



Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



Thèse

Préparée au sein du laboratoire LSPIE'2000 Batna

Présentée pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat LMD en Electrotechnique

Option : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Sous le Thème :

**Contribution au Diagnostic et à la Gestion d'une
Commande Tolérante pour une Machine Asynchrone**

Présentée par :

BOUAKOURA Mohamed

Devant le jury composé de :

Mme ZIDANI Fatiha	Prof.	Université de Batna	Présidente
M. NAIT SAID Nasreddine	Prof.	Université de Batna	Rapporteur
M. NAIT SAID Mohamed Said	Prof.	Université de Batna	Co-Rapporteur
M. BENDAAS Mohamed Lokman	Prof.	Université de Batna	Examineur
M. BARRA Kamel	Prof.	Université de Oum El Bouaghi	Examineur
M. GOLEA Ammar	Prof.	Université de Biskra	Examineur

Le 23 Décembre 2018

REMERCIEMENT

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui m'a accordé la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, je tiens à remercier mes encadreurs **Pr. Nait Said Mohamed Said**, et **Pr. Nait Said Nasreddine**. Je voudrais également leur témoigner ma gratitude pour leur patience et leur soutien qui m'a été précieux afin de mener mon travail à bon port.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury : **Pr. ZIDANI Fatiha**, **Pr. BENDAAS Mohamed Lokman**, **Pr. BARRA Kamel** et **Pr. GOLEA Ammar**, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon mémoire de thèse en acceptant d'examiner mon travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

ملخص

نظرًا لتزايد تعقيد الأنظمة الصناعية بوتيرة متسارعة، تزداد أيضًا عرضتها للكثير من الأعطال. هذا يجعل البحث في مجال التشخيص والتحكم ذو أهمية كبيرة. للتأكيد ، أحد الاهتمامات الرئيسية في التطبيقات الهندسية هو تحسين موثوقية الأنظمة وتأديتها لعملها على أكمل وجه. من الواضح أن أنظمة الدفع والجر تستخدم في جميع العمليات الصناعية ، وهذه النظم تدمج في معظم الحالات محرك لا تزامني. من هذه النقطة ، في هذه الأطروحة ، نركز على بعض الأعطال الأكثر شيوعًا في أنظمة الدفع بمحركات لا تزامنية. إن الأعطال التي تمت دراستها هي تلك الخاصة بمكونات العاكسات ثلاثية الطور ، وأعطال مستشعرات التيار والسرعة ، وأخيرًا في مشكلة الدارة القصيرة في إحدى وشائع المحرك التحريضي. من أجل الكشف عن الخلل في أنصاف النواقل IGBT ، يتم اقتراح خوارزميتين جديدتين. تستخدم الأولى القيمة الفعالة "RMS" لتيارات الأطوار أما الثانية تحدد ما يصل إلى 21 خلا مختلفًا في العاكس الكهربائي. يتم الكشف عن مشاكل حساس السرعة من خلال مراقبة طاقة متوسط الانحراف المعياري لسرعة دوار المحرك أو ببساطة عن طريق حساب مقدار تغيرها الآني. كما تم التحقيق في مشكلة الدارة القصيرة ، حيث تم تطوير نموذج رياضي جديد للآلة غير المتزامنة مع عطب أحادي الطور. هذا يسمح لتطوير استراتيجية لاكتشاف هذا العطب في مرحلة مبكرة. تتطلب هذه الاستراتيجية قياس اثنين فقط من التيارات وتستند إلى الحد الأقصى المتحرك. كما يتم حساب مقدار عطل الدائرة القصيرة بطريقتين ، الأولى هي تعتمد على النموذج الرياضي كمراقب ، والثانية تجمع بين المكونات المتناظرة للتيار وبين الشبكة العصبية المصطنعة. للتغلب على أخطاء المستشعرات ، تم اقتراح تحكم جديد يسمح للمحرك الكهربائي مواصلة الإشتغال.

الكلمات الدالة : آلة غير متزامنة ، العاكس ثلاثي الطور ، مستشعر السرعة ، مستشعر التيار الكهربائي ، تشخيص الأعطال ، التحكم الأتوماتيكي المخفف للأعطال.

RESUME

Comme la complexité des systèmes industriels ne cesse de croître, leur vulnérabilité aux défauts augmente également. Cela garde la recherche dans le domaine du diagnostic et du contrôle tolérant aux défauts continuellement actif. Pour souligner, l'une des préoccupations majeures dans les applications d'ingénierie est d'optimiser la fiabilité et la disponibilité des systèmes. Les systèmes de propulsion et de traction sont évidemment utilisés dans tous les procédés industriels, et ces systèmes incorporent dans la plupart des cas un moteur asynchrone. De ce point, dans cette thèse, on s'est focalisé sur certains des défauts les plus fréquents dans un entraînement à moteur asynchrone. Les défauts étudiés sont ceux d'ouverture d'interrupteurs de puissance dans les onduleurs triphasés, les défauts des capteurs de courant et de vitesse, et enfin les défauts naissants de court-circuit inter-spores dans le moteur à induction.

Afin de localiser les défauts d'interrupteurs de puissance, deux nouveaux algorithmes sont proposés. Le premier exploite les courants RMS des phases pour localiser le bras défectueux de l'onduleur. Cependant, via les courant moyens normalisés, le deuxième algorithme identifie jusqu'à 21 défauts différents dans l'onduleur. Les défauts du capteur de vitesse ont été détecté en surveillant l'énergie de l'écart type moyen de la vitesse ou bien tout simplement en calculant le taux de sa variation instantannée. On s'est penché aussi sur les défauts de courts-circuits où l'ont a élaboré un nouveau modèle mathématique de la machine asynchrone avec un défaut sur une seule phase. Cela a permis de développer par la suite une stratégie de détection de ce défaut dans un stade précoce. Cette stratégie est fondé sur le maximum glissant de deux courants de phases seulement. Le défaut de court-circuit naissant inter-spores est aussi estimé selon deux méthodes, la première est un observateur et la deuxième combine les composantes symétriques des courant avec un réseau de neurone. Pour faire face aux défauts des capteurs, une nouvelle commande tolérante aux défauts a été proposée.

Mots clés : Machine Asynchrone, onduleur triphasé, capteur de vitesse, capteur de courant, diagnostic des défauts, commande tolérante aux défauts.

ABSTRACT

As the complexity of industrial systems is constantly growing, their vulnerability to faults increases too. This keeps the research in the field of diagnosis and fault tolerant control significantly important. To emphasize, one of the major concerns in engineering applications is to optimise the systems reliability and availability. Propulsion and traction systems are obviously used in all industrial processes, and these systems incorporate in most cases an induction motor. From this point, in this thesis, we focus on some of the most frequent faults in induction motor drives. The faults studied are those of open switches in three phase inverters, current and speed sensors faults, and at last incipient inter-turn short circuit faults in the induction motor.

In order to locate power switches faults, two new algorithms are proposed. The first uses the RMS currents of the phases to locate the defective inverter leg. However, via the normalized average current, the second algorithm identifies up to 21 different faults in the inverter. Speed sensor faults were detected by monitoring the energy of the average standard deviation of the rotor speed or simply by calculating the amount of its instantaneous variation. Short-circuit faults were also investigated, where a new mathematical model of the asynchronous machine with a single-phase fault was developed. This allowed to develop then a strategy to detect this fault in an early stage. This strategy requires the measurement of only two currents and it is based on the sliding maximum. The incipient inter-turns short-circuit fault is also estimated according to two methods, the first is an observer and the second combines the symmetrical components of the current with a neural network. To cope with sensor faults, a new fault tolerant control has been proposed.

Keywords : Asynchronous machine, three-phase inverter, speed sensor, current sensor, fault diagnosis, fault tolerant control.

SOMMAIRE

Remerciement	I
ملخص	II
Résumé	III
Abstract	IV
Publications internationales	V
Sommaire	VI
Notations et symboles	IX
INTRODUCTION GENERALE.....	1
I. Contexte du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts	1
II. Objectif du thème.....	2
III. Structure du mémoire.....	2
Références 0.....	3
CHAPITRE 1 : DIAGNOSTIC DES DEFAUTS D'ONDULEUR DE TENSION.....	5
1.1 INTRODUCTION.....	5
1.2 DEFAUTS D'ONDULEUR	6
1.3 DEFAUTS DE CIRCUIT OUVERT DES IGBTs	8
1.4 METHODES DE DIAGNOSTIC DU DEFAUT DE CIRCUIT OUVERT D'UN IGBT.....	8
1.5 DETECTION ET LOCALISATION DE L'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE DEFECTUEUX PAR LES COURANTS EFFICACES	15
1.6 LOCALISATION DES DEFAUTS D'OUVERTURE D'INTERRUPTEURS DE PUISSANCE VIA LA VALEUR MOYENNE DES COURANTS DE PHASES	17
1.7 CONCLUSION.....	23

Sommaire

REFERENCES 1	23
CHAPITRE 2: DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE CAPTEURS	26
2.1 INTRODUCTION.....	26
2.2 LES DEFAUTS DE CAPTEURS, LEURS CAUSES ET EFFETS	27
2.3 METHODES DE DIAGNOSTIC DE CAPTEURS DANS LA LITTERATURE.....	35
2.4 DETECTION PAR L'ENERGIE DE L'ECART TYPE MOYEN DES DEFAUTS DE CAPTEUR DE VITESSE.....	38
2.5 DETECTION DES DEFAUTS DU CAPTEUR DE VITESSE EN FONCTION DU TAUX DE VARIATION DE VITESSE.....	41
2.6 DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE CAPTEUR DE COURANT PAR LES COURANTS RMS	43
2.7 CONCLUSION.....	45
RÉFÉRENCES 2	45
CHAPITRE 3: MODELISATION DE LA MAS AVEC UN DEFAUT DE COURT-CIRCUIT	49
3.1 INTRODUCTION.....	49
3.2 LES METHODES DE MODELISATION DE LA MAS	50
3.3 MODELES DE LA MAS EN CC DANS LA LITTERATURE.....	55
3.4 NOUVEAU MODELE BIPHASE DE LA MAS AVEC UN CC SUR LA PREMIERE PHASE.....	58
3.5 RESULTATS DE SIMULATION	63
3.6 CONCLUSION.....	65
RÉFÉRENCES 3	66
CHAPITRE 4 : DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE COURT-CIRCUIT DANS LA MACHINE ASYNCHRONE.....	69
4.1 INTRODUCTION.....	69
4.2 DESCRIPTION DES MODES DE DEFAILLANCE DU STATOR.....	70
4.3 LES CAUSES DES DEFAUTS DE CC	71
4.4 LES METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE COURT-CIRCUIT.....	73
4.5 NOUVELLE METHODE DE DETECTION DE CC NAISSANT BASEE SUR LE MAXIMUM GLISSANT	79

Sommaire

4.6	ESTIMATION DU RAPPORT DE CC PAR UN OBSERVATEUR A MODEL..... DEFAILLANT.....	81
4.7	ESTIMATION DU RAPPORT DE CC PAR LA COMBINAISON DES COMPOSANTES SYMETRIQUES ET LES ANNS	83
4.8	DISCUSSION DES RESULTATS.....	86
4.9	CONCLUSION.....	87
	REFERENCES 4.....	88
	CHAPITRE 5 : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DES CAPTEURS DANS UN VARIATEUR ASYNCHRONE DE VITESSE.....	92
5.1	INTRODUCTION.....	92
5.2	DEFINITION ET CONTEXTE DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS.....	93
5.3	TYPES DES COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS	94
5.4	NOUVELLE FTC DES CAPTEURS DE VITESSE ET DES CAPTEURS DES COURANTS POUR UNE MAS	95
5.4	SPECIFICATIONS DE SIMULATION	101
5.5	CONCLUSION.....	102
	RÉFÉRENCES 5	102
	CONCLUSION GENERALE.....	104
	I. BILAN	104
	II. RESULTATS OBTENUS.....	105
	III. PROBLEMES RENCONTRES.....	106
	IV. PERSPECTIVES.....	106

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS	Machine Asynchrone
CC	Court-Circuit
ANN	Artificial Neural Network
VSD	Variable Speed Drives
FDD	Fault Detection and Diagnosis
TI	Load Torque (couple de charge)
ASD	Adjustable Speed Drive
DDC	Data Device Corporation (Une société)
FOC	Field Oriented Control
FDI-S	Fault Détection and Isolation-Systems
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
DFIM	Doubly Fed Induction Motor
FTC	Fault Tolerant Control
ATO	Angle Tracking Observer
Ω, Ω^*	Vitesse, vitesse de référence.
$v_{abc} (i_{abc})$	Tensions (courants) des trois phases
ω_s, f_s, T_s, T	Pulsation statorique, fréquence statorique, période statorique, pas d'échantillonnage.
p	Nombre de paires de poles.
Ω_f / I_f	vitesse /courant fournit par un capteur défaillant.
τ_d	Temps entre deux points de la courbe de vitesse pour détecter un défaut du capteur de vitesse.

d_{sw}, d_{si}	Signaux de détection de défauts du capteur de vitesse, de courant respectivement.
d_{sps}	Signal de détection de l'interrupteur de puissance défaillant.
MCC	Multiple Coupled Circuit
MEC	Magnetic Equivalent Circuit
FEM	Finite Element Method
MMF	Magnetomotive Force
δ_f ou D_f ou x_{sc}	Le rapport de court-circuit. $\delta_f = \frac{\eta_f}{\eta}$
η	Le nombre total de spires d'une phase.
η_f	Le nombre de spire en CC
I_p / I_n	Composante Positive/Negative (directe/Inverse) des courants de phases.
CM	Condition Monitoring
MCSA	Motor Current Signature Analysis
SVAF	Space Vector Angular Fluctuation
FOR	Forme d'Onde Redressée
ITSC	Inter-turn short circuit (CC inter-spires)
LPF	Low Pass Filter
$\bar{\sigma}, \hat{\sigma}$	Variable mesurée, estimée respectivement
$ \sigma $	Amplitude de σ
$\angle \sigma$	Angle de σ
V/f en BF(CL)	V/f en boucle fermée (Closed Loop)
V/f en BO(OL)	V/f en boucle ouverte (Open Loop)
$\vec{V}_s^* \frac{V}{f}_{CL} (\vec{V}_s^* \frac{V}{f}_{OL})$	Tension de référence de la V/f BF, (V/f BO) en "αβ".
$\vec{V}_s^*_{IFOC}$	Tension de référence de la FOC en "αβ".
$\theta_{\frac{V}{f}_{CL}}$	Angle entre le vecteur de tension de référence de V/f BO et l'axe "α".
θ_{IFOC}	Angle entre le vecteur de tension de référence de V/f BO et l'axe "α"
φ	Angle entre les vecteurs de tension de référence da FOC et V/f CL.
s	Opérateur de Laplace.
i_{sd}, i_{sq}	Les courants statoriques sur l'axe dq.
ϕ_{rd}, ϕ_{rd}	Les flux rotoriques sur l'axe dq.

INTRODUCTION GENERALE

SOMMAIRE 0

INTRODUCTION GENERALE	1
I. Contexte du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts	1
II. Objectif de la thèse.....	2
III. Structure du mémoire.....	2
Références 0.....	3

I. CONTEXTE DU DIAGNOSTIC ET DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

Suite aux exigences croissantes d'efficacité et de qualité des produits et l'intégration croissante des systèmes de contrôle automatique dans les processus critiques et à coût élevé, le domaine de la supervision (surveillance), de la détection des défauts et du diagnostic joue un rôle important. La méthode classique de supervision consiste à suivre constamment l'évolution de certaines variables et à alarmer les opérateurs. Cependant, ceci peut être amélioré de manière significative en prenant en compte les informations cachées dans toutes les mesures et automatiser la prise de décision pour maintenir les systèmes en fonctionnement.

Les machines asynchrones (MAS) sont utilisées plus largement que tout autre type de machines électriques. Les MAS à basse tension sont utilisées dans des applications domestiques ou industrielles. Cependant, on trouve de plus grandes MAS avec des puissances et des tensions plus élevées dans des environnements industriels où l'on requière une grande force motrice. De nos jours, l'utilisation des MAS ne cessent de croître et leur fonctionnement fiable est stratégiquement très important pour accomplir les tâches requises. Cependant, plusieurs défauts peuvent empêcher le bon fonctionnement de ces machines ou des composants qui leur y sont associés. Généralement, tout défaut commence comme une petite déviation du fonctionnement normal. Ensuite, cela peut conduire à une défaillance catastrophique si le défaut n'est pas détecté

et traité à sa naissance. Par conséquent, le concept appelé « diagnostic » fut introduit. Le diagnostic est un processus de détection et d'évaluation des variations liées aux défauts. Cela permet de programmer un entretien approprié, d'éviter les pannes et les pertes économiques, aussi pour optimiser les performances et adapter le contrôle.

Après application de l'analyse de fiabilité, de sécurité et un test de produit, l'apparition de certains défauts et pannes ne peut être totalement évitée. Par conséquent, ces défauts inévitables devraient être tolérés par des efforts de conception supplémentaires. Les systèmes à cout élevé doivent avoir la capacité de tolérance aux défauts. Ça signifie que les défauts sont compensés de manière à ne pas entraîner des défaillances totales. Cela exige un type de commande connu comme « commande tolérante aux défauts » [1–6].

II. OBJECTIF DE LA THESE

Ce thème a pour objectif de réaliser un système de diagnostic des défauts et des commandes tolérantes et performantes pour un système d'entraînement à base d'une machine asynchrone.

III. STRUCTURE DU MEMOIRE

Chaque chapitre contient un aperçu sur ce qui a été déjà fait dans la littérature comme travaux, ensuite une contribution au sujet.

Ce mémoire est réparti sur cinq chapitres comme suit :

- 1) Le premier chapitre concerne le diagnostic du défaut d'ouverture des interrupteurs de puissance dans un onduleur triphasé alimentant une machine asynchrone. Deux nouveaux algorithmes de localisation des IGBTs défaillants ont été proposés. Le premier exploite les courants efficaces, il est simple mais identifie seulement le bras défaillant. Le deuxième algorithme est une extension d'un schéma proposé par Estima JO en 2011 [7]. Il est basé sur les courants moyens normalisés.
- 2) Le deuxième chapitre est dédié au diagnostic des défauts de capteurs de vitesse et du courant dans un entraînement à base d'une MAS contrôlée par une commande vectorielle. Trois défauts ont été traités pour chaque capteur. Quant à la détection, deux nouveaux schémas ont été développés pour le capteur de vitesse. Dans le premier on extrait l'indice de défaut de l'énergie de l'écart type moyen de la vitesse. Toutefois, le deuxième algorithme fait sortir l'indice de défaut du taux de changement de la vitesse. Concernant le capteur de courant, on utilise les valeurs efficaces des trois courants.

- 3) Dans le troisième chapitre, une modélisation a été faite de la MAS avec un défaut de court-circuit (CC) entre spires d'une même phase. L'élaboration d'un nouveau modèle en $\alpha\beta$ était nécessaire à cause du manque de modèles fiables dans la littérature. Ensuite, une validation par simulation sur Matlab a été effectuée.
- 4) Le diagnostic des défauts de CC naissants est étudié dans le 4ième chapitre. Un schéma de détection est développé en utilisant la fenêtre du maximum glissant. En outre, le rapport de CC (spires en cc/nombre total de spires) a été estimé par deux méthodes différentes. La première s'appuie sur le modèle défaillant de la MAS comme observateur. La deuxième combine les composantes symétriques des courants et les techniques des réseaux de neurones (en anglais, ANN : Artificial Neural Network).
- 5) Pour faire face aux défauts de capteurs on a développé dans le cinquième chapitre une commande tolérante active. Cette dernière incorpore quatre techniques de commande différentes. La sélection de la commande appropriée se fait automatiquement et selon les capteurs sains disponibles.
- 6) Enfin, une conclusion générale sera donnée, pour présenter : un bilan, les résultats obtenus, les problèmes rencontrés et les perspectives quant à la continuation de ce travail.

RÉFÉRENCES 0

- [1] Isermann R. Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance. 2006. doi:10.1007/3-540-30368-5.
- [2] Isermann R. Fault-Diagnosis Applications. vol. 53. 2011. doi:10.1017/CBO9781107415324.004.
- [3] Muenchhof M, Beck M, Isermann R. Fault tolerant actuators and drives - Structures, fault detection principles and applications. vol. 42. IFAC; 2009. doi:10.3182/20090630-4-ES-2003.0407.
- [4] Karmakar S, Chattopadhyay S, Mitra M, Sengupta S, Chan T, Shi K, et al. Induction Motor Fault Diagnosis. ISA Trans 2016;2:1441–51. doi:10.1007/978-981-10-0624-1.
- [5] Karmakar S, Chattopadhyay S, Mitra M, Sengupta S. Induction Motor Fault Diagnosis 2016:182. doi:10.1007/978-981-10-0624-1.
- [6] Jawad Faiz, Vahid Ghorbanian GJ. Fault Diagnosis of Induction Motors. IET Series, Energy Engineering; 2017. doi:10.1049/PBPO108E.
- [7] Estima JO, Cardoso AJM. A new approach for real-time multiple open-circuit fault

diagnosis in voltage-source inverters. IEEE Trans Ind Appl 2011;47:2487–94.
doi:10.1109/TIA.2011.2168800.

CHAPITRE 1

DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DANS UN ONDULEUR DE TENSION

SOMMAIRE 1

Chapitre 1 : Diagnostic des défauts d'onduleur de tension	5
1.1 Introduction	5
1.2 Défauts d'onduleur.....	6
1.3 Défauts de circuit ouvert des IGBTs	8
1.4 Méthodes de diagnostic du défaut de circuit ouvert d'un IGBT	8
1.5 Détection et localisation de l'interrupteur de puissance défectueux par les courants efficaces [18].....	15
1.6 Localisation des défauts d'ouverture d'interrupteurs de puissance via la valeur moyenne des courants de phases	17
1.7 Conclusion	23
Références 1.....	23

1.1 INTRODUCTION

Les onduleurs triphasés sont utilisés dans une large gamme d'applications : dans les variateurs de vitesse VSD (En anglais, VSD : Variable Speed Drives), la compensation de la puissance réactive, la transmission de la haute tension continue, la traction ferroviaire, l'intégration d'énergie renouvelable, et cela pour n'en citer que quelques-uns. Dans toutes ces applications, l'onduleur sert d'élément essentiel; par conséquent, sa fiabilité et disponibilité jouent un rôle important dans la fiabilité du system globale. Un défaut dans un onduleur actionne les éléments de protection tels que les fusibles, les relais et les disjoncteurs, entraînant l'arrêt immédiat du processus en fonctionnement, ce qui entraîne beaucoup de pertes (productivité et disponibilité). Dans ce scénario, l'intégration d'une méthode de détection et de

diagnostic de défaut FDD (Fault Detection and Diagnosis) assure la surveillance, la protection, la sécurité, la fiabilité et la réduction des coûts et du temps de maintenance. Il est rapporté que les défauts de semi-conducteurs de puissance contribuent à environ 21% des défauts dans les variateurs alimentés par onduleur [1]. Les interrupteurs de puissance tels que les IGBT et les MOSFET sont les composants de construction de base de l'onduleur, leur dysfonctionnement affecte le fonctionnement normal de l'onduleur. L'utilisation de l'onduleur pour alimenter une machine se concentre notamment sur la délivrance de vitesse ou de couple requis par la charge. Afin d'assurer la détection des défauts et d'éviter leur propagation, une stratégie de diagnostic efficace doit être associée à un schéma de contrôle. Dans ce chapitre on s'intéresse aux défauts d'ouverture des interrupteurs de puissance dans un onduleur triphasé. Un aperçu sur les techniques de diagnostic connues est présenté, ensuite, deux nouvelles contributions dans ce sujet sont expliquées.

1.2 DEFAUTS D'ONDULEUR

La figure 1 représente une étude montrant la distribution des défaillances parmi les composants électroniques de puissance [1]. On peut noter que les condensateurs et les semi-conducteurs sont les composants électroniques de puissance les plus vulnérables; ceci est validé par une autre recherche menée dans [2]. Il convient de noter que la durée de vie des condensateurs électrolytiques dépend à la fois des conditions nominales et des contraintes réelles subies dans le fonctionnement sur site. Une longue durée de vie pourrait être atteinte avec une large marge de conception en termes de tension, de courant d'ondulation et de température [3]. La température, les vibrations et l'humidité sont les trois principaux facteurs de stress qui induisent directement ou indirectement une défaillance des composants électroniques de puissance, comme illustré sur la Fig 2.

La figure 3 montre que les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) sont les dispositifs les plus utilisés, suivis par les MOSFET, les thyristors, les diodes p-i-n, les GTOs et les thyristors à commutation de grille intégrés (IGCT) [2]. La plupart des onduleurs utilisent des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) comme dispositif d'alimentation en raison de leur tension et de leur courant élevés et de leur capacité à supporter les courants de court-circuit pendant des périodes supérieures à 10 μ s. Bien que les IGBT soient robustes, ils subissent des défaillances dues aux contraintes électriques et thermiques excessives rencontrées dans de nombreuses applications. Les défauts d'IGBT peuvent être classés dans les catégories suivantes:

défauts de circuit ouvert, défauts de court-circuit et défauts intermittents [4]. Un schéma simplifié de l'onduleur associé à une machine est représenté par la Fig 4.

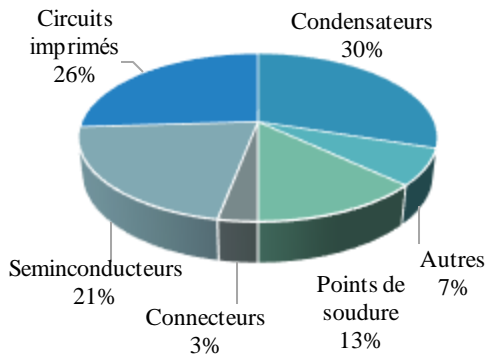


Fig. 1: Taux de défaillance des composants d'un onduleur [1].

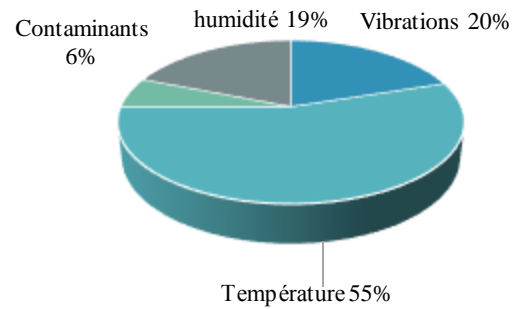


Fig. 2: Les causes de défaillance dans l'onduleur avec leurs pourcentages [1].

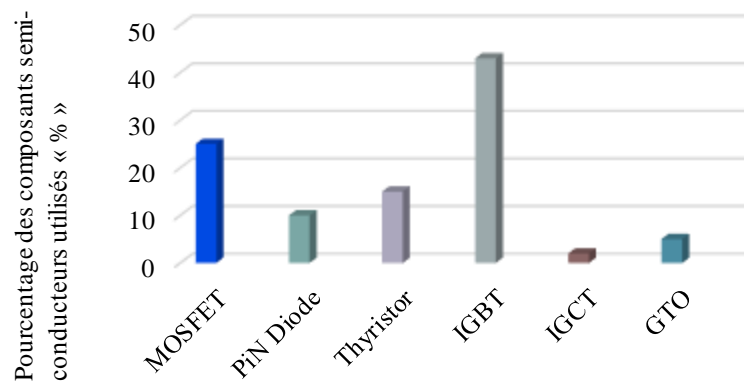


Fig. 3: pourcentage de composants semi-conducteurs utilisé dans les Convertisseurs [2].

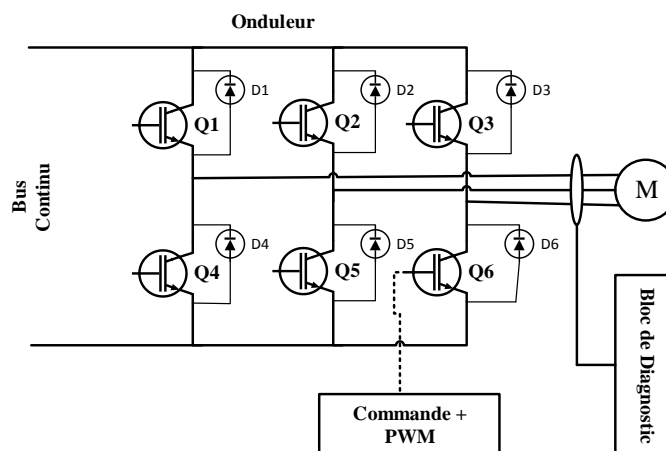


Fig. 4 : Schéma simplifié de l'onduleur et la MAS

1.3 DEFAUTS DE CIRCUIT OUVERT DES IGBT'S

Un défaut de circuit ouvert de l'IGBT peut être engendré par un fonctionnement prolongé dans des conditions extrêmes. Ce défaut peut se produire à cause d'un défaut d'un port de sortie du circuit PWM (non réception des impulsions), à cause d'un défaut du circuit d'adaptation ou d'amplificateurs d'isolement. Les défauts de circuit ouvert entraînent un décalage de la composante continu à la fois dans la phase défectueuse et dans la phase saine. L'interaction entre la composante continu et le champ génère un couple pulsant à la fréquence du courant du stator, ce qui peut réduire considérablement le couple maximal disponible pour le variateur [4]. Les courants continus génèrent également une contrainte élevée dans les IGBTs supérieurs et inférieurs. Ces effets peuvent provoquer des défauts secondaires dans l'onduleur, le moteur ou la charge. Les tensions et les courants portent des signatures qui peuvent être analysées pour détecter et localiser ce défaut de circuit ouvert n'entraînant pas généralement l'arrêt du système, mais dégrade ses performances.

1.4 METHODES DE DIAGNOSTIC DU DEFAUT D'OUVERTURE DE CIRCUIT D'UN IGBT

1.4.1. Diagnostic par Contour de Park

La figure 5 couvre toutes les signatures correspondantes aux défauts d'ouvertures d'IGBTs. C'est-à-dire tous les cas jusqu'à quatre IGBTs de sorte qu'il y ait au moins deux IGBTs sains dans deux bras différents, l'un du groupe supérieur (Q1-Q3) et l'autre du groupe inférieur (Q4-Q6), voir figure 4. Les défauts impliquant deux IGBTs supérieurs (ou inférieur) sont indiscernables des cas du défaut de trois IGBTs où deux sont supérieurs (ou inférieurs). Par exemple le défaut de Q1 et Q2 à la fois est indiscernable du défaut de Q1, Q2 et Q6. Ces cas-là sont notés sur la Fig 5 en mettant le troisième IGBT défaillant dans un carré. Les défauts triples impliquant deux interrupteurs appartenant au même bras peuvent être regroupés en six paires de cas indiscernables ; par exemple, le triple défaut de Q1, Q4 et Q2 ne peut être distingué du triple défaut de Q1, Q4 et Q6. De plus, à chaque paire, correspond une anomalie quadruple indiscernable impliquant les deux transistors des autres bras. Par exemple, les cas : (Q1, Q4 et Q2), (Q1, Q4 et Q6) et (Q1, Q4 et Q2 plus Q6) sont tous indiscernables. De tels cas sont traités dans la figure par la notation de la forme Q1, Q4, (Q2 et Q6 dans un carré) [5].

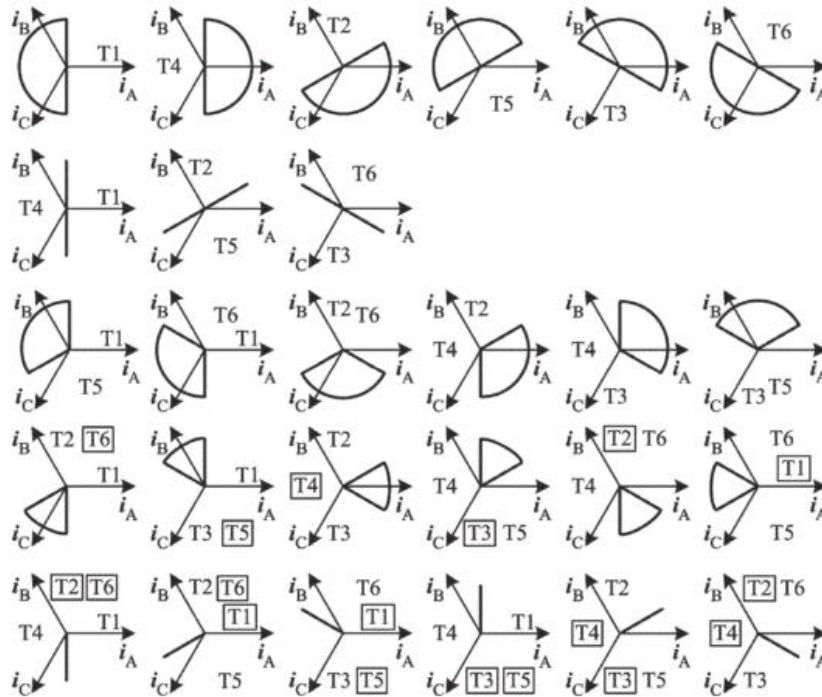


Fig. 5: Contour de Park correspondant aux différents défauts d'ouvertures d'interrupteurs dans un onduleur.

1.4.2. Diagnostic par module et angle du vecteur de Park moyen du courant statorique

Tout d'abord, les courants moyens triphasés sont calculés. Ensuite, la transformation de Park est appliquée pour obtenir l'amplitude et l'angle de phase des courants alternatifs dans le domaine complexe. Pour un système normal, la valeur moyenne est nulle et la trajectoire vectorielle spatiale est un cercle. Si un défaut se produit, l'amplitude du vecteur d'espace est différente de zéro et supérieure à un seuil. Le transistor défectueux est identifié par l'angle de phase, comme indiqué dans le tableau 1 [6].

Table 1 : Diagnostic du défaut d'ouverture d'IGBT utilisant le vecteur de Park

IGBT	Module du vecteur de Park	L'angle du vecteur de Park
Q ₁	Supérieur au seuil	150° < Θ < 210°
Q ₂	Supérieur au seuil	210° < Θ < 270°
Q ₃	Supérieur au seuil	270° < Θ < 330°
Q ₄	Supérieur au seuil	330° < Θ < 30°
Q ₅	Supérieur au seuil	30° < Θ < 90°
Q ₆	Supérieur au seuil	90° < Θ < 150°

1.4.3. Diagnostic par le courant moyen normalisé

Dans les conditions de fonctionnement normales, la moyenne des courants de phase est nulle. Si un défaut d'ouverture d'interrupteur se produit, la moyenne du courant de phase aura une valeur positive ou négative. Cette méthode est très simple et peut mener à de fausses alarmes. Cela est dû à sa non fiabilité dans les régimes transitoires rapides. Pour éviter les fausses alarmes et améliorer la précision, la méthode du courant moyen normalisé a été introduite. Le courant moyen normalisé est calculé par les équations (1-4) [7].

$$\gamma_{x(x=a,b,c)} = \frac{I_{x_moy}}{\sqrt{(a_{1x})^2 + (b_{1x})^2}} \quad (1)$$

$$I_{x_moy(x=a,b,c)} = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k I_x(j) \quad (2)$$

$$a_{1x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N I_x(k\tau) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (3)$$

$$b_{1x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N I_x(k\tau) \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (4)$$

Où a_{1x} et b_{1x} sont les coefficients du premier harmonique du courant de phase. I_{x_moy} peut être calculé par Eq (2). Pour l'identification de l'interrupteur défectueux, on compare la plus grande valeur entre les trois résidus : $\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c$ aux seuils comme indiqué en Eq (5) et Eq (6).

$$d_{1x} = \begin{cases} 1: \gamma_x > 0 \\ 0: \gamma_x \leq 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$d_{2x} = \begin{cases} 1: |\gamma_x| > 0.45 \\ 0: |\gamma_x| \leq 0.45 \end{cases} \quad (6)$$

Le seuil « 0,45 » a été rapporté comme une valeur universelle dérivée de l'expérimental [8]. En utilisant le tableau 2, l'interrupteur défectueux peut être donc identifié.

Table 2 : Diagnostic du défaut d'ouverture d'IGBT par la moyenne du courant de phase

IGBT	d_{1a}	d_{1b}	d_{1c}	d_{2a}	d_{2b}	d_{2c}
Q ₁	0			1		
Q ₂		0			1	
Q ₃			0			1
Q ₄	1			1		
Q ₅		1			1	
Q ₆			1			1

1.4.4. Diagnostic par la méthode de la pente

Pour la détection de défaut, la pente Ψ du diamètre de la trajectoire du vecteur d'espace du courant est utilisée et est définie comme [9]:

$$\Psi = \frac{i_{\beta_k} - i_{\beta_{(k-1)}}}{i_{\alpha_k} - i_{\alpha_{(k-1)}}} \quad (7)$$

Où: i_{α_k} et i_{β_k} sont les courants statoriques échantillonnés, sur l'axe α et l'axe β , respectivement.

La pente Ψ est utilisée pour identifier le bras défectueux et le demi-cycle manquant de la forme d'onde sinusoïdale (saine) et localiser l'interrupteur défectueux.

1.4.5. Diagnostic par la fréquence instantanée du vecteur courant

Cette méthode de diagnostic des défauts de circuit ouvert est basée sur la fréquence instantanée. En cas de défaut, la fréquence du vecteur courant devient nulle sur le diamètre du demi-cercle. Pour détecter le défaut, il suffit de tester si la fréquence instantanée f_i est inférieur

à un seuil. Cette méthode détecte un défaut en circuit ouvert mais n'isole pas le transistor défectueux [9]. La fréquence f_i est calculée comme suit [9]:

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \frac{1}{i_k i_{k-1}} (i_{\beta k} i_{\alpha k-1} - i_{\beta k} i_{\alpha k-1}) \quad (8)$$

Avec T : la période d'échantillonnage.

1.4.6. Méthode de comparaison entre la tension AC réelle et la référence dans le domaine temporel

Cette méthode compare la mesure des tensions avec celles estimées à partir du modèle analytique de l'onduleur. Cette méthode est développée pour minimiser le temps entre la survenue du défaut et le diagnostic. L'analyse est basée sur le fait que l'apparition de défauts introduit des erreurs dans les tensions de phase par rapport à son fonctionnement normal. Ces techniques sont classées en fonction des paramètres mesurés, tels que la tension de l'onduleur, la tension de phase de la machine, la tension de ligne du système et la tension neutre de la machine. L'erreur entre la tension de référence (tension du modèle sain de la machine) et la valeur mesurée est utilisée pour détecter le défaut et identifier l'interrupteur défectueux. Des temps de détection d'un quart de période ont été rapportés dans les références [10,11].

1.4.7. Diagnostic en mesurant la tension à travers l'interrupteur inférieur

Cette méthode est basée sur le fait qu'en cas de défaut de circuit ouvert, la tension à travers l'interrupteur inférieur est environ la moitié de la tension du bus. Dans le cas sain, normalement cette tension est nulle ou égale à la tension du bus continu. Le schéma de détection contient un circuit de conditionnement de tension basé sur un amplificateur opérationnel et un détecteur de défaut utilisant des bascules. Des temps de détection d'environ 2,7 ms en simulation ont été rapportés dans [12].

1.4.8. Diagnostic basé sur le courant du bus continu

Cette méthode est basée sur le courant du bus continu mesuré dans chaque bras, les courants alternatifs et les tensions. Comme le courant continu de chaque bras est difficile à mesurer, sa valeur virtuelle est estimée en utilisant les lois de Kirchhoff pour tous les états de commutation possibles. Cette base de connaissance des règles de comportement a été vérifiée

en mode off-line. Cependant, la définition du comportement de commutation complet du convertisseur de puissance nécessite des calculs importants et des capteurs supplémentaires [6].

1.4.9. Méthode d'analyse du spectre

Le spectre de courant est analysé pour détecter les caractéristiques d'un transistor ouvert dont la transformée de Fourier rapide en est un des recours.

1.4.10. Méthode de déviation du courant statorique

La valeur normalisée du courant de sortie de l'onduleur est utilisée [13]. La déviation C (voir Eq(9)) entre le courant mesuré et le courant de référence indique un possible défaut d'un interrupteur de puissance.

$$C = i_{s,ref} - i_{s,meas} \quad (9)$$

La valeur moyenne C^0 et la composante fondamentale C^1 de l'écart relativement à l'Eq(9) donnent l'indicateur de défaut f comme suit :

$$f = \frac{C^1}{C^0} \quad (10)$$

Cet indicateur mène à une détection de défaut indépendante du couple. L'amplitude de cet indicateur de défaut est comparée à un seuil pour notifier un état défaillant. L'argument de f est utilisé pour identifier le transistor défectueux. Le temps de détection d'environ deux cycles est mentionné.

1.4.11. L'algorithme Ondelette-Flou

Il s'agit d'un algorithme de supervision en temps réel utilisant les courants triphasés. L'analyse en ondelettes est utilisée pour identifier les changements ou les événements dans les courants. Lors de la détection d'un changement, l'offset continu du courant est observé. Le signe et la valeur de l'offset continu sont transmis à un système logique flou pour déterminer un défaut du circuit ouvert intermittent ou constant. Pour différencier ces deux défauts, la durée pour laquelle le décalage existe est prise en compte [14].

1.4.12. La technique Ondelette-Réseau de neurones

La transformée en ondelettes est appliquée aux courants triphasés pour obtenir des informations sur les signatures de défauts. La variation des coefficients de décomposition des ondelettes contient ces informations. Des coefficients d'approximation normalisés sont alors introduits dans un modèle de réseau neurone artificiel à propagation inverse (ANN) pour identifier les modes défectueux et sains. La simulation effectuée dans [15] signale une erreur de diagnostic de moins de 5%.

1.4.13. Algorithme Ondelette-Inférence neuro-flou adaptatif

Dans cette méthode, le courant du bus continu I_{dc} est surveillé sur une période pour le diagnostic. Une transformée en ondelettes continue est appliquée sur I_{dc} et des indices sont dérivés pour former le système d'inférence neuro-flou adaptatif. La logique floue permet de construire des bases de connaissances et une adaptation des paramètres permettant un apprentissage du comportement non linéaire [16].

1.4.14. Méthode de diagnostic ANN basée sur un modèle

Le modèle du moteur commandé en boucle fermée est utilisé pour fournir à partir des tensions triphasées, des courants triphasés et un couple électromagnétique pour l'entraînement d'un ANN multicouche. L'ANN est formé pour détecter les défauts de circuit ouvert d'un seul interrupteur ainsi que ceux d'un bras dans un onduleur triphasé. En [17], il est signalé des taux de prédiction d'environ 75% pour les défauts de circuit ouvert d'un seul interrupteur et de plus de 90% pour les défauts d'ouverture d'un bras.

1.4.15. Utilisation du modèle Bond graphique

Dans cette méthode, l'onduleur avec IGBT est modélisé en utilisant la méthodologie Bond Graph. Les valeurs moyennes des tensions aux bornes des interrupteurs sont utilisées pour la détection de défauts [17].

1.5 DETECTION ET LOCALISATION DE L'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE DEFECTUEUX PAR LES COURANTS EFFICACES [18]

Dans cette section on présente un nouvel algorithme pour détecter et localiser le bras d'onduleur contenant un interrupteur de puissance défaillant. Les défauts de court-circuit des interrupteurs de puissance ne peuvent pas être localisés assez rapidement puisque le courant de la source de tension continue augmente en millisecondes à une valeur élevée, ce qui déclenche les composants de protection (fusible ou relais) pour arrêter le variateur. On s'intéresse seulement aux défauts de circuit ouvert des interrupteurs de puissance contrôlés. Un demi-cycle du courant de phase défile en raison de la perte d'un interrupteur de puissance dans un bras. Par conséquent, le courant efficace dans le bras défectueux diminue.

La figure 6 montre le schéma de l'algorithme de détection et de localisation. Par exemple, si l'interrupteur supérieur du deuxième bras est ouvert, le courant RMS de la deuxième phase I_{brms} aura la valeur la plus basse, et les deux autres courants RMS I_{arms} et I_{crms} vont augmenter pour compenser la décroissance de I_{brms} . Ainsi comme l'illustre la figure 6, après l'erreur -entre un courant RMS de chaque phase et le courant RMS minimal-, z_b reste dans l'intervalle défini : $\rho_{min} < z_b < \rho_{max}$ alors que z_a, z_c varient de tel sorte : $\rho_{max} < z_a, \rho_{max} < z_c$, où ρ_{min} et ρ_{max} sont des seuils de défauts définis au préalable avec $\rho_{min} = -0.04$ et $\rho_{max} = 0.04$. Dès lors si z_j (j=a,b,c) est inclu dans l'intervalle $[\rho_{min}, \rho_{max}]$, la sortie du test conditionnel est égale à 1, sinon il est égal à 0. Dans le cas considéré, la sortie du bloc de test conditionnel est [1 1 1] avant le défaut (sain), et [0 1 0] après le défaut. Lorsque ces valeurs binaires passent par la fonction NAND, elles génèrent un signal de détection "*dsps*" qui est nul avant le défaut - en régime permanent - et égal à 1 après celui-ci. Puisque la diode antiparallèle permet la continuité du courant, un défaut d'ouverture d'interrupteur affecte légèrement la somme des trois courants. Ceci est utilisé pour différencier les défauts des capteurs de courant de ceux des interrupteurs. On multiplie par l'inverse du signal de détection de défaut du capteur « *dsi* » pour désactiver le bloc de localisation des défauts d'interrupteurs lorsqu'un défaut de capteur de courant se produit. En outre, pour éliminer toute fausse alarme due aux différents changements de référence de vitesse, on établit un seuil adaptatif en fonction de la référence de vitesse, où λ_{ss} et λ_{ts} sont respectivement les seuils du régime établi et transitoire. λ_{ts} n'est activé que si la vitesse de référence change et que sa dérivée est supérieure à 1.

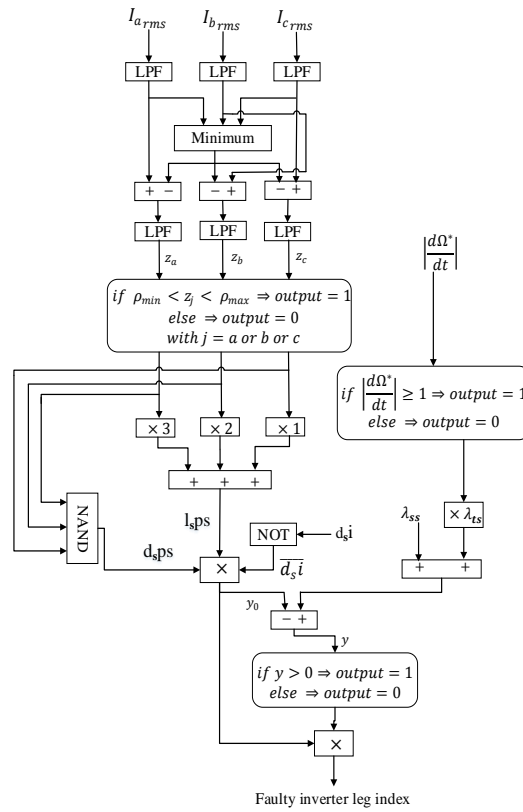


Fig. 6. Schéma de détection du bras défaillant

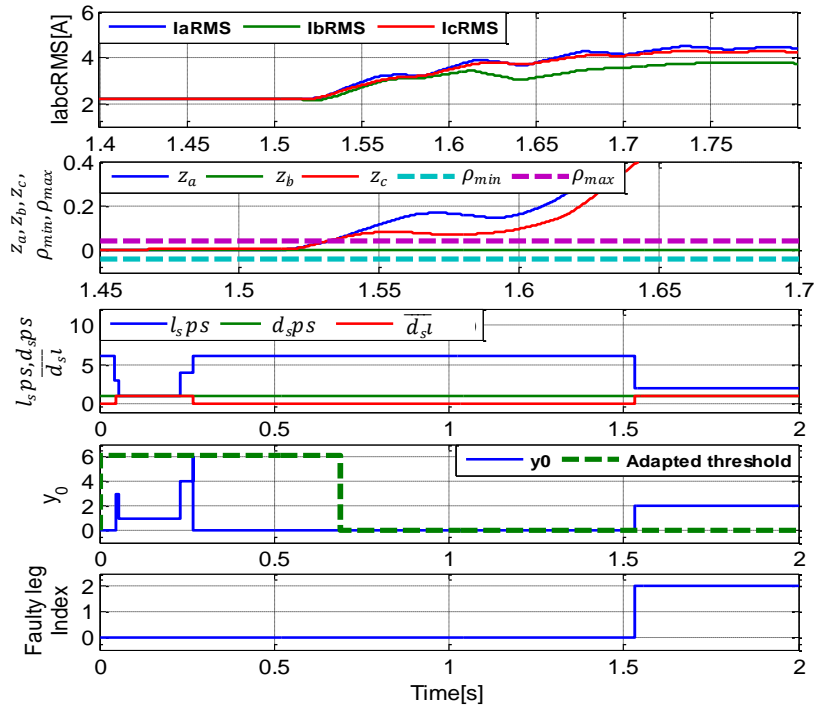


Fig. 7. Résultat de simulation du détecteur de bras contenant un interrupteur ouvert

La localisation de l'interrupteur défaillant dans le second bras de l'onduleur est simulée sur Matlab et le résultat est présenté par la figure 7. Notez que dans un état transitoire ($0 < t < 0.25$) "*dsp*" n'est pas nul, ce qui pourrait produire une fausse alarme si on n'a pas utilisé un seuil adaptatif. Le signal de pré-localisation "*lsp*" est activé par "*dsp*" car il n'a pas de signification jusqu'à l'apparition du défaut, où sa valeur indique le bras défaillant.

1.6 LOCALISATION DES DEFAUTS D'OUVERTURE D'INTERRUPTEURS DE PUISSANCE VIA LA VALEUR MOYENNE DES COURANTS DE PHASES

La méthode de diagnostic proposée est une version améliorée de l'algorithme présenté dans [19], où l'on exploite d'avantage les variables de diagnostic pour identifier plus de défauts. Le schéma de principe de l'algorithme est présenté sur la figure 8. Les courants de phases sont les entrées uniques requises par cette technique car il est souhaitable que la méthode de diagnostic utilise les variables déjà utilisées par la commande principale en évitant l'utilisation de capteurs supplémentaires et l'augmentation inhérente de la complexité du système. On note que pour surmonter les effets de la charge sur la machine, les courants de phases sont normalisés en utilisant le module du vecteur de Concordia, défini sur Eq.(11).

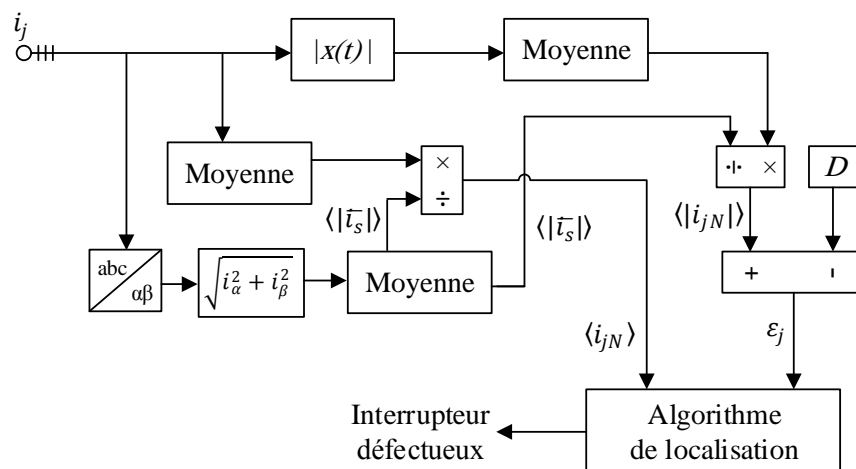


Fig. 8. Schéma globale pour la localisation d'un ou deux interrupteurs ouverts

$$|\bar{i}_s| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (11)$$

Où i_α et i_β sont les composantes vectorielles de Concordia et i_a , i_b et i_c sont les courants de phases du moteur. Le module vectoriel de Concordia est donné par Eq.(12).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

La normalisation est effectuée en divisant les courants de phases par le module vectoriel de Concordia. Les courants de phases obtenus en N sont donnés par :

$$i_{jN} = \frac{i_j}{|\bar{i}_s|} \quad (13)$$

Où $j = a, b, c$. Par conséquent, en supposant que le moteur est alimenté par un onduleur sain générant un système de courants sinusoïdaux triphasés parfaitement équilibré

$$i_j = \begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega_s t + \phi) \\ i_b = I_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ i_c = I_m \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} + \phi) \end{cases} \quad (14)$$

Où I_m et ω_s sont successivement l'amplitude maximale et la pulsation des courants. ϕ est l'angle de phase initial. Le module vectoriel de Concordia est donné par :

$$|\bar{i}_s| = I_m \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (15)$$

En conséquence de cette normalisation, les courants normalisés prendront toujours des valeurs dans la plage : $\pm \sqrt{\frac{2}{3}}$, indépendamment de l'amplitude mesurée des courants puisque :

$$i_{jN} = \begin{cases} i_{aN} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\omega_s t + \phi) \\ i_{bN} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ i_{cN} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} + \phi) \end{cases} \quad (16)$$

Dans ces conditions, les valeurs absolues moyennes des trois courants de phases normalisés

$\langle |i_{jN}| \rangle$ sont données par l'équation (17).

$$\frac{\omega_s}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_s}} |i_{jN}| dt = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{8}{3}} \quad (17)$$

Enfin, trois variables de diagnostic sont obtenues à partir des erreurs des valeurs absolues moyennes des courants normalisés telles que

$$\varepsilon_j = \langle |i_{jN}| \rangle - D \quad (18)$$

Où D est une valeur constante équivalente à la valeur absolue moyenne des courants de phase normalisés dans des conditions de fonctionnement normales donnée par Eq.(19) :

$$D = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{8}{3}} \approx 0.5198 \quad (19)$$

Les trois variables de diagnostic définies en Eq. (20) ont des caractéristiques spécifiques qui permettent le diagnostic de défauts dans l'onduleur. Lorsque le variateur fonctionne dans des conditions de fonctionnement normales, toutes les variables de diagnostic prennent des valeurs proches de zéro. Cependant, si un défaut de circuit ouvert de l'onduleur est introduit, au moins l'une des variables de diagnostic ε_j prendra une valeur positive distincte. Par conséquent, les erreurs peuvent être efficacement utilisées pour détecter un comportement d'onduleur anormal.

D'un autre côté, ces variables ne sont pas capables d'effectuer un diagnostic complet de l'onduleur puisqu'ils ne contiennent que des informations sur les phases affectées. D'où les valeurs moyennes des courants peuvent être utilisées pour identifier l'interrupteur défectueux. Pour ce faire, des indices de défauts peuvent être formulés selon les expressions suivantes:

$$\varepsilon'_j = \begin{cases} 1 & \text{si } -T_H < \varepsilon_j < -T_L \\ 0 & \text{si } -T_L < \varepsilon_j < T_L \\ 2 & \text{si } T_L < \varepsilon_j < T_H \\ 3 & \text{si } -T_H < \varepsilon_j \text{ ou } \varepsilon_j > T_H \end{cases}$$

$$M'_j = \begin{cases} 1 & \text{si } T_M < \langle i_{jN} \rangle \\ 0 & \text{si } -T_M < \langle i_{jN} \rangle < T_M \\ -1 & \text{si } \langle i_{jN} \rangle < -T_M \end{cases} \quad (20)$$

Où $-T_L$, T_L , $-T_H$, T_H , $-T_M$, T_M représentent un ensemble de seuils préalablement définis pour caractériser des défauts bien définis.

Les valeurs prises par ε'_j et M'_j permettent de générer une signature de défaut distincte qui correspond à un fonctionnement défectueux spécifique. La valeur de seuil T_L est directement liée à toute détection de défaut, tandis que T_H joue un rôle important en cas de double défaillance dans le même bras d'onduleur. Puisque la méthode est normalisée, il n'est pas nécessaire d'ajuster les seuils pour chaque charge et vitesse. Ils peuvent être établis empiriquement en analysant simplement le comportement des variables pour différentes conditions de fonctionnement défectueux. En prenant cela en compte, les résultats de simulation obtenus ont permis de générer 21 signatures de défauts distinctes. Par conséquent, si l'on considère un système d'entraînement de moteur typique, Fig. 4, les 21 combinaisons de défauts peuvent être détectées et identifiées à l'aide du tableau 3 donné ci-après.

1.6.1 Les résultats de simulation

Pour montrer le processus de détection et localisation de défauts d'interrupteurs, on a fait une simulation de quelques défauts présentés sur le tableau 3. Le résultat de simulation est présenté sur les figures 9 et 10 présentées ci-après. Les variables de défaut ε_{abc} prennent dans tous les cas une valeur proche de zéro. Toutefois, après le défaut, l'une de ces variables prend toujours une valeur différente des deux autres. Par exemple, dans le cas d'ouverture de l'interrupteur Q_3 , ε_c devient négatif et inférieur à $-T_L$ mais ε_a et ε_b deviennent positifs et supérieurs à T_L . Le comportement des variables $\langle i_{abc} \rangle$ est un peu différent de celui de ε_{abc} . Dans le cas d'ouverture de deux interrupteurs du même bras, $\langle i_{abc} \rangle$ restent nuls. Et quand deux interrupteurs de bras différents où l'un est supérieur et l'autre est inférieur, les variables $\langle i_{abc} \rangle$ varient différemment ; l'une devient positive et l'autre négative, et la troisième dans l'intervalle $[-T_M, T_M]$. Les variables ε_{abc} et $\langle i_{abc} \rangle$ sont évaluées par un bloc selon Eq. (20) pour former des vecteurs indiquant l'état de santé de l'onduleur. Ensuite ces vecteurs peuvent facilement être transformé en chiffre-indices d'interrupteurs et affichés pour faciliter la lecture. Exemple, si les interrupteurs Q_1 et Q_3 sont défaillants, on aura sur l'afficheur le nombre 13.

Tableau 3: Vecteur d'état d'onduleur V_d pour 21 défauts possibles d'ouverture d'interrupteurs de puissance.

Interrupteur		V_d					
		ε'_a	ε'_b	ε'_c	M'_a	M'_b	M'_c
Etat Sain		0	0	0	0	0	0
Un seul Interrupteur	Q ₁	1	2	2	-1	1	1
	Q ₂	2	1	2	1	-1	1
	Q ₃	2	2	1	1	1	-1
	Q ₄	1	2	2	1	-1	-1
	Q ₅	2	1	2	-1	1	-1
	Q ₆	2	2	1	-1	-1	1
Deux du meme bras	Q ₁ Q ₄	3	2	2	0	0	0
	Q ₂ Q ₅	2	3	2	0	0	0
	Q ₃ Q ₆	2	2	3	0	0	0
Deux supérieurs ou inférieurs	Q ₁ Q ₂	1	1	2	-1	-1	1
	Q ₄ Q ₅	1	1	2	1	1	-1
	Q ₂ Q ₃	2	1	1	1	-1	-1
	Q ₅ Q ₆	2	1	1	-1	1	1
	Q ₁ Q ₃	1	2	1	-1	1	-1
	Q ₄ Q ₆	1	2	1	1	-1	1
Deux de bras différents	Q ₁ Q ₅	1	0	0	-1	1	0
	Q ₁ Q ₆	0	0	1	-1	0	1
	Q ₂ Q ₄	1	0	0	1	-1	0
	Q ₂ Q ₆	0	1	0	0	-1	1
	Q ₃ Q ₄	0	0	1	1	0	-1
	Q ₃ Q ₅	0	1	0	0	1	-1

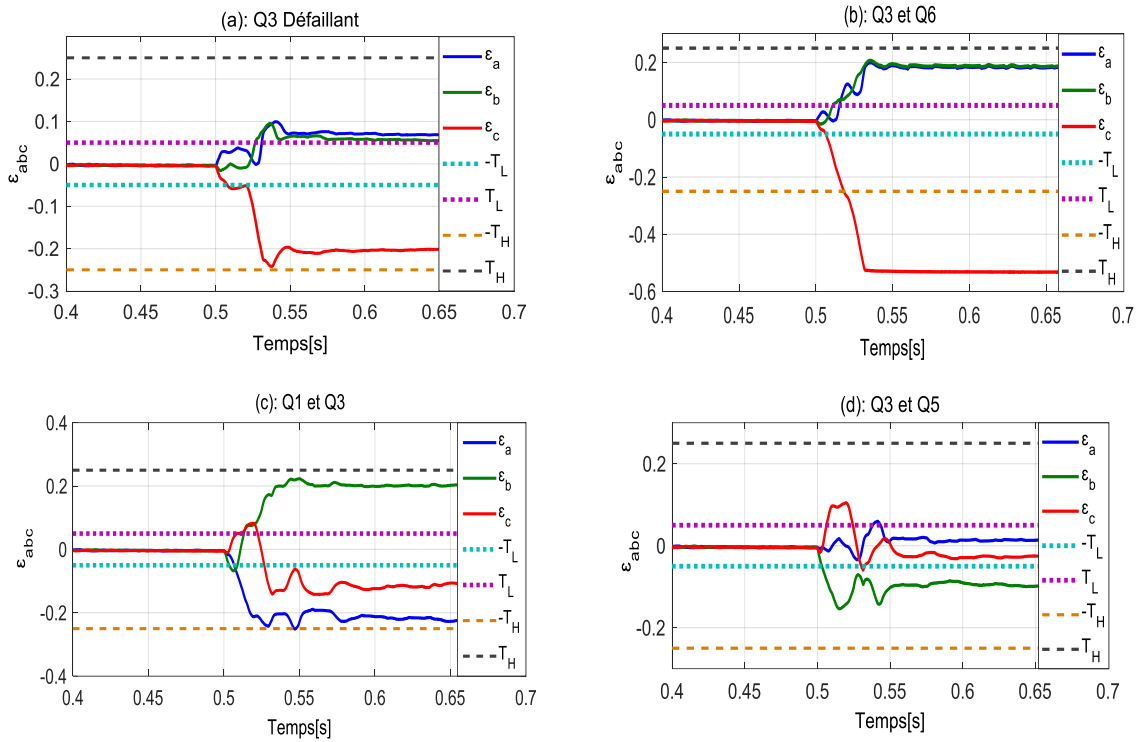


Fig. 9. Les variables de diagnostic $\langle i_{abc} \rangle$ correspondant aux défauts de (a) Q_3 , (b) Q_3 et Q_6 , (c) Q_1 et Q_3 , (d) Q_3 et Q_5 .

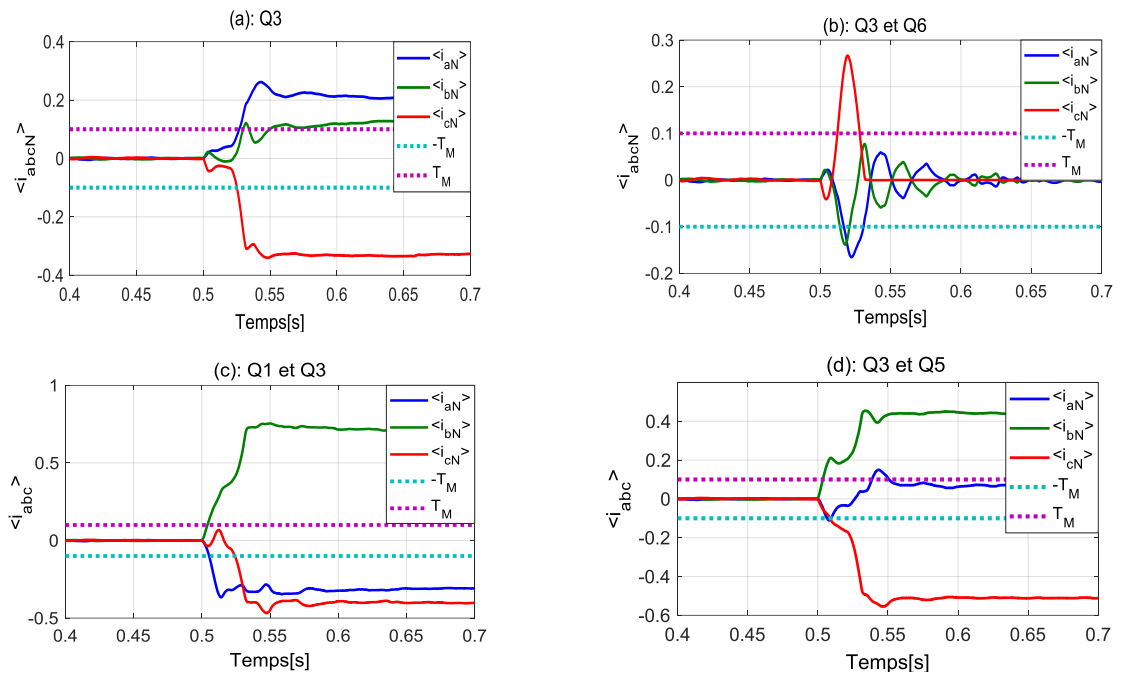


Fig. 10. Les variables de diagnostic ε_{abc} correspondant aux défauts de (a) Q_3 , (b) Q_3 et Q_6 , (c) Q_1 et Q_3 , (d) Q_3 et Q_5 .

1.7 CONCLUSION

Ce chapitre était dédié aux défauts d'ouverture d'interrupteurs de puissance dans un onduleur triphasé. On a donné un aperçu sur quelques statistiques concernant le taux de défauts de chaque composant d'onduleur, et on a présenté les méthodes de diagnostic publiées dans la littérature. Ensuite on a tenu à expliquer en détail les deux contributions ainsi exposé dans ce chapitre. La première est une technique de diagnostic établie à partir des courants triphasés efficaces RMS représentant une méthode simple qui fonctionne en temps réel et qui permet l'identification du bras défectueux en un temps relativement court. Quant à la deuxième méthode, elle est fondée sur l'exploitation des courants moyens normalisés pour créer six variables de diagnostic à partir desquels on peut identifier 21 défauts différents. L'implémentation des deux algorithmes de diagnostic ne serait pas à fortiori coûteuse du moment que les capteurs de courants sont souvent associés aux variateurs de vitesse. Pour une éventuelle conception d'une stratégie de tolérance de défauts d'onduleur, l'utilisation de ces deux schémas algorithmiques proposés sera bénéfique.

RÉFÉRENCES 1

- [1] Wang H, Liserre M, Blaabjerg F. Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities. *IEEE Ind Electron Mag* 2013;7:17–26. doi:10.1109/MIE.2013.2252958.
- [2] Yang S, Bryant A, Mawby P, Xiang D, Ran L, Tavner P. An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters. *IEEE Trans Ind Appl* 2011;47:1441–51. doi:10.1109/TIA.2011.2124436.
- [3] Albertsen A. Reliability of Electrolytic Capacitors. *Jianghai Eur Electron Components GmbH* 2012:1–7.
- [4] Kasta D, Bose BK. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *Conf Rec - IAS Annu Meet (IEEE Ind Appl Soc 1992;1992–Janua:858–66*. doi:10.1109/IAS.1992.244307.
- [5] Sleszynski W, Nieznanski J, Cichowski A. Open-transistor fault diagnostics in voltage-source inverters by analyzing the load currents. *IEEE Trans Ind Electron* 2009;56:4681–8. doi:10.1109/TIE.2009.2023640.
- [6] Lu B, Sharma SK. A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods

- for power inverters. IEEE Trans Ind Appl 2009;45:1770–7. doi:10.1109/TIA.2009.2027535.
- [7] Orłowska-Kowalska T, Kaminski M. Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives. vol. 531. 2014. doi:10.1007/978-3-319-03401-0.
- [8] Rothenhagen K, Fuchs FW. Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for ac variable speed drives. Proc Eur Power Electron Appl Conf 2005:1–10. doi:10.1109/PESC.2004.1354769.
- [9] Peugeot R, Courtine S, Rognon JP. Fault detection and isolation on a pwm inverter by knowledge-based model. IEEE Trans Ind Appl 1998;34:1318–26. doi:10.1109/28.739017.
- [10] Fuchs F. Some diagnosis methods for voltage source inverters in variable speed drives with induction machines-a survey. Ind Electron Soc 2003 IECON'03 ... 2003:1378–85. doi:10.1109/IECON.2003.1280259.
- [11] De Araujo Ribeiro RL, Jacobina CB, Da Silva ERC, Lima AMN. Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems. IEEE Trans Power Electron 2003;18:587–93. doi:10.1109/TPEL.2003.809351.
- [12] Yu OS, Park NJ, Hyun DS. A novel fault detection scheme for voltage fed PWM inverter. IECON Proc (Industrial Electron Conf 2006:2654–9. doi:10.1109/IECON.2006.347541.
- [13] Kral C, Kafka K. Power electronics monitoring for a controlled voltage source inverter drive with induction machines. 2000 IEEE 31st Annu Power Electron Spec Conf Proc (Cat No00CH37018) 2000;1:213–7. doi:10.1109/PESC.2000.878841.
- [14] Kalong T, Jejawi JK. Fault Detection of 3-Phase VSI using Wavelet-Fuzzy Algorithm 2006;3:1642–8.
- [15] Charfi F, Sellami F, Al-Haddad K. Fault Diagnostic in Power System Using Wavelet Transforms and Neural Networks. 2006 IEEE Int Symp Ind Electron 2006:1143–8. doi:10.1109/ISIE.2006.295798.
- [16] Awadallah MA, Morcos MM. Diagnosis of switch open-circuit fault in PM brushless DC motor drives. LESCOPE 2003 - 2003 Large Eng Syst Conf Power Eng Energy Futur Conf Proc 2003:69–73. doi:10.1109/LESCPE.2003.1204682.
- [17] Masrur MA, Member S, Chen Z, Zhang B. Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drive Inverters Using Artificial Neural Network. Ieee Power Eng Soc Gen Meet 2007:1–7. doi:10.1109/PES.2007.385655.
- [18] Bouakoura M, Nait-Said N, Nait-Said MS, Belbach A. Novel Speed and Current Sensor

- FDI Schemes with an Improved AFTC for Induction Motor Drives. *Adv Electr Electron Eng* 2018;16:1–14. doi:10.15598/aece.v16i1.2573.
- [19] Estima JO, Cardoso AJM. A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-source inverters. *IEEE Trans Ind Appl* 2011;47:2487–94. doi:10.1109/TIA.2011.2168800.

CHAPITRE 2

DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DES CAPTEURS

SOMMAIRE 2

Chapitre 2: Diagnostic des défauts de capteurs	26
2.1 Introduction	26
2.2 Les défauts de capteurs, leurs causes et effets	27
2.3 Méthodes de diagnostic de capteurs dans la littérature	35
2.4 Détection par l'énergie de l'écart type moyen des défauts de capteur de vitesse [28].....	38
2.5 Détection des défauts du capteur de vitesse en fonction du taux de variation	
de vitesse [13].....	41
2.6 Diagnostic des défauts de capteur de courant par les courants RMS [13].....	43
2.7 Conclusion	45
Références	45

2.1 INTRODUCTION

Les capteurs sont exploités dans les applications de la variation et le contrôle de la vitesse des machines et pour mesurer des grandeurs variables à contrôler ou à superviser. Avec une utilisation prolongée, leur efficacité commence à se dégrader, et par conséquent la maîtrise du processus à contrôler ou à superviser devient délicate.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude des différents défauts qui peuvent affecter les capteurs de vitesse et de courant dans la commande d'une machine asynchrone. Un regard est particulièrement prêté à l'influence de ces défauts sur les performances de la commande, et comment on pourrait les détecter.

Plusieurs définitions ont été données aux défauts de capteurs, mais dans le cadre de notre étude on peut dire qu'il s'agit du cas où la mesure fournie par le capteur sort de l'intervalle de

l'erreur tolérée et ne correspond plus à la valeur réelle de la mesurande. Dès lors, cette étude sera effectuée par simulation, où l'on injecte des défauts de mesure dans la valeur de la grandeur pour simuler la défaillance du capteur et observer son effet sur le fonctionnement du système. A ce niveau, il serait question de proposer une technique de détection de défaut-capteur.

Dans toutes les simulations, le couple de charge nominal $T_l = 6,1$ [Nm] est appliqué à l'instant $t = 1$ [s] et chaque défaut est activé à plupart à l'instant $t = 1,5$ [s].

2.2 LES DEFAUTS DES CAPTEURS, LEURS CAUSES ET EFFETS

2.2.1 Les défauts des encodeurs incrémentaux

Les défauts possibles pouvant affecter les codeurs incrémentaux associés aux VSD (Variable Speed Drives) , peuvent être comme suit [1–6]

- Défauts mécaniques
- Défauts électroniques
- Défauts optiques

a) Défauts mécaniques

Les défauts mécaniques sont principalement dus à un mauvais montage, mouvement axial, vitesse de rotation d'arbre, température et à d'autres paramètres. Ces facteurs peuvent affecter la précision de l'encodeur. L'excentricité et le jeu radial peuvent être considérés comme des défauts mécaniques. En effet, l'excentricité peut affecter directement la position, la phase et les états logiques de l'encodeur. L'excentricité de l'arbre est principalement due aux facteurs suivants:

- Désalignement cyclique dans la rotation de l'axe
- Dégagement radial résultant en un mouvement aléatoire, il est principalement causé par des déséquilibres d'arbre
- Mauvais dimensionnement entre l'encodeur et l'arbre du moteur pouvant entraîner un désalignement cyclique.

D'autres types de défauts mécaniques peuvent résulter du dégagement de l'arbre. Ce jeu a une influence sur la phase entre les deux canaux de l'encodeur et sur la largeur de leurs impulsions. D'autre part, l'assemblage de l'encodeur doit être précis, surtout lorsque l'application requière un fonctionnement en boucle fermée. En effet, des défauts mécaniques peuvent apparaître lorsque l'alignement entre l'encodeur et l'arbre du moteur n'est pas bien réalisé. De plus, des défauts mécaniques peuvent survenir lorsque l'arbre du moteur est défectueux. En fait, la charge de l'arbre est l'un des paramètres les plus influents qui peuvent endommager les roulements. Une étude réalisée par la société Leine & Linde montre l'influence de différentes charges sur la durée de vie des roulements pour différentes séries d'encodeurs [3].

Ainsi, dans de nombreuses applications industrielles, les encodeurs sont soumis à différents types de vibrations pendant le fonctionnement du système. Les vibrations sont principalement dues à l'environnement et aux conditions d'exploitation. Par exemple, une résonance peut survenir à la suite d'un changement soudain de vitesse ou de position et peut entraîner une perte de synchronisme entre le moteur et l'encodeur. Par voie de conséquence, les vibrations peuvent provoquer certains types de défauts mécaniques tels que la déviation de la mesure [3].

b) Défauts électroniques

La partie électronique de l'encodeur incrémental effectue les fonctions suivantes:

- Génération de la forme d'onde du signal de sortie
- Génération de signaux complémentaires
- Détection de sens
- Amélioration de la résolution
- Filtrage

Si les circuits électroniques qui constituent l'encodeur sont affectés par un défaut, les fonctions précitées ne pourraient pas être assurées et par conséquent l'encodeur fournit des signaux erronés. En fait, le décalage est l'un des défauts pouvant affecter un encodeur; il peut être causé par des défauts de composants électroniques qui constituent le capteur même. Un autre type de défauts électroniques consiste en une partielle ou totale perte d'information de la position provoquant une défaillance du capteur (alimentation ou connexions). Ainsi, la distorsion est l'un des phénomènes les plus importants pouvant affecter les signaux de

l'encodeur. La distorsion est principalement causée lors de l'utilisation d'un câble d'une longueur importante ou plus spécifiquement d'une épaisseur importante [6].

D'autre part, le bruit électrique peut affecter les signaux de l'encodeur, en particulier lors de la transmission des signaux d'intensité faible à travers de longs câbles. En effet, les longs câbles peuvent présenter des phénomènes capacitifs ou inductifs pouvant produire du bruit. Ce type de défauts est appelé perturbation. De plus, lorsque le bruit électrique est élevé, il peut passer à l'encodeur à travers ses lignes de signal ou ses bornes d'entrée / sortie. Les sources possibles de bruit sont [3] :

- Champs magnétiques forts des transformateurs et des moteurs électriques
- Relais, contacteurs et solénoïdes
- Équipements à haute fréquence, dispositifs à impulsions et champs magnétiques parasites provenant d'alimentations à découpage
- Les lignes d'alimentation en courant alternatif et les lignes d'alimentation vers les dispositifs cités ci-dessus

En fait, dans les VSDs, plusieurs sources de bruit externes peuvent affecter les capteurs de différentes manières. La principale source de bruit est le circuit électrique qui peut être utilisé dans un ASD (Adjustable Speed Drive). Par exemple, les onduleurs sont utilisés pour entraîner les moteurs et ils sont la principale source de bruit. En effet, les onduleurs sont constitués de semi-conducteurs de puissance qui fonctionnent à des fréquences de commutation très élevées [7,8]. De plus, des bruits sont générés par des ondes électromagnétiques ou par des fils électriques qui alimentent les convertisseurs et les moteurs. C'est pourquoi, les capteurs utilisés dans un ASD peuvent être sensibles à ces bruits externes. De plus, ces bruits perturbent les signaux mesurés, et il est difficile d'éliminer ces risques qui peuvent entraîner des conséquences graves et même dangereuses sur les ASD lorsque ces bruits dépassent un niveau toléré.

Le fonctionnement de l'encodeur peut être affecté par des transitoires de son alimentation. En effet, une alimentation non régulée peut endommager les circuits électroniques du codeur ou provoquer des problèmes intermittents difficilement surmontables. Une alimentation non régulée peut introduire des pics de bruit dans l'encodeur incrémental. Par conséquent, la source lumineuse et l'électronique de l'encodeur peuvent être endommagées.

c) Défauts optiques

Les défauts optiques se produisent surtout quand il y a une dégradation complète de la source lumineuse. Lorsque la tension d'alimentation est trop élevée, la durée de vie de la LED est significativement raccourcie. Ainsi, une mauvaise alimentation de l'encodeur peut conduire immédiatement à sa destruction. D'autres défauts optiques peuvent résulter du désalignement et de l'impureté de l'encodeur qui conduit à la déviation de l'intensité de sortie LED sur les photorécepteurs. De plus, la température est l'un des paramètres pouvant affecter la partie optique de l'encodeur. En effet, si la LED est très sensible à la température, ses niveaux de sortie changent et peuvent provoquer des changements dans les signaux de l'encodeur.

2.2.2 Les défauts des résolveurs

Comme il a été expliqué, le résolveur est un type de capteurs de position qui peut être utilisé dans le contrôle du moteur en boucle fermée. Le résolveur présente deux types de défauts, [1,9,10] :

- Les défauts mécaniques
- Les défauts électroniques

La société Data Device Corporation (DDC) donne une étude détaillée sur les sources de défauts qui peuvent affecter les résolveurs et leurs convertisseurs [10].

a) Défauts électroniques

Les défauts électroniques des résolveurs peuvent être classés en quatre catégories [1]:

- Défauts d'enroulement de résolveur tels que des ouvertures ou des courts-circuits
- Défauts d'interconnexion
- Défauts des composants auxiliaires
- Défaillances convertisseur numérique associé

Les défauts d'isolation tels que le court-circuit entre les enroulements, enroulement "ouvert" ou enroulement court-circuité à la masse, provoquent des inexactitudes dans la position mesurée par le résolveur. En effet, ces types de défauts conduisent à une atténuation des signaux Sinus et Cosinus en fonction de l'emplacement du défaut. De plus, un décalage de canal entre les signaux Sinus et Cosinus peut se produire lorsque des défauts d'isolement sont localisés à l'enroulement de sortie du résolveur. Ceci peut conduire à un déphasage différentiel et donc à une erreur de position. Ainsi, des longueurs de câbles différentes pourraient provoquer une erreur de déphasage.

En effet, cette erreur provient de l'asymétrie de la réponse en fréquence des filtres passe-bas qui sont utilisés dans le processus de mesure. De plus, une erreur de déphasage peut être causée par des changements de température. Ces changements provoquent une variation résistive du fil connecteur. D'un autre côté, il existe d'autres défauts électroniques qui peuvent être causés par un déséquilibre du rapport de transformation, une perpendicularité entre les passages par zéro sinus et cosinus ou une ondulation de fente due à l'interaction entre les dents du stator et du rotor. Aussi, les décalages entre les signaux sinus et cosinus affectent la position mesurée. Ces décalages sont en grande partie dus aux offsets des canaux de mesure induits par les amplificateurs opérationnels, notamment lorsque la température est élevée. Le bruit électrique est également l'un des facteurs pouvant affecter le fonctionnement du résolveur. En effet, le bruit peut passer à travers les données transmises et les lignes d'alimentation.

b) Défauts mécaniques

Le frottement est l'un des phénomènes qui peuvent affecter les roulements du résolveur [1]. Ainsi, l'excentricité est un défaut mécanique qui se produit lorsque le rotor du résolveur est déplacé de l'axe du stator. Cela entraîne des forces électromagnétiques sur le rotor provenant du stator en raison de l'entrefer entre le rotor du résolveur et le stator. L'entrefer peut provoquer des phénomènes tels que des vibrations.

L'excentricité est principalement causée par l'ondulation du couple. En fait, lorsqu'une charge excessive est appliquée au rotor, des ondulations sont créées à travers les arbres du moteur et du résolveur. Cela peut affecter les roulements du résolveur. D'autre part, un mauvais assemblage entre le résolveur et le moteur peut provoquer une excentricité qui a des effets directs sur l'opération du résolveur, tels qu'un désalignement.

2.2.3 Défauts de capteurs de courant

Les défauts du capteur de courant sont moins graves que ceux du capteur de vitesse, mais ils altèrent les performances du contrôle. Les causes du dysfonctionnement du capteur de courant sont liées à sa structure physique. Dans certaines conditions de fonctionnement, le changement des propriétés du matériau et aussi la dégradation après une longue période d'utilisation produit des défauts de ces capteurs. Ces derniers dont ceux basés sur l'effet Hall ne sont pas linéaires par rapport à la densité de flux magnétique, ils peuvent donc être saturés si le courant mesuré dépasse la valeur nominale supportée, ce qui engendre un biais dans la

mesure [11,12]. Une déconnexion de la liaison électrique ou une panne du capteur est à l'origine de la perte totale des informations du feedback.

2.2.4 Effet du défaut de capteur de vitesse sur la FOC [13]

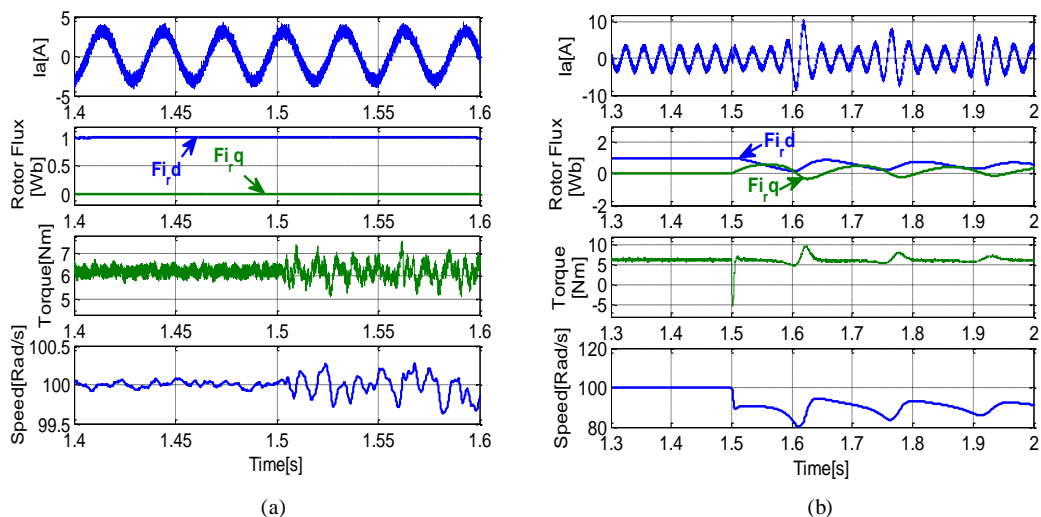
Les défauts étudiés sont du type intermittent, d'offset et de perte totale d'information. Chacun de ces défauts est simulé sur Matlab comme suit:

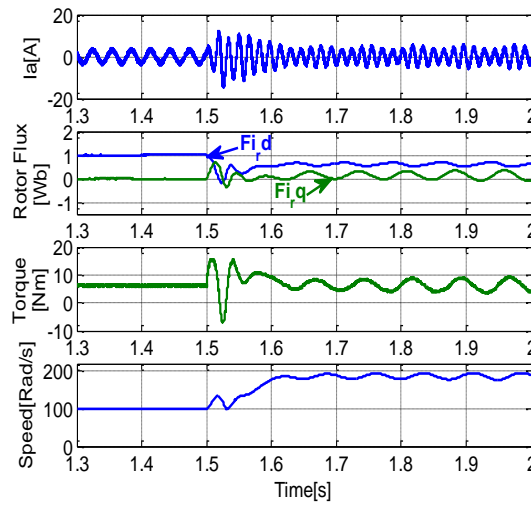
$$\begin{cases} \text{Défaut intermittent:} & \Omega_f = \Omega + \delta \\ \text{Défaut d'offset:} & \Omega_f = \Omega + \gamma \\ \text{Perte totale:} & \Omega_f = \Omega \times 0 \end{cases} \quad (1)$$

Où: δ est un nombre aléatoire à valeur moyenne nulle et à variance de 10 rad /s.

γ est la valeur d'offset, $\gamma = 10$ rad / s.

La figure 1 montre le courant de phase, les flux du rotor dans le référentiel "dq" et la vitesse pour chaque défaut du capteur de vitesse pour une MAS contrôlé selon la stratégie FOC dont l'effet est commensurablement palpable. Le défaut intermittent cause des ondulations de couple importantes qui font fluctuer la vitesse (Fig. 1, a). En ce qui concerne le défaut d'offset (Fig. 1, b), il est traité presque comme un couple de charge par la commande vectorielle où les courants de phases augmentent instantanément. Cependant, l'effet du défaut sur la vitesse réelle n'est pas éliminé puisque la valeur d'offset ajoutée à la vitesse réelle rend la valeur de vitesse fournie par le capteur défectueux égale à la référence. Le défaut de perte totale est le plus grave car la vitesse n'est plus contrôlée. De ce fait, nous avons limité la pulsation du stator " ω_s " et le courant " I_{sq} " pour éviter la divergence de vitesse. Les courants du stator s'élèvent à deux fois le courant nominal au moment du défaut et les flux du rotor ne suivent plus leurs références après ce défaut (Fig. 1, c) où l'on enregistre un taux d'ondulation du couple augmente à $T_{e_{\max-\min}} \approx 5,8$ Nm.





(c)

Fig. 1. Courant de phase, flux de rotor sur le repère "dq" et vitesse réelle en présence d'un défaut du capteur de vitesse: (a) défaut intermittent, (b) défaut d'offset, (c) défaut de perte totale. Avec $\Omega^* = 100 \text{ rad/s}$, $T_l = 6,1 \text{ Nm}$ et $\varphi_r^* = 1 \text{ Wb}$. Chaque défaut est appliqué à $t = 1,5 \text{ s}$.

2.2.5 Effet des défauts du capteur de courant sur la FOC / FOC-sans –capteur [13]

Trois défauts différents sont considérés du type offset, gain et perte totale d'information. Ils sont simulés sur Matlab comme suit:

$$\begin{cases} \text{Défaut d'offset: } I_{cf} = I_c + \varrho \\ \text{Défaut de gain: } I_{cf} = I_c \times \varpi \\ \text{Défaut de perte totale: } I_{cf} = I_c \times 0 \end{cases} \quad (2)$$

Où: ϱ est la valeur d'offset, $\varrho = 2 \text{ A}$.

ϖ est le coefficient de gain, $\varpi = 0.5$.

La valeur d'offset et le gain sont choisis relativement petits, de sorte qu'ils n'auront pas un impact considérable sur les variables électriques et mécaniques, mais ils devraient être détectés. Dans le cas de la FOC avec capteur de vitesse, les défauts de capteur de courant provoquent soit une fluctuation des flux de rotor (défaut d'offset), soit des déviations de leurs références (défaut de gain et perte totale). Par conséquent, des oscillations de couple considérables sont observées, avec $T_{e_max-min} \approx 5 \text{ Nm}$, ce qui peut mener à long terme à une détérioration mécanique de l'arbre. En mode sans capteur, l'estimateur de vitesse MRAS

nécessite une information précise des capteurs de courant, donc il devient inefficace en raison de tout défaut de capteur de courant entraînant une défaillance totale du contrôleur.

La figure 2 illustre pour chaque défaut: le courant de phase "I_b", le flux rotorique sur le référentiel "dq", le couple et la vitesse. Nous avons choisi de simuler le défaut d'un seul capteur de courant en supposant que la probabilité d'occurrence de deux ou trois capteurs en défaut dans une courte durée est relativement faible. Les deux simulations du capteur de courant en défaut sont considérées; avec et sans capteur de vitesse.

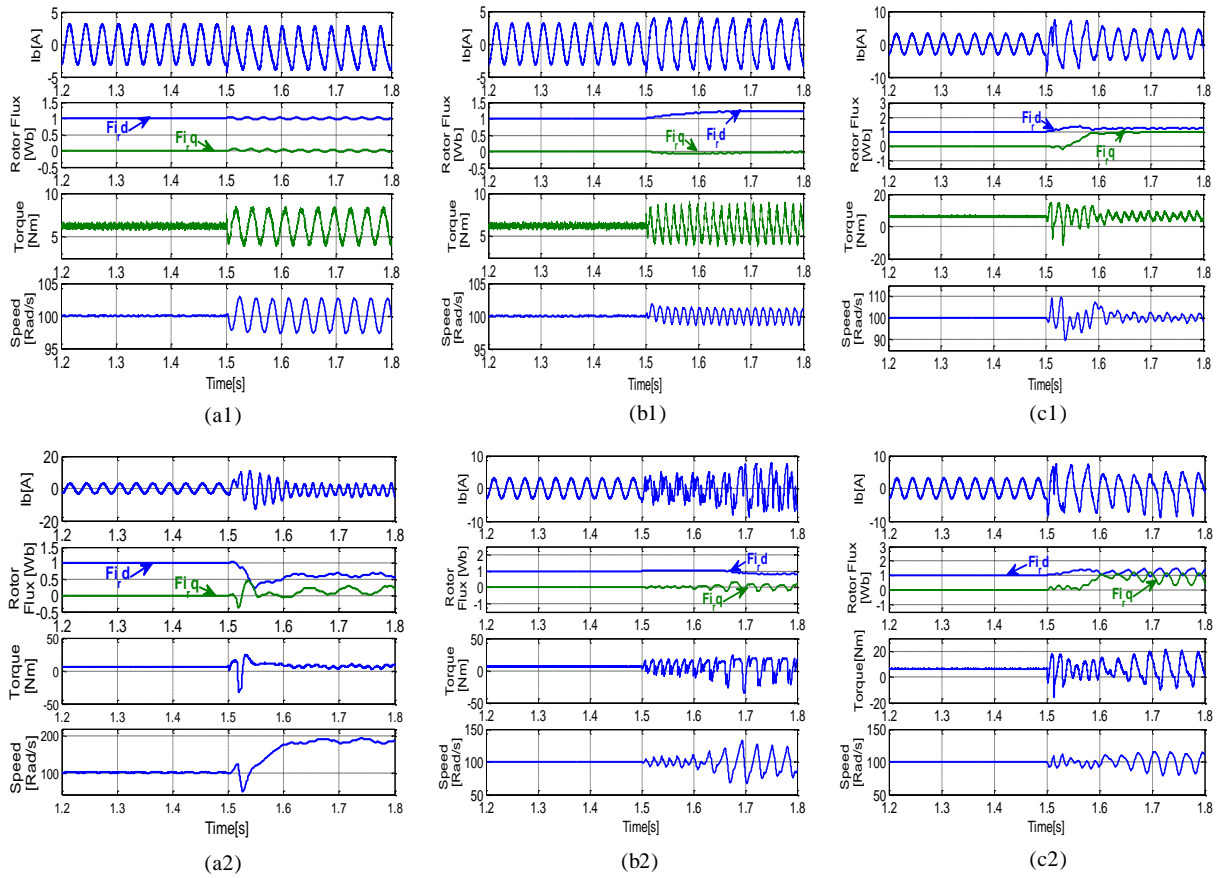


Fig. 2. Courant de phase, flux rotorique sur le référentiel "dq", couple et vitesse réelle en présence du défaut du capteur de courant de phase "b" avec capteur de vitesse: (a1) défaut d'offset, (b1) défaut de gain, (c1) défaut de perte totale. (a2), (b2), (c2) sont les mêmes défauts avec une vitesse estimée en utilisant MRAS. Avec $\Omega^* = 100\text{rad/s}$, $T_l = 6,1\text{ Nm}$ et $\varphi^* = 1\text{ Wb}$. Chaque défaut est appliqué à $t = 1,5\text{ s}$.

2.3 METHODES DE DIAGNOSTIC DES CAPTEURS DANS LA LITTÉRATURE

2.3.1 Diagnostic des défauts de capteurs de courant

La plupart des méthodes de détection de défauts pour les capteurs de courant proposés dans la littérature sont basées sur la redondance matérielle en utilisant trois capteurs de courants de lignes [14–16]. Néanmoins, l'utilisation de capteurs redondants augmente la taille et le coût du système [17]. Pour cette raison, certains travaux proposent des FDI-S (Fault Détection and Isolation-Systems) en utilisant uniquement l'information de deux capteurs de courant de ligne. Par exemple, dans [18], un observateur adaptatif est proposé pour détecter les défauts dans les capteurs de courant, de vitesse ou de tension. Cette technique est basée sur l'hypothèse qu'un seul capteur peut être défectueux à la fois, à savoir, seules les défaillances uniques peuvent être isolées. Cette approche nécessite de calculer la valeur moyenne des résidus le long de certaines périodes, ce qui implique une longue durée de localisation des défauts. Une méthode similaire pour la détection et l'isolation des défauts de capteurs a été citée dans [17]. La détection et l'isolation des défauts sont effectuées en calculant les résidus entre l'estimation par filtre de Kalman et les valeurs absolues des courants. Ces résidus ne sont pas parfaitement découplés les uns des autres et, par conséquent, les seuils doivent être soigneusement sélectionnés en suivant des algorithmes empiriques. Cette approche n'est pas homologuée de détecter la récupération d'un capteur après un défaut de courte durée.

Dans [19], un FDI-S est établi pour les défauts de capteurs de courant basé sur des transformations d'axes. Les résidus utilisés pour la détection des défauts du capteur de courant dépendent des courants de référence utilisés pour la stratégie de contrôle. Ces résidus sont affectés par les erreurs de suivi du courant et les défauts dans les capteurs réels, il est donc difficile de les distinguer lorsque les résidus sont évalués. Ce fait est le principal inconvénient de la méthode citée. Un autre inconvénient est l'incapacité de diagnostiquer la récupération d'un capteur après un défaut. Seuls les défauts de déconnexion ont été pris en compte dans tous les références susmentionnées où l'analyse théorique de l'obtention de résidus et leur sensibilité aux variations de charge n'a pas été abordée. L'approche en [20] propose des conditions géométriques afin de déterminer si un défaut spécifique peut être découplé des autres défauts et perturbations.

2.3.2 Diagnostic des défauts de capteurs de vitesse

Kim et al. [21] présentent le diagnostic d'un résolveur à réluctance variable utilisé dans un moteur de traction électrique. La méthode de détection est basée sur l'extraction de la position de l'aimant permanent. Les défauts étudiés sont: l'excentricité du résolveur et les courts-circuits dans les enroulements du résolveur. De plus, une méthode FDI pour les PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) a été développée dans [22]. Celle-ci est basée sur un ensemble d'observateurs adaptatifs utilisés pour générer des résidus permettant de détecter les défauts des capteurs de courant et de vitesse. Dans [23], une étude sur la détection et le diagnostic du capteur de vitesse a été faite moyennant la logique floue comme méthode de détection à base de reconnaissance des conditions de fonctionnement du moteur. Pour discriminer entre les variations de paramètres provoquées par la charge et l'apparition de défauts du capteur de vitesse. Dans [24], une technique FDI a été utilisée pour les défauts de capteur dans un aérogénérateur à induction à double alimentation appuyé sur la variation de la vitesse du vent. L'algorithme proposé dérive de l'approche de l'espace de parité et est disponible pour les capteurs électriques et mécaniques.

Ainsi, Najafabadi et al. [18] traitent la détection et localisation de défauts pouvant affecter les capteurs de vitesse, de tension et de courant utilisés dans les moteurs asynchrones. La technique est établie sur un observateur adaptatif avec une estimation de la résistance du rotor. Damdoum et al. [25] présentent des résultats de simulation et des expérimentations d'un DFIM (doubly fed induction motor) de 4 kW pour un système pompe-turbine à vitesse variable sous des conditions de défaut de l'encodeur. La méthode de détection proposée est basée sur l'approche de l'espace de parité et a été effectuée sur un encodeur incrémental afin de détecter la perte totale d'information et les erreurs de gain.

De plus, Gaeid et al. [26] présentent une étude sur la détection de défauts dans un moteur à induction utilisant un indice d'ondelettes. Les défauts étudiés sont ceux du capteur de vitesse, les circuits ouverts et les courts-circuits du bobinage du stator. Abdellatif et al. [27] donnent une analyse de l'effet du défaut du capteur de position sur le contrôle direct du couple (DTC) d'une DFIM. Dès lors, une technique FTC a été utilisée, dans le cas d'un défaut de capteur de position, afin d'éviter une panne du système utilisant l'estimation de position par l'observateur ATO (Angle Tracking Observer).

Un schéma global de toutes les approches de diagnostic des défauts de capteurs est présenté sur la figure 3 donnée ci-dessous.

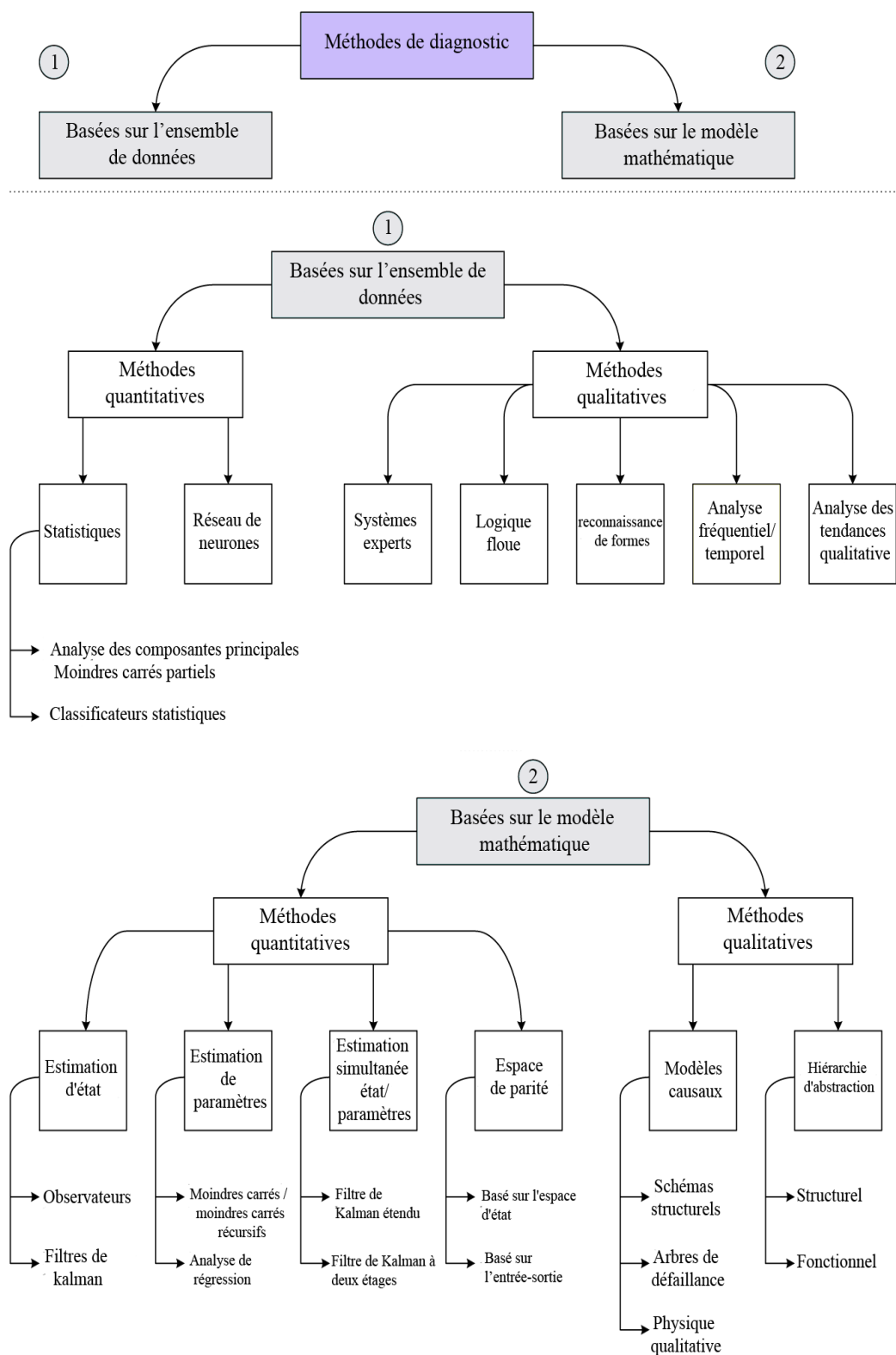


Fig. 3 : Un schéma résumant toutes les méthodes de diagnostic de défauts de capteurs

2.4 DETECTION PAR L'ENERGIE DE L'ECART TYPE MOYEN DES DEFAUTS DE CAPTEUR DE VITESSE [28]

La détection des défauts du capteur de vitesse se fait en deux étapes:

- Glisser une fenêtre dont la longueur est de $20 \times$ (temps d'échantillonnage) qui calcule l'écart-type moyen de 20 points à partir du début des données de vitesse par la formule suivante [29]:

$$\overline{\sigma}_{\Omega} = \frac{\sum_{i=1}^{20} \sqrt{(\Omega_i - \overline{\Omega}_i)^2}}{20} \quad (3)$$

- Les défauts produisent des impulsions Eq(3), on transforme ces dernières en un signal constant ou croissant par leur énergie exprimée par la formule (4):

$$E(\overline{\sigma}_{\Omega}) = \int_{-\infty}^{+\infty} |\overline{\sigma}_{\Omega}|^2 dt \quad (4)$$

Les mêmes calculs sont effectués sur la référence de vitesse, puis un résidu est généré comme suit:

$$Residue = |E(\overline{\sigma}_{\Omega}) - E(\overline{\sigma}_{\Omega^*})| \quad (5)$$

Lorsque le résidu dépasse un seuil prédéfini, un signal de détection de défaut passe de zéro à un. Le schéma bloc de la technique est représenté par la figure 4. Pour masquer l'effet des régimes transitoires et de la charge, le signal d'écart type moyen est comparé à un seuil pour faire passer seulement les signatures des défauts. La simulation de la technique sur Matlab a donné les résultats montrés sur la figure 5.

Le résidu reste à zéro jusqu'à ce que le défaut soit appliqué, donc l'écart type moyen de la vitesse présente une impulsion dans le cas de défaut d'offset (Figure 5, b) et une série d'impulsions lorsque la mesure est inexacte ou le signal de vitesse est totalement perdu (Figure 5c, d). Ces signatures sont transformées en un signal constant ou croissant en calculant leur énergie, de ce fait le capteur de vitesse est révélé défectueux si le résidu dépasse le seuil.

Pour vérifier les résultats de la simulation, les mêmes tests sont effectués sur un moteur à induction piloté via un DSP 1104. La configuration expérimentale est illustrée à la figure 6.

Les courants sont mesurés en utilisant trois transducteurs LA25-NP, et un générateur tachymétrique couplé à l'arbre mesurant la vitesse. Tous les défauts sont effectués en expérimental de la même manière que la simulation. Les figures (7, a), (7, b), (7, c) et (7, d) représentent successivement le courant de phase, les courants triphasés sur le repère "dq", le

couple, la vitesse du rotor. Nous remarquons que les chiffres expérimentaux sont presque similaires à ceux produits par simulation. La seule différence est le bruit dû à la mesure et l'augmentation du temps de réponse de la vitesse. La détection des défauts est accomplie par le même scénario, où le résidu représente l'erreur entre l'énergie de l'écart-type moyen de la vitesse et sa référence. Selon la figure 8, le test expérimental prouve l'efficacité du système de détection suggéré, puisque les résultats expérimentaux sont presque similaires à ceux de la simulation.

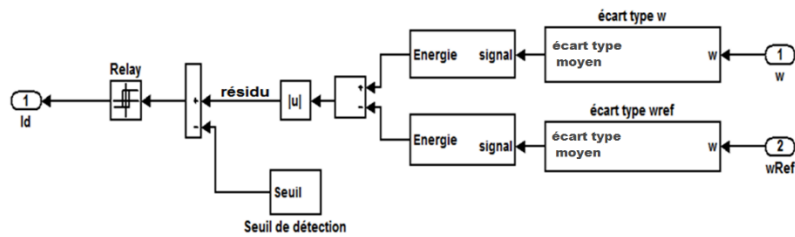


Fig. 4 : Un schéma représentant la méthode de détection par le calcul de l'énergie de l'écart type moyen de la vitesse.

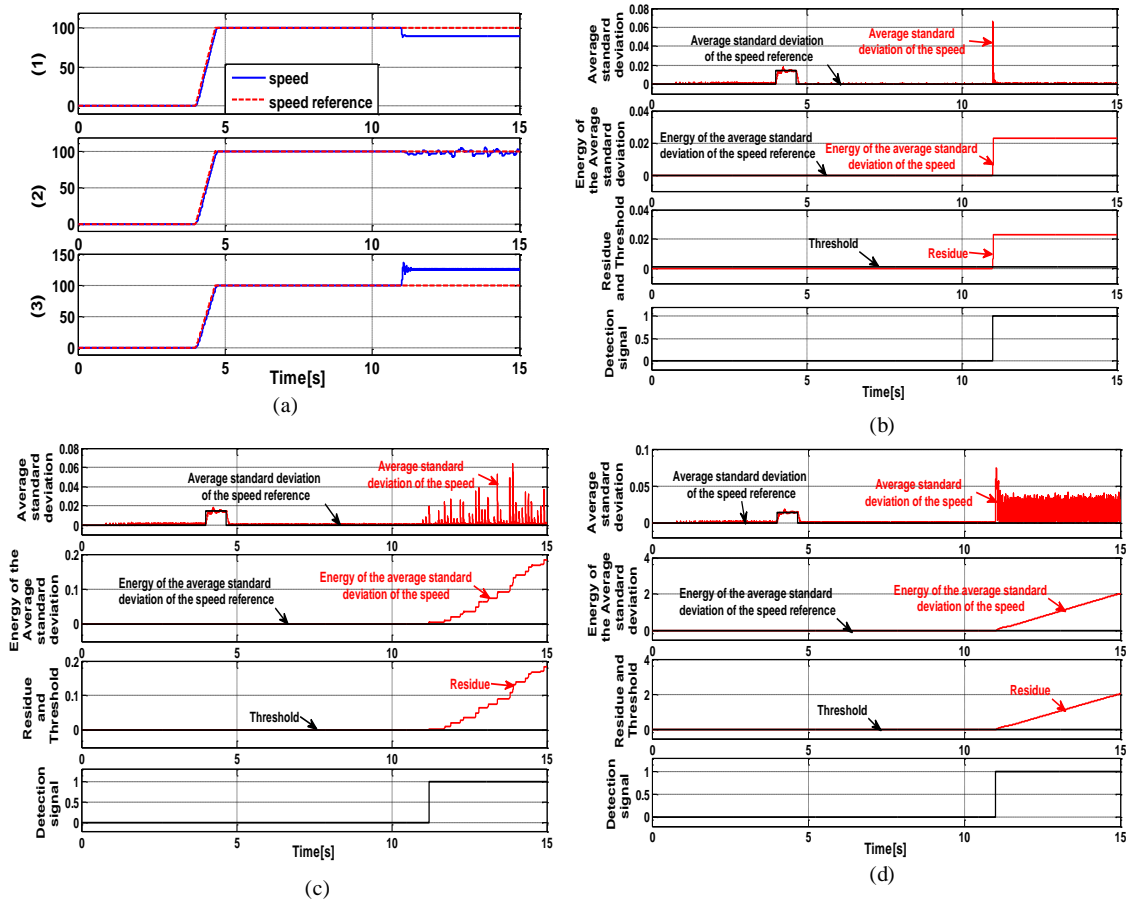


Fig. 5: (a) Vitesse en Rad/s pour les cas: (1) défaut de décalage, (2) défaut de mesure incertain, (3) défaut de retour zéro. Résultats de la détection pour: (b) défaut de décalage, (c) défaut de mesure incertain, (d) défaut de retour zéro.

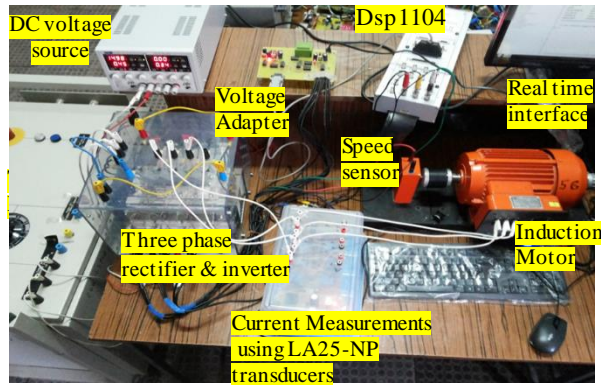


Fig. 6: Banc d'essai pour la validation du détecteur de défaut de la figure 4.

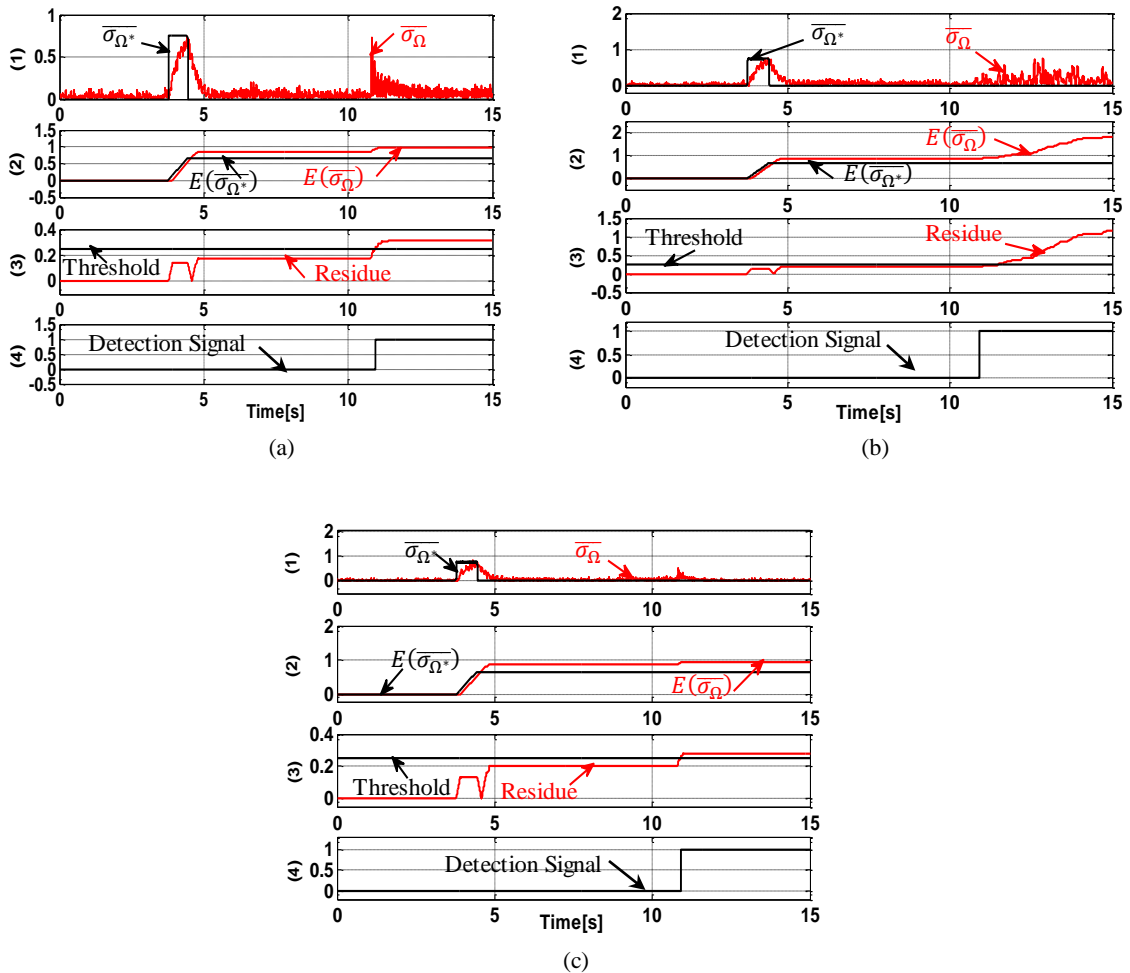


Fig. 7: Résultats de la détection pour: (a) défaut de décalage, (b) défaut de mesure incertain, (c) défaut de retour zéro.
 (1) Écart-type moyen de la référence de vitesse et de vitesse, (2) Énergie de l'écart-type moyen de la référence de vitesse et de vitesse, (3) Résidu et seuil de détection, (4) Signal de détection.

2.5 DETECTION DES DEFAUTS DU CAPTEUR DE VITESSE EN FONCTION DU TAUX DE VARIATION DE LA VITESSE [13]

Le plus souvent, les défauts du capteur de vitesse engendrent des variations de vitesse brutales et rapides alors que ces variations sont moins rapides quand il s'agit des défauts des autres composants du variateur ou du moteur [29]. De ce point de vue, la détection pourrait être réalisée en comparant seulement deux points à partir des données de vitesse entre lesquelles la distance « τ_d » est proportionnelle au temps d'échantillonnage « T ». Dans notre cas, puisque $T = 5 \times 10^{-6}$ s, la distance de cinq pas est suffisante ($\tau_d = 5 \times T$). Le signal de détection est calculé comme illustré dans le schéma de l'algorithme de la figure 8. Ce système de détection de défauts de capteur de vitesse est moins consommateur en temps de calcul comparé aux observateurs ou aux techniques du traitement du signal telles que l'écart type moyen dans [29].

La figure 9 montre les résultats de la simulation pour la méthode de détection suggérée avec trois défauts différents. La variation brutale de vitesse génère des impulsions dans la courbe " $d\omega$ ", Fig 8. Or, toutes les impulsions dues au bruit de mesure, au couple de charge ou aux transitoires de vitesse sont maintenues sous un seuil prédéfini. Au moment du défaut, l'indice " $d\omega$ " dépasse le seuil en générant un signal de détection " ε_1 ", voir Fig.8. De la même figure " ε_1 " représente la différence entre " $d\omega$ " et le seuil. Ainsi, lorsque " ε_1 " est supérieure à zéro, nous obtenons une impulsion qui est ensuite intégrée pour obtenir un signal constant " ε_2 ". Comme ce dernier est très petit, il est transformé via un relais pour produire un signal binaire significatif.

Notez que sur les figures (8, 10, 11), le rectangle à angles arrondis représente un test conditionnel. Sa sortie est binaire, et elle est égale à "1" si la condition est vérifiée sinon elle est égale à "0".

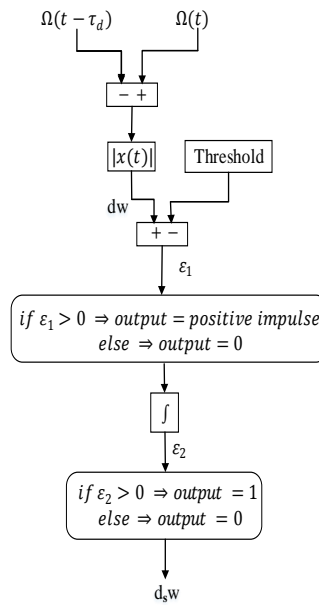


Fig. 8 : Schéma de détection des défauts de capteur de vitesse basé sur le taux de variation.

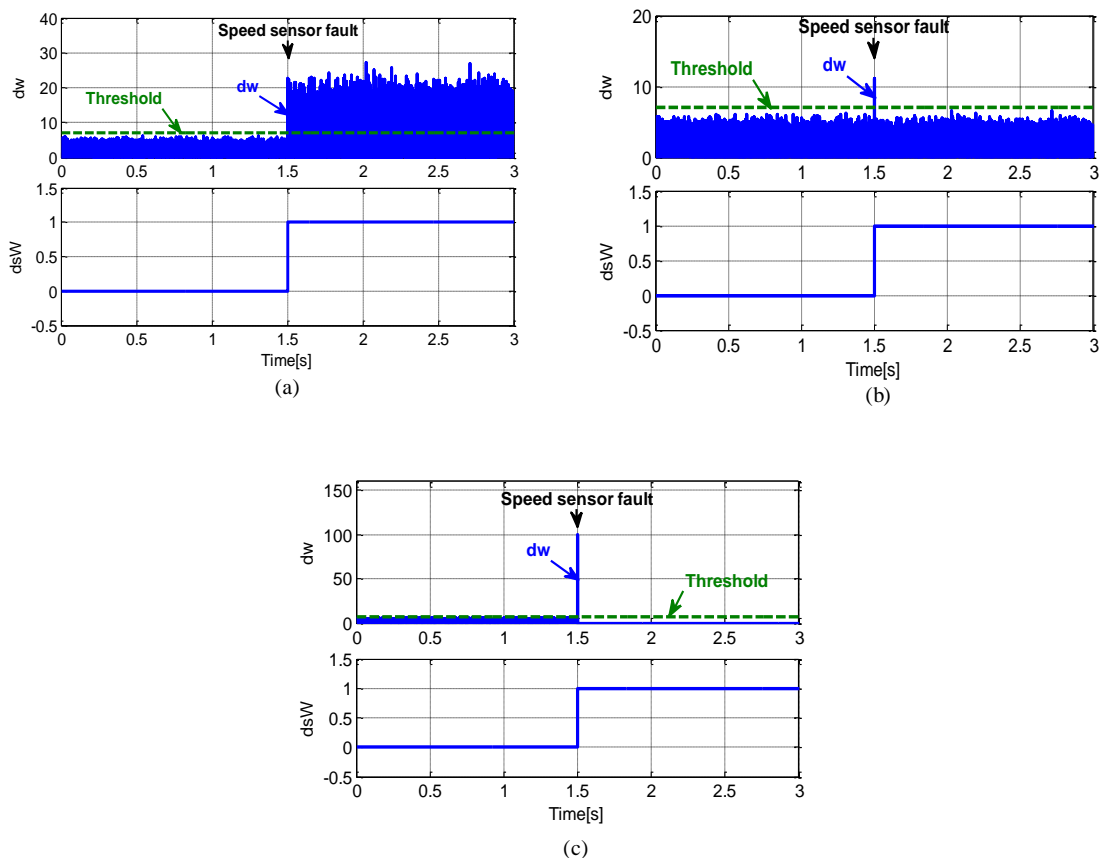


Fig. 9. Résultats de la détection des défauts du capteur de vitesse: (a) défaut intermittent, (b) défaut de décalage, (c) défaut de perte totale

2.6 DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS DE CAPTEUR DE COURANT PAR LES COURANTS EFFICACES [13]

La manière la plus simple de détecter un défaut de capteur de courant dans un système triphasé équilibré est la somme des trois courants. Cette somme est pratiquement nulle lors du fonctionnement normal du variateur, mais, elle change en raison d'un défaut du capteur de courant. Nous avons adopté la valeur moyenne absolue " I_f " de la somme des trois courants comme indicateur de défaut. Celle-ci passe par un bloc conditionnel pour générer " dsi ", voir Fig 10. Quand " I_f " dépasse un seuil " ζ ", " dsi " déclare la présence du défaut. En ce qui concerne la localisation, un nouvel algorithme est proposé sur la base des valeurs RMS des courants de phase. L'utilisation de valeurs RMS permet de localiser un capteur de courant sous un défaut de gain, contrairement aux valeurs moyennes qui sont nulles lorsque les courants sont toujours alternatifs après le défaut. Par conséquent, l'efficacité de la technique proposée dans [30] n'est pas vérifiée avec une erreur de gain. De plus, la méthode développée dans notre travail est moins exigeante en termes de calcul que celle de [30].

L'idée clé de la localisation est de rechercher la valeur minimale entre deux valeurs efficaces des courants de phase. Comme cette valeur correspond à la différence entre les courants efficaces mesurés par des capteurs sains, le courant de phase restant est mesuré par un courant défectueux. A partir de la figure 11, si le capteur de la phase "b" est défectueux, r_b sera égal à "0" puisque il est donné par la différence entre la valeur choisie par la fonction minimum et la différence $|I_{rms} - I_{b_{rms}}|$. Comme $r_b = 0$ alors le test conditionnel est vérifié et la sortie moyenne sera égale à "1". Ce dernier est multiplié par le nombre 2 qui est l'indice de la phase "b". Puisque l'indice du capteur défectueux n'est pas constant avant l'apparition du défaut, nous le multiplions par " dsi " pour éviter tout faux signal de localisation. Les algorithmes proposés sont vérifiés par simulation et les résultats sont montrés à la Fig. 12. Pour les trois défauts considérés, l'écart entre les valeurs RMS correspondant aux capteurs sains est le plus faible. Le bloc de localisation de capteur défectueux est intentionnellement activé après 0,035 [s] du moment de détection, qui est le temps nécessaire pour obtenir un signal de localisation constant.

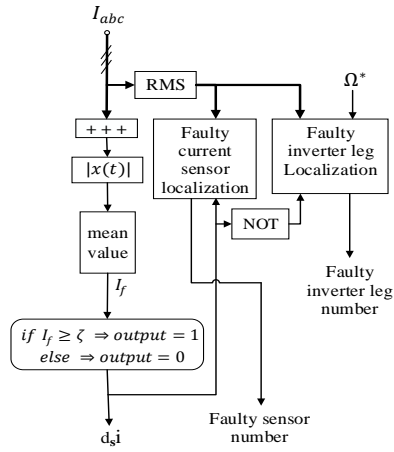


Fig. 10. Schéma globale pour la détection et localisation des défauts de capteurs de courant et bras d'onduleur

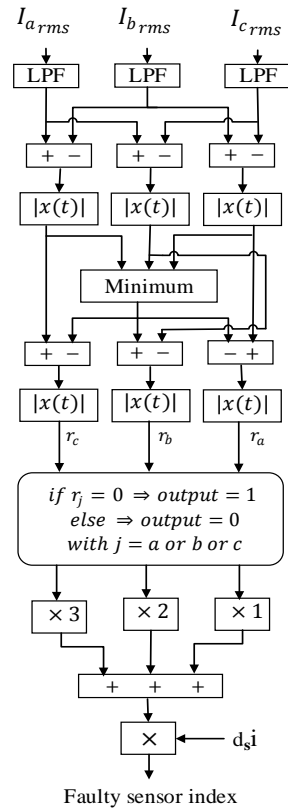
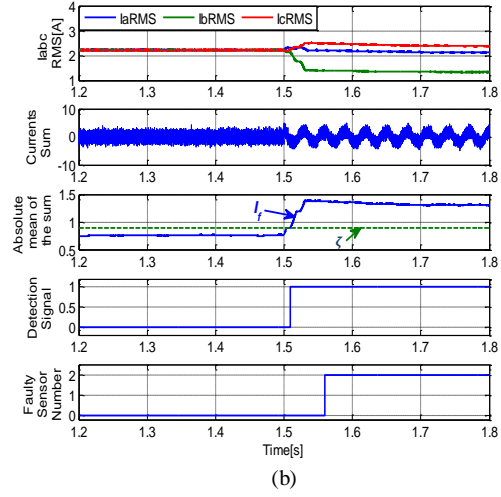
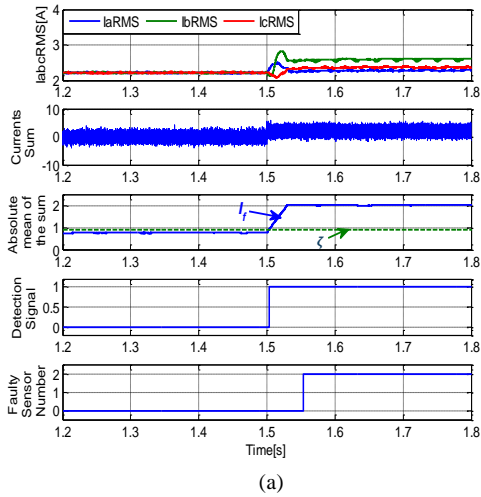


Fig. 11. Schéma de localisation du capteur de courant défaillant.



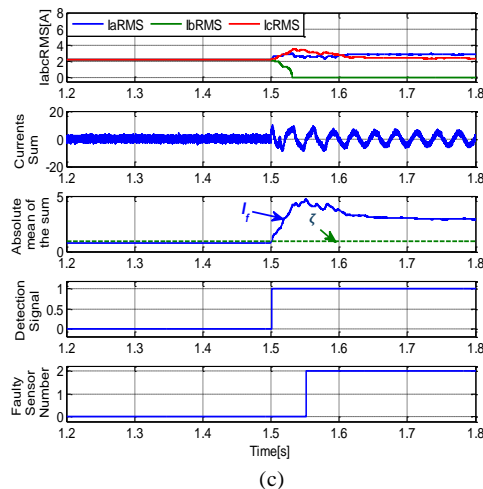


Fig. 12. Résultats de la détection et de l'isolement des défauts du capteur de courant: (a) défaut de décalage, (b) défaut de gain, (c) défaut de perte totale.

2.7 CONCLUSION

On n'a pas étudié les défauts dans le capteur de tension car c'est un élément de base dans la commande et s'il serait endommagé, la détection des défauts des autres capteurs sera davantage délicate, et de même pour l'estimation de certaines grandeurs.

Aussi, du point de vue fiabilité, il est préférable de choisir des capteurs de marque déposée différente pour éviter d'avoir le même défaut dans des capteurs ayant la même tâche.

La méthode de détection par seuillage n'est pas influencée par la charge, tandis qu'il faut connaître au préalable le couple de charge maximal que la machine peut supporter pour pouvoir fixer les seuils.

On conclut à travers ce chapitre que les défauts des capteurs dans une commande ont un effet indéniable, et ça peut engendrer la perte de la bonne performance. C'est pourquoi il doit y avoir une stratégie d'isolation des capteurs défaillants après la détection pour garder le bon fonctionnement du système, et aussi pour ne pas altérer la partie opérative.

RÉFÉRENCES 2

- [1] Brown DW, Edwards DL, Georgoulas G, Zhang BB, Vachtsevanos GJ. Real-time fault detection and accommodation for COTS resolver position sensors. 2008 Int Conf Progn Heal Manag PHM 2008 2008:1–6. doi:10.1109/PHM.2008.4711450.
- [2] Ph. Hampikian. Acquisition de données : la détection. SCHNEIDER Electr Cah Tech N° 209 2005.

- [3] Leine L. Encoder Technology. WwwLeinelindeCom 2017.
- [4] Fragkoulis D. Détection et localisation des défauts provenant des capteurs et des actionneurs : application sur un système non linéaire. Thèse En Autom / Robot Univ Paul Sabatier,Toulouse III 2008.
- [5] Bourogaoui M, Sethom HBA, Belkhodja IS. Real-time encoder faults detection and rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor drives fault tolerant sensorless control using digital signal controller. *Math Comput Simul* 2017;131:253–67. doi:10.1016/j.matcom.2015.09.010.
- [6] Ben H, Sethom A. Detection of Position Sensor Default on a Railway Traction PMSM Drive Using Multiresolution Analysis 2010.
- [7] Gulez K, Adam AA, Buzcu IE, Pastaci H. Using passive filters to minimize torque pulsations and noises in surface PMSM derived field oriented control. *Simul Model Pract Theory* 2007;15:989–1001. doi:10.1016/j.simpat.2007.05.005.
- [8] Adam AA, Gulez K. Reduction of torque pulsation and noises in PMSM with hybrid filter topology. *Simul Model Pract Theory* 2011;19:350–61. doi:10.1016/j.simpat.2010.07.008.
- [9] Synchro and Resolver Engineering Handbook. Moog Components Gr 2004.
- [10] Kessler J. Synchro/resolver conversion handbook 1994.
- [11] Edward Ramsden. Hall-Effect Sensors Theory and Applications. Elsevier; 2006.
- [12] Fraden J. Handbook of Modern Sensors. Third Edit. San Diedo, California, USA: Springer; 2010. doi:10.1007/978-1-4419-6466-3.
- [13] Bouakoura M, Nait-Said N, Nait-Said MS, Belbach A. Novel Speed and Current Sensor FDI Schemes with an Improved AFTC for Induction Motor Drives. *Adv Electr Electron Eng* 2018;16:1–14. doi:10.15598/aeer.v16i1.2573.
- [14] Xiaodong Shi, Krishnamurthy M. Survivable Operation of Induction Machine Drives With Smooth Transition Strategy for EV Applications. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron* 2014;2:609–17. doi:10.1109/JESTPE.2014.2303488.
- [15] Nuno M.A F, Estima JO, Cardoso AJM. A New Approach for Current Sensor Fault Diagnosis in PMSG Drives for Wind Energy Conversion Systems. *Ieee Trans Ind Appl* 2014;50:1206–14.
- [16] Yu Y, Wang Z, Xu D, Zhou T, Xu R. Speed and Current Sensor Fault Detection and Isolation Based on Adaptive Observers for IM Drives. *J Power Electron* 2014;14:1598–2092. doi:10.6113/JPE.2014.14.5.???

- [17] Gajanayake C, Bhangu BS, Foo G, Zhang X, Tseng KJ, Don Vilathgamuwa M. Sensor fault detection, isolation and system reconfiguration based on extended Kalman filter for induction motor drives. *IET Electr Power Appl* 2013;7:607–17. doi:10.1049/iet-epa.2012.0308.
- [18] Najafabadi TA, Salmasi FR, Jabehdar-Maralani P. Detection and isolation of speed-, DC-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives. *IEEE Trans Ind Electron* 2011;58:1662–72. doi:10.1109/TIE.2010.2055775.
- [19] Chakraborty C, Verma V. Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation. *IEEE Trans Ind Electron* 2015;62:1943–54. doi:10.1109/TIE.2014.2345337.
- [20] Persis C De, Isidori a. A geometric approach to nonlinear fault detection and isolation. *IEEE Trans Automat Contr* 2001;46:853–65. doi:10.1109/9.928586.
- [21] Ki-Chan Kim, Su-Jin Hwang, Ki-Young Sung, YeongSik Kim. A study on the fault diagnosis analysis of variable reluctance resolver for electric vehicle. 2010 *IEEE Sensors, IEEE*; 2010, p. 290–5. doi:10.1109/ICSENS.2010.5689869.
- [22] Grouz F, Sbita L, Boussak M, Khlaief A. FDI based on an adaptive observer for current and speed sensors of PMSM drives. *Simul Model Pract Theory* 2013;35:34–49. doi:10.1016/j.simpat.2013.02.006.
- [23] Zidani F, Diallo D, Benbouzid MEH, Berthelot E. Diagnosis of speed sensor failure in induction motor drive. *Proc IEEE Int Electr Mach Drives Conf IEMDC 2007* 2007;2:1680–4. doi:10.1109/IEMDC.2007.383682.
- [24] Berriri H, Naouar MW, Slama-Belkhdja I. Parity space approach for current sensor fault detection and isolation in electrical systems. *Eighth Int Multi-Conference Syst Signals Devices* 2011:1–7. doi:10.1109/SSD.2011.5767496.
- [25] Damdoun A, Berriri H, Slama-Belkhdja I. Detection of faulty incremental encoder in a DFIM-based variable speed pump-turbine unit. *Proc Mediterr Electrotech Conf - MELECON 2012*:1151–4. doi:10.1109/MELCON.2012.6196632.
- [26] Gaeid KS, Ping HW, Khalid M, Masaoud A. Sensor and Sensorless Fault Tolerant Control for Induction Motors Using a Wavelet Index. *Sensors* 2012;12:4031–50. doi:10.3390/s120404031.
- [27] Abdellatif M. Rotor position sensor fault detection Isolation and Reconfiguration of a Doubly Fed Induction Machine control. ... , 2009 *EPE'09 13th ...* 2009.

- [28] BOUAKOURA M, NAIT-SAID N, NAIT-SAID M-S. Speed Sensor Faults Diagnosis in an Induction Motor Vector Controlled Drive. *Acta Electrotech Inform* 2017;17:49–51. doi:10.15546/aei-2017-0007.
- [29] Sepe RB, Morrison C, Miller JM. Fault-Tolerant Operation of Induction Motor Drives with Automatic Controller Reconfiguration. *Pract Fail Anal* 2003;3:64–70.
- [30] Chelliah TR, Dominic A, Thangaraj R. Analysis of induction motor drives under sensor faults with mine hoist load diagram. *Proc Int Conf Power Electron Drive Syst* 2015;2015–Augus:274–7. doi:10.1109/PEDS.2015.7203441.

CHAPITRE 3

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC UN DEFAUT DE COURT-CIRCUIT

SOMMAIRE 3

CHAPITRE 3: MODELISATION DE LA MAS AVEC UN DEFAUT DE COURT-CIRCUIT	49
3.1 Introduction	49
3.2 Les méthodes de modélisation de la MAS	50
3.3 Modèles de la MAS en CC dans la littérature	55
3.4 Nouveau Modèle biphasé de la MAS avec un CC sur la première phase [30].....	58
3.5 Résultats de simulation	63
3.6 Conclusion	65
Références	66

3.1 INTRODUCTION

La base de toute technique de surveillance d'état fiable est la compréhension du comportement électrique, magnétique et mécanique de la machine dans des conditions saines et en conditions de défaillance. La conception et la validation de ces techniques impliquent généralement l'utilisation de modèles mathématiques élaborés qui permettent une simulation informatique approfondie, une prédiction des performances et une identification des signatures de défauts. Les modèles de fonctionnement du moteur dans des conditions saines et défectueuses sont aussi utiles pour étudier les caractéristiques opérationnelles des moteurs défectueux sans essais destructifs.

La modélisation d'une machine asynchrone peut être décomposée en trois grandes catégories, comme illustré sur la figure 1. Ces mêmes catégories peuvent être classées en plusieurs types : modèle de circuit multiple couplé MCC (Multiple Coupled Circuit), modèles d-q modifiés, modèles de circuits équivalents magnétiques MEC (Magnetic Equivalent Circuit) et modèles en éléments finis FEM (Finite Element Method) [1–7]. Le but de ce chapitre est de présenter d'abord un aperçu sur les différents types de modélisation des défauts de la MAS, ensuite on s'intéressera en particulier à ceux des courts circuits statoriques. Enfin on présentera un nouveau modèle de la MAS avec un défaut de court-circuit entre les spires d'une phase.

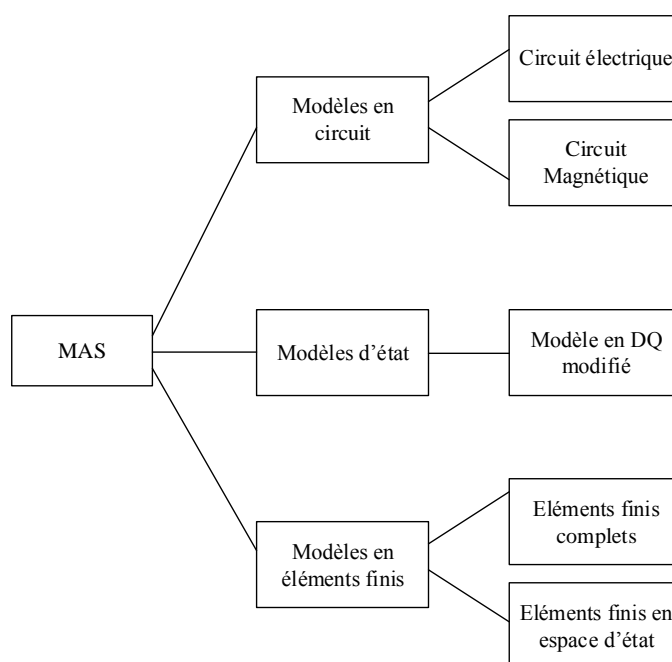


Fig. 1 : Les méthodes de modélisation de la MAS

3.2 LES METHODES DE MODELISATION DE LA MAS

3.2.1 Modèle de circuit multiple couplé (MCC)

a) Description générale

Le modèle de circuit multiple couplé a été proposé pour la première fois dans [1] pour l'analyse des machines asynchrone à enroulement concentré dans des applications d'entraînement à vitesse réglable. Une description détaillée de la procédure nécessaire à la mise en œuvre de ce modèle et des résultats de sa simulation ont été ensuite présentés dans [2]. Ce modèle dynamique est développé en considérant le stator et le rotor d'un moteur asynchrone à cage comportant des circuits inductifs couplés. Le moteur est considéré avoir m circuits

statoriques et n barres rotoriques. La cage du rotor est traitée comme n mailles identiques et équidistantes. Chaque maille comprend deux barres de rotor raccordés par des portions d'anneaux, comme le montre la figure 2 [3]. La capacité entre les spires et les enroulements est généralement ignorée car les fréquences étudiées sont relativement basses. Une fois que les paramètres sont connus, les courants de mailles peuvent être estimés.

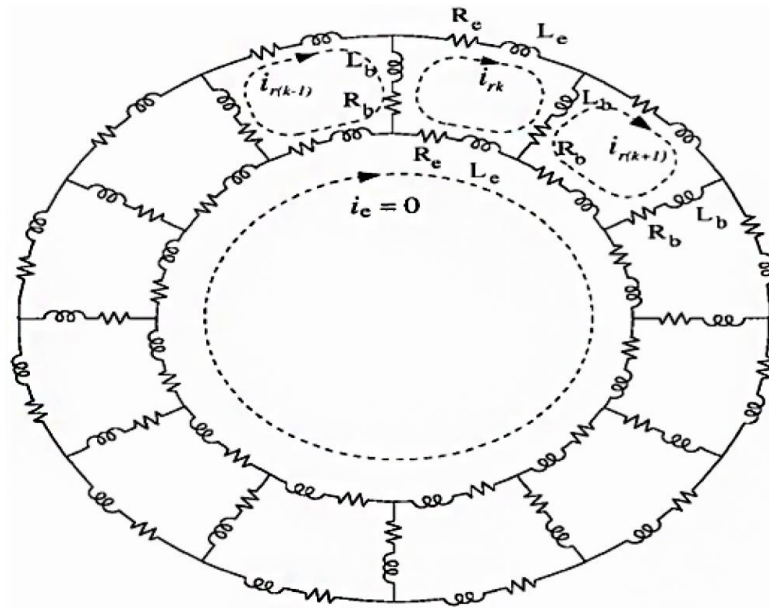


Fig. 2 : Modèle multi-enroulement du rotor de la MAS

b) Les défauts modélisés

La méthode MCC (Multiple Coupled Circuit) est considérée parmi les plus valides. Elle est utilisée pour modéliser un grand nombre de défauts statoriques et rotoriques, y compris: les fissures de barres et anneaux rotoriques, les courts-circuits et circuits ouverts du stator, l'excentricité statique et dynamique, et même la corrosion. Le tableau 1 présente une liste de références pour des défauts modélisés par la MCC.

Tableau 1 : Quelques références pour les défauts modélisés par la MCC

Défaut modélisé	Références
Cassure de barres	[8,9]
Portion d'anneaux	[2,10]
Circuit ouvert dans l'enroulement statorique	[2,9,11]
Court-circuit dans l'enroulement statorique	[11,12]
Excentricité statique	[13,14]
Excentricité dynamique	[14,15]
Barre de rotor corrodée	[8]
Défaut de roulement	[16]

3.2.2 Modèle DQ modifié

a) Description générale

Le modèle dynamique DQ classique des machines à induction repose sur l'hypothèse que les variables statoriques, rotoriques et la MMF (Magnetomotive Force) sont parfaitement sinusoïdaux. La cage rotorique est remplacée par un enroulement distribué équivalent. Le modèle DQ de la MAS a été utilisé pour étudier certains phénomènes tels que les creux de tension et le couple oscillatoire pouvant survenir lors du démarrage et d'autres opérations sévères du moteur. En raison des hypothèses de symétrie et de la MMF sinusoïdale, la méthode DQ conventionnelle n'est pas capable de simuler des défauts. Dans [4], une nouvelle modification mathématique détaillée du modèle DQ de la MAS a été introduite dans le but de simplifier le modèle MCC. La transformation de Park a été appliquée au modèle de telle sorte que les équations de tension et de couple ont été transformées de la séquence abc au référentiel DQ, et aussi les équations de la machine sont exprimées en variables complexes à partir des composantes DQ. Comme ce modèle DQ vient de celui du modèle MCC, il tient alors compte de la distribution non-sinusoïdale réelle des barres du rotor. L'utilisation de la transformation de vecteur d'espace permet à ce modèle de représenter n'importe quelle MAS avec une symétrie structurelle utilisant seulement quatre équations différentielles couplées. Ce nombre d'équations ne dépend pas du nombre de barres de rotor et il est valable même si le nombre de barres par pôle n'est pas un nombre entier [4]. Un modèle de machine monophasée DQ a également été développé dans [5], mais il n'a pas encore été appliqué à l'étude des défauts.

b) Les défauts modélisés

Les modèles DQ modifiés ont été principalement utilisés pour étudier les cassures de barres, bien qu'ils aient également été appliqués à l'étude des courts-circuits statoriques et de l'excentricité. Le tableau 2 fournit une liste de références pour les différents types de défauts étudiés à l'aide de la méthode. Le modèle DQ est en fait une transformation du modèle MCC dans le but de faciliter la simulation. Cela signifie que la même procédure d'estimation de paramètres utilisant le modèle MCC est aussi valable pour le modèle DQ. Cependant ce dernier nécessite une modification de la structure du modèle pour chaque mode de défaut. Des formulations alternatives sont également disponibles comme dans [17] où le modèle est réduit à une interconnexion d'une séquence de composantes. Cependant, ceux-ci ne sont pas largement utilisés et semblent limités aux seuls défauts du stator.

Tableau 2 :

Quelques références proposant des modèles modifiés en DQ pour différents défauts.

Défaut	Références
Cassure de barre	[18]
Rupture d'anneau	[19]
Circuit ouvert au stator	[20]
Court-circuit au stator	[21]
Excentricité dynamique	[22]
Excentricité statique	[22]

3.2.3 Circuit magnétique équivalent

a) Description générale

La modélisation magnétique détaillée de la MAS mène aux modèles MEC (Magnetic Equivalent Circuits) qui sont également connus sous le nom de modèles de réseaux de perméance ou modèles de tubes de flux. La distribution du champ magnétique dans le moteur est utilisée pour évaluer sa performance car elle contient des informations complètes sur le stator, le rotor et les parties mécaniques du moteur. Par conséquent, chaque encoche statorique ou rotorique peut être modélisée comme un circuit équivalent magnétique simplifié comprenant des trajets en boucle fermée contenant un flux magnétique ϕ , une réluctance magnétique \mathcal{R} et des forces magnéto-motrices F . Le modèle MEC complet de la MAS est donc assemblé de telle sorte que chaque dent sur le stator soit couplée à chaque dent sur le rotor, et vice versa. Un modèle MEC de la MAS est illustré sur la figure 3 et il a été présenté en détail dans [6].

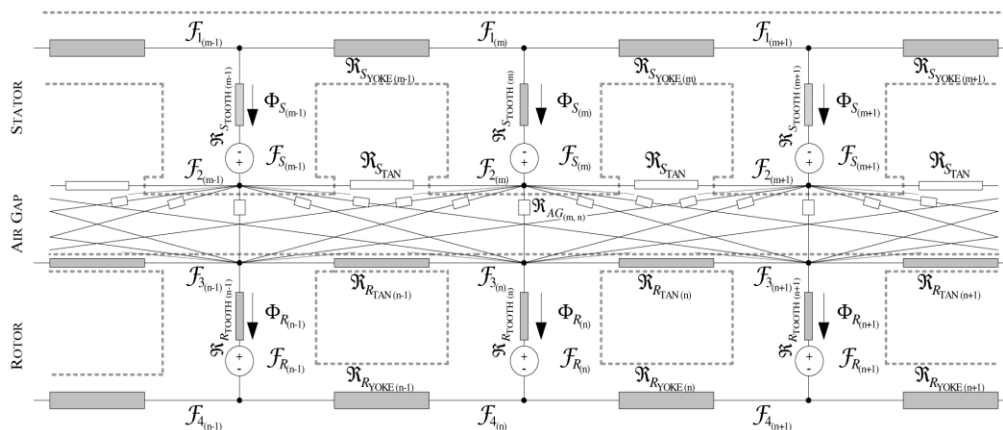


Fig. 3 : Modèle MEC de la MAS

b) Les défauts modélisés

Bien que le recueil de littérature traitant des modèles MEC soit considérablement plus petit que celui du MCC, il a été utilisé pour modéliser des moteurs asynchrones dans diverses

conditions de défaut comme indiqué dans le tableau 3 qui donne des références pour quelques défauts typiques.

Tableau : 3
Quelques références utilisant la méthode des circuits magnétiques équivalents

Défauts	Références
Cassure de barre	[23]
Rupture d'anneau	[6]
Court-circuit au stator	[23]
Excentricité dynamique	[24]
Excentricité statique	[24]

3.2.4 La modélisation par éléments finis échantillonnés dans le temps

a) Description générale

L'approche de modélisation FEM (Finite Element Modelling) calcule la distribution du champ magnétique dans le moteur en utilisant ses caractéristiques géométriques et magnétiques exactes. La distribution du champ magnétique ainsi calculée dans le moteur contient des informations complètes sur le stator, le rotor et les parties mécaniques du moteur. Cette répartition magnétique du champ permet de mieux évaluer les performances du moteur. Par conséquent, tous les défauts du moteur à induction peuvent être diagnostiqués par une analyse continue des champs magnétiques. Les paramètres de la machine tels que la densité de flux magnétique, l'inductance et le couple électromagnétique sont aussi obtenus via le calcul de la distribution du champ magnétique. Des descriptions détaillées de la méthode peuvent être trouvées dans [7].

On catégorise de manière générale les modèles FEM en deux groupes:

1. Résolutions complètes de FEM [7].
2. Calcul itératif de paramètres [25].

Les solutions FEM complètes se réfèrent à l'utilisation du *software* solveur FEM pour calculer toutes les étapes de la simulation. C'est-à-dire, à la fois l'estimation des paramètres, les tensions et les courants sont résolus par l'outil logiciel FEM. Par contre, le calcul de paramètres itératif fait référence à l'utilisation de la modélisation FEM comme simplement un moyen d'estimer des paramètres par un simulateur séparé (typiquement modèle en espace d'état) tel qu'illustré à la Fig. 4 de la référence [22]. Cette méthode est utilisée pour accélérer les calculs, car les solutions FEM complètes sont extrêmement intenses en calcul.

b) Les défauts modélisés

Comme les modèles MCC, les modèles FEM ont été utilisés pour modéliser une grande variété de défauts. Le tableau 6 fournit une liste de références pour les défauts couverts dans la littérature. L'approche FEM a l'avantage de simplifier au minimum les phénomènes tels que la saturation du champ magnétique, la peau ou l'effet de proximité en considérant également les effets d'harmoniques spatiaux et les motifs d'enroulements. Par conséquent, cette approche peut être appliquée dans la modélisation de machines asynchrones avec des cas de défaut et de déséquilibre. Cela ne veut pas dire, cependant, que la méthode est sans inconvénients du moment que la densité de courant est considérée comme une entrée du FEM alors que la présence d'un défaut dans le moteur injecte des harmoniques dans le courant du stator, donc négliger ces harmoniques introduit une erreur dans l'analyse de l'état du moteur. De cela, les courants des bobines doivent être évalués en utilisant d'autres méthodes. En outre, les exigences de calcul sont si massives que la machine ne peut pas être modélisée en trois dimensions. Cela signifie que les modèles 2D doivent être utilisés. En conséquence, les effets axiaux tels que l'inclinaison du rotor et les résistances de l'anneau d'extrémité ne sont pas faciles à modéliser.

Tableau 6 :
Références utilisant les éléments finis pour modéliser la MAS en défaut

Défauts	Références
Cassure de barre	[26]
Rupture d'anneau	[22]
Court-circuit au stator	[27]
Excentricité statique	[7]
Excentricité dynamique	[7]

3.3 MODELES DE LA MAS EN CC DANS LA LITTÉRATURE

3.3.1 Modèle de Rangarajan M. Tallam

Un modèle dynamique de la MAS avec défauts de court-circuit inter-spores statoriques est dérivé en utilisant la théorie de la transformation du repère triphasé au repère biphasé. Une représentation d'état des équations dynamiques appropriée pour la simulation numérique est fournie. Les circuits équivalents à l'état établi sont présentés, à partir desquels les composantes symétriques des courants de ligne peuvent être estimées en fonction de la sévérité du défaut [17]. La figure 4 représente le schéma du stator avec un défaut de court-circuit.

Les équations dynamiques de la MAS doivent être exprimées sous la forme d'un vecteur espace d'état à des fins de simulation numérique, soit le vecteur d'état suivant:

$$\mathbf{x} = [\lambda_{qs}^s \ \lambda_{ds}^s \ \lambda_{qr}^s \ \lambda_{dr}^s \ \lambda_{as2}^s]^T \quad (1)$$

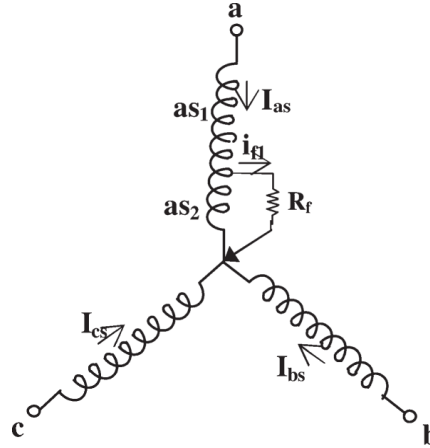


Fig. 4 : schéma du stator avec un court-circuit inter-spaires.

Les équations des flux peuvent être exprimées en termes de courants comme suit :

$$\mathbf{x} = \mathbf{M} [i_{qs}^s \ i_{ds}^s \ i_{qr}^s \ i_{dr}^s \ i_f]^T \quad (2)$$

Où :

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & -\frac{2}{3}\mu L_s \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & -\frac{2}{3}\mu L_m \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ \mu L_s & 0 & \mu L_m & 0 & -\mu \left(L_{ls} + \frac{2}{3}\mu L_m \right) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Si $\mu \neq 0$, où μ définissant un rapport de CC de spires dans la phase. Alors la matrice \mathbf{M} est inversible en mettant $\mathbf{N} = \mathbf{M}^{-1}$, les équations de la machine peuvent être exprimées sous forme d'espace d'état comme :

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} R_s \mathbf{N}_1 + \frac{2}{3}\mu R_s \mathbf{N}_5 \\ R_s \mathbf{N}_2 \\ R_r \mathbf{N}_3 + \omega_r [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \\ R_r \mathbf{N}_4 - \omega_r [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] \\ \mu R_s \mathbf{N}_1 + \mu (R_s + R_f) \mathbf{N}_5 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Où N_i désigne la i^{ieme} rangée de la matrice N .

La composante homopolaire des tensions du stator est donnée par :

$$v_{os}^s = -\frac{1}{3} \mu R_s \mathbf{N}_5 \mathbf{x} - \frac{1}{3} \mu L_{ts} \mathbf{N}_5 \frac{d\mathbf{x}}{dt}. \quad (5)$$

3.3.2 Modèle de Smail Bachir

Ce modèle tient en compte les défauts de court-circuits sur les trois phases, avec la possibilité de spécifier l'angle et le pourcentage du défaut. Le modèle est développé dans le référentiel DQ [28] [29]. Il est composé d'un modèle sain et d'un model appelé différentiel. Ce dernier est représenté par la matrice $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ contenant le rapport des spire en court-circuit η_{cc} . Dans le cas sain, ce terme est égal à zero, donc le modèle globale devient similaire au modèle sain. La figure 5 est un schéma équivalent de la MAS en $\alpha\beta$ (version DQ dans le rotor) avec un court-circuit inter spires sur les trois phases. Le modèle de Smail.B est donné en représentation d'état sur Eq(6). Smail.B a validé son modèle avec une alimentation triphasé sinusoïdale. Mais le fait de négliger l'inductance magnétisante dans les branches des spires court circuitées rend ce modèle non fiable avec un onduleur. En effet d'après la figure 5, il est clair que les courants de court-circuit vont prendre la forme de la tension d'alimentation du fait que les branches Qcc ont une dominance purement résistive.

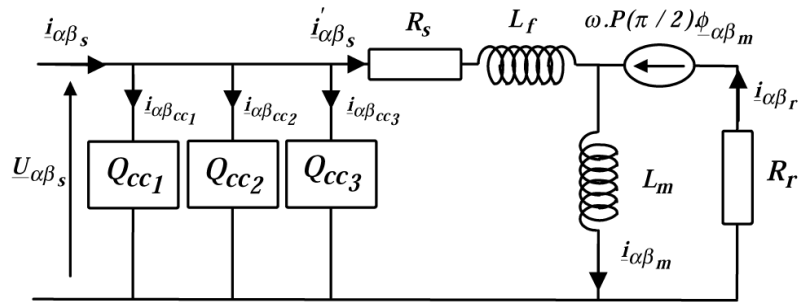


Fig. 5 : Circuit équivalent de la MAS avec un défaut de CC sur chaque phase.

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= f(\underline{x}) + g \cdot \underline{u} \\ \underline{y} &= h(\underline{x}) + H(\underline{x}) \cdot \underline{u} \end{aligned} \quad (6)$$

Avec :

$$\underline{x} = [i'_{d_s} \ i'_{q_s} \ \phi_{d_r} \ \phi_{q_r} \ \omega \ \theta]^T$$

$$\underline{u} = [U_{d_s} \ U_{q_s} \ C_r]^T$$

$$\underline{y} = [i_{d_s} \ i_{q_s} \ \omega]^T$$

$$f(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_r}{L_f} i'_{d_s} + \omega i'_{q_s} + \frac{R_r}{L_m.L_f} \phi_{dr} + \frac{\omega}{L_f} \phi_{qr} \\ -\omega i'_{d_s} - \frac{R_s+R_r}{L_f} i'_{q_s} - \frac{\omega}{L_f} \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_m.L_f} \phi_{qr} \\ R_r i'_{d_s} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{dr} \\ R_r i'_{q_s} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{qr} \\ \frac{p^2}{J} (i'_{q_s} \phi_{dr} - i'_{d_s} \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \omega \\ \omega \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$h(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i'_{d_s} \\ i'_{q_s} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad H(\underline{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \sum_{k=1}^3 \eta_{cc_k} P(-\theta) Q_{cc_k} P(\theta) & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} \end{bmatrix}$$

Avec : $Q_{cc_k} = Q(\theta_{cc})_k$, k est l'indice de phase tel que $k=a, b$ ou c .

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

3.4 NOUVEAU MODELE BIPHASE DE LA MAS AVEC UN CC SUR LA PREMIERE PHASE [30]

3.4.1 Modèle triphasé

On commence la modélisation par décomposer la bobine défectueuse en deux. Une partie saine et une partie court-circuitée à travers une résistance R_f . En fait, cette résistance représente l'isolation entre les spires. Elle change de valeur en fonction de l'intensité du courant I_f . Mais comme I_f est souvent évolutif vers des valeurs élevées, R_f converge vite vers une valeur presque nulle. On définit aussi δ_f comme le rapport entre les spires court-circuitées « η_f » et le nombre totale des spires « η » d'une phase. La figure 6 représente le stator avec un défaut de court-circuit entre spires.

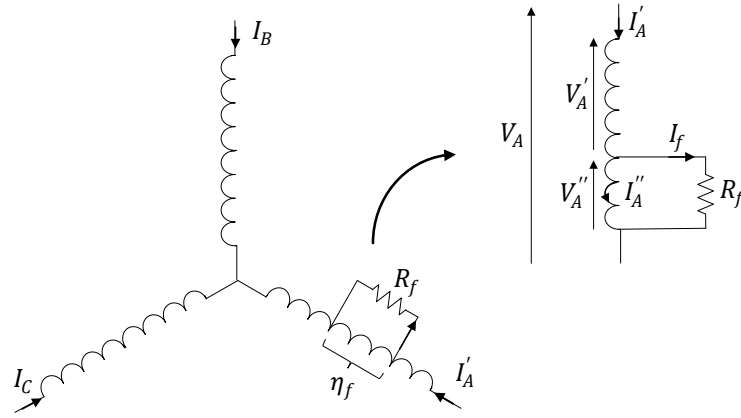


Fig. 6 : Schéma du stator avec un défaut de cc entre spires

a) Equations statoriques

On met les équations sous forme matricielle, voir Eq.(7). Le fait de décomposer la phase défectueuse (phase A) en deux bobines adjacentes, on sépare la première équation statorique en deux équations correspondantes.

$$\begin{bmatrix} V_A' \\ V_A'' \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s'' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A' \\ I_A'' \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A' \\ \phi_A'' \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$V_A = V_A' + V_A'', \quad I_f = I_A' - I_A'', \quad R_s' = (1 - \delta_f) R_s, \quad R_s'' = \delta_f R_s, \quad R_s = R_s' + R_s''$$

$$\text{Où: } \delta_f = \frac{\eta_f}{\eta}$$

δ_f : est le rapport de court-circuit.

η : est le nombre total de spires d'une phase.

η_f : est le nombre de spire en CC.

b) Equations rotoriques

L'ensemble d'équations rotoriques est donné par l'Eq.(8). A première vue, Eq.(8) semble similaire à celle d'un système sain, toutefois, les flux rotoriques contiennent des termes écrits en fonction du courant de CC.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

c) Equations des flux statoriques

Afin de pouvoir appliquer la transformation de Concordia, on combine les deux équations de la première phase comme suit :

$$\phi_A^* = \phi_A' + \phi_A'' = t_{A'A''} + t_{A'A''B} + t_{A'A''C} + t_{A'A''a} + t_{A'A''b} + t_{A'A''c} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} t_{A'A''} &= l_A' I_A' + l_A'' I_A'' + m_{A'A''} I_A'' + m_{A''A'} I_A' = l_s I_A - \delta_f l_s I_f \\ &= (l_A' + l_A'' + m_{A'A''} + m_{A''A'}) I_A - (l_A'' + m_{A'A''}) I_f \\ &= l_s I_A - \delta_f l_s I_f \end{aligned} \quad (10)$$

Avec :

$$t_{A'A''B} = m_{A'B} I_B + m_{A''B} I_B = m_s I_B$$

$$t_{A'A''C} = m_{A'C} I_C + m_{A''C} I_C = m_s I_C$$

$$t_{A'A''a} = m_{A'a} I_a + m_{A''a} I_a = m \cos(\theta) I_a$$

$$t_{A'A''b} = m_{A'b} I_b + m_{A''b} I_b = m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_b$$

$$t_{A'A''c} = m_{A'c} I_c + m_{A''c} I_c = m \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) I_c$$

$$l_A' = (1 - \delta_f)^2 l_s, \quad l_A'' = \delta_f^2 l_s,$$

$$m_{A'A''} = m_{A''A'} = l_s (1 - \delta_f) \delta_f$$

L'Equation de tension de la première phase devient :

$$V_A = R_s I_A - \delta_f R_f I_f + \frac{d}{dt} (\phi_A^*) \quad (11)$$

De la même façon, on obtient l'équation des flux des deux autres phases : Eq.(12), Eq.(13).

$$\begin{aligned} \phi_B &= l_s I_B + m_{BA'} I_A + m_{BA''} (I_A - I_f) + m_{BC} I_C + m_{Ba} I_a + m_{Bb} I_b + m_{Bc} I_c \\ &= l_s I_B + m_s I_A - \delta_f m_s I_f + m_{BC} I_C + m_{Ba} I_a + m_{Bb} I_b + m_{Bc} I_c \end{aligned} \quad (12)$$

$$\phi_C = l_s I_C + m_s I_A - \delta_f m_s I_f + m_{CB} I_B + m_{Ca} I_a + m_{Cb} I_b + m_{Cc} I_c \quad (13)$$

La forme compacte des équations statoriques est formulée par Eq.(14).

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ss} \\ R_{ss} \\ R_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} \\ L_{ss} \\ L_{ss} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{sr} \\ M_{sr} \\ M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_f R_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_f - \delta_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_s \\ m_s \\ m_s \end{bmatrix} \frac{dI_f}{dt} \quad (14)$$

Avec :

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix},$$

$$[M_{sr}] = m_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Ainsi pour les équations rotorique, on a Eq(15).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{rr}] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left([M_{rs}(\theta)] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right) - \delta_f m \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} I_f \quad (15)$$

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix},$$

$$[M_{rs}(\theta)] = m_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Eq.(16) est établi à partir de la maille de CC.

$$0 = -(R_f + \delta_f R_s) I_f + \delta_f [l_s \quad m_s \quad m_s] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} +$$

$$\delta_f m \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right) + R_s \delta_f I_A - \delta_f^2 l_s \frac{dI_f}{dt} \quad (16)$$

Par la suite, l'application de la transformation de Concordia sur les équations ABC seront facilitées par l'usage de la formulation de la matrice M_{sr} sous sa formulation donnée ci-après.

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} T_{32} P_{2 \times 2}(\theta) T_{23} m$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}^T(\theta) = \frac{3}{2} T_{32} P_{2 \times 2}(-\theta) T_{23} m$$

$$\text{Où } T_{23} \text{ est la matrice de Concordia: } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\text{Et : } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

3.4.2 Modèle biphasé en $\alpha\beta$

En appliquant: T_{23} aux équations (1),(2) et (3), on aura les equations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha}^{(s)} \\ I_{s\beta}^{(s)} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}^{(s)} \\ I_{s\beta}^{(s)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(MP(\theta) \begin{bmatrix} I_{r\alpha}^{(r)} \\ I_{r\beta}^{(r)} \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \delta_f R_s \\ 0 \end{bmatrix} I_f^{(s)} - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \delta_f L_s \\ 0 \end{bmatrix} \frac{d I_f^{(s)}}{dt} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{r\alpha}^{(r)} \\ I_{r\beta}^{(r)} \end{bmatrix} + L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r\alpha}^{(r)} \\ I_{r\beta}^{(r)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(MP(-\theta) \begin{bmatrix} I_{s\alpha}^{(s)} \\ I_{s\beta}^{(s)} \end{bmatrix} \right) - \sqrt{\frac{3}{2}} \delta_f m \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix} I_f^{(s)} \right) \quad (18)$$

Où les variables $x^{(s)}$, $x^{(r)}$ sont liées en indice- exposant au stator, rotor respectivement.

$$0 = -(R_f + \delta_f R_s) I_f^{(s)} - \delta_f^2 L_s \frac{d I_f^{(s)}}{dt} + \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \delta_f R_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}^{(s)} \\ I_{s\beta}^{(s)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_f \sqrt{\frac{2}{3}} L_s & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}^{(s)} \\ I_{s\beta}^{(s)} \end{bmatrix} + m \delta_f \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha}^{(r)} \\ I_{r\beta}^{(r)} \end{bmatrix} \right) \quad (19)$$

La transition à l'ensemble d'équations en $\alpha\beta$ permet d'établir une représentation d'état de la MAS comme donné par Eq.(20).

$$V = H_{1f} I + \omega H_{2f} + H_{3f} \frac{dI}{dt} \quad (20)$$

$$\text{Où: } V = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} & 0_{r\alpha} & 0_{r\beta} & 0_f \end{bmatrix}^T, I = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & I_{r\alpha} & I_{r\beta} & I_f \end{bmatrix}^T$$

$$H_{1f} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & -\sqrt{\frac{2}{3}}\delta_f R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}}\delta_f R_s & 0 & 0 & 0 & -(R_r + \delta_f R_s) \end{bmatrix}, \quad H_{2f} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ -M & 0 & -L_r & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}m\delta_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H_{3f} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}\delta_f L_s \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}\delta_f m \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ \delta_f \sqrt{\frac{2}{3}}L_s & 0 & m\delta_f \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & -\delta_f^2 L_s \end{bmatrix}$$

3.5 RESULTATS DE SIMULATION

3.5.1 Simulation du nouveau modèle de la MAS

Fig 7 montre l'évolution des courants, couple et vitesse de la machine en augmentant la nombre de spires court-circuitées. Notez bien qu'on a pas dépasser les 10% du nombre total de spires. Pour des valeurs faibles (CC naissant), il est difficile de remarquer leur effet sur les courants de phase. Même sur le couple et la vitesse, malgré qu'ils soient devenus ondulatoires, cela ne peut être interprété en pratique comme conséquence d'un CC, car il y a plusieurs facteurs qui entrent en jeu. A partir de 4 ou 5%, l'effet du CC devient notable sur toutes les variables. Une claire augmentation d'amplitude du courant I_A au détriment de I_B, I_C . De même pour le couple et la vitesse, leur taux d'ondulation est accru à cause du déséquilibre des courants.

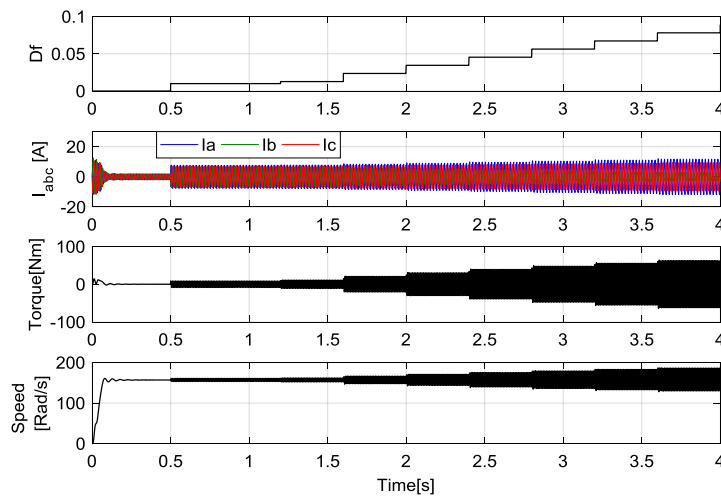


Fig. 7 : rapport de cc D_f , courants de phases, couple électromagnétique et vitesse. Avec D_f variable de 0 à 0.085 (cc de 8.5%).

3.5.2 Application de la transformation de Fortescue

La transformation de Fortescue décèle tout déséquilibre dans un système triphasé alternatif comme formuler par Eq. 21. A partir des trois courants, on obtient deux composantes : directe I_P et inverse I_N . On les appelle aussi les composantes directe et inverse. Dans les conditions saines la composante I_N est quasiment nulle, mais elle augmente avec l'augmentation du déséquilibre des trois courants de phases. On remarque sur la figure 8 qu'il y a une nette proportionnalité entre le rapport de CC (D_f selon Fig8) et la composante I_N .

$$\begin{bmatrix} I_P \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \lambda & \lambda^2 \\ 1 & \lambda^2 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

Avec : $\lambda = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

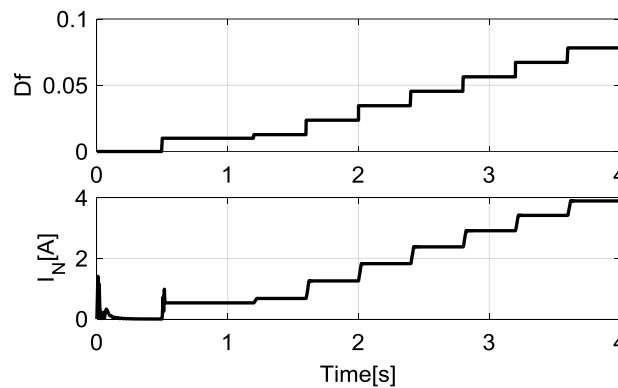


Fig. 8 : Rapport de CC variable de 0 à 0.85 et la composante négative des courants triphasés

3.5.3 Analyse spectral du courant de la phase défectueuse

L'analyse spectrale est connue pour sa capacité d'extraire des informations non apparentes sur la courbe d'une variable dans le domaine temporelle. De ce point de vue, on l'utilise pour comparer le comportement du courant dans le domaine fréquentiel avant et après le défaut. Dès lors, on constate que la fréquence de 150Hz dans le spectre peut caractériser ce défaut de CC, dont l'amplitude est proportionnelle au rapport de CC.

3.5.4 Trajectoire du vecteur de courant avant et après le défaut

Le contour de Park est aussi considéré comme moyen pour générer une forme unique pour chaque type de défaut. On a ploté le comportement du vecteur de courant sur le plan $\alpha\beta$, voir Fig10. La forme circulaire correspond au régime sain. Ensuite, Le contour de Park prend une forme d'ellipse diagonale qui se rétrécit sur le petit axe en augmentant le rapport de CC, qui à

la limite peut converger vers un segment de droite vraisemblablement similaire à l'ouverture de la phase stipulant son non existence dans le modèle sans connexion au point neutre.

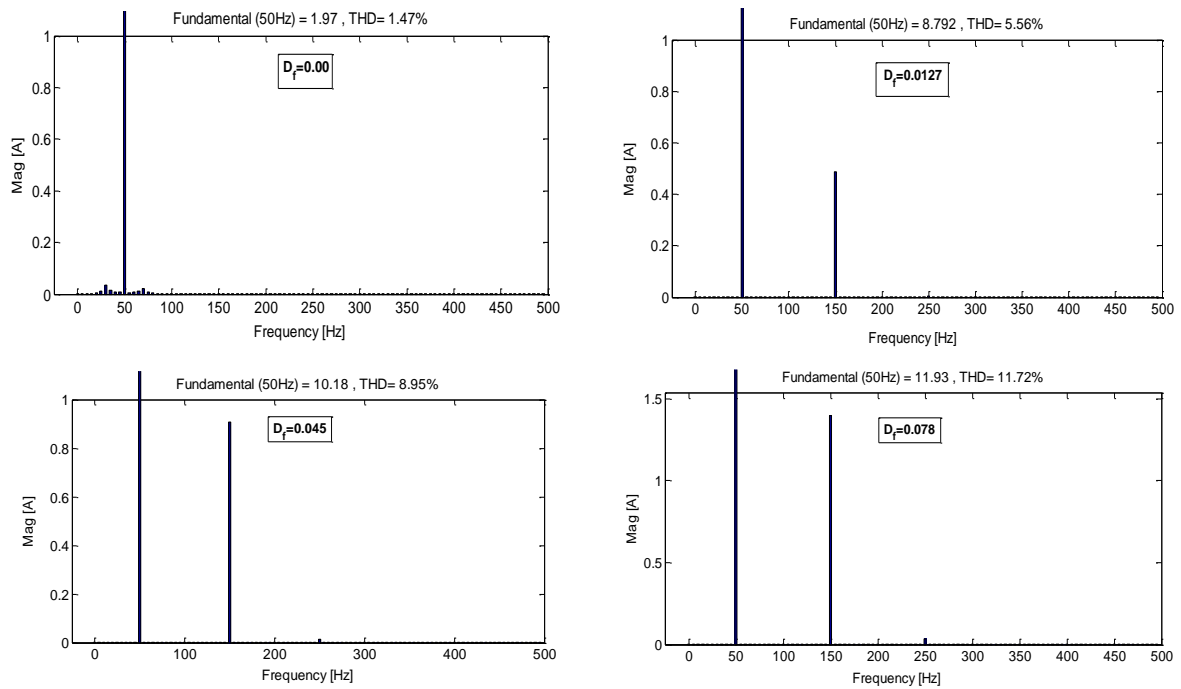


Fig. 9 : Analyse FFT du courant de la phase défectueuse pour dans le cas sain et avec 3 valeurs différentes de D_f .

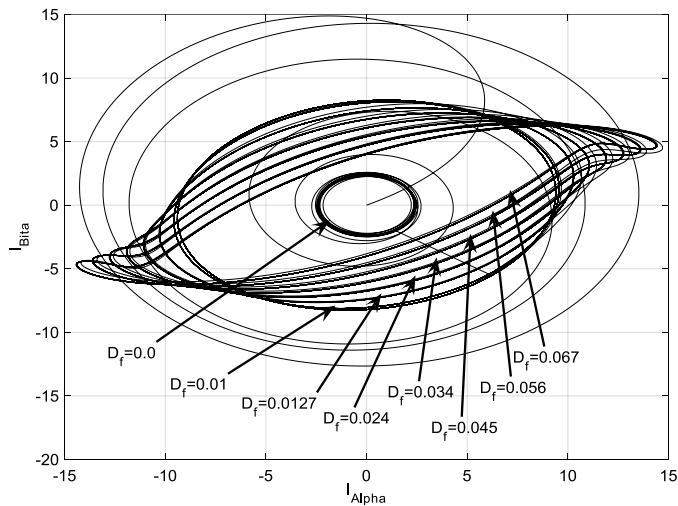


Fig. 10 : Trajectoire de vecteur de courant dans le plan $\alpha\beta$ avant et après défaut.

3.6 CONCLUSION

Ce chapitre est dédié à la modélisation de la MAS avec un défaut de CC sur une phase. Un aperçu sur les différentes méthodes de modélisation de la MAS en défaut ont été présenté. Deux modèles de la MAS avec un défaut de CC ont été exposés et qui sont, en fait, parmi les plus cités dans la littérature.

On a expliqué ensuite en détail la modélisation triphasée de la MAS avec un CC sur la première phase. Et puis en appliquant la transformation de Concordia on a eu un modèle biphasé. Enfin on a mis l'ensemble des équations sous forme de représentation d'état. Pour valider le modèle, une simulation sur Matlab a été faite.

On a constaté à partir de la simulation l'effet du CC sur le fonctionnement de la MAS. Cela mène inévitablement à essayer de développer des méthodes de détection rapide de ce défaut, et aussi le suivi de sa propagation. Ces deux points seront étudiés dans le chapitre 4.

REFERENCES

- [1] Toliyat HA, Lipo TA, Coleman White J. Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications Part 1 (Motor Analysis). *IEEE Trans Energy Convers* 1991;6:679–83. doi:10.1109/60.103641.
- [2] Toliyat HA, Lip TA. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Trans Energy Convers* 1995;10:241–7.
- [3] Merugu Siva Rama KrishnaRavi Kiran S MTech. Fault Diagnosis of Induction Motor using Motor Current Signature Analysis. *Int Conf Circuits, Power Comput Technol* 2013:180–6.
- [4] Munoz AR, Lipo TA. Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. *IEEE Trans Ind Appl* 1999;35:1332–40. doi:10.1109/28.806047.
- [5] Ojo O, Omozusi O, Omoigui M. PARAMETER ESTIMATION OF SINGLE-PHASE INDUCTION MACHINES Olorunfemi Ojo and Obasohan Omozusi 2001;00:2280–7.
- [6] Sudhoff SD, Kuhn BT, Corzine KA, Branecky BT. Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors. *IEEE Trans Energy Convers* 2007;22:259–70. doi:10.1109/TEC.2006.875471.
- [7] Faiz J, Ebrahim BM, Akin B, Toliyat HA. Finite-element transient analysis of induction motors under mixed eccentricity fault. *IEEE Trans Magn* 2008;44:66–74. doi:10.1109/TMAG.2007.908479.
- [8] Jung JH, Kwon BH. Corrosion model of a rotor-bar-under-fault progress in induction motors. *IEEE Trans Ind Electron* 2006;53:1829–41. doi:10.1109/TIE.2006.885133.
- [9] Luo XLX, El-Antably A, Lipo T a. Multiple coupled circuit modeling of synchronous reluctance machines. *IEEE Trans Ind Appl* 1995;31. doi:10.1109/IAS.1994.377481.
- [10] Touhami O, Nouredine L, Ibtouen R, Fadel M. Diagnosis of Induction Machine Rotor

- Defects from an Approach of Magnetically Coupled Multiple Circuits. 2006 Proceeding Thirty-Eighth Southeast Symp Syst Theory 2006;2:220–4. doi:10.1109/SSST.2006.1619076.
- [11] Devanneaux V, Dagues B, Faucher J, Barakat G. An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults 2003;63:377–91. doi:10.1016/S0378-4754(03)00083-1.
- [12] Joksimovic GM, Penman J. The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. IEEE Trans Ind Electron 2000;47:1078–84. doi:10.1109/41.873216.
- [13] Toliyat HA, Arefeen MS, Parlos AG. A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines. IEEE Trans Ind Appl 1996;32:910–8. doi:10.1109/28.511649.
- [14] Faiz J, Ojaghi M. Unified winding function approach for dynamic simulation of different kinds of eccentricity faults in cage induction machines. IET Electr Power Appl 2009;3:461. doi:10.1049/iet-epa.2008.0206.
- [15] Joksimović GM, Durović MD, Penman J, Arthur N. Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines - winding function approach. IEEE Trans Energy Convers 2000;15:143–8. doi:10.1109/60.866991.
- [16] Purvee A. Dynamic Simulation and Experimental Results of Bearing Faults of Squirrel Cage Induction Motor 2012:718–22.
- [17] Tallam RM, Habetler TG, Harley RG. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. IEEE Trans Ind Appl 2002;38:632–7. doi:10.1109/TIA.2002.1003411.
- [18] Cunha CCM, Oliveira PS, Lyra ROC, Filho BJC. Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries. 38th IAS Annu Meet Conf Rec Ind Appl Conf, 2003 2003;2:18–24. doi:10.1109/IAS.2003.1257638.
- [19] Federal U, Geraiis DM. Simple model for squirrel cage induction machine with rotor asymmetries and its validation through experimental tests on a special motor n.d.
- [20] Jannati M, Idris NRN, Salam Z. A new method for modeling and vector control of unbalanced induction motors. 2012 IEEE Energy Convers Congr Expo 2012:3625–32. doi:10.1109/ECCE.2012.6342483.
- [21] Baccarini LMR, de Menezes BR, Caminhas WM. Fault induction dynamic model, suitable for computer simulation: Simulation results and experimental validation. Mech

- Syst Signal Process 2010;24:300–11. doi:10.1016/j.ymssp.2009.06.014.
- [22] Bangura JF, Povinelli RJ, Demerdash NAO, Brown RH. Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE - State-Space Techniques. *IEEE Trans Ind Appl* 2003;39:1005–13. doi:10.1109/TIA.2003.814582.
- [23] Sizov GY, Member IS, Yeh C, Member I. Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Machines under Stator and Rotor Fault Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Machines under Stator and Rotor Fault Conditions 2009:119–24. doi:10.1109/IEMDC.2009.5075193.
- [24] Mahyob A, Elmoctar MYO, Reghem P, Barakat G. Induction machine modelling using permeance network method for dynamic simulation of air-gap eccentricity. 2007 Eur Conf Power Electron Appl EPE 2007. doi:10.1109/EPE.2007.4417662.
- [25] Member S, Element F, Model S, Drives AS, Frame FL. Simulation of inverter-fed induction motor drives with pulse-width modulation by a time-stepping coupled finite element-flux linkage-based state space model 1999;14.
- [26] Faiz J, Ebrahimi BM, Toliyat HA, Abu-Elhajja WS. Mixed-fault diagnosis in induction motors considering varying load and broken bars location. *Energy Convers Manag* 2010;51:1432–41. doi:10.1016/j.enconman.2010.01.018.
- [27] Vaseghi B, Takorabet N, Meibody-Tabar F. Transient finite element analysis of induction machines with stator winding turn fault. *Prog Electromagn Res* 2009;95:1–18. doi:10.2528/PIER09052004.
- [28] Smail B. Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation. Thèse Dr 1992.
- [29] Bachir S, Tnani S, Trigeassou JC, Champenois G. Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines. *IEEE Trans Ind Electron* 2006;53:963–73. doi:10.1109/TIE.2006.874258.
- [30] Bouakoura M, Nait-Said M-S, Nait-Said N. Incipient Inter-Turn Short Circuit Fault Estimation Based on a Faulty Model Observer and ANN-Method for Induction Motor Drives. *Recent Adv Electr Electron Eng (Formerly Recent Patents Electr Electron Eng* 2018;11:1–7. doi:10.2174/2352096511666180705113021.

CHAPITRE 4

DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE COURT-CIRCUIT DANS LA MACHINE ASYNCHRONE

SOMMAIRE 4

Chapitre 4 : Diagnostic des défauts de court-circuit dans la machine asynchrone	69
4.1 Introduction	69
4.2 Description des modes de défaillance du stator	70
4.3 Les causes des défauts de CC	71
4.4 Les méthodes de diagnostic des défauts de court-circuit.....	73
4.5 Nouvelle méthode de détection de CC naissant basée sur le maximum glissant.....	79
4.6 Estimation du rapport de CC par un observateur à model défaillant [32].....	81
4.7 Estimation du rapport de CC par la combinaison des composantes symétriques [32] et les ANNs.....	83
4.8 Discussion des résultats	86
4.9 Conclusion.....	87
References 4.....	88

4.1 INTRODUCTION

Les moteurs sont largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles, telles que les cimenteries, les centrales électriques, dans les industries du gaz et du pétrole,...etc. Les moteurs asynchrones sont le type le plus populaire des machines tournantes utilisées. En raison des conditions de fonctionnement prolongées et excessives des moteurs électriques, ils sont soumis à plusieurs types de défauts et à des défaillances qui pourraient affecter leur fonctionnement normal, où, dans l'industrie, leur fiabilité est essentiel. Si une défaillance se produit, cela peut entraîner une réduction de la production, des coûts d'entretien d'urgence et

des problèmes de mise hors service (une longue interruption de service). Par conséquent, la détection précoce des anomalies dans un moteur peut aider à éviter ces aléas.

En général, les défaillances des moteurs asynchrones peuvent être classées en défauts électriques et mécaniques. Les premiers relèvent des défauts du stator et ceux liés au rotor sont d'ordre électrique ou mécanique comprenant les cassures de barres, l'excentricité et rupture des bagues d'extrémité. Le stator est un ensemble de bobines qui applique la force électromagnétique au rotor et le fait tourner. Les principales parties du stator sont le noyau, les enroulements et le cadre. Ces trois parties sont soumises à des contraintes inévitables, mécaniques ou électriques. Ces contraintes affectent gravement l'état du stator, conduisant à des défauts. Ces derniers sont connus comme défauts de phase-terre, phase-phase, inter-spices, ce qui inclut également un circuit ouvert dans une phase et la dégradation des tôles du circuit magnétique. La littérature a rapporté que les défauts d'enroulement du stator sont parmi les défauts les plus courants dans une machine électrique, avec environ 36% de défauts dans la machine asynchrone [1,2].

Dans ce chapitre on s'intéressera particulièrement aux défauts de court-circuit entre les spires d'un enroulement statorique.

4.2 DESCRIPTION DES MODES DE DEFAILLANCE DU STATOR

Il existe différents modes de défaillance associés aux problèmes d'isolation du stator [3]. Le mode de défaillance le plus grave est le défaut CC phase-phase. Les autres modes sont les courts-circuits entre spires d'une même bobine d'une même phase, les courts-circuits entre deux bobines, entre la phase et la terre de plus des circuits ouverts des enroulements du stator. L'analyse de l'effet du défaut aide à découvrir sa cause.

Vu que dans un défaut de CC deux spires ou plus d'une bobine sont court-circuités le courant dans ces spires court-circuitées sera sensiblement plus élevé que le courant de phase. Cela augmente donc la température de l'enroulement jusqu'à un niveau où des dommages sévères ou même la rupture de l'isolation se produira. Un pourcentage élevé des défauts d'isolation commence par un défaut de CC inter-spices, puis le problème d'isolation se transforme en défauts d'isolation plus graves.

L'un des défauts qui se développent à partir d'un défaut inter-spices est le court-circuit bobine-bobine, lorsque les bobines d'une même phase sont en court-circuit, ou un court-circuit

entre phases. Ces défauts peuvent de nouveau se transformer en défauts phase-terre ce qui endommage le moteur.

Un dysfonctionnement du moteur pourrait être engendré vu que les défauts de court-circuit et le circuit ouvert introduisent une forte asymétrie. Comparé aux défauts de court-circuit, le circuit ouvert se produira rarement.

En plus d'analyser le mode du défaut, l'examen de l'apparence du moteur pourrait donner une première idée à identifier la cause du défaut. Cela inclut des aspects tels que la propreté, la présence de corps étrangers, les signes d'humidité et l'état du rotor. Les conditions de fonctionnement dans lesquelles le moteur tombe en panne, ainsi que les conditions générales de fonctionnement doivent également être prises en compte. De plus, l'historique de maintenance peut être consulté pour déterminer les problèmes qui pourraient mener à la défaillance. Compte tenu de tous ces aspects, une méthodologie peut être développée pour analyser et classer les défauts d'isolation [3].

4.3 LES CAUSES DES DEFAUTS DE CC

Les différentes causes des défaillances du stator ont été identifiées dans [3–5]

4.3.1 Contraintes thermiques

L'une des contraintes thermiques auxquelles l'isolation est soumise est le processus de vieillissement thermique. Une augmentation de la température accélère le processus de vieillissement et réduit ainsi considérablement la durée de vie de l'isolation. En règle générale, une augmentation de 10% de la température diminue la durée de vie de l'isolation de 50% [3]. Dans des conditions de fonctionnement normales, le processus de vieillissement lui-même ne provoque pas de défaillance mais rend l'isolation plus vulnérable à d'autres contraintes engendrant alors la défaillance totale. Afin d'assurer une durée de vie plus longue et de réduire l'influence du processus de vieillissement, il est recommandé de faire fonctionner les moteurs avec des températures nominales et utiliser une isolation de qualité supérieure, c'est-à-dire utiliser une classe d'isolation plus élevée.

Une autre contrainte thermique qui a un effet négatif sur la durée de vie de l'isolation est la surcharge thermique qui se produit en raison des tensions de phase déséquilibrées, des régimes transitoires, des surcharges mécaniques, de la ventilation obstruée. Par exemple, même une légère augmentation du déséquilibre de tension a un effet notable sur la température d'enroulement. Généralement, la température dans la phase avec le courant le plus élevé

augmentera de 25% pour un déséquilibre de tension de 3,5% par phase [3]. Il faut veiller à ce que le flux d'air à travers le moteur ne soit pas obstrué car la chaleur ne peut pas être dissipée autrement et ça chauffe l'enroulement.

4.3.2 Contraintes électriques

Il existe différentes raisons pour lesquelles les contraintes électriques entraînent une défaillance de l'isolation du stator. Ceux-ci peuvent généralement être décomposés en problèmes avec le matériau diélectrique, les phénomènes de décharges partielles et les tensions transitoires auxquelles la machine est exposée.

Le type de matériau diélectrique utilisé, ainsi que les contraintes de tension appliquées aux matériaux isolants agissent considérablement sur la durée de vie de l'isolation. Or, les matériaux isolants doivent être choisis de manière adéquate afin d'assurer un fonctionnement parfait et une durée de vie souhaitée.

L'influence négative des tensions transitoires sur la vie du bobinage a été observée ces dernières années. Ces transitoires peuvent être causés par : le redémarrage répétitif, le transfert rapide par bus continu; l'ouverture et fermeture des disjoncteurs, la commutation des condensateurs (amélioration du facteur de puissance) et même à un coup de foudre.

4.3.3 Contraintes mécaniques

Les principales causes de défaillance de l'isolation dues aux contraintes mécaniques sont le mouvement des bobines et les frappes du rotor. La force sur les bobines est proportionnelle au carré du courant du moteur et atteint sa valeur maximale pendant le démarrage du moteur [3]. Cette force fait vibrer les bobines et ça pourrait causer de graves dommages à l'isolation ou aux conducteurs.

Il y a différentes raisons qui amèneront le rotor à toucher le stator, dont les plus courantes sont les défaillances des roulements, la déflexion de l'arbre et le désalignement rotor-stator. Parfois, le contact n'est fait que lors du démarrage, mais il peut aussi arriver à pleine vitesse du moteur. Les deux contacts peuvent mettre à la terre une bobine. Il existe d'autres contraintes mécaniques auxquelles les enroulements sont exposés, comme : le desserrage des masses d'équilibrage du rotor, des pales de ventilateur du rotor ou des écrous ou des boulons desserrés heurtant le moteur.

4.3.4 Contraintes environnementales

Les contraintes provenant de la contamination, de l'humidité élevée, des produits chimiques agressifs, du rayonnement dans l'industrie nucléaire ou du niveau de sel dans les applications côtières peuvent être classés comme stress environnemental ou ambiant [6]. Par exemple, la présence de matières étrangères par contamination peut conduire à une réduction de la dissipation thermique, augmentant la détérioration thermique. Une fine couche de matériau conducteur sur la surface de l'isolation est un autre résultat possible de la contamination. Des courants et décharges sur la surface peuvent se produire du fait que cette couche applique une contrainte électrique supplémentaire. Les produits chimiques agressifs peuvent dégrader l'isolation et la rendre plus vulnérable aux contraintes mécaniques. Si possible, le moteur doit rester propre et sec à l'intérieur comme à l'extérieur afin d'éviter la dégradation de l'isolant. Le rayonnement est un stress qui ne se produit que dans les centrales nucléaires ou les navires à propulsion nucléaire [7]. Le processus de vieillissement en raison environnementale est comparable au vieillissement thermique.

4.4 LES METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE COURT-CIRCUIT

Les méthodes de test et de surveillance peuvent être généralement divisées en tests hors ligne et en ligne. Lors des essais hors ligne, le moteur inspecté devait être retiré du service, tandis que le moteur doit être en marche pour la surveillance en ligne.

De plus, le CM (condition monitoring) peut être divisé en deux catégories, tests périodiques et continus. Les méthodes de surveillance périodiques sont conçues pour la surveillance hors ligne ou en ligne, mais la surveillance continue est généralement effectuée en ligne [6].

Dans un CM continu en ligne, la machine n'a pas besoin d'être mise hors service. De plus, le suivi de l'état et la détection des défauts à un stade naissant sont facilitées. Cependant l'installation de capteurs supplémentaires est généralement nécessaire, ce qui coûte plus cher par rapport au CM en ligne périodique.

Pour les méthodes de surveillance en ligne, les techniques sans capteur qui utilisent uniquement les courants et les tensions du moteur sont préférées en raison de leur faible coût et de leur non-intrusion. En outre, la plupart des systèmes d'entraînement sont équipés de capteurs de courant pour assurer une bonne contrôlabilité; par conséquent, l'utilisation de courants statoriques pour la détection des défaillances peut minimiser le nombre de capteurs

supplémentaires requis lors de la détection d'un défaut naissant [8]. *Les méthodes de diagnostic des défauts statoriques peuvent être divisées en sept grandes catégories comme données ci-après.*

4.4.1 Flux de fuite axial

Le flux de fuite axiale est présenté par les asymétries existantes dans le moteur. Vu que les asymétries peuvent être créées par un défaut inter-spires, la surveillance des composantes fréquentielles de ce flux peut être utilisée pour les détecter. Penman et al [9] ont pu détecter des défauts inter-spires en analysant la composante de flux axial de la machine tout en utilisant une grande bobine enroulée concentriquement autour de l'arbre de la machine. Même la position de défaut peut être détectée en montant quatre bobines symétriquement dans quatre quadrants du moteur à un rayon d'environ la moitié de la distance entre l'arbre et l'enroulement d'extrémité du stator. Bien que cette technique fonctionne correctement en cas de présentation d'harmoniques d'alimentation, elle ne peut pas être largement utilisée dans l'industrie en raison de l'installation de bobines de détection. De plus, cette technique dépend fortement du couple de charge du moteur, ce qui rend difficile le réglage des niveaux d'alarme.

4.4.2 Analyse des signatures du courant

L'analyse de signature de courant du moteur MCSA (Motor Current Signature Analysis) est brièvement présentée ci-dessous. Dans ces techniques, seuls des capteurs de courant et de tension sont nécessaires, lesquels sont principalement disponibles dans les systèmes d'entraînement motorisé. Par conséquent, les MCSAs sont si courantes en raison de leur faible coût et leur non intrusion. La précision de ces techniques dépend du couple de charge, ainsi que du rapport signal-bruit des instruments de mesure [10].

a) Analyse spectral du courant statorique

En développant un défaut inter-spires dans les enroulements du stator de la MAS, l'amplitude des harmoniques du courant du stator change. Dans [11], le troisième harmonique et le spectre d'une encoche rotorique sont observées. Cependant, la saturation du matériau magnétique et la tension d'alimentation déséquilibrée produisent aussi la troisième composante harmonique dans les spectres de courant de ligne d'une machine saine.

b) Analyse de puissance du stator

La composante spectrale et la composante alternative des signaux de puissance dans les trois phases sont proposées pour donner des informations sur l'état du moteur. La composante AC du signal de puissance peut détecter un défaut inter-spikes pour la gravité d'un court-circuit de plus de 5% dans l'enroulement du stator [11,12].

c) Déphasage des trois phases

Les valeurs des déphasages triphasés entre le courant de ligne et la tension de phase sont utilisées comme indicateur de défaut de court-circuit dans le bobinage du stator de la MAS [13]. Le processus de diagnostic est automatisé en surveillant simultanément ces paramètres par un simple réseau de neurones.

d) L'approche vectorielle de Park

L'approche vectorielle de Park est une représentation bidimensionnelle décrivant des phénomènes triphasés basés sur le vecteur de Park du stator [14]. La représentation correspondante est un locus circulaire centré à l'origine des coordonnées en état sain qui varie en un motif elliptique en cas de défaut. Le degré d'ellipticité et l'orientation des axes majeurs du motif déterminent la gravité du défaut et la phase défectueuse.

e) Fluctuation angulaire du vecteur d'espace SVAF (Space Vector Angular Fluctuation)

La position du vecteur d'espace du courant dans son plan est explorée dans cette méthode. La transformation de Fourier des variations d'angles de phase et le spectre de l'SVAF sont analysés dans [15] qui ont été aussi pris comme indices de diagnostic pour les défauts inter-spikes. Puisque cette méthode n'est pas immunisée contre les déséquilibres de tension d'alimentation, elle est combinée avec la fluctuation angulaire du vecteur d'espace de tension pour éviter des résultats peu fiables.

4.4.3 Les composantes symétriques

a) Composantes symétriques de tension/courant

La composante négative (ou inverse) des courants de phases du moteur est considérée en tant que premier indicateur pour le diagnostic de défaut inter-spikes. Toliyat et Lipo [16] ont montré une variation de ce paramètre en présence d'asymétries d'enroulement du stator; cependant, ce paramètre dépend fortement d'autres asymétries comme le déséquilibre des tensions d'alimentation et la saturation de la machine.

Dans [17], on étudie les variations des composantes de tension négative et positive. Les résultats montrent la sensibilité de ces composantes à la détérioration de l'enroulement du stator. Cependant, la composante négative de tension semble plus sensible à la gravité du défaut. De plus, en raison de la régulation du courant du stator dans les entraînements en boucle fermée, la composante négative de la tension peut être utilisée comme signature de défaut au lieu de celle du courant.

b) Matrice de composantes symétriques d'impédances

Comme la séquence négative du courant est affectée par le déséquilibre de l'alimentation, la composante négative de l'impédance est présentée comme indicateur de défaut inter-spires dans [18]. Les termes hors diagonaux de la matrice des composante symétriques d'impédance sont également utilisés comme des signatures de défaut entre spires. Ces termes ne sont pas affectés par les déséquilibres de tension et les asymétries inhérentes [8].

c) Injection d'un signal de haute fréquence

L'apparition de la composante négative due à l'injection de tension haute fréquence (HF) de faible amplitude superposée à l'excitation fondamentale dans les machines alimentées par onduleur a été examinée dans [19]. Puisque la composante négative ne dépend pas de la fréquence du signal injecté, le signal à haute fréquence est sélectionné pour l'injection afin de minimiser l'influence sur le fonctionnement de la machine.

d) Composante homopolaire de tension

L'utilisation de la tension homopolaire est proposée dans [20]. Idéalement, cette somme devrait être nulle. Toutefois, le neutre de la machine est nécessaire dans cette méthode qui n'est pas accessible dans de nombreux cas.

4.4.4 Surveillance des vibrations

Des vibrations excitées électriquement seront causées par le champ magnétique total d'entrefer dans les moteurs asynchrones. Dans [21], la relation entre les spectres des signaux de courant et de vibration est déterminée en utilisant l'analyse de cohérence. Les valeurs de fréquence spéciales représentées dans cette méthode sont utilisées pour interpréter les caractéristiques des déséquilibres des courants.

4.4.5 Analyse du couple électromagnétique

Le couple d'entrefer, produit par la liaison du flux et des courants d'une machine tournante, est sensible aux déséquilibres créés par toute sorte de distorsion comme celle des tensions d'alimentation, et même les barres de rotor fissurées ou les enroulements de stator asymétriques. Les auteurs de [22] ont étudié les composantes de fréquence de couple d'entrefer lors de l'occurrence d'un défaut de court-circuit entre spires. D'après [22], la fréquence non nulle du couple montre la situation défectueuse du moteur.

4.4.6 Surveillance de la température

Un défaut inter-spires produit un échauffement excessif pouvant endommager l'isolation. En règle générale, il y a une perte de 50% de la durée d'isolation pour chaque augmentation de 10 ° C de la température [23]. Par conséquent, l'inspection thermique du stator est nécessaire pour prolonger la durée de vie du moteur et peut être utilisée comme technique de détection de défaut inter-spires. Parmi les méthodes d'inspections de température les plus courants on cite les éléments suivants donnés ci-après.

a) Mesure de la température de point locale à l'aide de détecteurs embarqués

Les capteurs métalliques de cette méthode sont placés pour mesurer les températures locales. Bien que l'utilisation des capteurs intégrés soit une méthode simple et rentable, d'autres points chauds locaux peuvent être non détectés par cette méthode. En outre, en raison de l'installation des capteurs dans l'isolation du stator, la température mesurée sera liée à la température du cuivre [4]. Les fibres optiques sont de nouveaux dispositifs pour mesurer la température des enroulements à haute tension afin d'éviter les courts-circuits électriques par isolement électrique [24].

b) Appareils thermiques

Les fusibles, les disjoncteurs magnéto-thermiques et les relais de surcharge sont des dispositifs largement utilisés pour la protection thermique. Étant donné que ces dispositifs ne peuvent pas suivre avec précision les caractéristiques thermiques du moteur, le déclenchement intempestif et la sous-protection sont courants lorsque ces dispositifs sont utilisés [23].

c) **Approches basées sur des modèles thermiques**

Ces Approches sont des techniques d'estimation de température basées sur la résolution de différents ordres de circuits analytiques localisés composés de résistances thermiques, de capacités thermiques et de pertes de puissance [23].

Le modèle thermique du premier ordre ne tient compte que de la température des enroulements du stator. Bien que la résolution de ce circuit soit facile, la détermination des paramètres thermiques est généralement trop difficile, et ils ne peuvent pas s'adapter au changement des conditions de refroidissement. Cependant, il s'agit d'une technique non intrusive qui ne nécessite pas l'installation de capteurs de température [25].

Des modèles thermiques d'ordre supérieur sont également disponibles pour estimer la température du moteur plus en détail à l'intérieur et également sur le boîtier du moteur. Ces modèles augmentent la précision de l'estimation de la température, cependant spécifier les paramètres du modèle thermique n'est pas une tâche facile [25].

d) **Approches basées sur l'estimation de paramètres**

Dans cette approche, la température du bobinage du stator est estimée en fonction de la variation de la résistance du stator qui est affectée par les conditions de fonctionnement et le mode de refroidissement. La résistance du stator peut être déterminée via les modèles du moteur, et aussi par un réseau de neurone [25–27].

e) **Imagerie thermique**

Les images thermiques sont utilisées pour collecter les points chauds et d'autres informations. Les données collectées sont traitées pour interpréter l'état de la machine. Manana et al [26] ont décrit un modèle thermique simplifié en plus des images thermiques pour le diagnostic d'enroulements ouverts ou d'un défaut inter-spores dans les moteurs à courant continu, lors de la fabrication.

4.4.7 Intelligence artificielle dans la surveillance des moteurs asynchrones

En raison de la relation complexe entre les variables de la machine et les phénomènes liés aux défauts ainsi que l'apparition simultanée de multiples anomalies, une analyse humaine est nécessaire pour interpréter les données collectées en relation avec le défaut survenu. Les techniques d'intelligence artificielle AI (Artificial Intelligence), telles que les systèmes experts,

le réseau de neurones, la logique flou, l'algorithme génétique sont les méthodes les plus courantes [28].

Les auteurs dans [29] ont utilisé un système neuro-flou pour détecter l'existence et la gravité d'un défaut inter-spires avec les courants et les tensions du moteur en tant qu'entrées. Également dans [30], un système de prise de décision floue a été proposé en utilisant des motifs extraits du vecteur de Park pour identifier les défauts dans les enroulement statoriques.

Dans [17], un circuit équivalent à séquence négative est utilisé pour détecter un défaut d'enroulement du stator. Les systèmes AI sont avantageux par rapport aux techniques de diagnostic traditionnelles, car ils ne nécessitent pas de modèle détaillé du système défectueux mais simplement des connaissances a priori pour implanter l'outil de diagnostic. De plus, les systèmes d'AI sont utiles pour améliorer l'automatisation du processus de diagnostic [31].

4.5 NOUVELLE METHODE DE DETECTION DE CC NAISSANT BASEE SUR LE MAXIMUM GLISSANT

Le défaut de CC engendre un déséquilibre des courants statoriques. Quand la machine est alimentée via un onduleur, les tensions appliquées à la MAS sont en équilibre. Donc la raison la plus probable d'un déséquilibre des courants est un défaut de CC. On profite de ce fait pour extraire une information qui servira comme indicateur de l'état du stator. Tant que l'effet du CC rend l'amplitude des trois courants inégale en tout instant, on exploite seulement deux courants.

La figure 1 illustre l'algorithme proposé pour détecter le défaut de CC inter-spires. En chaque pas d'échantillonnage, on calcule le maximum entre les deux courants I_a et I_b qui sera formulé par une forme d'onde « redressée » (FOR) similaire à un redressement des deux signaux alternatifs. On remarque à partir de la figure 2 qu'avant le défaut (cas sain), sur un intervalle de $1/(3f_s)$ (0.006s) qui est la période du motif FOR, on a le même point maximum. Donc le bloc maximum glissant retourne une valeur constante présenté sur la sous-figure 1 au milieu-. En dérivant cette dernière, on aura zéro (cas sain). Après le défaut, le point maximum change chaque (0.006s), et par conséquent la dérivé de la sortie du maximum glissant devient impulsionnelle. Afin de se débarrasser de l'effet du bruit de mesure, on utilise un seuil₁. Donc les impulsions qui passent sont seulement celles dues aux défauts ou aux régimes transitoires. Ces impulsions sont intégrées pour avoir un signal constant. Cependant, pour éviter aussi les

fausses alarmes on réinitialise l'intégrateur chaque 0.5s. Donc si le défaut persiste, l'intégrateur va fournir une valeur non nulle, sinon, on aura un zéro. Pour obtenir un signal indicateur binaire de défaut, on compare la valeur donnée par l'intégrateur à un seuil. La figure 3 montre le comportement du détecteur de la figure 1 avec un rapport de CC x_f qui varie de 0 à 0.1. Le signal indicateur est laissé intentionnellement sous forme intermittente pour refléter un point de vue pratique où certaines alarmes sont clignotantes.

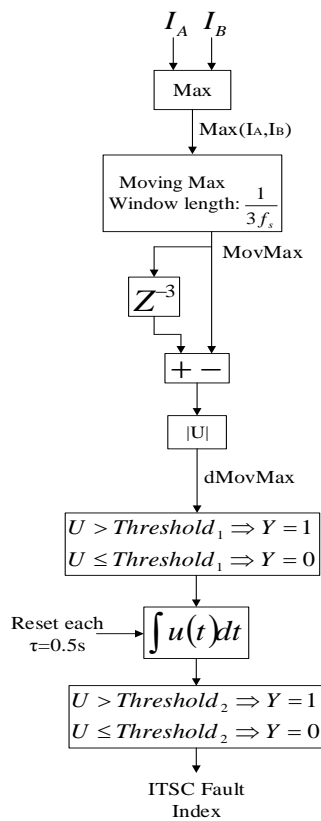


Fig 1 : Algorithm pour détecter le défaut de cc inter-spires.

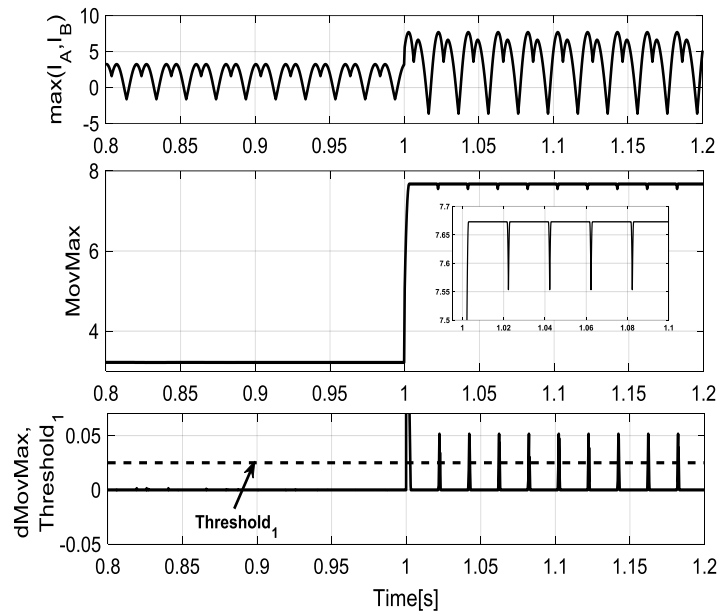


Fig 2 : la sortie des blocs : max(I_A, I_B), moving max, dmoving max , avant et après le défaut.

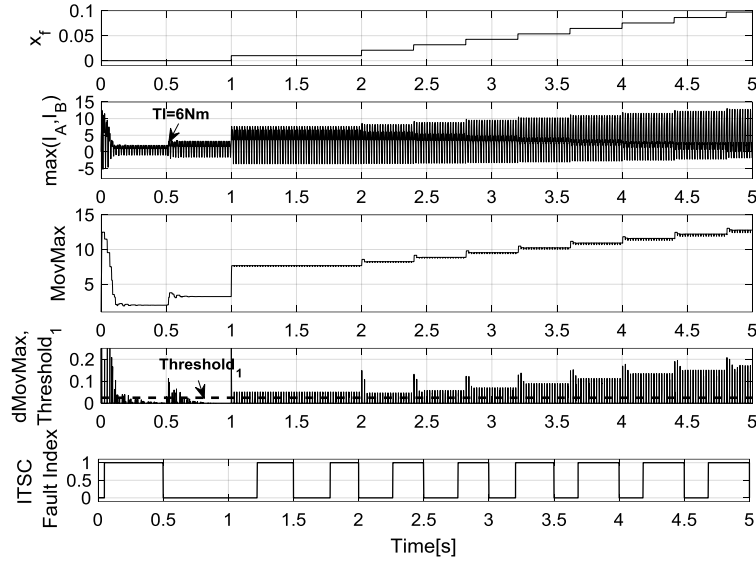


Fig 3 : Simulation du détecteur de CC avec un rapport de cc variable de 0 à 0.1.

4.6 ESTIMATION DU RAPPORT DE CC PAR UN OBSERVATEUR A MODEL DEFILLANT [32]

La détection d'un défaut ITSC (Inter-turn Short Circuit) peut se faire simplement en calculant le résidu (1), où nous comparons l'amplitude du vecteur courant réel à celle estimée par un modèle sain du moteur. Cela nécessite également la mesure des trois courants et des trois tensions triphasées.

$$Res_{sc} = \sqrt{\tilde{I}_\alpha^2 + \tilde{I}_\beta^2} - \sqrt{\hat{I}_{h\alpha}^2 + \hat{I}_{h\beta}^2} \quad (1)$$

L'indice de gravité « x_{sc} » du défaut de CC inter-spices est estimé selon les étapes suivantes :

- Une erreur est calculée:

$$\varepsilon = RMS(|\tilde{I}|) - RMS(|\hat{I}|) \quad (2)$$

$$\text{Où, } RMS(x(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)^2 dt} \quad (3)$$

Et $|\tilde{I}| = \sqrt{\tilde{I}_{s\alpha}^2 + \tilde{I}_{s\beta}^2}$ et $|\hat{I}| = \sqrt{\hat{I}_\alpha^2 + \hat{I}_\beta^2}$ sont les amplitudes des vecteurs de courants mesurés, et estimé via le modèle défailant (voir chapitre 3).

Comme $|\tilde{I}|$ et $|\hat{I}|$ oscillent avec la fréquence « f_s » l'usage de la valeur efficace permet d'avoir un signal constant.

- Après, " ε " passe par un bloc d'adaptation, qui est un régulateur PI, et la sortie sera le rapport de CC estimé comme montré par l'Eq(4). Le schéma synoptique de l'estimateur est présenté sur la figure 4.

$$x_{scPI}(t) = \left(K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) d\tau \right) \quad (4)$$

L'utilisation du contrôleur PI dans l'algorithme consiste à ramener l'erreur " ε " à zéro. Puisque le modèle défaillant a les mêmes paramètres et les mêmes entrées en tensions que le moteur réel, la seule variable à changer est x_{sc} qui est la sortie du PI. Ainsi, la valeur estimée x_{scPI} convergera toujours vers la valeur réelle.

La technique d'estimation est testée avec un contrôle V / Hz en boucle ouverte permettant de changer la fréquence d'alimentation. Le résultat est présenté par la figure 5. A partir de ce dernier, on remarque que la technique est efficace avec différentes fréquences et qu'elle est fiable pour les entraînements à fréquence variable du moteur. L'erreur entre x_{sc} et x_{scPI} est presque nulle en régime permanent et les pics ne sont présents que dans les transitions.

Comme cette technique implique le modèle dynamique du moteur, elle nécessite un temps de traitement important. En outre, elle peut être considérée coûteuse car elle nécessite des capteurs de courant et de tension.

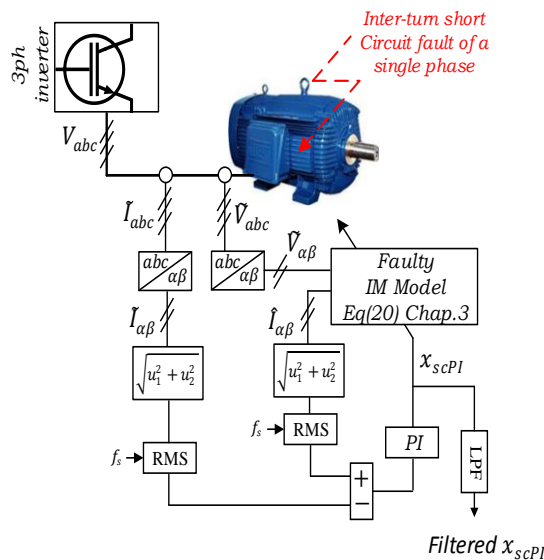
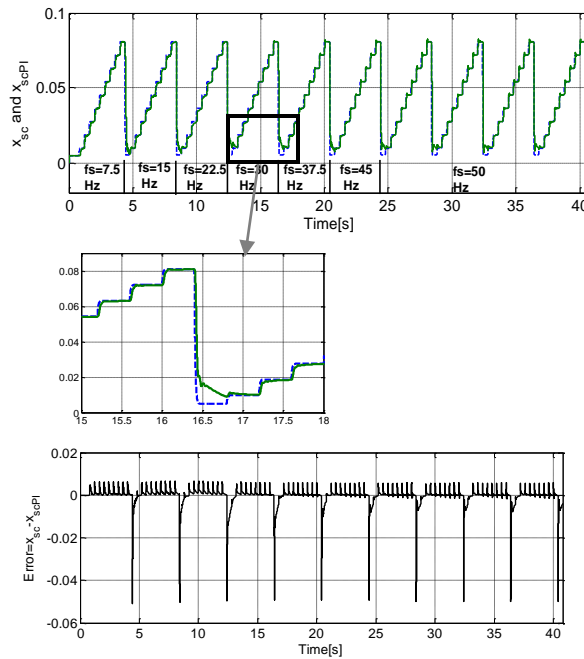


Fig. 4 : Schéma de l'estimateur du rapport de cc basé sur le model défaillant.


 Fig. 5: x_{sc} et x_{scPI} et l'erreur entre les deux.

4.7 ESTIMATION DU RAPPORT DE CC PAR LA COMBINAISON DES COMPOSANTES SYMETRIQUES ET LES ANNs [32]

Dans cette section, un estimateur simple a été développé en se basant sur le calcul des composantes symétrique et un réseau de neurones. Des composants symétriques ont été utilisés dans de nombreux travaux pour détecter des défauts du stator [33–35]. Sa principale caractéristique est l'apparition de la séquence négative en présence d'un déséquilibre de courant. Ainsi, dans les entraînements à MAS, les trois tensions sont en équilibre et généralement, le déséquilibre de courant est dû à un défaut de court-circuit du moment que les mesures de courant sont assez précises. On remarque également que la valeur de la vitesse moyenne est proportionnelle au niveau du défaut ITSC, et par conséquent, il sert également dans le processus d'estimation par ANN.

Le calcul des composantes négatives et positives des courants est effectué par la transformée de Fortescue telle que présentée dans l'équation (5), [36,37].

$$\begin{bmatrix} I_P \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \lambda & \lambda^2 \\ 1 & \lambda^2 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

- La composante positive:

$$I_P = I_a + \lambda I_b + \lambda^2 I_c \quad (6)$$

- La composante négative:

$$I_N = I_a + \lambda^2 I_b + \lambda I_c \quad (7)$$

Avec: $\lambda = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

La figure 6 présente la structure ANN utilisée pour l'estimation x_{sc} . Il est composé d'une couche cachée et d'une couche de sortie. Elles contiennent respectivement dix et un neurone, avec des fonctions d'activation de *tansig*. Les entrées de l'ANN sont les amplitudes et les angles de I_P et I_N ainsi que la valeur moyenne de la vitesse. L'ANN a été entraîné pendant 69 époques pour atteindre une erreur de $1,7 \times 10^{-6}$ comme indiqué sur la figure 7. La figure 8 représente le profil de x_{sc} et les fréquences du stator correspondantes utilisées dans l'étape d'apprentissage. x_{sc} varie de 0.01 à 0.1, ce qui signifie que l'estimateur est conçu pour les défauts ITSC jusqu'à 10%. Le dépassement de cette valeur rend l'estimation inutile et le moteur doit être arrêté pour éviter tout dommage grave. Puisque la transition directe de la valeur x_{sc} la plus élevée à la plus faible provoque une oscillation significative des entrées ANN, nous avons préféré un profil triangulaire de x_{sc} dans la phase d'apprentissage. Un contrôle V / Hz en boucle ouverte a permis de faire varier la fréquence du stator. Le schéma général de la technique d'estimation est présenté à la figure 9. Un profil x_{sc} différent et de différentes fréquences du stator ont été appliqués pour tester l'ANN et le résultat est montré sur la figure 10. A partir de cette figure, nous remarquons la capacité de généralisation de l'ANN, qui avec des données d'entrée totalement différentes, il pourrait calculer la nouvelle x_{scANN} avec une précision acceptable. L'erreur entre le niveau de défaut ITSC réel et le niveau estimé est significativement faible dans les états stables, et il fluctue uniquement lors des changements de x_{sc} .

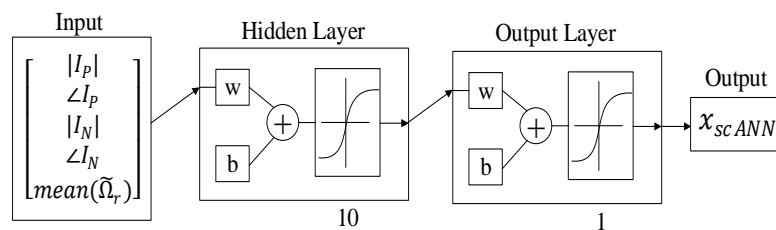


Fig. 6: La structure de l'ANN utilisé pour l'estimation du cc.

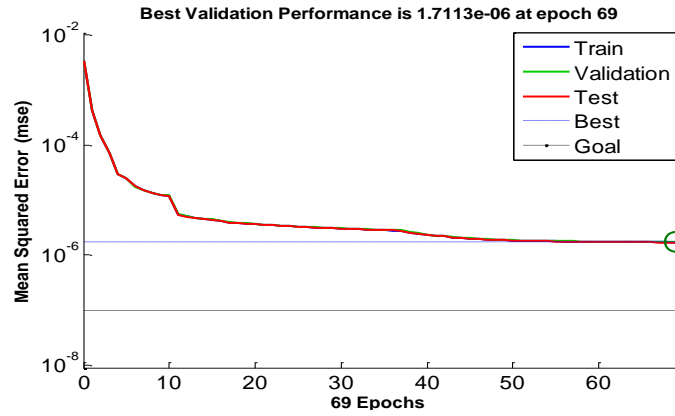


Fig. 7: Le résultat du processus d'apprentissage du ANN.

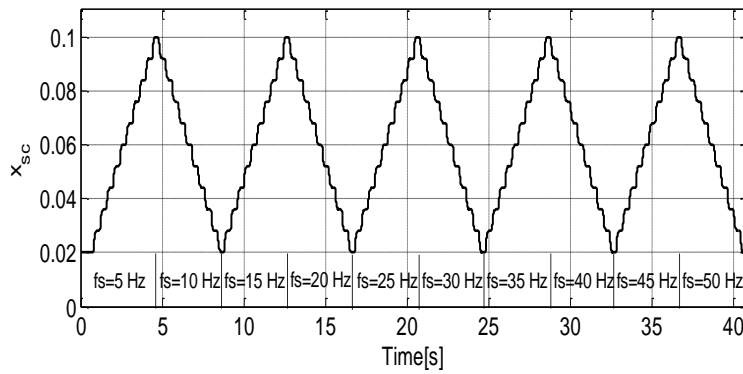


Fig. 8: Profil du x_{sc} et les fréquences statoriques pour l'apprentissage du ANN.

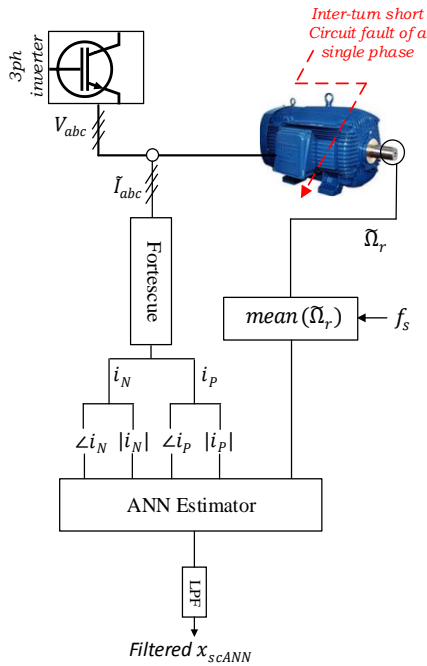


Fig. 9: Schéma fonctionnel de la stratégie d'estimation basée sur l'ANN et la transformation de Fortescue.

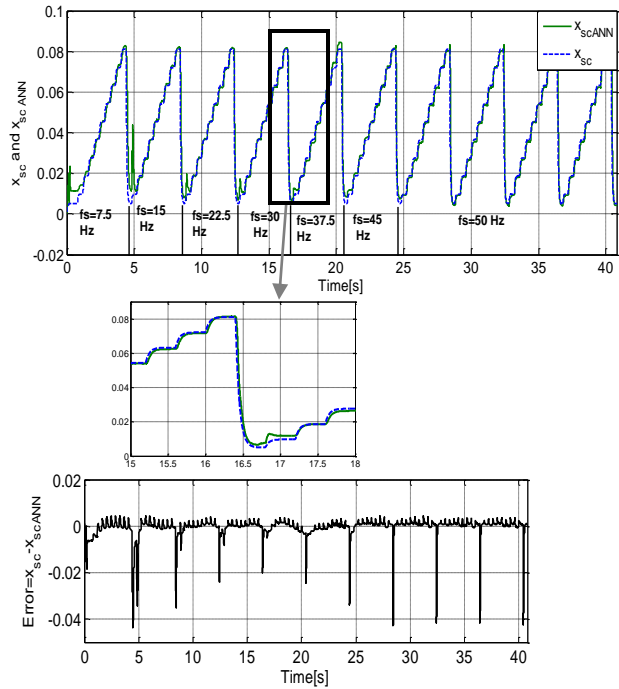


Fig. 10: x_{sc} , x_{scANN} et l'erreur entre les deux.

4.8 DISCUSSION DES RESULTATS

Dans ce chapitre, nous avons suggéré deux estimateurs différents pour l'estimation du défaut naissant d'un CC entre spires d'une même phase lequel défaut ne pourrait être détectables sur les courants des phases. Le premier des estimateurs est un observateur bâti sur le modèle défectueux, alors que le second est établi par un réseau de neurones et une transformation de Fortescue. Le contraste entre les deux techniques réside dans la performance et la simplicité de l'algorithme. Le premier est efficace même lorsque la tension DC du bus continu de l'onduleur change, ou dans le cas où le moteur est connecté au réseau avec des déséquilibres de tension. Il est également fiable avec toutes les valeurs x_{sc} . Cependant, cette technique est complexe et exigeante en termes de calculs. La seconde technique est moins complexe que la première, puisqu'elle n'incorpore aucun modèle. De plus, sa performance est aussi bonne que la première. Le seul inconvénient de cette deuxième méthode est son manque de fiabilité avec une tension d'alimentation variable. En conclusion, la méthode appropriée doit être choisie en fonction du processeur utilisé et de la nature de la tension d'alimentation. Une comparaison des deux techniques est résumée dans le tableau 1.

Ce chapitre a traité le défaut d'une seule phase en tant que première approche. Pourtant, les méthodes suggérées pourraient être généralisées à d'autres phases. Pour ce faire, trois modèles seront nécessaires où chacun est correspondant à un défaut sur une phase. Une méthode de détection simple peut être utilisée pour identifier la phase défectueuse du moteur à induction réel, puis un algorithme sélectionne le modèle défectueux correspondant à la phase défectueuse.

Notez que la même technique ANN utilisée pour estimer l'indice de sévérité de défaut de la 1ère phase peut encore être valide pour les 2ème et 3ème phases. Parce que la transformation Fortescue fournit une information globale en trois phases, elle donne le même résultat, quelle que soit la phase défectueuse.

Tableau 1. Tableau comparatif des deux algorithmes d'estimation

	Estimateur basé sur le modèle défaillant	Estimateur ANN
Complexité	Complexe	Moins complexe
Efficacité	Efficace	Efficace
Variation de Vdc	Reste fiable	Perd sa fiabilité
En cas de déséquilibre des tensions du réseau	Reste fiable	Perd sa fiabilité
Nécessité du modèle défaillant	Nécessaire	Nécessaire seulement pour l'apprentissage

Dans le cas où il y a plusieurs courts-circuits sur la même phase, les techniques suggérées seront très probablement efficaces. Cependant, si deux phases sont défectueuses simultanément, ces techniques ne fourniront pas une estimation précise.

En réalité, les paramètres du modèle doivent être ajustés en fonction du moteur utilisé. De nombreuses méthodes dans la littérature montrent comment y parvenir. Après cela, l'algorithme d'estimation peut être implémenté sur un microcontrôleur. Les courants du moteur, les tensions de phase et la vitesse doivent être mesurés et réglés comme entrées du microcontrôleur, puis l'estimation sera faite en temps réel (lorsque le moteur tourne). La valeur estimée x_{sc} sera définie comme sortie et affichée sur un écran.

4.9 CONCLUSION

Ce chapitre a traité le diagnostic du défaut de court-circuit entre les spires d'une même phase. Deux techniques ont été développées pour estimer le niveau de défaut à son stade précoce. La première technique est basée sur le modèle défectueux, où le niveau de défaut est calculé par la correction d'une erreur entre les valeurs efficaces des amplitudes vectorielles actuelles du moteur réel et le modèle défectueux. La seconde méthode est une combinaison des composantes symétriques des courants triphasés et d'un réseau de neurone artificiel. Ce dernier a une entrée composée des amplitudes et des angles des séquences positives et négatives et de la valeur de vitesse moyenne du rotor.

Pour prouver l'efficacité des algorithmes proposés, une simulation a été réalisée sur Matlab avec différentes fréquences et les résultats sont relativement satisfaisants. Les algorithmes développés sont destinés aux moteurs alimentés par onduleur, de sorte que le couple de charge (TI) est un défi pour l'estimation. Dans le premier algorithme, TI doit être estimé et défini comme une entrée pour le modèle défectueux. Et dans le second algorithme, TI doit être pris en compte dans le processus de formation de l'ANN. Pour éviter d'augmenter la complexité des estimateurs du défaut, la solution consiste à identifier la phase défectueuse d'abord puis estimer le défaut CC du moteur à vide. Des estimateurs du défaut sont nécessaires pour évaluer l'état du moteur, calculer le temps moyen de réparation, et surtout prendre la procédure appropriée pour ralentir la propagation du défaut.

REFERENCES 4

- [1] Zhang P, Du Y, Habetler TG, Lu B. A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. *IEEE Trans Ind Appl* 2011;47:34–46. doi:10.1109/TIA.2010.2090839.
- [2] Bindu S, Thomas V V. Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor - A review. *Proc 2014 Int Conf Adv Energy Convers Technol - Intell Energy Manag Technol Challenges, ICAECT 2014* 2014:48–54. doi:10.1109/ICAECT.2014.6757060.
- [3] Bonnett AH, Soukup GC. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors 1992;28.
- [4] Tavner PJ. *Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines*. vol. 2. 2008. doi:10.1049/PBPO056E_fm.
- [5] Bonnett AH, Soukup GC. Rotor Failures in Squirrel Cage Induction Motors. *IEEE Trans Ind Appl* 1986;IA-22:1165–73. doi:10.1109/TIA.1986.4504850.
- [6] Sadoughi A, Ebrahimi M, Moalem M, Sadri S. Intelligent diagnosis of broken bars in induction motors based on new features in vibration spectrum. *2007 IEEE Int Symp Diagnostics Electr Mach Power Electron Drives, SDEMPED 2007*:106–11. doi:10.1109/DEMPED.2007.4393079.
- [7] Wlaran M, Subudhi B. Aging Assessment of Large Electric Motors in Nuclear Power Plants. *US Nucl Regul Comm* 1996.
- [8] Lee S Bin, Tallam RM, Habetler TG. A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix. *IEEE Trans Power Electron* 2003;18:865–72. doi:10.1109/TPEL.2003.810848.
- [9] Penman, J. HGS, Lloyd BAW. F. Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors 1994;9:652–8.
- [10] Cruz SMA, Marques Cardoso AJ. Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach. *IEEE Trans Ind Appl* 2001;37:1227–33. doi:10.1109/28.952496.
- [11] Joksimovic GM, Penman J. The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Trans Ind Electron* 2000;47:1078–84. doi:10.1109/41.873216.
- [12] Maier R. Protection of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Instantaneous Power

- and Phase Information. *IEEE Trans Ind Appl* 1992;28:376–80. doi:10.1109/28.126745.
- [13] Wang X, He Y, Wang K. An effective neural approach for the automatic location of stator interturn faults in induction motor. *Diangong Jishu Xuebao/Transactions China Electrotech Soc* 2013;28:336–45. doi:10.1109/TIE.2008.2004667.
- [14] Marques Cardoso AJ, Cruz SMA, Fonseca DSB. Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach. *IEEE Trans Energy Convers* 1999;14:595–8. doi:10.1109/60.790920.
- [15] Kostic-Perovic D, Arkan M, Unsworth P. Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation. *Conf Rec - IAS Annu Meet (IEEE Ind Appl Soc 2000;1:388–94.* doi:10.1109/IAS.2000.881140.
- [16] Toliyat HA, Lip TA. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Trans Energy Convers* 1995;10:241–7.
- [17] Tallam RM, Habetler TG, Harley RG. Experimental testing of a neural-network-based turn-fault detection scheme for induction machines under accelerated insulation failure conditions. *IEEE Int Symp Diagnostics Electr Mach Power Electron Drives, SDEMPED 2003 - Proc 2003:58–62.* doi:10.1109/DEMPED.2003.1234547.
- [18] Sottile J, Trutt FC, Kohler JL. Condition monitoring of stator windings in induction motors: Part II - Experimental investigation of voltage mismatch detectors. *IEEE Trans Ind Appl* 2002;38:1454–9. doi:10.1109/TIA.2002.802921.
- [19] Briz F, Degner MW, Zamarron A, Guerrero JM. Online stator winding fault diagnosis in inverter-fed AC machines using high-frequency signal injection. *Ieee Trans Ind Appl* 2003;39:1109–17. doi:10.1109/tia.2003.813746.
- [20] Cash MA, Habetler TG, Kliman GB. Insulation failure prediction in ac machines using line-neutral voltages. *IEEE Trans Ind Appl* 1998;34:1234–9. doi:10.1109/28.738983.
- [21] Ayaz E, Ucar M, Seker S, Upadhyaya BR. Signal based fault detection for stator insulation in electric motors. 2008 43rd Int Univ Power Eng Conf 2008:1–4. doi:10.1109/UPEC.2008.4651641.
- [22] Hsu JS. Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation. *IEEE Trans Ind Appl* 1995;31:1016–21. doi:10.1109/28.464514.
- [23] Tallam RM, Lee S Bin, Stone GC, Kliman GB, Yoo J, Habetler TG, et al. A survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines. *IEEE Trans Ind Appl* 2007;43:920–33. doi:10.1109/TIA.2007.900448.
- [24] Siddique A, Yadava GS, Singh B. A review of stator fault monitoring techniques of

- induction motors. IEEE Trans Energy Convers 2005;20:106–14. doi:10.1109/TEC.2004.837304.
- [25] Du Y, Habetler TG, Harley RG. Methods for thermal protection of medium voltage induction motors - A review. Proc 2008 Int Conf Cond Monit Diagnosis, C 2008 2007:229–33. doi:10.1109/CMD.2008.4580269.
- [26] Aktaş M, Ibrahim Okumuş H. Stator resistance estimation using ANN in DTC IM drives. Turkish J Electr Eng Comput Sci 2010;18:197–210. doi:10.3906/elk-0812-6.
- [27] Lee S Bin, Habetler TG. A remote and sensorless thermal protection scheme for small line-connected ac machines. Conf Rec 2002 IEEE Ind Appl Conf 37th IAS Annu Meet (Cat No02CH37344) 2002;3:1517–24 vol.3. doi:10.1109/IAS.2002.1043736.
- [28] Singh G., Ahmed Saleh Al Kazzaz S. Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research—a survey. Electr Power Syst Res 2003;64:145–58. doi:10.1016/S0378-7796(02)00172-4.
- [29] Filippetti F, Franceschini G, Tassoni C, Vas P. Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques. IEEE Trans Ind Electron 2000;47:994–1004. doi:10.1109/41.873207.
- [30] Zidani F, Benbouzid MEH, Diallo D, Nait-Saïd MS. Induction Motor Stator Faults Diagnosis by a Current Concordia Pattern-Based Fuzzy Decision System. IEEE Trans Energy Convers 2003;18:469–75. doi:10.1109/TEC.2003.815832.
- [31] Grubic S, Aller JM, Lu B, Habetler TG. A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems. Ieee Trans Ind Electron 2008;55:1–8.
- [32] Bouakoura M, Nait-Said M-S, Nait-Said N. Incipient Inter-Turn Short Circuit Fault Estimation Based on a Faulty Model Observer and ANN-Method for Induction Motor Drives. Recent Adv Electr Electron Eng (Formerly Recent Patents Electr Electron Eng 2018;11:1–7. doi:10.2174/2352096511666180705113021.
- [33] Chattopadhyay S, Karmakar S, Mitra M, Sengupta S. Symmetrical components and current Concordia based assessment of single phasing of an induction motor by feature pattern extraction method and radar analysis. Int J Electr Power Energy Syst 2012;37:43–9. doi:10.1016/j.ijepes.2011.12.002.
- [34] Wolkiewicz M, Kowalski CT. Incipient stator fault detector based on neural networks and symmetrical components analysis for induction motor drives. 2016 Sel Issues Electr Eng Electron WZEE 2016 2016. doi:10.1109/WZEE.2016.7800214.

- [35] Bouzid MBK, Champenois G. New expressions of symmetrical components of the induction motor under stator faults. *IEEE Trans Ind Electron* 2013;60:4093–102. doi:10.1109/TIE.2012.2235392.
- [36] Fortescue CL. Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks. *Trans Am Inst Electr Eng* 1918;XXXVII:1027–140. doi:10.1109/T-AIEE.1918.4765570.
- [37] Bouzid M, Champenois G. A novel reliable indicator of stator windings fault in induction motor extracted from the symmetrical components. *Proc - ISIE 2011 2011 IEEE Int Symp Ind Electron* 2011:489–95. doi:10.1109/ISIE.2011.5984074.

CHAPITRE 5

COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DES CAPTEURS DANS UN VARIATEUR ASYNCHRONE DE VITESSE

SOMMAIRE 5

Chapitre 5 : Commande tolérante aux défauts des capteurs dans un variateur asynchrone de vitesse	92
5.1 Introduction	92
5.2 Définition et contexte de la commande tolérante aux défauts	93
5.3 Types des commandes tolérantes aux défauts	94
5.4 Nouvelle FTC des capteurs de vitesse et des capteurs des courants pour une MAS [14]	95
5.4 Spécifications de simulation	101
5.5 Conclusion	102
Références 5	102

5.1 INTRODUCTION

La fiabilité peut être augmentée par deux approches différentes : perfection ou tolérance. La perfection fait référence à l'idée d'éviter les défauts grâce à une conception mécanique ou électrique améliorée. Cela inclut l'avancement technique continu de tous les composants, ce qui augmente la durée de vie du système global. Pendant le fonctionnement, la fiabilité des composants doit être maintenue par un entretien régulier et le remplacement des pièces en usure. Les méthodes qui facilitent la détection des défauts à un stade précoce permettent de remplacer le programme d'entretien régulier par un système d'entretien à la demande. La tolérance décrit la notion d'essayer de contenir les conséquences des défauts telles que les composants restent

fonctionnels. Ceci peut être atteint par le principe de la tolérance aux défauts. Par la suite, les défauts sont compensés de manière à ne pas conduire à des défaillances du système. La manière la plus évidente d'atteindre cet objectif est la redondance des composants, unités ou sous-systèmes appelés modules. Dans ce chapitre on se focalise sur la tolérance des défauts des capteurs de vitesse et des courants intégrés dans un variateur de vitesse d'une machine asynchrone.

5.2 DEFINITION ET CONTEXTE DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS [1–5]

Le principe essentiel du control tolérant aux défauts FTC (Fault Tolerant Control), voir Fig1, consiste à augmenter la boucle de contrôle ordinaire (bloc d'exécution) par un bloc de supervision dans le but de satisfaire les exigences de performance de la boucle avec ou sans défaut. Le bloc d'exécution fonctionne en permanence pour assurer l'atténuation des perturbations et le suivi de la consigne. Le bloc de supervision exécute les deux étapes conceptuelles de la FTC, qui sont le diagnostic de défaut et le réajustement du contrôle, généralement effectués séparément et dans cet ordre. Le réajustement de la commande est un terme signifiant l'auto-modification du contrôleur afin de contrôler adéquatement l'actionneur défectueux. La figure 2 montre la procédure à partir d'une perspective événementielle révélant comment le système passe par différents modes de fonctionnement en raison de l'apparition des défauts, du diagnostic de défaut, de la reconfiguration du système et enfin de la réparation.

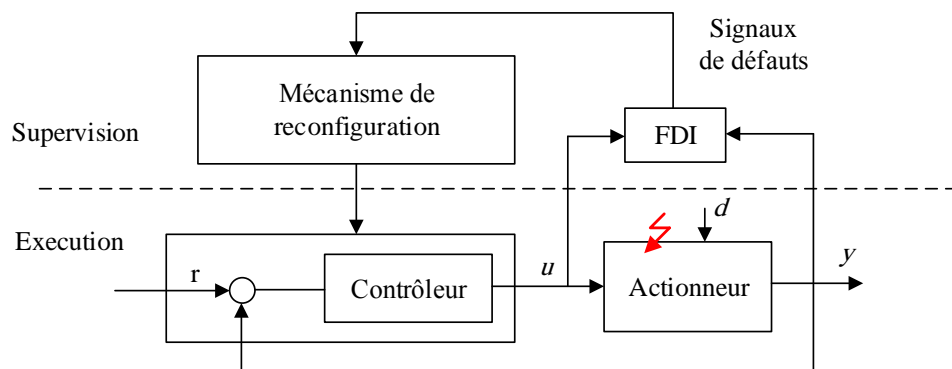


Fig 1 : Schéma synoptique d'un system doté d'une commande tolérante aux défauts

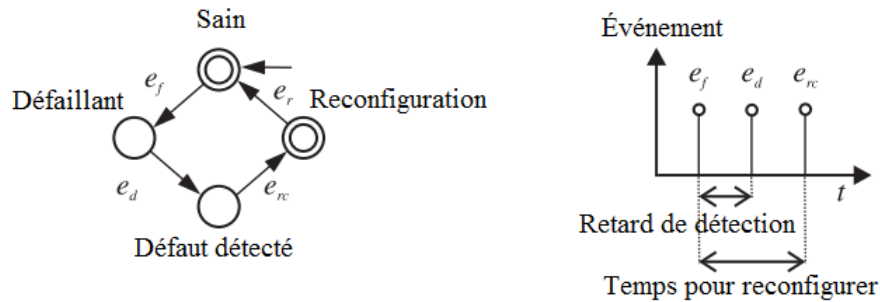


Fig 2 : Les étapes qu'un system passe par quand il est doté d'une commande tolérante aux défauts

5.3 TYPES DES COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS

En règle générale, les FTCs peuvent être classés en deux types :

D'ordre passive (PFTC) [6–9] et active (AFTC) [10–13]. Dans le système PFTC, les contrôleurs sont fixes et conçus pour résister à une classe de défauts présumés. Cette approche n'a besoin ni de schémas FDD (Fault Detection and Diagnosis) ni de reconfiguration du contrôleur, mais elle a des capacités de tolérance aux défauts limitées. Les discussions sur les PFTCs dépassent la portée de ce chapitre. Dans la littérature, PFTC est également connu comme des systèmes de contrôle fiables ou des systèmes de contrôle robustes.

Contrairement à PFTCS, les AFTCS réagissent activement aux défaillances des composants du système en reconfigurant les actions du contrôle de manière à ce que la stabilité et les performances acceptables de l'ensemble du système puissent être maintenues. Dans certaines circonstances, une performance dégradée pourrait être acceptée. Les AFTCs sont aussi appelés auto-réparables, reconfigurables ou des systèmes de contrôle d'auto-conception par certains chercheurs.

Du point de vue gestion des défauts, les AFTCs ont également été désignés par d'autres chercheurs comme étant des systèmes de détection, d'identification (diagnostic) et de réajustement. Dans de tels systèmes de contrôle, le contrôleur compense les impacts des défauts soit en sélectionnant une loi de contrôle pré-calculée ou en synthétisant une nouvelle loi. Pour réussir la reconfiguration du système de contrôle, les deux approches s'appuient fortement sur le FDD en ligne pour fournir les informations les plus récentes sur le véritable état du système. Par conséquent, le but principal d'un système de contrôle tolérant aux défauts est de concevoir un contrôleur avec une structure appropriée pour assurer la stabilité et des performances

satisfaisantes, non seulement lorsque tous les composants de la commande fonctionnent normalement, mais aussi dans les cas des dysfonctionnements.

5.4 NOUVELLE FTC DES CAPTEURS DE VITESSE ET DES COURANTS POUR UNE MAS [14]

5.4.1 Aperçu sur le schéma global de la FTC

La figure 3 montre le schéma général de la MAS avec une AFTC et un mécanisme de détection. Un capteur de vitesse et trois capteurs de courant sont utilisés pour la mesure. Toutes les données des capteurs passent par un bloc de détection pour détecter tout dysfonctionnement des capteurs, ensuite les tensions de référence sont générées par l'AFTC.

Le bloc AFTC intègre quatre différentes techniques de contrôle, chacune d'elles nécessite un certain minimum de capteurs pour fonctionner correctement. La sélection de la stratégie de contrôle est réalisée automatiquement en fonction des sorties du détecteur de défauts des capteurs. Dans le tableau 1, nous résumons les sorties possibles du détecteur, des capteurs restants et du contrôleur choisi.

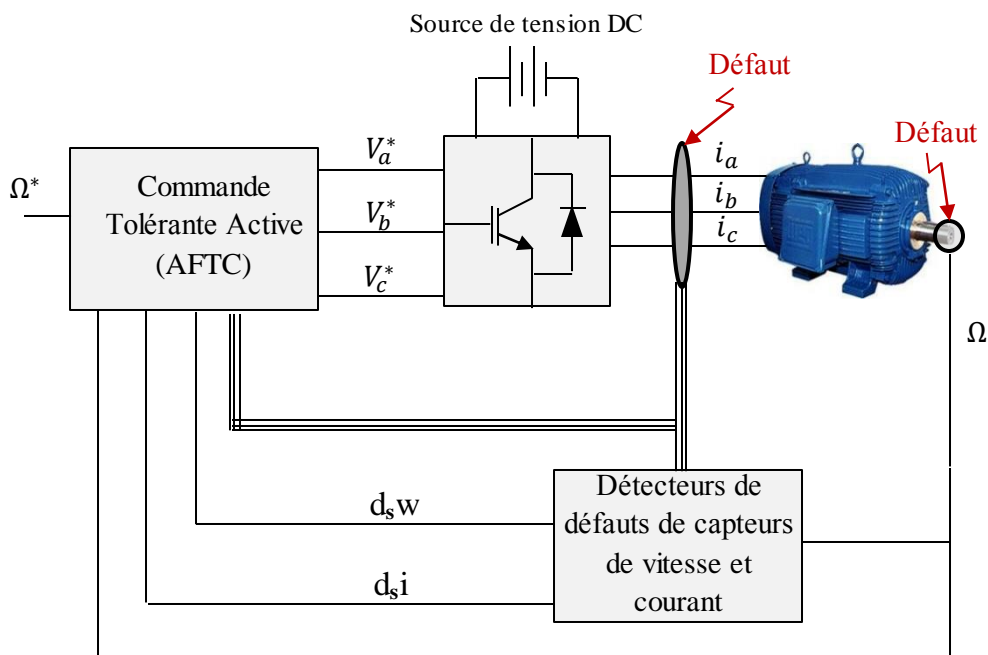


Fig 3 : Schéma global de la AFTC des capteurs de vitesse et courant

Tableau 1: Différentes techniques de control dans la FTC et les capteurs nécessaires pour chacune des commandes

	d_{si}	d_{sw}	Les capteurs sains disponibles
Commande 1 : IFOC	0	0	Capteur de vitesse, Trois capteurs de courant,
Commande 2 : IFOC sensorless	0	1	Trois capteurs de courant , Mesure de Vdc
Commande 3 : V/f CL	1	0	Capteur de vitesse
Commande 4 : V/f OL	1	1	Aucun capteur disponible

5.4.2 Transition à la commande FOC-V/f en BF

En AFTC, après avoir détecté un défaut de capteur, une reconfiguration du schéma de contrôle est nécessaire, mais cette étape n'est pas toujours facile. Comme le montre la figure 4, il y a un déphasage entre la tension de référence de la FOC et du V / f CL. Donc, la transition entre ces deux commandes, il se produit une distorsion importante du couple et une fluctuation de vitesse considérable due à une accélération du champ magnétique tournant.

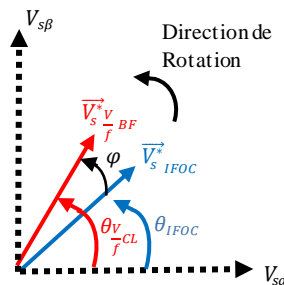


Fig 4. Tension de référence de IFOC et V/f CL dans le référentiel “ $\alpha\beta$ ”.

Plusieurs chercheurs ont suggéré quelques idées pour réduire l'effet de la transition. Par exemple, Diallo et al recommandent que la commutation soit effectuée lorsque le déphasage entre les tensions de référence du contrôle vectoriel et le contrôle scalaire est presque nul [15]. Cependant, dans leur article, la sélection du moment de commutation approprié n'est pas faite automatiquement par le contrôleur mais programmée par les auteurs. Dans [16], les auteurs réduisent le déphasage entre les contrôleurs en réajustant les paramètres PI du V/f en BF. Dans ces deux derniers articles, le processus de la détection à la transition n'est pas bien précisé. Dans cette section, nous présentons une nouvelle approche pour lisser la transition dans l'AFTC en liant les tensions de référence des deux contrôleurs où l'un est actif et l'autre est en attente avant le moment de transition. Ensuite, le contrôleur en attente est libéré progressivement pour

prendre le relais lorsqu'il est sélectionné. De plus, une adaptation de la vitesse de référence est nécessaire pour obtenir une meilleure performance.

Le nouveau schéma de commande V/f en BF est représenté sur la figure 5. En fait, deux modifications principales sur le contrôle V/f en BF sont effectuées pour lisser la transition de la FOC à cause d'un défaut de capteur de courant, à savoir :

- La première modification consiste à préparer le contrôleur V/f en BF à prendre le relais en fixant sa tension de référence sur celle de la FOC. C'est-à-dire que les pulsations électriques des deux contrôleurs sont égalisées. Ceci est effectué par l'équation suivante (1).

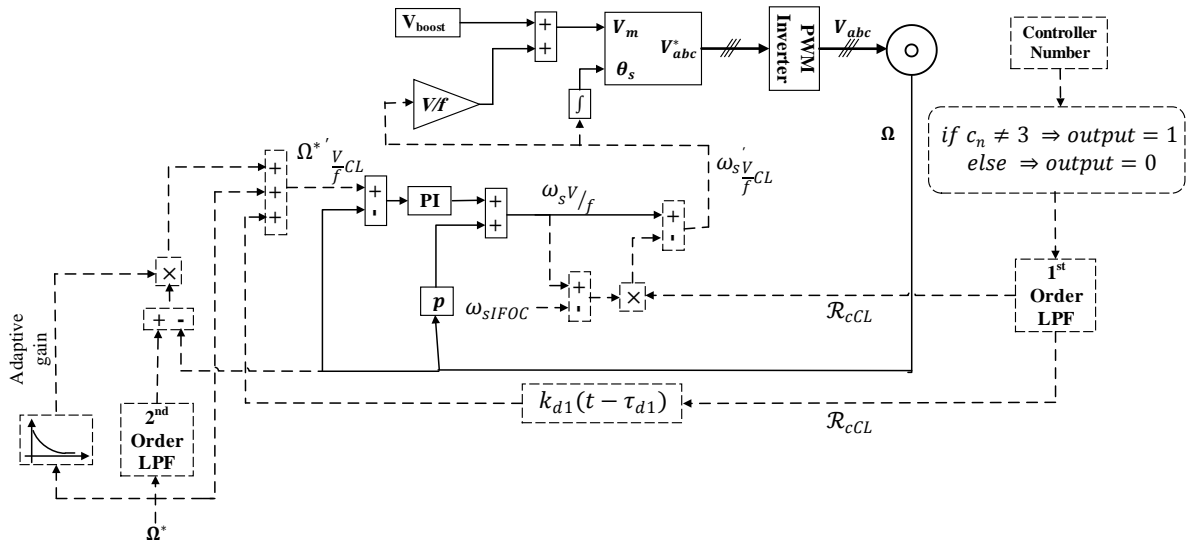


Fig 5 : Commande scalaire en BF modifiée pour la transition lisse.

$$\omega_{sV/fCL}' = \omega_{sV/fCL} - (\omega_{sV/fCL} - \omega_{sIFOC}) \times \mathcal{R}_{cCL} \quad (1)$$

Où: $\omega_{sV/fCL}'$ est la nouvelle pulsation électrique du contrôle V/f en BF. \mathcal{R}_{cCL} est le coefficient binaire filtré de « libération ». Il est égal à "1" tant que le contrôleur V/f en BF n'est pas sélectionné, puis au moment de la transition, \mathcal{R}_{cCL} passe graduellement à "0" par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas. Cela signifie que le contrôle V/f en BF devient autonome après la transition.

- La deuxième modification est l'ajustement de Ω^* par Eq(2), supposée comme une action d'anticipation, pour réduire toutes sortes d'écarts de vitesse par rapport à la référence, y compris la variation de vitesse due à la transition.

$$\Omega^* \frac{V}{f}_{CL} = (\text{Adaptive gain}) \times [(2^{nd} \text{ Order LPF}) \times \Omega^* - \Omega] + \mathcal{R}_{cCL} \times k_{d1}(t - \tau_{d1}) \quad (2)$$

Où:

- $\Omega^* \frac{V}{f}_{CL}$ est la référence de vitesse adaptée du contrôle V/f en BF.
- $k_{d1}(t - \tau_{d1})$ permet une amplification instantanée de la référence de vitesse après le moment de commutation. Il est retardé de τ_{d1} pour conserver une valeur maximale pendant un court instant à partir de l'instant de commutation.
- Le Filtre du second ordre est considéré comme un système de référence. La différence entre sa sortie et Ω est ajoutée à la vitesse de référence via le gain adaptatif. Ainsi, la vitesse mesurée et la réponse du système de référence (filtre de second ordre) sont censées être similaires. Cette simple modification apporte de nombreux avantages, elle adoucit non seulement la transition mais améliore également le comportement dynamique en réduisant le dépassement et l'effet du couple de charge.
- Le gain adaptatif est calculé en fonction de Ω^* en utilisant un *look-up-table* conçue selon l'expertise acquise de plusieurs essais. Ce dernier est formé de onze points de référence de vitesse et des valeurs de gain correspondantes permettant la transition la plus douce de la FOC au contrôle V/f en BF.

5.4.3 Transition à la commande V/f en BO

Le nouveau schéma de l'algorithme de contrôle V / f en BO est représenté sur la Fig 6. Les mêmes améliorations sont apportées au contrôle V / f en BO pour faciliter la transition vers celui-ci depuis la FOC sans capteur ou V / f en BF. Ces améliorations sont exécutées comme donné ci-après dans l'ordre :

1) $\overline{V}_s^* \frac{V}{f}_{OL}$ est lié à $\overline{V}_s^* \frac{V}{f}_{CL}$ par Eq. (5).

$$\omega_{s \frac{V}{f}_{OL}}' = \omega_{s \frac{V}{f}_{OL}} + (\omega_{s \frac{V}{f}_{CL}}' - \omega_{s \frac{V}{f}_{OL}}) \times A\mathcal{R}_{COL} \quad (5)$$

Où: $\omega_{s \frac{V}{f}_{OL}}'$ est la nouvelle pulsation électrique du stator du contrôle V/f en BO. $A\mathcal{R}_{COL}$ est un coefficient de « libération » adaptatif. Sa valeur est toujours égale à "1" jusqu'à ce que le contrôle V/f en BO soit sélectionné, puis il passe graduellement à "0" par un filtre passe bas du 1er ordre avec une constante de temps adaptative "τ". Un *look-up-table* est composé de onze

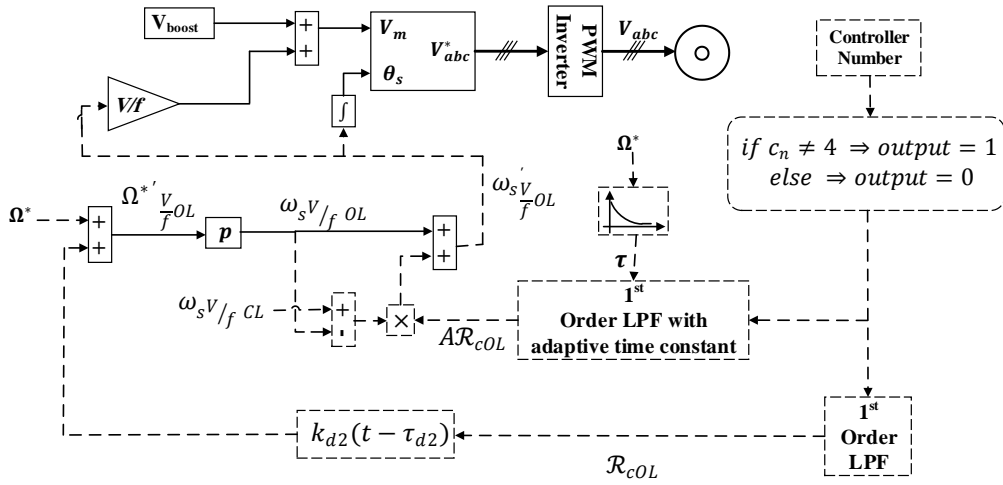


Fig 6 : Schéma de la V/f BO modifiée pour une transition lisse

points de référence de la vitesse et des valeurs "τ" correspondantes choisies pour permettre la libération la plus douce de $\vec{V}_s^* \frac{V}{f} OL$.

2) La vitesse de référence est également adaptée selon l'équation suivante :

$$\Omega^* \frac{V}{f} OL = \Omega^* + \mathcal{R}_{cOL} \times k_{d2}(t - \tau_{d2}) \quad (6)$$

Avec :

- $\Omega^* \frac{V}{f} OL$ est la vitesse de référence adaptée de la commande V/f en BO.
- \mathcal{R}_{cOL} est un coefficient de relâchement allant de "1" à "0" progressivement au moment de la commutation.
- $k_{d2}(t - \tau_{d2})$ est un gain utilisé pour augmenter la valeur de Ω^* pendant une courte période à partir du moment de transition.

Une simulation des schémas proposés a été effectuée sur Matlab / Simulink, et les résultats sont illustrés sur les Fig. 7 et 8. La transition a été effectuée à une vitesse de référence de 100 rad / s et avec un couple nominal $Tl = 6,1$ Nm. L'AFTC avec les algorithmes suggérés présente de meilleures performances en termes de douceur de transition. Contrairement à certains travaux dans ce domaine [15,16], la transition est effectuée automatiquement après la détection d'un défaut de capteur. Donc, dans notre cas, nous choisissons seulement le temps de défaut du capteur et le reste dépend des algorithmes de détection et de reconfiguration. La figure 7 montre le comportement de l'AFTC vis-à-vis d'un défaut du capteur de vitesse suivi après deux secondes d'un défaut du capteur de courant. Le premier défaut n'a quasiment aucun effet

sur le moteur car sa détection est rapide et il est atténué non pas en changeant le contrôleur, mais seulement en substituant l'encodeur de vitesse défectueux par le bloc MRAS. À $t = 2s$, une perte d'un capteur de courant est rencontrée donc on passe de la FOC sans capteur à la commande V / f en BO. Il en résulte une augmentation instantanée du courant, une ondulation du couple et une fluctuation de la vitesse. Comme la vitesse est contenue dans un intervalle de $\pm 15\%$ de la référence de vitesse, les résultats sont alors considérés satisfaisants.

Sur la figure 8, un défaut du capteur de courant se produit d'abord à $t = 1,5 s$, puis un défaut du capteur de vitesse après deux secondes. Dans les deux cas, la transition n'augmente pas trop les courants de phase. Cependant, celui-ci engendre des ondulations de couple atténuées et des fluctuations de vitesse. Ces derniers sont également contenus dans un intervalle de $\pm 15\%$ de la référence de la vitesse. Ce résultat est relativement meilleur que celui présenté dans [16] où la transition est effectuée sur un moteur de $7.5kW$ à 60 rad / s , et avec un couple de charge léger $Tl = 5.4Nm$. Nous soulignons que le contrôle de la vitesse des moteurs de faible puissance est plus difficile en raison de la faible inertie et de la résistance élevée du bobinage du stator. De plus, on remarque également que les deux détecteurs de défauts de capteurs sont robustes. C'est-à-dire que chacun d'eux réagit uniquement au défaut auquel il est destiné et n'est pas affecté par des défauts dans d'autres parties du variateur.

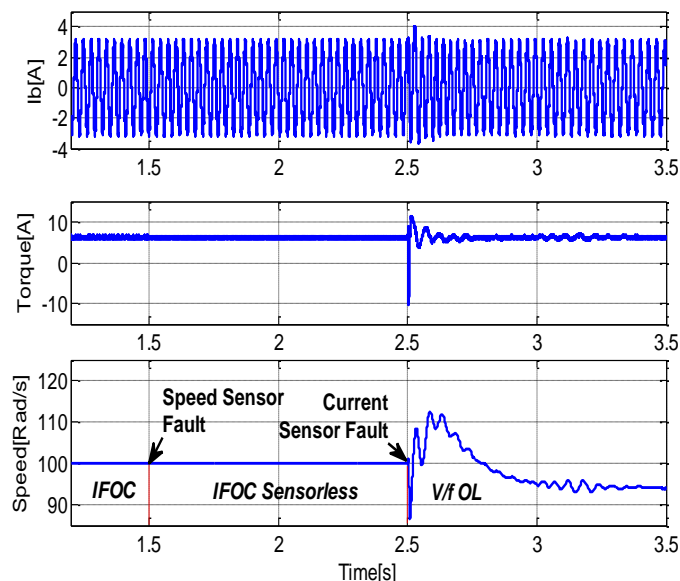


Fig. 7. Reconfiguration de la commande à cause d'un défaut de capteur de vitesse puis un capteur de courant. Avec $\Omega^* = 100 \text{ rad / s}$, $Tl = 6.1 \text{ Nm}$ and $\phi_r^* = 1 \text{ Wb}$.

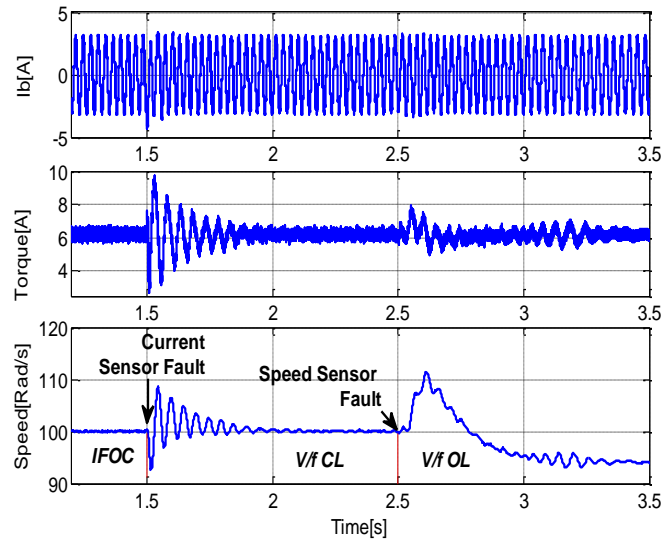


Fig. 8. Reconfiguration de la commande à cause d'un défaut de capteur de courant puis un capteur de vitesse. Avec $\Omega^* = 100 \text{ rad/s}$, $T_l = 6.1 \text{ Nm}$ and $\phi_r^* = 1 \text{ Wb}$.

5.4 SPECIFICATIONS DE SIMULATION

Toutes les simulations sont effectuées sur Simulink / Matlab avec un pas d'échantillonnage $T = 5 \times 10^{-6} \text{ s}$. L'onduleur triphasé est composé de six commutateurs idéaux avec des diodes antiparallèles et il est piloté via un bloc générateur PWM de la bibliothèque Simulink. La tension du bus continu et la fréquence porteuse sont successivement égales à 700V et 6000Hz. Nous avons utilisé le modèle du moteur disponible dans la bibliothèque Simulink avec les paramètres d'un moteur de 900W. Les tensions de référence de la FOC sont une fonction "sinus" alors que celles de V / f en BF et V / f en BO sont une fonction "Cosinus". Le programme de simulation est effectué selon un choix fait au début de ce travail et tous les calculs sont y construits. Donc si nous changeons la fonction "Cosinus" en "Sinus", les *look-up -tables* et les filtres doivent être réajustés.

Pour se rapprocher de l'expérimental, toutes les simulations sont effectuées sur Matlab avec un bruit injecté de valeur moyenne nulle et une variance de 1 rad / s et 0,1 A sur les données de vitesse et de courant, respectivement.

5.5 CONCLUSION

Pour faire face aux défauts de capteurs, un contrôle actif tolérant aux défauts a été développé. Ce dernier est amélioré pour rendre la transition entre ses techniques de contrôle incorporées plus lisse. L'AFTC dans ce chapitre commence par une stratégie de contrôle performante (FOC) qui implique les trois capteurs de courant et celui de la vitesse, puis, comme l'on perd les informations des capteurs, l'AFTC est reconfigurée en terme de structure de contrôle jusqu'à la stratégie de commande la plus basique (contrôle V / f en BO). On gagne en continuité de service acceptable tout en dégradant les performances de la commande initiale.

REFERENCES 5

- [1] Dubrova E. Fault-Tolerant Design. Springer; 2013. doi:DOI 10.1007/978-1-4614-2113-9.
- [2] Karmakar S, Chattopadhyay S, Mitra M, Sengupta S, Chan T, Shi K, et al. Induction Motor Fault Diagnosis. ISA Trans 2016;2:1441–51. doi:10.1007/978-981-10-0624-1.
- [3] Isermann R. Fault-Diagnosis Applications. vol. 53. 2011. doi:10.1017/CBO9781107415324.004.
- [4] Zhang Y, Jiang J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. Annu Rev Control 2008;32:229–52. doi:10.1016/j.arcontrol.2008.03.008.
- [5] Lunze J, Richter JH. Reconfigurable Fault-tolerant Control: A Tutorial Introduction. Eur J Control 2008;14:359–86. doi:10.3166/ejc.14.359-386.
- [6] Eterno JS, Weiss JL, Looze DP, Willsky A. DESIGN ISSUES FOR FAULT TOLERANT-RESTRUCTURABLE AIRCRAFT CONTROL. 24th IEEE Conf Decis Control, 1985, p. 900–5.
- [7] Hsieh CS. Performance gain margins of the two-stage LQ reliable control. Automatica 2002;38:1985–90. doi:10.1016/S0005-1098(02)00114-0.
- [8] Liao F, Wang JL, Yang GH. Reliable robust flight tracking control: An LMI approach. IEEE Trans Control Syst Technol 2002;10:76–89. doi:10.1109/87.974340.
- [9] Lee TH, Ra WS, Jin SH, Yoon TS, Park JB. Reliable control of discrete-time systems with actuator failure. IEICE Trans Fundam Electron Commun Comput Sci 2004;E87–A:243–50. doi:10.1049/ip-cta.
- [10] Bacon BJ, Ostroff AJ, Joshi SM. Reconfigurable NDI Controller Using Inertial Sensor Failure Detection & Isolation. Aerosp Electron Syst IEEE Trans 2001;37:1373–83.

doi:10.1109/7.976972.

- [11] Bajpai G, Chang B, Lau A. Reconfiguration of flight control systems for actuator failures. *Digit Avion Syst ...* 2000;29–33.
- [12] Boškovic JD, Mehra RK. Multiple-Model Adaptive Flight Control Scheme for Accommodation of Actuator Failures. *J Guid Control Dyn* 2002;25:712–24. doi:10.2514/2.4938.
- [13] Ho L-W, Yen GG. Reconfigurable control system design for fault diagnosis and accommodation. *40th IEEE Conf Decis Control* 2001;12:1873–8.
- [14] Bouakoura M, Nait-Said N, Nait-Said MS, Belbach A. Novel Speed and Current Sensor FDI Schemes with an Improved AFTC for Induction Motor Drives. *Adv Electr Electron Eng* 2018;16:1–14. doi:10.15598/aeec.v16i1.2573.
- [15] Diallo D, Benbouzid MEH, Makouf a. A Fault-Tolerant Control Architecture for Induction Motor Drives in Automotive Applications. *IEEE Trans Veh Technol* 2004;53:1847–55. doi:10.1109/TVT.2004.833610.
- [16] Tabbache B, Rizoug N, Benbouzid MEH, Kheloui A. A control reconfiguration strategy for post-sensor FTC in induction motor-based EVs. *IEEE Trans Veh Technol* 2013;62:965–71. doi:10.1109/TVT.2012.2232325.

CONCLUSION GENERALE

SOMMAIRE 6

CONCLUSION GENERALE	104
I. BILAN.....	104
II. RESULTATS OBTENUS	105
III. PROBLEMES RENCONTRES	106
IV. PERSPECTIVES.....	106

I. BILAN

Ce mémoire de thèse a présenté quelques contributions faites dans le domaine du diagnostic et de la tolérance des défauts pour les entraînements à motorisation asynchrone. On s'est intéressé uniquement aux défauts les plus fréquents, en l'occurrence : défauts d'IGBTs, CC statorique et ceux des capteurs de vitesse et des courants. Le mémoire a été réparti en cinq chapitres. Dans chaque chapitre on a donné un petit aperçu sur ce qu'il y a dans la littérature comme travaux, ensuite on a présenté et expliqué une nouvelle contribution dans le sujet traité.

- Le premier chapitre a été dédié au diagnostic des défauts d'ouverture d'interrupteurs de puissance dans l'onduleur triphasé alimentant une MAS. Une première approche de localisation du bras défaillant a été proposée, en s'appuyant sur le calcul des valeurs efficaces des courants de phases. La deuxième approche suggérée est une extension d'un article proposé par Estima en 2011. On arrive via l'exploitation des courants moyens normalisés à identifier jusqu'à 21 cas de défauts d'ouverture d'IGBTs dans un onduleur.

- Le deuxième chapitre se focalise sur les défauts des capteurs de courant et de vitesse utilisés dans un variateur de vitesse pour une MAS. Trois types de défauts ont été pris en compte pour chaque capteur. Deux détecteurs de défauts du capteur de vitesse ont été développés. Le premier calcule l'énergie de l'écart type moyen de la vitesse, puis à partir de ce dernier on fait sortir une signature de ce défaut. L'idée du deuxième algorithme est de superviser le taux de changement de la vitesse sur une petite période de temps afin de détecter le défaut du capteur de vitesse.
- On a expliqué en détail dans le troisième chapitre la modélisation d'une MAS avec un défaut de court-circuit inter-spires dans une phase. On a présenté un modèle triphasé ensuite en appliquant la transformée de Concordia, on a élaboré un modèle d'état en $\alpha\beta$.
- Le diagnostic des défauts de court-circuit a été traité dans le quatrième chapitre. On a proposé un simple algorithme de détection basé sur une fenêtre glissante calculant le maximum sur un signal construit à partir des courants une période. Deux techniques d'estimation de la sévérité du court-circuit ont été suggérées. La première était un observateur et la deuxième était établit via la transformation de Fortescue et un ANN (Artificial neural network).
- Pour tolérer les défauts des capteurs de vitesse et courant, on a proposé dans le 5^{ème} chapitre une commande tolérante active aux défauts d'un moteur asynchrone. Celle-ci combine quatre commandes différentes, et en fonction de la disponibilité des capteurs que l'on choisit la technique de commande convenable.

II. RESULTATS OBTENUS

Dans cette thèse on a pu aboutir à plusieurs nouvelles contributions comme suit :

- Deux nouveaux algorithmes de détection et localisation des défauts d'ouverture des interrupteurs de puissance dans un onduleur triphasé.
- Deux nouvelles techniques simples et efficaces pour détecter les défauts du capteur de vitesse, et un nouvel algorithme de détection et de localisation du capteur de courant défaillant dans un variateur de vitesse d'une MAS.
- Un modèle biphasé a été élaboré de la MAS avec un défaut de court-circuit entre les spires d'une phase.
- Une nouvelle méthode de détection du défaut de court-circuit a été proposée. En outre, la sévérité de ce défaut a été estimée utilisant deux nouveaux algorithmes ; le premier

est un observateur et le deuxième est à base d'un réseau de neurones artificiels combiné avec les composantes symétriques.

- Une amélioration a été faite sur une commande tolérante active aux défauts d'une MAS pour permettre la transition lisse d'une commande performante à une commande moins performante à cause d'une perte de(s) capteur(s) de vitesse ou courant.

III. PROBLEMES RENCONTRES

- On a essayé d'étudier les défauts de court-circuit des IGBTs, mais on a remarqué que le courant dans le bus continu augmente à des valeurs très élevées, donc ça nécessite une certaine configuration hardware qui permet de les étudier.
- Un déficit notable de travaux de modélisation de la MAS avec défauts de court-circuit nous a poussé à consacrer du temps à ce sujet. on est arrivé à développer un modèle avec une seule phase défectueuse, ensuite, on a essayé d'élaborer un modèle en $\alpha\beta$ qui permettra de simuler des défauts sur toutes les phases. On a formulé un modèle triphasé avec des défauts simultanés des trois phases, cependant à cause de la non symétrie du stator avec défauts de court-circuit, il n'était pas évident de passer vers un modèle biphasé. Ce sujet est toujours en cours d'étude.
- On a essayé d'estimer simultanément le nombre de spires en court-circuit et la résistance d'isolation entre spires, mais ces deux quantités sont corrélées, c'est-à-dire, leur variation a le même effet sur les valeurs mesurables. C'est pourquoi on a considéré la résistance d'isolation quasiment nulle indépendamment du nombre de spires en court-circuit.
- L'idée derrière l'amélioration de l'AFTC n'était pas déduite d'un développement mathématique. On a essayé de développer une approche mathématique bien précise pour calculer les paramètres des filtres utilisés et les *look-up-tables*, mais beaucoup de variables entrent en jeu. Donc on a suivi une approche plutôt heuristique.

IV. PERSPECTIVES

Le sujet du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts d'une MAS est vaste et riche de défis pour les ingénieurs et chercheurs. Pour la continuité de ce travail, on suggère ce qui suit :

Conclusion générale

- Une stratégie pour tolérer à la fois les défauts d'interrupteurs de puissance et ceux des courts circuits naissants peut être développée. C'est un travail qu'on a déjà entamé.
- En modélisation, il faut voir la possibilité de passer au modèle biphasé d'une MAS avec court-circuit sur les trois phases. C'est un travail aussi qu'on a commencé.
- L'AFTC proposée devrait être fondée dans le futur sur un formalisme mathématique.
- Une validation expérimentale de toutes les contributions faites sera effectuée.
- Dans cette thèse, on a conçu des détecteurs de défauts en prenant en compte seulement un élément défaillant à la fois, cela fait penser à la possibilité de concevoir un seul bloc qui peut détecter le maximum de défauts possible dans un système d'entraînement à base d'une MAS.

ANNEXE

ANNEXE CHAPITRE 1 ET CHAPITRE 2

Table 1: Paramètres du moteur 900 W. Resultat de la section 1.5. Le meme moteur est utilisé en 2ieme chapitre.			
Valeurs nominales		Paramètres	
Tension (Δ/Y)	220/380 [v]	R_s, R_r	12.75, 5.1498 [Ω]
Courant (Y)	2.7 [A]	L_s, L_r, M	0.4991, 0.4331, 0.4331 [H]
Puissance	0.9 [kW]	J	0.0035 [kg.m ²]
Pairs de poles (p)	2	f	0.001 [Nm/rd/s]

Table 2: Paramètres du moteur 1.1 kW. Résultat de la section 1.6.			
Valeurs nominales		Paramètres	
Tension (Δ/Y)	220/380 [v]	R_s, R_r	5.8, 5.4479[Ω]
Courant (Y)	2.7 [A]	L_s, L_r, M	0.4779, 0.4207, 0.4207 [H]
Puissance	1 [kW]	J	0.0216 [kg.m ²]
Pairs de poles (p)	2	f	0.0005 [Nm/rd/s]

ANNEXE CHAPITRE 3 ET CHAPITRE 4

Table 3. Paramètres du moteur 1kW.			
Valeurs Optimales		Parametres	
Voltage (Δ/Y)	220/380 [v]	R_s, R_r	9.203, 3.7293[Ω]
Current (Y)	2.8 [A]	L_s, L_r, M	0.135, 0.135, 0.1244[H]
Power	1.1 [kW]	J	0.0035 [kg.m ²]
Pole pairs (p)	2	f	4e-4[Nm/rd/s]
		l_s, m	0.0795, 0.0829

ANNEXE CHAPITRE 5

Le moteur utilisé est de 900W.

Table 4: Paramètres des régulateurs de l'IFOC et l'MRAS	
IFOC et MRAS	
Régulateur de vitesse : IP : Intégral=35, Proportionnel=1	
I _d , I _q Régulateur de courant: IP: Intégral =1000, Proportionnel =250	
MRAS: PI: Proportionnel =1000, Intégral =5000	
$\phi_r^* = 1 \text{ Wb}$	

Table 5: Paramètres de la commande scalaire modifiée.						
V/f BF						
1st order LPF: $\frac{1}{0.095s + 1}$						
$k_{d1} = 20$						
$\tau_{d1} = 0.05$						
PI: Proportionnel =0.8, Intégral=3						
2nd order LPF: $\frac{60}{s^2 + 1.2 \times \text{sqrt}(60)s + 60}$						
$V_{\text{boost}} = 20$						
Lookup table						
Ω^* [rad/s]	50	60	70	80	90	
Adaptive gain	4.5	3.5	3	2.8	2.4	
100	110	120	130	140	150	
2.2	2	1.9	1.8	1.6	1.6	

Table 6: Paramètres de la V/f en BO						
V/f BO						
1st order LPF: $\frac{1}{0.1s + 1}$						
$k_{d2} = 40$						
$\tau_{d2} = 0.1$						
$V_{\text{boost}} = 20$						
Lookup table						
Ω^* [rad/s]	50	60	70	80	90	
τ [s]	0.35	0.33	0.30	0.25	0.22	
100	110	120	130	140	150	
0.22	0.22	0.22	0.22	0.18	0.15	