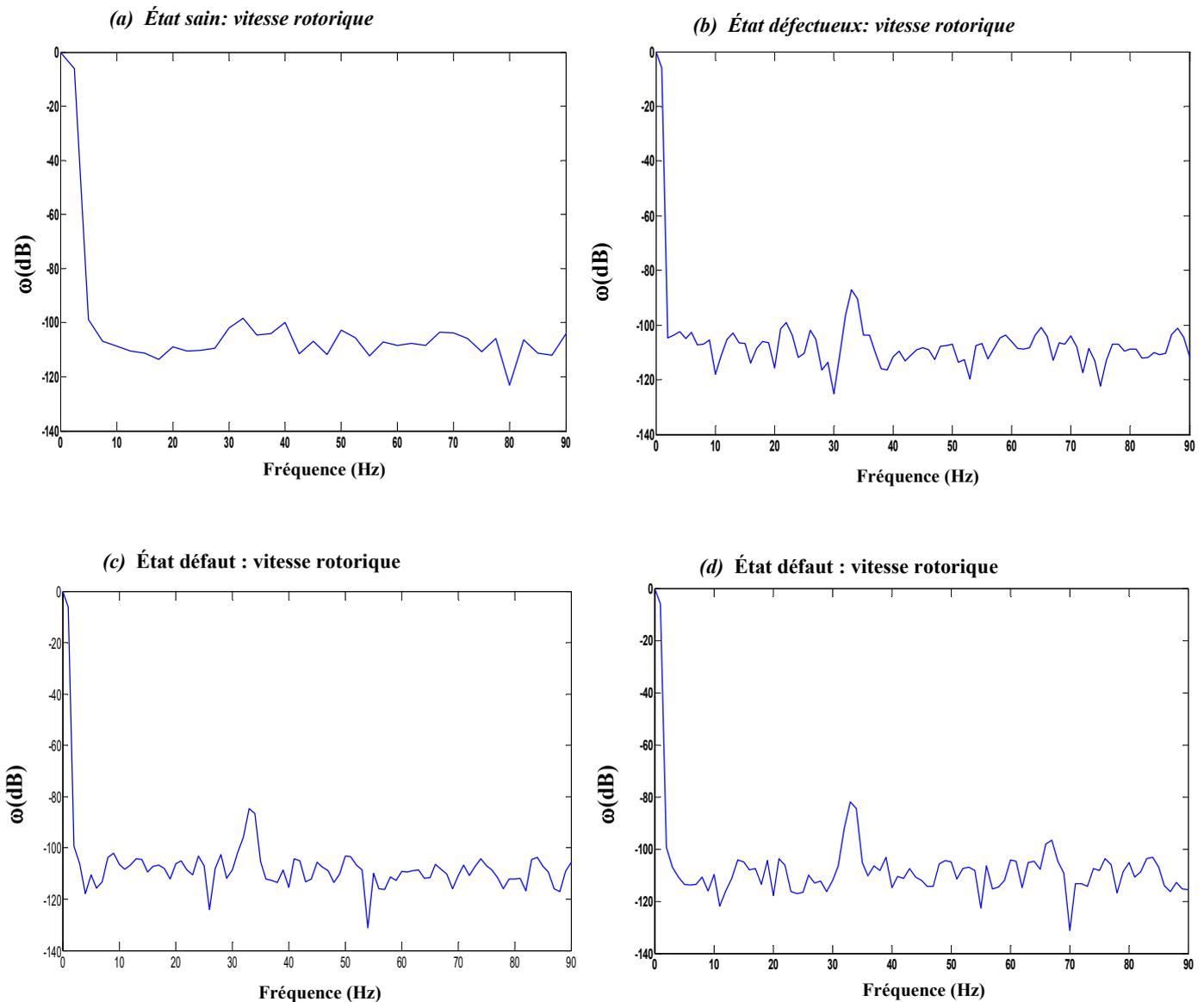
**Figure V.3 :** Évolution de la résistance la statorique et son erreur d'estimation pour la machine avec différentes valeurs de sévérité de défaut en court-circuit  $\mu$  (5%, 15% et 30%). Défauts introduits à  $t = 1s$ .

La figure V.3 donne la résistance par phase équivalente estimée  $R_s$  et son erreur d'estimation. Le défaut de court-circuit inter-spores est provoqué à l'instant  $t = 1s$ . On remarque que la valeur réelle de la résistance statorique équivalente augmente au moment de l'application du défaut de court-circuit inter-spores. Les valeurs de la résistance statorique estimée et réelle augmentent aussi avec l'augmentation de la sévérité du défaut  $\mu$ . On remarque que la valeur estimée par FKE de la résistance statorique équivalente suit parfaitement la valeur réelle pour le fonctionnement de la MSAP en défaut. La variation de la résistance statorique est une variation paramétrique qui peut être due à l'échauffement. Pour cela, une analyse par FFT et/ou TOD des grandeurs électriques ou mécaniques peut être considérée comme une confirmation sur la présence du défaut et les résultats de la variation paramétrique peuvent être exploités comme indicateurs de défauts.

### V.3.2 Diagnostic des défauts à base de l'analyse spectrale (FFT)

L'effet de défaut sur la machine synchrone à aimants permanents se manifeste par l'apparition des harmoniques au niveau des spectres des signaux. L'analyse par la transformée de *Fourier* rapide est très employée pour la détection du court-circuit inter-spores. Il s'agit d'une méthode non paramétrique dédiée à l'analyse des phénomènes stationnaires [83, 84]. Les signaux analysés sont la vitesse rotorique et le courant statorique en quadrature comme le montrent les simulations à l'état sain et en défaut de type court-circuit inter-spores (figures V.4, V.5 et V.6). L'acquisition des signaux est faite pour une fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10kHz$ .

Les courbes de figure V.4 illustrent l'analyse par FFT, en régime stationnaire et à charge nominale, de la vitesse rotorique à l'état sain et pour différentes valeurs de la sévérité du défaut de court-circuit inter-spices.



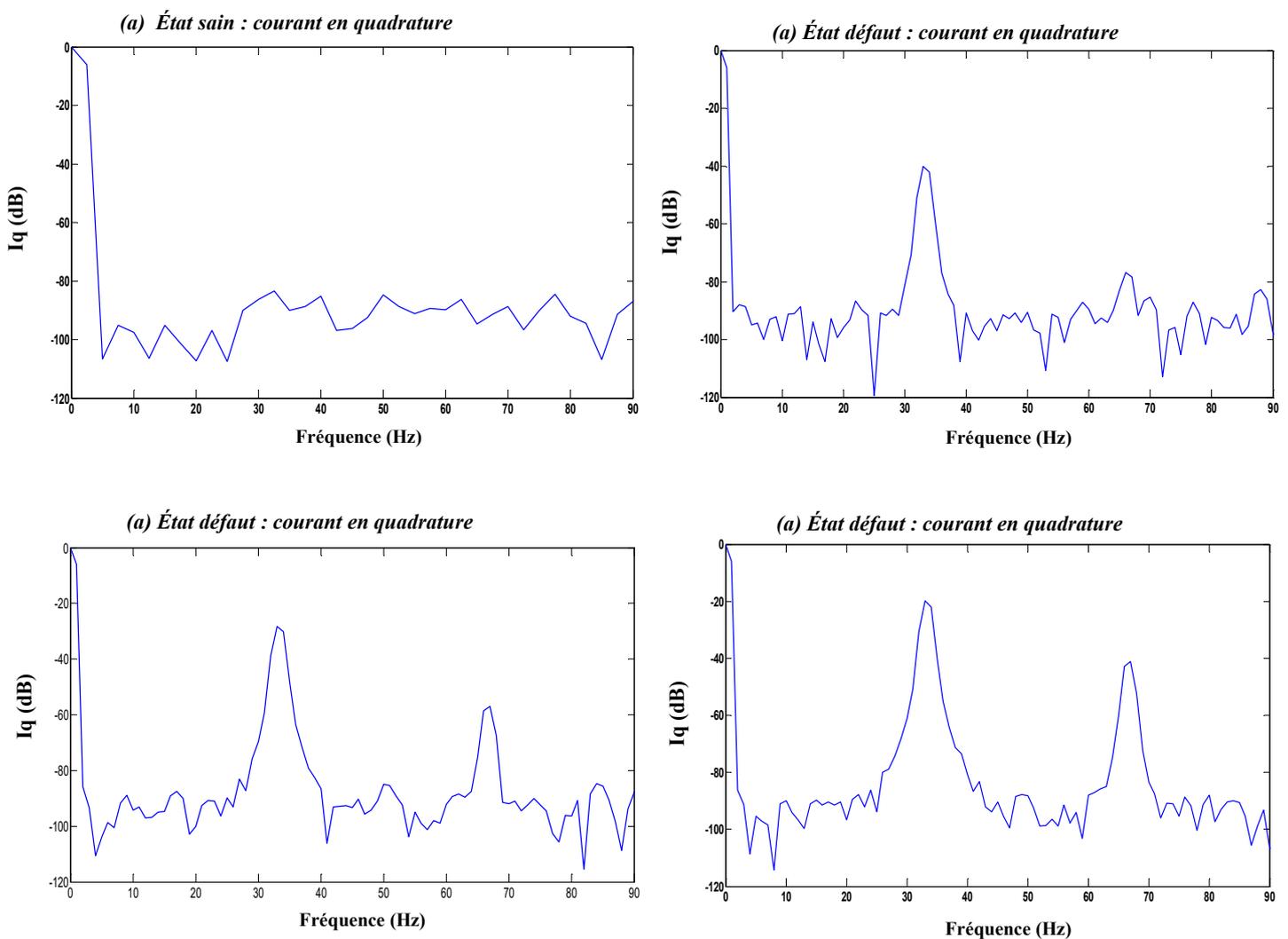
**Figure V.4 :** FFT de la vitesse rotorique à l'état sain (a).  
Etat de défaut avec:  $r_f = 0\Omega$ , (b)  $\mu = 05\%$ , (c)  $\mu = 15\%$ , (d)  $\mu = 30\%$ .

D'après ces courbes, on n'observe aucune particularité sur le spectre de vitesse à l'état sain de la machine. Les quelques harmoniques de très faibles amplitudes sont observés à cause des bruits. Les courbes de figure V.4 montrent également les spectres de la vitesse pour différents degrés de sévérité du court-circuit inter-spices. On remarque la présence des composantes ayant une relation directe avec le défaut. La manifestation des raies  $2.k.f_s$  (avec  $k=1, 2, 3, \dots$ ) (Tableau V.1) est un indicateur de l'existence du défaut de court-circuit inter-spices.

**Tableau. V.1 :** Analyse spectrale par FFT de la vitesse rotorique pour différentes valeurs de sévérité du défaut court-circuit inter-spires

Amplitude de $\Omega$ (dB)	Etat sain	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=5\%$	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=15\%$	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=30\%$
$2.f_s=33.34$	- 107.03	- 87.61	- 83.22	- 81.53
$4.f_s=66.68$	- 101.08	- 101.3	- 107.02	- 94.24
$6.f_s=100.2$	- 88.98	- 86.03	- 89.03	- 91.13

La figure V.5 montre l'analyse par FFT en régime stationnaire et à charge nominale du courant en quadrature à l'état sain et pour différentes valeurs de sévérité du défaut de type court-circuit inter-spires de la machine.



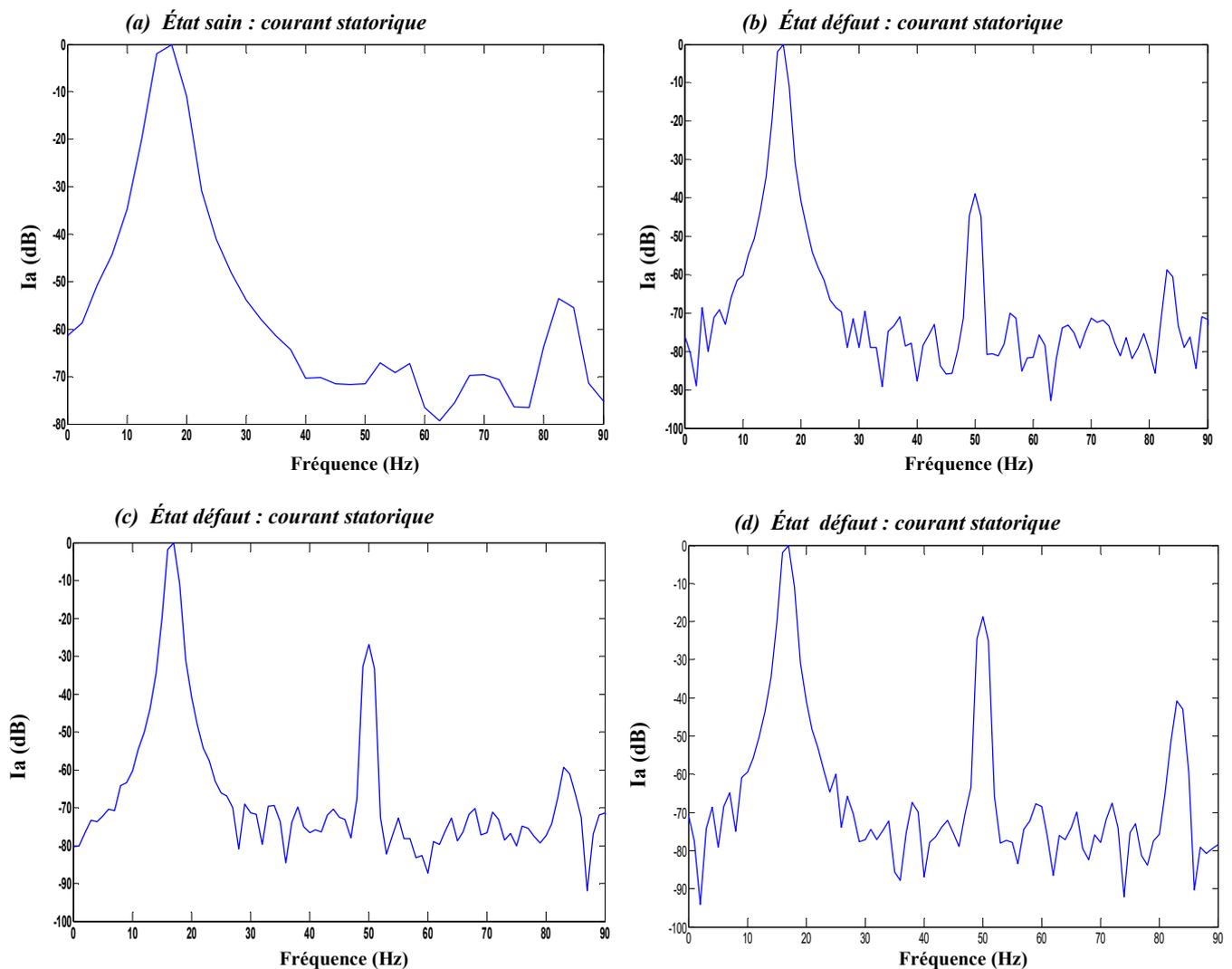
**Figure V.5:** FFT du courant en quadrature à l'état sain (a), Etat défectueux avec:  $r_f= 0\Omega$ . (b)  $\mu= 05\%$  (c)  $\mu= 15\%$  (d)  $\mu= 30\%$ .

Selon la figure V.5, on constate la présence des harmoniques situés à  $2.k.f_s$  (avec  $k=1, 2, 3, \dots$ ) (Tableau V.2), ce qui donne un bon signe de l'existence du défaut de court-circuit inter-spires. Le degré de sévérité est fonction des amplitudes des raies de défaut.

**Tableau V.2 :** Analyse spectrale par FFT du courant en quadrature pour différents valeurs de la sévérité de défaut court-circuit inter-spires

Amplitude de $I_q$ en (dB)	Etat sain	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=5\%$	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=15\%$	Etat défectueux $r_f=0\Omega, \mu=30\%$
$2.f_s=33.34$	- 96.46	- 39.47	- 27.67	- 19.35
$4.f_s=66.68$	- 91.72	- 77.58	- 56.56	- 40.62
$6.f_s=100.2$	- 84.34	- 67.99	- 71.13	- 63.53

La figure V.6 montre l'analyse par FFT en régime stationnaire et à charge nominale du courant statorique à l'état sain et pour différentes valeurs de sévérité du défaut de type court-circuit inter-spires de la machine.



**Figure V.6:** FFT du courant statorique à l'état sain (a), Etat défectueux avec:  $r_f = 0\Omega$ . (b)  $\mu = 05\%$  (c)  $\mu = 15\%$  (d)  $\mu = 30\%$ .

L'analyse spectrale du courant statorique relève des composantes supplémentaires qui apparaissent en situation de défaut (figure V.8). Nous pouvons mettre en évidence des critères plus représentatifs comme l'apparition de raies de fréquences  $k.f_s$  à proximité du fondamental (avec  $k=1,3,5,7,\dots$ )(tableau V.3) [85, 86] sur le spectre du courant statorique.

**Tableau V.3 :** Analyse spectrale par FFT du courant statorique pour différentes valeurs de la sévérité de défaut court-circuit inter-spores

Amplitude du $I_s$ en (dB)	Etat sain	Etat de défaut : $r_f=0\Omega, \mu=5\%$	Etat de défaut : $r_f=0\Omega, \mu=15\%$	Etat de défaut : $r_f=0\Omega, \mu=30\%$
$3.f_s=50.01$	- 70.09	- 38.77	- 26.99	- 18.77
$5.f_s=83.35$	- 53.67	- 57.06	- 60.71	- 40.83
$7.f_s=116.69$	- 56.98	- 55.43	- 52.72	- 54.32

La plupart des signaux sont non stationnaires. L'utilisation de la méthode de la transformée de Fourier (FT) n'est pas toujours appropriée dans l'analyse de ce type de signaux [80]. Pour cela, on lui préfère une méthode basée sur la transformée en ondelettes discrète qui est considérée comme un outil plus adapté dans l'analyse des signaux non stationnaires. Les tests sont validés par simulation numérique et les résultats obtenus montrent clairement la possibilité d'extraire les signatures pour détecter et localiser les défauts de type court-circuit inter-spores.

### V.3.3 Diagnostic des défauts par la technique des ondelettes

Le diagnostic de défaut de la machine synchrone à aimants permanents par FFT est parfois difficile en raison du nombre important d'échantillons nécessaire pour une bonne précision. Ceci pose un problème d'espace mémoire. La limitation de la longueur de la fenêtre d'analyse simultanée des phénomènes pose un problème d'échelles de temps qui sont différentes. En plus, le fonctionnement à vitesse et à charge variables cause le problème de la non stationnarité du signal à analyser. En revanche, l'analyse par les ondelettes permet l'utilisation de longs intervalles de temps pour plus de précision aux basses fréquences et courts intervalles aux hautes fréquences [87].

L'utilisation de l'ondelette pour l'analyse du défaut particulièrement le court-circuit inter-spores de la machine synchrone à aimants permanents donne l'information sur la présence du défaut. Ainsi, le diagnostic est basé sur l'observation et la comparaison entre les niveaux de décomposition qui contiennent l'information du défaut. En calculant l'énergie propre associée à chaque niveau ou à chaque nœud de décomposition, cela permet de construire un outil de diagnostic efficace pour l'évaluation de la gravité du défaut [88].

Dans cette partie, on applique la transformée en ondelettes discrète (TOD) aux signaux des paramètres mécaniques et électriques de la MSAP. L'extraction des informations des signaux nécessite des choix judicieux pour certains paramètres tels que, la fréquence d'échantillonnage des signaux expérimentaux, le type de l'ondelette, l'ordre de l'ondelette et le niveau de décomposition. Le choix de l'ondelette mère est du type "Daubechies" car la fonction d'échelle réduit au minimum le recouvrement entre les bandes de fréquences qui ne peut pas être évité. En fait, le recouvrement n'affecte pas l'exécution de diagnostic dans une vraie application mais aide à améliorer l'analyse de

l'approximation et des détails.

La décomposition en multi niveaux du courant statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère *Daubechies* (db44). Le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation [89] :

$$N_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{f_e}{f_s}\right)}{\log(2)} \right) + 2 \tag{V.7}$$

Avec  $f_s$  fréquence du réseau,  $f_e$  fréquence échantillonnage.

Connaissant  $f_s = 50\text{Hz}$  , on peut calculer le nombre de décompositions approprié qui est égal à :

$$N_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{10^4}{50}\right)}{\log(2)} \right) + 2 = 9 \tag{V.8}$$

Le tableau V.4 indique les différentes bandes de fréquences obtenues par la décomposition en ondelettes multi niveaux.

**Tableau V.4 :** Bandes de fréquences obtenues par la décomposition en multi niveaux

Niveau	Bandes de fréquences "Approximation"		Bandes de fréquences "Détail"	
	J=1	A1	0-5000	D1
J=2	A2	0-2500	D2	2500-5000
J=3	A3	0-250	D3	1250-2500
J=4	A4	0-625	D4	625-1250
J=5	A5	0-312.5	D5	312.5-625
J=6	A6	0-156.25	D6	156.25-312.5
J=7	A7	0-78.125	D7	78.125-156.25
J=8	A8	0-39.0625	D8	39.0625-78.125
J=9	A9	0-19.531	D9	19.531-39.0625

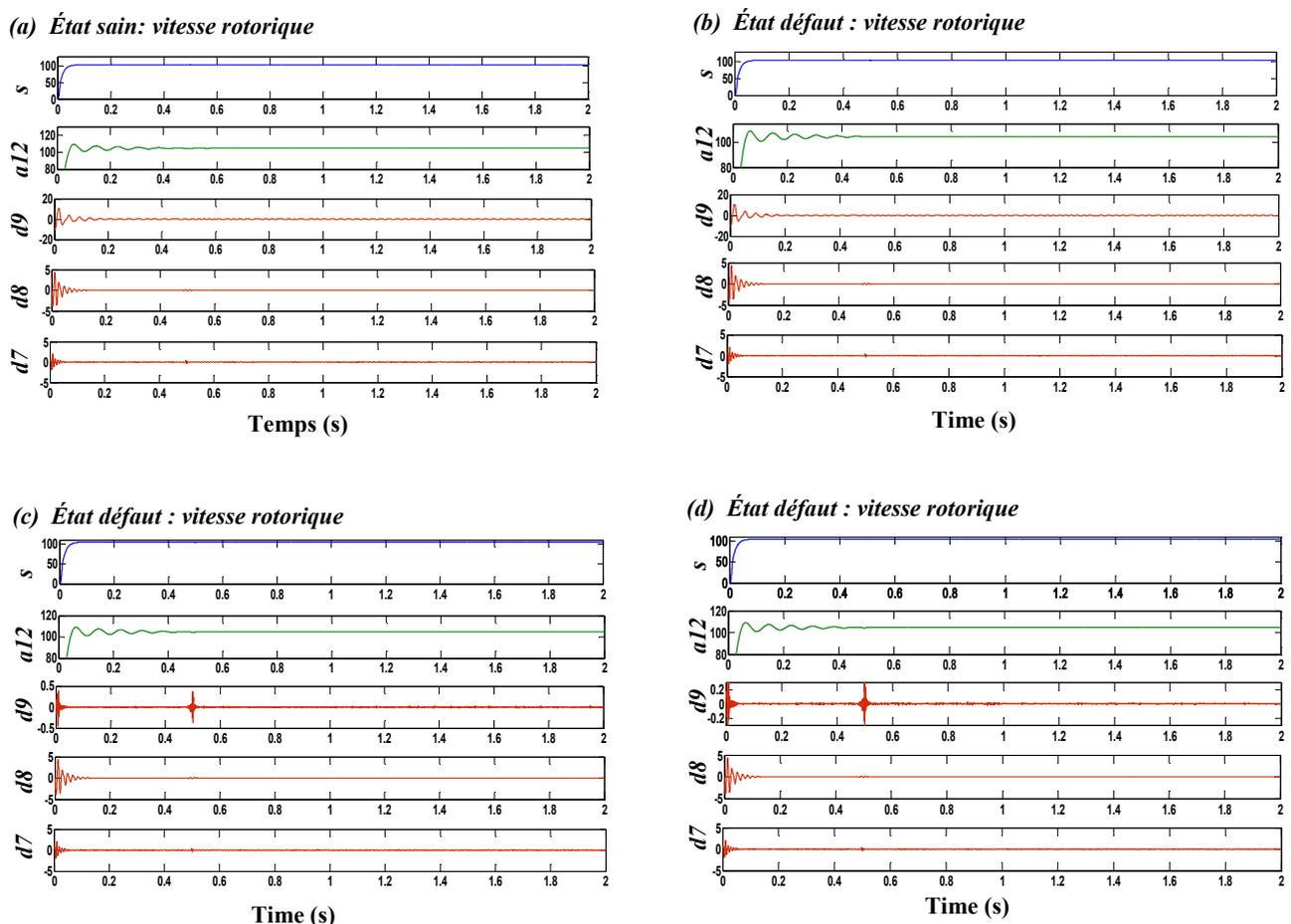
La valeur propre d'énergie de chaque bande de fréquences est définie par [90]:

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} D_{j,k}^2 (n) \tag{V.9}$$

Avec  $j$  le niveau de décomposition.

Les valeurs propres d'énergie des niveaux des décompositions contiennent l'information des signaux issus des capteurs du moteur asynchrone. Le tracé de ces valeurs peut être utilisé pour détecter les défauts dans la machine et identifier le degré de défaut. La déviation de certaines valeurs propres indique la sévérité du défaut.

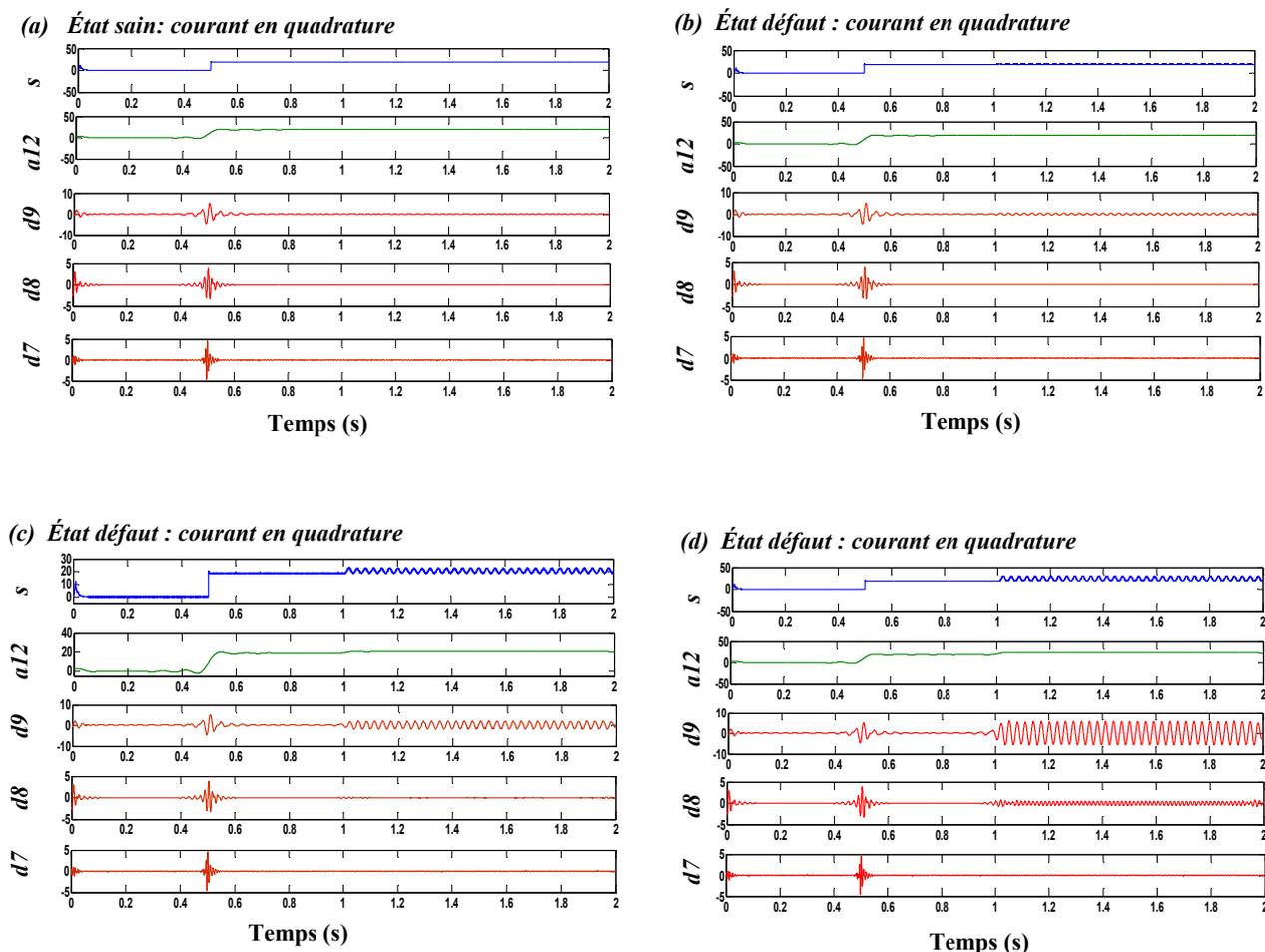
L'analyse par transformée en ondelettes discrète (TOD) de la vitesse rotorique est illustrée sur les courbes de figure V.7 qui représentent les signaux de détail et d'approximation ( $d7$ ,  $d8$ ,  $d9$  et  $a12$ ) obtenus par la décomposition en multi-niveaux dans les cas suivants : machine saine, machine avec différentes valeurs de sévérité de défaut de type court-circuit inter-spaires de la machine.



**Figure V.7:** TOD de la vitesse rotorique à l'état sain (a), Etat de défaut avec:  $r_f = 0\Omega$ . (b)  $\mu = 05\%$  (c)  $\mu = 15\%$  (d)  $\mu = 30\%$ .

Les signaux de détail et d'approximation obtenus par la décomposition en multi niveaux de la TOD pour un défaut de court-circuit inter-spaires montrent la présence des oscillations qui se produisent sur le signal d'approximation ( $d8$ ,  $d9$  et  $a12$ ) du courant en quadrature. L'augmentation

est due à l'effet des bandes de fréquences correspondantes aux  $2.k.fs$  (avec  $k=1, 2,3\dots$ ) qui sont révélatrices d'un défaut de court-circuit inter-spires.

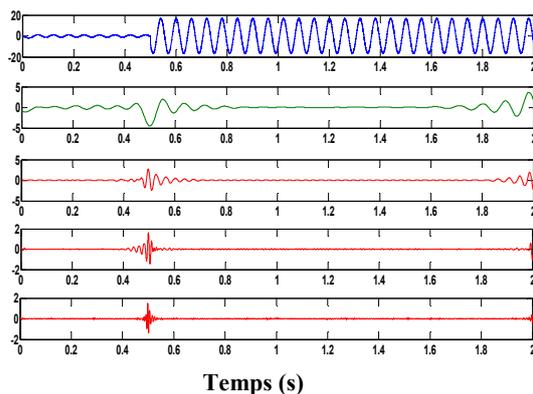


**Figure V.8:** TOD du courant en quadrature à l'état sain (a), Etat de défaut avec:  $r_f = 0\Omega$ . (b)  $\mu = 05\%$  (c)  $\mu = 15\%$  (d)  $\mu = 30\%$ .

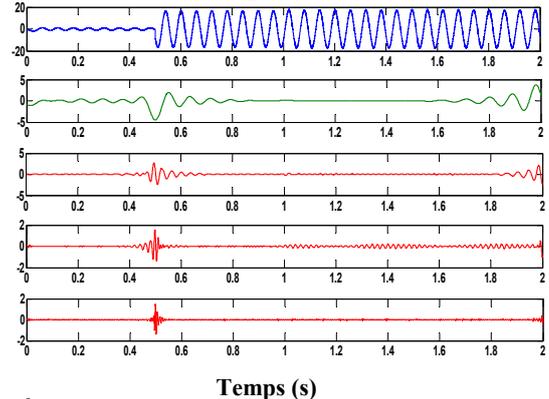
Les signaux de détail et d'approximation, obtenus par décomposition en multi niveaux de la TOD pour un défaut de court-circuit inter-spires, montrent la présence des oscillations qui se produisent sur le signal d'approximation ( $d8, d9$  et  $a12$ ) du courant en quadrature. L'analyse des signaux du courant en quadrature et de la vitesse rotorique de la machine en défaut montre que l'amplitude des coefficients de niveau  $d9$  est augmentée par rapport à l'état sain de la machine. L'augmentation est due au défaut de court-circuit inter-spires qui affecte les bandes de fréquences correspondantes  $2.k.fs$  (avec  $k=1, 2,3\dots$ ).

L'analyse par la TOD du courant statorique pour le cas d'une machine à l'état sain et en défaut de court-circuit inter-spires est résumée dans les courbes de figure V.9.

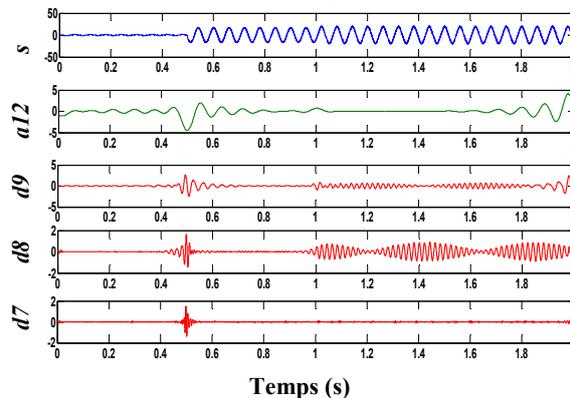
(a) État sain: courant statorique



(a) État sain: vitesse rotorique



(b) État défaut : courant statorique



(b) État défaut : vitesse rotorique

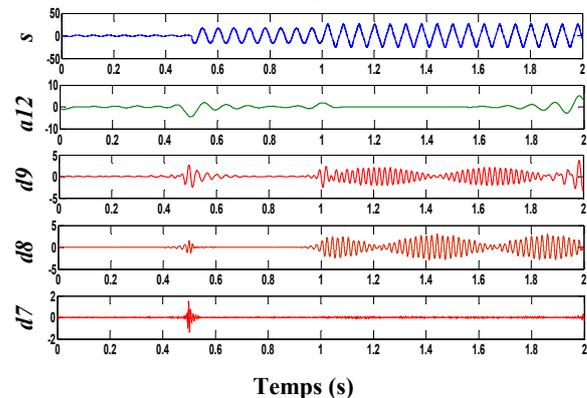
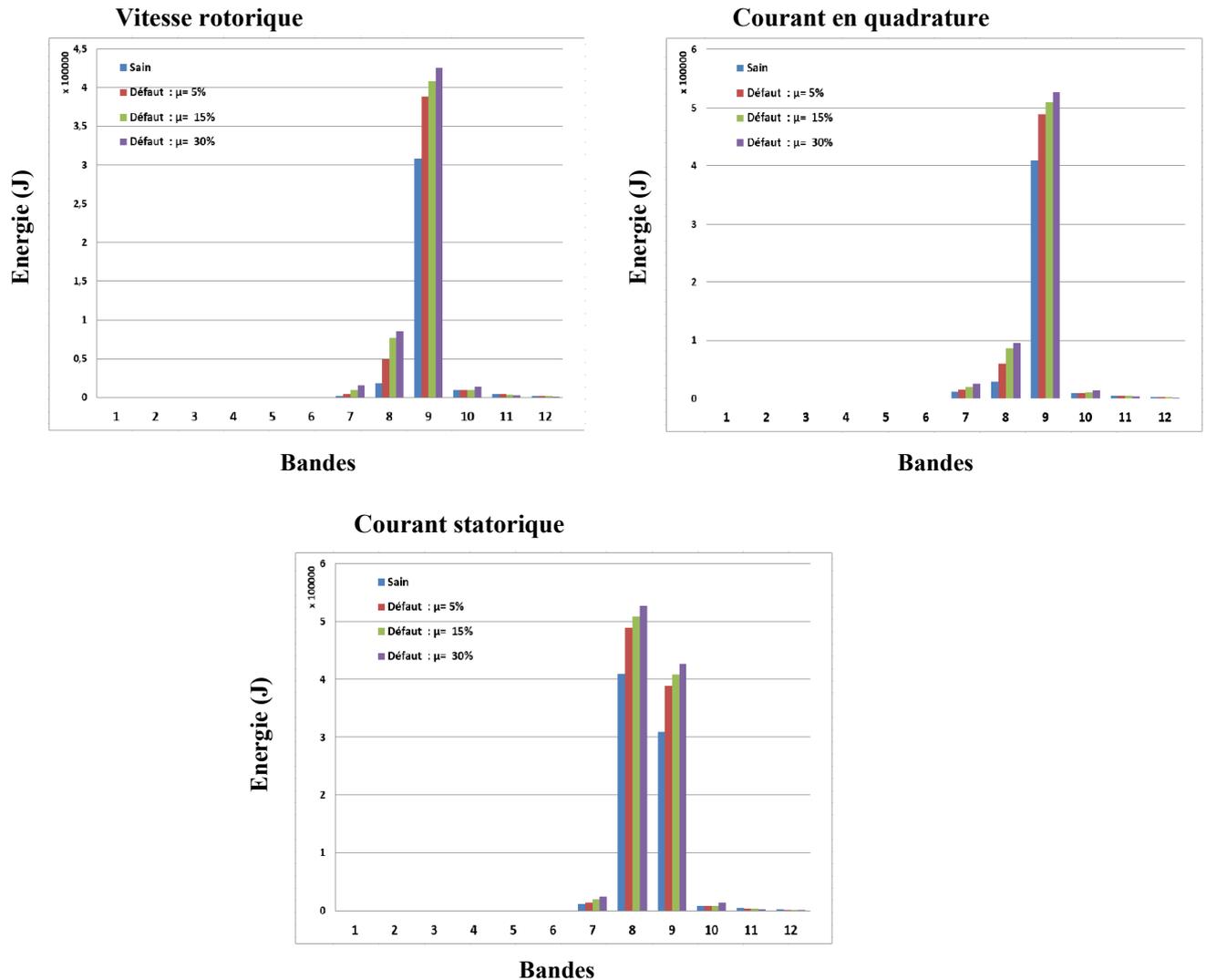


Figure V.10: TOD du courant statorique à l'état sain (a), Etat défaut avec:  $r_f = 0\Omega$ . (b)  $\mu = 05\%$  (c)  $\mu = 15\%$  (d)  $\mu = 30\%$ .

Analysons les signaux de détail et d'approximation obtenus de la machine à l'état sain est avec défaut dans Figure V.10. L'amplitude des coefficients ( $d8$ ,  $d9$  et  $a12$ ) est plus grande dans le cas d'une machine en défaut que dans le cas d'une machine à l'état sain. L'augmentation de l'amplitude du signal  $d8$  plus importante que celle des autres coefficients. Cela est dû à l'effet que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par le défaut de court-circuit dans les différents types de régimes de fonctionnement. L'augmentation est due à l'effet des bandes de fréquences correspondantes à  $(k \cdot fs)$  (avec  $k=1,3, 5,7\dots$ ), à proximité du fondamental, qui sont affectées par le défaut de type court-circuit entre spires. Cet effet est interprété par la variation de l'énergie relative associée à chaque niveau de décomposition dans les bandes des signaux  $d8$ ,  $d9$  et  $a12$ . Ceci nous permet de différencier la machine saine de celle qui est défectueuse. L'analyse TOD en régime non stationnaire fournit des informations sur la présence de défaut. Par contre, l'information sur la sévérité du défaut est donnée par la variation de l'énergie propre pour les caractéristiques mécanique et électriques de la MSAP dans chaque niveau de la TOD (figure V.11).



**Figure V.11:** Variation de l'énergie pour les caractéristiques mécanique et électrique de la MSAP dans les bandes de fréquence db 44: à l'état sain et en défaut de type court-circuit entre spires.

Le calcul de l'énergie stockée dans chaque décomposition de niveau confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation et surtout dans le niveau 9 pour (vitesse rotorique et courant en quadrature) et une augmentation observée sur les niveaux (8 et 9) pour courant statorique qui correspond à la bande qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. Le degré de sévérité de défaut qui correspond aux pourcentages court-circuit entre spires est en relation avec la valeur de l'énergie dans les niveaux. Ce résultat est considéré comme un bon indicateur de la sévérité du défaut.

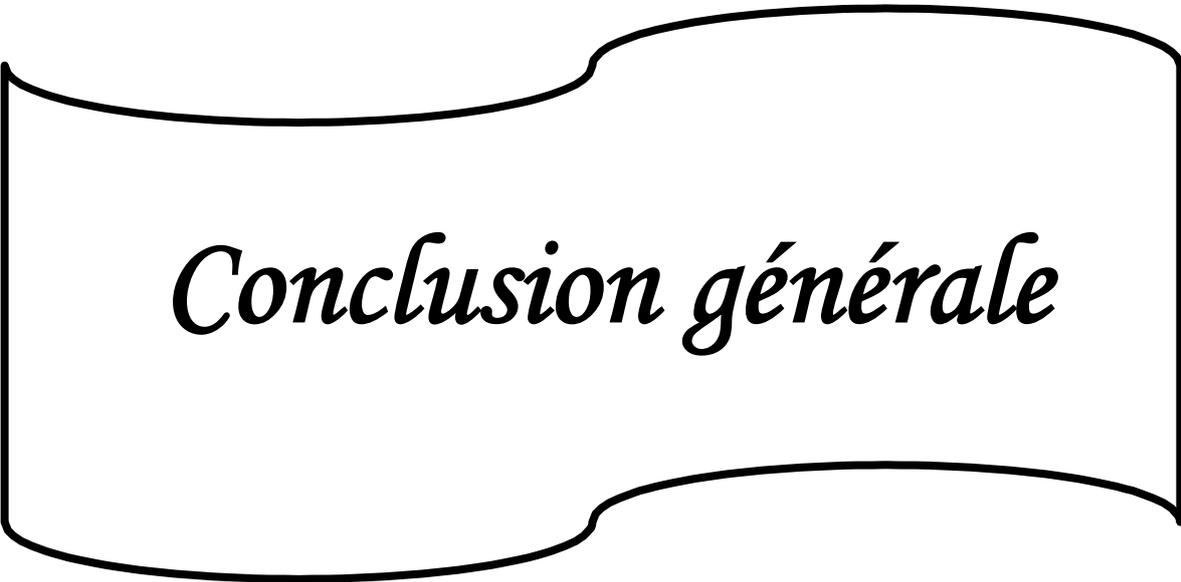
## V.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une simulation de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à l'état sain et en défaut statorique de type court-circuit entre spire est effectuée. L'observateur à base filtre de *Kalman* étendu (FKE) est utilisé pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique permettant ainsi le suivi paramétrique. La détection d'une variation importante de la résistance statorique est suivie d'une analyse par deux méthodes de traitement de signal : la transformée de *Fourier* rapide (FFT) en régime stationnaire et la transformée en ondelette discrète (TOD) en régime non-stationnaire. Ces deux outils de traitement de signal sont appliqués à plusieurs grandeurs électriques et mécaniques ont permis de confirmer la détection du défaut statorique. L'utilisation du FKE pour l'estimation des paramètres électriques et mécaniques a montré son efficacité à travers sa précision soit en fonctionnement sain ou en défaut statorique de la machine. La surveillance en ligne de la résistance statorique, issue de l'estimateur, peut servir comme un indicateur de défaut.

L'analyse des résultats obtenus par traitement de signal montre que:

- le défaut de court-circuit entre spires provoque des oscillations au niveau des paramètres mécaniques et électriques (vitesse rotorique, courant statorique et courant en quadrature);
- l'analyse spectrale par FFT de la vitesse rotorique et du courant en quadrature en régime permanent montre l'apparition de raies additionnelles aux fréquences  $2.k.fs$  (avec  $k=1, 2, 3, \dots$ ). Pour le cas d'une analyse par FFT du courant statorique en régime permanent de la MSAP, on remarque l'apparition de raies additionnelles aux fréquences  $(k.fs)$  (avec  $k=1, 3, 5, 7, \dots$ ). Ceci montre que la méthode est efficace et peut être largement utilisée dans la détection de défaut en régime de fonctionnement stationnaire;
- le diagnostic du défaut en régime transitoire par TOD à travers l'analyse multi-résolution donne de bons résultats en termes de détection. Ainsi, la sévérité de défaut est évaluée par le calcul de l'énergie propre de chaque niveau de décomposition.

L'analyse spectrale des grandeurs électriques et/ou mécaniques en utilisant la FFT et la TOD permet de confirmer si la variation de la résistance est induite par le défaut ou par la charge. Les résultats obtenus montrent que l'analyse de la sortie du régulateur de vitesse et du courant statorique donne une bonne information sur la présence du défaut, contrairement à la vitesse rotorique qui peut être affectée par le contrôleur de vitesse.



*Conclusion générale*

## *Conclusion générale*

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents. Ce diagnostic s'appuie essentiellement sur la surveillance de symptômes liés à différentes conditions de dégradation. Ces symptômes peuvent être tirés et extraits de diverses sources d'informations, comme l'analyse spectrale des signaux qui occupe une place prépondérante dans l'industrie.

En général, le bon fonctionnement d'une telle approche de diagnostic nécessite une bonne connaissance du système. Cette connaissance se traduit par la nécessité de disposer d'une base de données importante et significative issue d'une certaine expertise théorique et expérimentale. Ainsi, pour mener cette étude, un modèle de simulation de la machine étudiée (machine synchrone à aimants permanents) à l'état sain et en tenant compte d'un défaut statorique de type court-circuit entre spires est utilisé. Les méthodes utilisées dans le domaine de diagnostic des machines tournantes sont nombreuses. Cependant, elles sont classées selon deux approches: une « approche signal », basée sur le traitement de signal des grandeurs électriques et mécaniques mesurables comme le courant, la vitesse et une autre « approche modèle », basée sur les modèles des systèmes utilisant des observateurs.

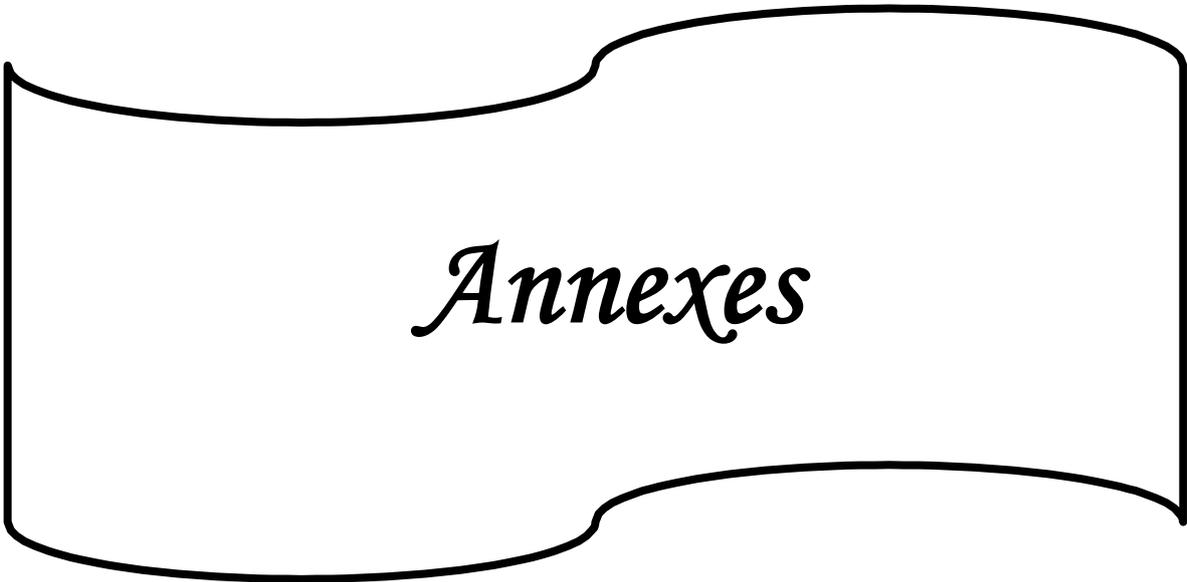
Dans le cadre de cette thèse, le travail de recherche est réalisé en cinq chapitres.

- Dans le premier chapitre, un état de l'art sur les défauts qui peuvent apparaître dans les machines synchrones à aimants permanents est synthétisé. Ainsi, différentes méthodes et techniques de détection de ces défauts sont énumérées. Nous avons ensuite résumé les différentes techniques de surveillance et diagnostic des défauts statoriques habituellement utilisées dans les machines synchrones à aimants permanents.
- Le deuxième chapitre porte sur la présentation du modèle de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain et le modèle dédié à l'étude des défauts de type courts-circuits entre spires. Ce qui nous a permis de mettre en évidence l'effet de ces défauts sur le fonctionnement de la machine, les signatures associées à chaque défaut et de suivre les éventuelles évolutions qui peuvent être générées suite à ces anomalies.
- Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain et en présence de défaut de type court-circuit entre-spires. On y présente les principes théoriques de la commande non linéaire ainsi que les résultats des simulations dans les deux états de la MSAP (sain et en défaut).

- Le quatrième chapitre présente la commande par linéarisation entrée-sortie sans capteur de vitesse, mais en utilisant le filtre de *Kalman* étendu (FKE) pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut court-circuit entres spires. L'estimateur à base du FKE est utilisé simultanément pour l'estimation de la vitesse et pour l'estimation de la résistance statorique en vue du suivi paramétrique pour la détection du défaut de court-circuit.
- Le cinquième et dernier chapitre porte sur le diagnostic de défauts de la machine synchrone à aimants permanents commandée par linéarisation entrée-sortie et en utilisant le FKE pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut. La procédure de diagnostic considérée pour la détection du défaut de court-circuit en boucle fermée se base sur l'approche modèle et sur l'emploi de l'estimateur FKE pour le suivi paramétrique (estimation de la résistance statorique). Pour une variation paramétrique importante, on a analysé les résultats obtenus par l'application de la transformation de *Fourier* rapide (FFT) en régime stationnaire. Les résultats obtenus avec l'ondelette discrète (TOD) sont acceptables et encourageants surtout en régime variable (régime non stationnaire). En plus, la TOD permet d'indiquer que la variation paramétrique est due à un défaut statorique ou autre. En outre, nous constatons que le FKE donne une bonne estimation des états et une bonne détection des défauts de la MSAP.

Enfin, pour l'amélioration de ce modeste travail, nous proposons quelques perspectives futures :

- implémentation pratique à l'aide de la carte d'acquisition Dspace 1104;
- mise en œuvre d'une autre stratégie de commande comme la commande prédictive ;
- utilisation d'autres types de régulateurs à base du backstepping ou de modes glissants d'ordre supérieur ;
- adaptation au diagnostic de la MSAP de méthodes d'intelligence artificielle comme la logique floue ou les réseaux de neurones ;
- utilisation des onduleurs multi-niveaux ;
- considération d'autres types de défauts les plus rencontrés comme la désaimantation, le défaut de roulement et le défaut d'excentricité.



*Annexes*

# Annexe A

## Spécification des paramètres

### Caractéristiques du moteur Synchrone à aimant permanent étudié

Caractéristique	Valeur	Unité
Puissance nominale	1	Kw
Nombre de paire de pole	4	-
Nombre d'encoche statoriques	24	-
Nombre de spire / encoche	40	-
Type d'enroulement	Distribué	-
Connexion d'enroulement	Etoile (Y)	-
Rayon extérieur du stator	73.3	mm
Rayon intérieur du stator	37.3	mm
Rayon intérieur du rotor	28.8	mm
Epaisseur de la frette	1	mm
Entrefer magnétique	1.5	mm
Type d'aimant	NdFeB	-
Longueur utile	44	mm
Résistance de phase	0.88	$\Omega$
Inductance de phase	2.82	mH
Courant de phase	19	A
Couple nominal	10.5	N.m
Coefficient de frottement visqueux	0.007	Nm/rad/s
Flux (max) d'excitation des aimants permanents	0.108	Wb

## Annexe B

$$a_{11} = Z * R_s * (\sqrt{2/3} * seg * M_f - L_{a2})$$

$$a_{12} = Z * R_s * (\sqrt{2/3} * seg * L_{a2} - seg * M_f) - Z * M_f * R_f$$

$$a_{13} = Z * \psi * \sin \theta * (L_{a2} - seg * M_f)$$

$$a_{21} = -\left(\frac{R_s}{L_s}\right)$$

$$a_{22} = -\left(\frac{1}{L_s}\right) * \psi * \cos \theta$$

$$a_{13} = Z * R_s * (\sqrt{2/3} * seg * L_s - M_f)$$

$$a_{32} = Z * R_s * (\sqrt{2/3} * M_f - L_s) - Z * L_s * R_f$$

$$a_{33} = Z * \psi * \sin \theta * (M_f - seg * L_s)$$

$$a_{41} = \frac{P * \psi}{J} \sin \theta$$

$$a_{42} = -\frac{P * \psi}{J} \cos \theta$$

$$a_{43} = -\frac{P * \psi}{J} * seg * \sin \theta$$

$$b_{11} = Z * L_{a2}$$

$$b_{21} = \frac{1}{L_s}$$

$$b_{31} = Z * M_f$$

$$Z = \frac{1}{(L_{a2} * L_s - M_f^2)}$$

## Annexe C

$$a'_{11} = Z * (\sqrt{2/3} \text{seg} * M_f - L_{a2})$$

$$a'_{12} = Z * (\sqrt{2/3} \text{seg} * L_{a2} - \text{seg} * M_f)$$

$$a''_{12} = -Z * M_f * R_f$$

$$a'_{13} = Z * \psi * \sin \theta * (L_{a2} - \text{seg} * M_f)$$

$$a'_{21} = -\left(\frac{1}{L_s}\right)$$

$$a'_{22} = -\left(\frac{1}{L_s}\right) * \psi * \cos \theta$$

$$a'_{13} = Z * (\sqrt{2/3} \text{seg} * L_s - M_f)$$

$$a'_{32} = Z * (\sqrt{2/3} M_f - L_s)$$

$$a''_{32} = -Z * L_s * R_f$$

$$a''_{33} = Z * \psi * \sin \theta * (M_f - \text{seg} * L_s)$$

$$a_{41} = \frac{P * \psi}{J} \sin \theta$$

$$a_{42} = -\frac{P * \psi}{J} \cos \theta$$

$$a_{43} = -\frac{P * \psi}{J} * \text{seg} * \sin \theta$$

$$b'_{11} = Z * L_{a2}$$

$$b'_{21} = \frac{1}{L_s}$$

$$b'_{31} = Z * M_f$$

$$Z = \frac{1}{(L_{a2} * L_s - M_f^2)}$$



*Bibliographique*

# Bibliographie

- [1] G. Grellet, G. Clerc “Actionneurs électriques”, Editions Eyrolles, 1997.
- [2] Abdelkoudouss FAQIR “ Commande A Structure Variable D’un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable’ ’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [3] Zhang, J.; Rahman, M.F.; Tang, L, “Modified Direct Torque Controlled Induction Generator with Space Vector Modulation for Integrated Starter Alternator”, Power Electronics and Motion Control Conference, the 4th International, Issue, 14-16 Aug. 2004 Page(s): 405 - 408 Vol.1.
- [4] Andrian CEBAN. "Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques." Thèse de Doctorat, Université de Lille de Nord de France – École doctorale SPI, 2012.
- [5] R. Z.S. Haddad, “Fault detection and identification in permanent magnet synchronous machines,” Michigan State University, 2016.
- [6] D. Basak, A. Tiwari, and S. P. Das, “Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines - A review,” Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp. 3061–3066, 2006.
- [7] Y. Da, X. Shi, and M. Krishnamurthy, “Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for brushless permanent magnet machines,” in IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2011, 2011, pp. 1–7.
- [8] Yao Da and M. Krishnamurthy, “Novel fault diagnostic technique for permanent Magnet Synchronous Machines using electromagnetic signature analysis,” 2010 IEEE Veh. Power Propuls. Conf., pp. 1–6, 2010.
- [9] A. Menacer, M. d N. T-Said, A. Benakcha, and S. Drid, “Stator Current Analysis of Incipient Fault into Asynchronous Motor Rotor Bars using Fourier Fast Transform,” J. Electr. Eng., vol. 55, no. 5, pp. 122–130, 2004.
- [10] H. Henao, G.-A. Capolino, M. Fernandez-Cabanias, F. Filippetti, C. Bruzzese, E. Strangas, R. Pusca, J. Estima, M. Riera-Guasp, and S. Hedayati-Kia, “Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques,” IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 8, no. 2, pp. 31–42, Jun. 2014.
- [11] M. A. Moussa, M. Boucherma, and A. Khezzar, “A Detection Method for Induction Motor Bar Fault Using Sidelobes Leakage Phenomenon of the Sliding DFT,” IEEE Trans. Power Electron., vol. PP, no. 99, pp. 1–13, 2016.
- [12] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali, and F. Blaabjerg, “Direct Torque Control With Feedback Linearization for Induction Motor Drives,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 3, pp. 2072–2080, Mar. 2017.
- [13] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, “Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network,” ISA Trans., pp. 1–6, 2016.
- [14] S. E. Zouzou, W. Laala, S. Guedidi, and M. Sahraoui, “A Fuzzy Logic Approach for the Diagnosis of Rotor Faults in Squirrel Cage Induction Motors,” in 2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering, 2009, vol. 2, pp. 173–177.

- [15] Z. Ye, A. Sadeghian, and B. Wu, "Mechanical fault diagnostics for induction motor with variable speed drives using Adaptive Neuro-fuzzy Inference System," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 76, no. 9–10, pp. 742–752, Jun. 2006.
- [16] D. Casadei, F. Profumo, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [17] B. L. Rajalakshmi Samaga and K. P. Vittal, "Comprehensive study of mixed eccentricity fault diagnosis in induction motors using signature analysis," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 35, no. 1, pp. 180–185, 2012.
- [18] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entrespires : modélisation - Réduction du courant de défaut," Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [19] J.-C. Trigeassou, *Diagnostic des machines électriques*, Hermes Sci. 2011.
- [20] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat, "Dynamic analysis of mixed eccentricity signatures at various operating points and scrutiny of related indices for induction motors", *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, N° 1, pp. 1–16, 2010.
- [21] M. Kadjoudj, « Contribution à la commande d'une MSAP », Thèse de doctorat de d'état Université de Batna, 2003.
- [22] W. S. Abu-Elhaija, V. Ghorbanian, J. Faiz, B. M. Ebrahimi, "Impact of Closed-loop Control on Behavior of Inverter-fed Induction Motors with Rotor Broken-Bars Fault", *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, Bengaluru, India, December 16-19, 2012, IEEE, 2012.
- [23] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile », Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [24] M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, M. Boussak, "A Luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive", *International Journal of Computer Science (IJCSI)*, Vol. 8, N° 6, pp. 116–125, November 2011.
- [25] T. Benmiloud, "Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques", thèse de doctorat, université d'Oran, 2012.
- [26] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Multiphysical Modeling for fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE International Conference on Industrial Technology-ICIT'15*, 2015, pp. 350–354.
- [27] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Feature extraction for vibration-based fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *3rd International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering-TAECE*, 2015, pp. 163–168.
- [28] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Fault Detection and Isolation for Permanent Magnet Synchronous Machines," in *22nd International Congress on Sound and Vibration-ICSV22*, 2015, no. July, pp. 12–16.
- [29] Rosero, J., L. Romeral, J. A. Ortega, and E. Rosero. "Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and wigner ville distribution (WVD)." In *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 98-103. IEEE, 2008.
- [30] Kawthar Alameh. "Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents." Thèse de Doctorat, Université de Normandie, 2017.
- [31] N. Bracikowski, "Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement.," École Centrale de Lille, 2012.
- [32] <https://www.wegfrance.news/w22-magnet-moteur-synchrone-a-aimants-permanents-sauvegarder-futur/>

- [33] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," *Tech. l'Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 0–24, 2001
- [34] Hayette MESLOUB. "Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents." Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [35] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G. A. Capolino, G. Rostaing, J. P. Rognon, E. Foulon, L. Loron, H. Razik, G. Didier, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, "Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects," in *9th IEEE International Power Electronics Congress - CIEP 2004*, 2004, pp. 101-108.
- [36] S. A. S. Al Kazzaz and G. K. Singh, "Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques," *Electric Power Systems Research*, vol. 65, pp. 197-221, 2003.
- [37] D. Thailly, "Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif : Application au diagnostic," Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2007.
- [38] H. O. Seinsch, "Monitoring und Diagnose elektrischer maschinen und Antriebe," *Stand der Forschung, Entwicklu ngstendenzen*, Frankfurt am Main, VDE-Haus, 28 June 2001.
- [39] R. Casimir, E. Bouteleux, G. Clerc, F. Chappuis, "A decision system to detect failures in induction motors", *Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, IEEE 2002.
- [40] Q. F. Lu, E. Ritchie, Z. T. Cao, "Experimental Study of MCSA to Detect Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults on Cage Induction Motors ", *Proceedings of the ICEM*, 2004.
- [41] A. Abdallah Ali, J. Regnier, J. Faucher, "Simulation of Internal Faults in Permanent magnet Synchronous Machines", *6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005.
- [42] A. Abdallah Ali, "Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : application à la traction ferroviaire", Thèse de doctorat , INPT, France, 2005.
- [43] Makara KHOV, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [44] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entrespires : modélisation - Réduction du courant de défaut," *Institut National Polytechnique de Lorraine*, 2010.
- [45] A. Ibrahim, "Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée," *Université Jean Monnet - Saint-Etienne*, 2009.
- [46] J. Harmouche, D. Diallo, and C. Delpha, "Discrimination des défauts de roulements par une analyse spectrale globale," *Symp. Génie Électrique*, no. 1, pp. 2–5, 2014.
- [47] Hicham TALHAOUI, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts ," Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [48] Youcef Soufi « Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique »Thèse de Doctorat; Université de Annaba, 2012.
- [49] Saadi SAKHARA, "Diagnostic Des Défauts D'un Entraînement Electrique Par La Technique Ondelette," Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2017.

- [50] Brice AUBERT, "Détection Des Courts-Circuits Inter-Spires Dans Les Générateurs Synchrones A Aimants Permanents : Méthodes Basées Modèles Et Filtre De Kalman Etendu," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2014.
- [51] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance de formes," thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [52] P.J. Broniera, W.S. Gongora, A. Goedel, W.F. Godoy, "Diagnosis of stator winding inter-turn short circuit in three-phase induction motors by using artificial neural networks", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2013 9th IEEE International Symposium on , vol., no., pp.281,287, 27-30 Aug. 2013.
- [53] M. Bouzid, G. Champenois, N.M. Bellaaj, L. Signac, K. Jelassi, "An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Interturn Faults in Induction Motor", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4277,4289, Dec. 2008.
- [54] K.M. Pekpe, *Identification par les techniques des sous-espaces – application au diagnostic*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2004
- [55] D. Henry, 'Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multivariés incertains', Thèse de doctorat, Université Bordeaux I, France, 1999.
- [56] V. Cocquempot, 'Surveillance des processus industriels complexes, génération et optimisation des relations de redondance analytiques', Thèse de doctorat , Université des sciences, et Technologies de Lille, France, 1992.
- [57] W. Liu, E. Schaeffer, D. Averty, L. Loron, 'A new Approach for Electrical Machine Winding Insulation Monitoring by Means of High Frequency Parametric modelling', *IEEE IECON'06*, Nov. 2006.
- [58] P.F. Odgaard, J. Stoustrup, "Unknown input observer based detection of sensor faults in a wind turbine", *Control Applications (CCA)*, 2010 IEEE International Conference on, vol., no., pp.310,315, 8-10 Sept. 2010
- [59] Qian Lu, T. Breikin, "Observer based fault detection for stator inter-turn short circuit in wind turbine DFIGs", *Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, The 2010 International Conference on , vol., no., pp.483,488, 17-19 July 2010
- [60] Noura HALEM, "Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Éléments Finis", Thèse de doctorat , Université Mohamed Kheider –Biskra, 2015.
- [61] M. Sahraoui, "Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2010.
- [62] Bessa Bessam, "analyse et détection des défauts dans la machine asynchrone à base des technique intelligentes ", Thèse de doctorat, Université Mohamed Kheider –Biskra, 2016.
- [63] Amor KHLAIEF, " Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) ", Thèse de doctorat, Université D'aix-Marseille –France, 2012.
- [64] Khlaief A. " Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants", Mémoire de mastère de l'Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 11 août 2007.
- [65] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H. " Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance", *J.Phys. III France* 5 (1995) 1255-1268, , pp. 1255, Aug. 1995.
- [66] J. A. Corral-Hernández and J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the Start-up System in the Diagnosis of Faults in the Rotor of Induction Motors using the Discrete Wavelet Transform," *Procedia Comput. Sci.*, vol. 83, no. Seit, pp. 807–815, 2016.

- [67] M. A. Moussa, M. Boucherma, and A. Khezzar, "A Detection Method for Induction Motor Bar Fault Using Sidelobes Leakage Phenomenon of the Sliding DFT," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–13, 2016.
- [68] Alameh, K., N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat. "Multiphysical modeling for fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors." In 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 781-786. IEEE, 2015.
- [69] K KENDOUCI. " Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [70] Parida, Shubhranshu Mohan, Subhashree Choudhury, Pravat Kumar Rout, and Sanjeeb Kumar Kar. "A new self-adjusting PI controller for power control in a wind turbine generator." *World Journal of Engineering* 15, no. 3 (2018): 362-372.
- [71] Alhassoun Y., « Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2224, 2005.
- [72] Boussak M., « Synthèse de commandes vectorielles des actionneurs asynchrone et synchrones avec et sans capteur mécanique » Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), Université D'Aix Marseille III, 30 Mars 2004.
- [73] ZOUZOU Sara, « Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2015.
- [74] M. Yazdani, A. Mehrizi-Sani, and M. Mojiri, "Estimation of Electromechanical Oscillation Parameters Using an Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 30, no. 6, pp. 2994–3002, Nov. 2015.
- [75] F. Alonge, T. Cangemi, F. D'Ippolito, A. Fagiolini, and A. Sferlazza, "Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2341–2352, Apr. 2015.
- [76] M. Habibullah and D. D. Lu, "A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, Nov. 2015.
- [77] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor," *Measurement*, vol. 111, no. July, pp. 243–259, 2017.
- [78] A. Menacer, A. Benakcha, and B. Messaoudi, "The use of the Direct Control of Stator Flux and Kalman Filter for the Direct Torque Control of Induction Machine," *J. Electr. Syst.*, no. November, pp. 42–47, 2009.
- [79] BELHAMDI Saad, « Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Contrôlée Par Différentes Techniques De Commande », Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2014.
- [80] Leila Nacib « Diagnostic Des Défauts Dans Les Machines Tournantes Par L'analyse Vibratoire » thèse de Docteur en Sciences, Université Badji Mokhtar- Annaba ; 2015.
- [81] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," Thèse Dr. l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [82] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone." Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [83] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, and Z. Zouaoui, "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 42, no. 1–2, pp. 388–403, Jan. 2014.

- [84] I. Moumene and N. Ouelaa, —Application of the wavelets multiresolution analysis and the highfrequency resonance technique for gears and bearings faults diagnosis,| Int. J. Adv. Manuf. Technol., vol. 83, no. 5–8, pp. 1315–1339, Mar. 2016.
- [85] S. Bachir, I. B. A. Bazile, T. Poinot, K. Jellassi, and J.-C. Trigeassou, “Estimation paramétrique pour le diagnostic des processus: Application à la bobine à noyau de fer,” J. Eur. Des Systèmes Autom., vol. 42, no. 5, pp. 509–539, 2008.
- [86] Mohamed El Kamel Oumaamar « Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée » ; Thèse de doctorat ; Université de Lorraine 2012 France.
- [87] Alahakoon S., ,,,Digital motion control techniques for electrical drives,““Ph.D. Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, ISBN - 91-7170-555–4, 2000.
- [88] Tarek AMEID « Contrôle et Diagnostic de la Machine à Induction» ; Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2018.
- [89] Hakima CHERIF «Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l’analyse par FFT et ondelettes; Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [90] A.Bouzida, O.Touhami, R.Ibtiouen, A.Belouchrani, M.Fadel, A.Rezzoug, "Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform",Journal, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Septembre 2011.