



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



Thèse

Préparée au sein du Laboratoire de Recherche LSPIE-Batna'2000

Présentée pour l'obtention du titre de :

Docteur en Sciences en Electrotechnique
Option : Machines Electriques

Sous le Thème :

Modélisation, Commande & Diagnostic des
Machines Synchrones à Aimants

Présentée par :

BOUCHAREB Chourouk

Devant le jury composé de :

M. BENAGGOUNE	Saïd	Prof.	Université de Batna 2	Président
M. NAÏT-SAÏD	Mohamed-Saïd	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M ^{me} ZIDANI	Fatiha	Prof.	Université de Batna 2	Examineur
M. RAHEM	Djamel	Prof.	Université d'Oum El Bouagui	Examineur
M. SAHRAOUI	Mohamed	MCA	Université de Biskra	Examineur
M ^{me} BENAICHA	Samira	MCA	Université de Sétif	Examineur

Juin 2018

Dédicaces

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut...

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude,

L'amour, le respect, la reconnaissance...

Aussi c'est tout simplement que...

Je dédie ce modeste travail ...

À mes très chers parents,

aux joyaux de ma vie, mon mari et mes enfants,

à mes adorables, frère et sœurs.

Remerciements

Je tiens à remercier Monsieur NAÏT-SAÏD Mohamed-Saïd, Professeur à l'Université de Batna 2 département d'électrotechnique, mon directeur de thèse. Je suis ravi d'avoir travaillé en sa compagnie, car outre son appui scientifique, il a toujours été disponible pour l'élaboration de cette thèse.

J'adresse tous mes remerciements à Mme KHAMARI Dalila, Docteur à l'Université de Batna 2 département d'électrotechnique, car elle a pris le temps de m'écouter et de discuter avec moi. Ses remarques m'ont permis d'envisager mon travail sous un autre angle.

J'exprime ma gratitude à Mademoiselle BENAICHA Samira, Maitre de conférences à l'Université de Sétif, qui a, non seulement, accepté d'être examinatrice de cette thèse, mais elle a toujours été là pour me soutenir et me conseiller au cours de son élaboration.

Je remercie également Monsieur BENAGOUNE Saïd, Professeur au département d'électrotechnique, Université Batna 2, de l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Madame ZIDANI Fatiha, Professeure au département d'électrotechnique, Université Batna 2, d'avoir accepté d'être examinatrice de cette thèse.

Mes remerciements aussi à Monsieur RAHEM Djamel, Professeur à l'Université d'Oum El Bouaghi et à Monsieur SAHRAOUI Mohamed, Maitre de conférences à l'université de Biskra, qui ont bien voulu être examinateurs.

Enfin, ces remerciements ne seraient pas complets sans mentionner mon mari LAHMER Fethi qui m'a accompagné durant l'élaboration et surtout la rédaction de cette thèse.

ملخص

أكثر العيوب الشائعة على مستوى الجزء الثابت من المحركات المترامنة ذات المغناطيس الدائم هو العطل الناتج تلف العزل بين لفيفات الجزء الثابت من المحرك. من خلال هذه المذكرة نقترح نموذجين ديناميكين مع دارة مستقرة بين الملفات والمطورين في الجزء الثابت على أساس نماذج دارات كهربائية مكافئة مع إدراج الشكل الحقيقي للقوى الدافعة الكهربائية "fém". النماذج التي بها عيوب استعملت لدراسة سلوك المحرك واستخراج بصمات الخلل من أجل تشخيصها واكتشاف نوع العيب.

طبقنا ثلاث تقنيات لتشخيص واكتشاف نوع العيب :

- طريقة التحليل الطيفي (ESA) .
 - ونهج شعاع بارك على أساس التحليل التردددي (EPVA) .
 - أما التقنية الثالثة، اقترحت من أجل اكتشاف الخلل على أساس ملاحظ التيار LPV H_{∞} تم تطوير قوة هذا الملاحظ بأخذ مقاومته الكهربائية كعنصر متغير عبر الزمن. التركيب الأصلي لهذا الملاحظ مبني على أساس نظرية أنظمة LPV. موضوع استقرار هذا الملاحظ درس على سبيل النظرية التربيعية لليابونوف . بعد التحصل على نماذج دقيقة بدارات مستقرة تم دمجها بنظام تحكم DTC الذي أثبتنا امتصاصه وعدم تأثره بالدارات المستقرة عن طريق النتائج المتحصل عليها .
- في سبيل تحسين أداء نظام التحكم DTC واحترام بساطة هذا النظام الكلاسيكي استعملنا تقنية جديدة وبسيطة لتقليص تموجات العزم الكهرومغناطيسي للمحرك. التقنية تتمثل في إدخال موجة كهربائية جيبية ذات تردد عالي وقيمة أعظمية صغيرة بالنسبة إلى نطاق الهيستريزيس. تطبيق هذه التقنية البسيطة قلصت من تموجات العزم الكهرومغناطيسي بطريقة ملحوظة.

Abstract

One of the most frequent faults in PMSM stator is the insulation failure due to the degradation of main isolation in the motor winding. In this thesis we suggest two dynamics models of PMSM with turn-to-turn fault and phase-to-phase fault based on an equivalent electric circuit model including the real form of back EMF. The faulty model is used for studying the machine behavior and extracting the fault signatures for diagnosis. Two diagnostic techniques-the spectral analysis (ESA) and Extend Park's Vector Approach (EPVA)-based on frequency analysis are applied to detect this kind of faults. Another online short-circuits fault detection with a dynamic robust gain scheduled H_{∞} LPV current observer technique of PMSM is proposed. The robustness of this current observer is improved by taking the resistance as times varying parameter. The original synthesis of this current observer is based on LPV systems theory. The question of stability is addressed in the terms of Lyapunov quadratic stability by using LMI convex optimisation. The robust residual generation can be formulated as the problem of optimization, which consists in minimizing the sensibility of residual compared with parameters variation and to maximize this sensibility compared with faults. Once we have established a precise models with a short-circuit, we have introduced them into a DTC command, where we prove with the results found the tolerance of the command to the short-circuit fault.

In order to improve the performance of indirect torque control by hysteresis controllers and DTC control. The main problem is the evolution of the ripple on the couple. We presented a simple strategy that does not introduce significant changes to the command in order to respect the simplicity of the two classic commands. This approach consists of injecting a sinusoidal signal of high frequency and very low amplitude with respect to the hysteresis band. The signal is superimposed on the errors of the currents. The application of this simple strategy remarkably minimized the torque ripple, as it reduced the errors on the currents.

Résumé

L'un des défauts les plus fréquents dans le stator de la PMSM est la défaillance de l'isolation due à la dégradation de l'isolant de l'enroulement du moteur. A travers cette thèse on suggère deux modèles dynamiques de la PMSM avec défaut de court-circuit entre spires et entre phases basés sur des modèles de circuits électriques équivalents incluant la forme réelle du fém. Les modèles avec défaut sont utilisés pour étudier le comportement de la machine et extraire les signatures de défauts pour le diagnostic. Deux techniques de diagnostic - l'analyse spectrale (ESA) et l'approche du vecteur de Park étendu (EPVA) - basées sur l'analyse fréquentielle sont appliquées pour détecter ce type de défauts.

Une autre technique de détection de défauts de court-circuit en ligne à base d'observateur de courant H_∞ LPV robuste est proposée. La robustesse de cet observateur de courant est améliorée en prenant la résistance comme paramètre variant dans le temps. La synthèse originale de cet observateur est basée sur la théorie des systèmes LPV. La question de la stabilité est abordée dans les termes de la stabilité quadratique de Lyapunov en utilisant une optimisation convexe sous contraintes LMI. La génération de résidus robustes peut être formulée comme un problème d'optimisation qui consiste à minimiser la sensibilité du résidu par rapport à la variation des paramètres et à maximiser cette sensibilité par rapport aux défauts. Une fois qu'on a établi les modèles avec court-circuit assez précis, on les a introduit dans une commande DTC, où nous avons prouvé par les résultats trouvés sa tolérance au défaut de court-circuit.

Dans le but d'améliorer les performances de la commande indirecte du couple par régulateurs à hystérésis et de la commande DTC. Dont le principal problème est l'évolution de l'ondulation sur le couple. Nous avons présenté une stratégie simple qui n'introduit pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité des deux commandes classiques. Cette approche consiste à injecter un signal sinusoïdal de haute fréquence et de très faible amplitude par rapport à la bande d'hystérésis. Le signal est superposé aux erreurs des courants. L'application de cette stratégie simple a minimisé d'une façon remarquable les ondulations du couple, comme elle a réduit les erreurs sur les courants.

Liste des publications

Conférences internationales avec comité de lecture

C. BOUCHAREB, M. S. NAIT SAID, PMSM MODEL WITH INTER-TURN FAULT. In: 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE). Boumerdes, Algeria: IEEE. 2015. ISBN978-1-4673-6673-1.DOI 10.1109/INTEE.2015.7416712 .

Revue nationale

C. BOUCHAREB, M.S. NAIT SAID, F. LAHMER, **MODELING AND DIAGNOSTIC OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE UNDER INSULATION FAILURE CONDITION.**

Algerian Journal of Sygnals and Systems (AJSS). 2017. vol. 2, issu 2. ISSN 2543-3792

Revue internationale

C.BOUCAREB, M.S. NAIT SAID, **PMSM MODEL WITH PHASE-TO-PHASE SHORT-CIRCUIT AND DIAGNOSIS BY ESA AND EPVA.**

Advances in Electrical and Electronic Engineering (AEEE) journal. 2016. vol. 14, iss 5, pp. 523-530. DOI 10.15598/aeee.v14i5.1928.

Notation et abréviation

Principaux indices et exposants

(.)*a*s, (.)*b*s, (.)*c*s : Composante (*a*, *b*, *c*) dans un repère triphasé lié au stator.

(.)*α*, (.)*β* : Composante (*α*, *β*) dans un repère diphasé.

(.)*d*, (.)*q* : Composante (*d*, *q*) dans un repère diphasé tournant

(.)*f* : *f* indice du défaut de court-circuit

([^]) : Grandeur estimée

(.)^T : Matrice transposée

C_{23} : Matrice de La transformation de Clarke

T_{23} : Matrice de La transformation de Concordia

Principaux symboles

R_s : Résistance par phase d'un enroulement au stator

L : Inductance propre

M : Inductance mutuelle

L_s : Inductance cyclique du stator

p : Nombre de paires de pôles

J : Inertie du moteur

X_{cc} : Représente la gravité du défaut de court-circuit

N_{cc} : Le nombre de spires court-circuitées au stator

N_s : Le nombre total de spires N_s au stator

Principaux grandeurs

Ψ : Flux statorique

Ψ_f : Flux d'aimants

Ψ_{fmax} : L 'amplitude du flux de l'aimant

θ : La position angulaire du rotor

φ : Flux magnétiques total

e : Fém statorique

V : Les tensions des phases statoriques ;

I_{abc} : Les courants de phases statoriques ;

I_f : Le courant de défaut de court-circuit

φ_{abc} : Les flux totaux statoriques.

ω : La pulsation mécanique du rotor (en degré électrique).

ω_r : La vitesse angulaire mécanique du rotor,

C_{em} : Le couple électromagnétique fourni par le stator sur l'arbre de la machine,

C_r : Le couple résistant.

P_{abs} : La puissance électrique absorbée par la machine.

P_m : La puissance mécanique fournie sur l'arbre de la machine

P_J : La puissance thermique

P_{em} : La puissance magnétique.

C_{em} : Couple électromagnétique

Sigles

PMSM : Machine Synchrone à Aimants Permanents

LMI : Inégalités Matricielle Linéaire (Linear Matrix Inequality)

SA : L'analyse Spectrale (Spectral Analysis)

ESA : L'analyse Spectrale Electrique (Electric Spectral Analysis)

EPVA : Approche de l'Extension du Vecteur de Park (Extend Park's Vector Approach)

LPV : Linéaire à Paramètres Variant

DTC : Contrôle Direct du Couple (Direct Torque Control)

Table des matières

Introduction générale	01
Chapitre I	
Présentation de la MSAP & état d'art	04
I.1. Introduction	04
I.2. Présentation de la MSAP	06
I.2.1. Avantages de la MSAP	07
I.2.2. Inconvénients de la MSAP	07
I.2.3. Domaines d'application de la MSAP	07
I.2.4. Choix des aimants	08
I.3. Structure de la MSAP	08
I.3.1. Machines à aimants permanents surfaciques	08
I.3.2. Machines à aimants permanents enterrés à saillance normal	09
I.3.3. Machines à aimants permanents internes à saillance inverse	10
I.4. Principes de fonctionnement d'un moteur synchrone à aimants permanents	10
I.5. Défaillances des machines électriques	11
I.5.1. Défauts statoriques	11
I.6. Méthodes de détection des courts-circuits entre-spires	13
I.6.1. diagnostic par analyse des signaux	14
I.6.2. Diagnostic par méthode de connaissances	14
I.6.3. Diagnostic par approche modèle	15
I.7. Objectifs	18
I.8. Conclusion	18
Chapitre II	
Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	19
II.1. Introduction	19
II.2. Structure et hypothèses considérées pour la modélisation de la MSAP étudiée	20
II.3. Mise en équation de la MSAP	22
II.3.1. Équations magnétiques	22
II.3.2. Équations électriques	24
II.3.3. Équations mécaniques	25
II.3.4. le modèle de la MSAP dans le repère de Park	27
II.3.5. Représentation d'état	30
II.3.6. Résultats de simulation du modèle en (dq)	31
II.4. Conclusion	32
Chapitre III	
Modélisation de la MSAP avec court-circuit	33
III.1. Introduction à la modélisation de la MSAP avec court-circuit au stator en vue du diagnostic et de la commande	33
III.2. Hypothèses considérées pour la modélisation	34
III.3. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre spires	35
III.3.1. Modèle dans le repère (abc)	36
III.3.2. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre spires dans le repère ($\alpha\beta$)	40
III.3.3. Mise sous forme d'état du Modèle de la MSAP avec court-circuit	40
III.4. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre deux phases	41
III.4.1. Modèle dans le repère (abc)	42
III.4.2. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre deux phases dans le repère ($\alpha\beta$)	44
III.5. Analyse et résultats de simulation des deux modèles	45

III.5.1. Résultats pour un court-circuit entre spires	47
III.5.2. Résultats pour un court-circuit entre deux phases	49
III.6. Conclusion	51
Chapitre IV	
Diagnostic du court-circuit entre spires et entre phases	52
IV.1. Introduction à la détection du court-circuit en utilisant l'analyse spectrale	52
IV.2. L'analyse spectrale (SA)	53
IV.2.1. Analyse spectrale des courants	54
IV.2.2. Analyse spectrale du couple électromagnétique	56
IV.2.3. Analyse spectrale de la puissance absorbée	58
IV.3. Approche du vecteur de Park	61
IV.3.1. Application de l'approche de Park sur la MSAP	63
IV.3.2. Application de l'approche EPVA sur la MSAP	64
IV.4. Conclusion	65
Chapitre V	
Diagnostic du court-circuit entre spires par un observateur LPVH∞	67
V.1. Introduction	67
V.2. Définition d'un système LPV	68
V.3. Définition d'un système affine	69
V.4. Représentation polytopique des systèmes LPV affines	69
V.5. Stabilité quadratique des systèmes LPV	71
V.6. Performances quadratiques d'un système LPV	71
V.7. Norme induite L ₂	72
V.8. Conception de l'observateur de courant LPVH ∞	72
V.8.1. Problème standard de l'approche H ∞ pour la synthèse des régulateurs LPV	73
V.8.2. Sensibilité mixte	74
V.8.3. Calcul de l'observateur LPVH ∞	75
V.9. Application à la MSAP	76
V.9.1. Modélisation LPV de la MSAP	76
V.9.2. Représentation affine	77
V.9.3. Représentation polytopique	78
V.10. Conception de l'observateur LPVH ∞ de courant	79
V.11. Observateur LPVH ∞ de courant pour la détection du court-circuit	80
V.12. Analyse et simulation	81
V.13. Conclusion	83
Chapitre VI	
Amélioration des performances de la commande du couple par régulateurs à hystérésis.	84
VI.1. Introduction	84
VI.2. Contrôle Indirect du Couple d'une MSAP par régulateurs à hystérésis	85
VI.2.1. Convertisseurs statiques	85
VI.2.2. Principe des différentes méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension	86
VI.3. Amélioration du contrôle indirect du couple par régulateurs à hystérésis en injectant un signal à haute fréquence	91
VI.4. Résultats de simulations	93
VI.5. Conclusion	94
Chapitre VII	
DTC, commande tolérante au défaut de court-circuit entre spires	95
VII.1. Introduction	95
VII.2. Principes généraux sur la commande directe du couple	96
VII.3. Théorie de base du DTC d'une MSAP	97

VII.4. Contrôle du flux statorique	98
VII.5. Contrôle du couple électromagnétique	101
VII.6. Sélection du vecteur de tension	101
VII.7. Stratégie de contrôle direct du couple par la méthode de I.TAKAHASHI	105
VII.7.1. Estimation du flux statorique	107
VII.7.2. Estimation du couple électromagnétique	109
VII.7.3. Tables de commutations	110
VII.8. Structure générale du contrôle direct du couple	112
VII.9. Amélioration des performances de la DTC avec court-circuit	112
VII.10. Interprétation des résultats de Simulation de la commande DTC	113
VII.11. Conclusion	115
Conclusion générale	116
Annexes	
Annexe A : paramètres de la machine	118
Annexe B : paramètres de la machine	119
Bibliographie	123

Introduction générale

Les machines électriques tournantes constituent aujourd'hui l'une des principales forces motrices de la civilisation contemporaine. Actuellement, environ 60% de l'énergie électrique est consommée par ces machines.

Au cours de ces dernières années, la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est devenue l'une des plus importantes machines électriques grâce aux avantages qu'elles présentent telles que son rendement élevé, une puissance massique importante, un bon facteur de puissance, très bonne performance dynamique, contrôle facile du couple...

Par conséquent, elles sont très utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, la robotique, la traction, la technologie aérospatiale ainsi que l'aéronautique et les systèmes de propulsion des navires. De par leurs présences grandissantes dans les domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation.

Le diagnostic des défauts des machines électriques avait été la cible d'une quantité intense de recherches intéressantes durant ces 30 dernières années. La réduction des coûts de maintenance et la prévention des arrêts imprévus sont les priorités des constructeurs et opérateurs d'entraînements électriques. Les défauts peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, usure des roulements...), électrique (court-circuit du bobinage statorique,...), magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques, désaimantation des aimants...). Par conséquent, un diagnostic correct et une détection précoce de ces défaillances exigent le développement de modèles précis des machines électriques capables de simuler des défauts et d'appliquer des techniques de diagnostics efficaces.

Cependant, la précision de modèles et le temps de calcul représentent deux critères opposés. Les modèles conventionnels (circuits électriques équivalents ou circuits magnétiques équivalents) obtenus par la transformation de Park sont basés sur des hypothèses restrictives et n'exigent pas un temps de calcul lourd. Par contre, les modèles obtenus par la méthode des éléments finis sont basés sur des hypothèses minimales, mais exigent un temps de calcul lourd. Il y a un réel besoin d'établir un modèle qui offre un bon équilibre entre précision et temps de calcul.

Dans ce mémoire de thèse, nous nous intéressons spécifiquement aux défauts de court-circuit pouvant survenir au stator des machines à aimants permanent, car ces défauts sont les plus courants dans les machines électriques. De ce fait, les courts-circuits entre spires sont particulièrement critiques, car même une déconnexion de la MSAP de son dispositif d'alimentation ne pourrait pas l'éteindre puisque cette machine possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence d'aimants au rotor. Ce court-circuit entre spires peut entraîner un court-circuit entre phases. Ces deux défauts auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leurs criticités, nécessite donc l'emploi de techniques de détection pour en connaître au plus tôt l'occurrence.

Parmi les techniques disponibles, notre choix s'est porté sur les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale qui sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'une anomalie. Pour des raisons de simplicité et d'efficacité, l'approche signal est très utilisée actuellement en diagnostic. Cette approche repose sur la connaissance du comportement du système sain, elle est ensuite comparée avec les signaux mesurés, et les techniques basées sur l'estimation d'état à partir des grandeurs mesurées (les signaux d'entrées et les signaux de sorties) et les techniques de génération de résidus. Les résidus sont des signaux qui reflètent l'écart entre un modèle et le système à surveiller. En mode sein les résidus doivent s'approcher de zéro et refléter la présence de défaut en prenant des valeurs significatives. Ces techniques sont à base d'observateur d'état. Cependant, les modèles ne sont jamais parfaitement connus du fait que ses paramètres ne sont jamais connus avec précision et qui peuvent changer en cours de fonctionnement sous l'effet de la température et de la saturation. Cela peut induire une dégradation des performances et de robustesse de la structure de diagnostic. Cette limitation nous a poussés à penser à concevoir un observateur LPV H_∞ de courant (linéaire à paramètres variant), pour garantir la robustesse de l'estimation face aux variations paramétriques. La méthode LPV est très indiquée pour traiter des systèmes

non linéaires dépendant de paramètres variant dans le temps, dans le but d'améliorer la robustesse et les performances du diagnostic. La question de la stabilité est abordée dans les termes de la stabilité quadratique de Lyapunov en utilisant les techniques LMI. Une détection en ligne des défauts de court-circuit au stator d'une MSAP avec une technique d'observateur de courant LPV H_∞ robuste est proposée dans le but d'extraire des résidus robustes.

Un diagnostic efficace va nous ouvrir une voie vers des commandes tolérantes aux défauts.

ORGANISATION DU RAPPORT DE THESE

Ce rapport de thèse comporte trois parties et une conclusion.

La première partie : constituée des **chapitres (1), (2) et (3)**, le premier donne des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents et un état d'art sur les techniques du diagnostic, le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en vue de la commande et le troisième chapitre porte sur la modélisation de la MSAP avec court-circuit entre spires et entre phases en vue du diagnostic et la commande.

La deuxième partie : regroupe les **chapitres (4) et (5)**. Le chapitre (4) porte sur le diagnostic du court-circuit entre spires et entre deux phases par l'analyse spectrale et le chapitre (5) porte sur le diagnostic du court-circuit entre spires en utilisant une nouvelle approche basée sur un observateur LPVH $_\infty$ de courant.

La troisième partie : est constituée des **chapitres (6) et (7)**. Le chapitre (6) présente une nouvelle méthode pour l'amélioration des performances de la commande indirecte du couple avec régulateurs à hystérésis. Dans le septième chapitre, on donne les principes généraux de la commande DTC, ainsi que son application dans le cas d'une MSAP défaillante. A l'instar du chapitre précédent, une méthode similaire est également effectuée dans le but d'améliorer les performances de la DTC à l'instant de l'application du court-circuit.

Enfin une conclusion dans laquelle une synthèse des travaux sera effectués ainsi que des perspectives à envisager dans le contexte du diagnostic des défauts de court-circuit.

Chapitre I

Présentation de la MSAP & état d'art

I.1. Introduction

Depuis quelques décennies, l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) est en progression dans de nombreux secteurs industriels. En effet, l'avènement, dans les années 1980, de nouveaux matériaux magnétiques plus performants pour la conception des aimants permanents, rend les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines. De plus, les progrès technologiques parallèlement réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont élargi le spectre des performances en termes de dynamique et puissance contrôlable, ce qui justifie notre choix porté sur le moteur synchrone à aimant permanent et spécifiquement à pôles lisses.

La surveillance et le diagnostic des machines électriques représentent un enjeu scientifique et économique motivé par les objectifs de sûreté de fonctionnement et de continuité de service des entraînements électriques. Ce souci de continuité de service a motivé les ingénieurs électrotechniciens et les automaticiens, afin d'éviter les pannes, de perfectionner les machines et les rendre plus robustes et de développer des techniques de diagnostic plus performantes. L'introduction de l'analyse de Fourier pour la détection de défauts mécaniques et de défauts électriques, à l'aide de capteurs de vibrations puis de courants, a été un prolongement naturel des techniques manuelles de diagnostic [1]. D'autre part, une préférence donnée dès les premiers travaux aux techniques d'intelligence artificielle peut s'expliquer par l'approche traditionnelle basée sur l'expertise. Une troisième voie s'est appuyée sur les techniques de détection fondées sur des modèles mathématiques, tels que l'observation d'état et l'identification, développée initialement par la communauté automatique.

Afin de faire des progrès sur la détection précoce des défauts, la nécessité d'une modélisation spécifique des machines en situation de défaut est devenue l'intérêt majeur des recherches. Plus précisément, ce sont les travaux d'E. Schaeffer sur la modélisation des enroulements statoriques en situation de court-circuit entre spires qui sont à l'origine de ces progrès [1],[2]. Cette nouvelle approche a permis à la fois la mise au point de macro modèles pour la détection précoce de défauts et la définition de modèles plus sophistiqués pour la simulation des défauts électriques des machines à courant alternatif. Ce sont les travaux de J. Faucher et de ses étudiants V. Devanneaux et A. Abdellah Ali qui ont ouvert la voie à ces techniques de simulation souvent impossible à réaliser en raison de sa potentialité de destruction [1], [2], [3], [4].

L'entraînement à vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie. Le développement de nouvelles commandes a apporté aux processus industriels

d'énormes avantages, en accroissant leurs performances, en facilitant leurs automatisations, en réduisant leurs maintenances, leurs consommations en énergie et en augmentant leurs taux de disponibilités [5],[6].

En effet, les techniques de commande avancées servent, en particulier, à résoudre des problèmes liés à des situations où les techniques de régulation classique (régulation par des PID) s'avèrent inefficaces. Jusqu'à présent, la majorité des méthodes de commande dédiées au moteur synchrone à aimants permanents ont comme objectifs, l'asservissement de la vitesse et la régulation du courant. De nombreuses autres stratégies de commande ont été étudiées et testées sur ce type de machines pour élargir leurs champs d'utilisation. Le rejet des perturbations non mesurables, le respect des contraintes physiques et la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques sont des exigences recherchées par la mise en œuvre d'algorithmes de contrôle de hautes performances.

Lors de ces dernières années, grâce à son faible coût d'exploitation, la commande scalaire a montré une grande efficacité et a permis au moteur synchrone d'occuper une grande place dans le monde industriel. Elle consiste à contrôler le couple par la régulation de l'amplitude des tensions statoriques obtenu par le régulateur proportionnel-intégrateur (PI) de la vitesse[7].

Cependant, cette stratégie de contrôle souffre d'un inconvénient majeur. En effet, ses performances dynamiques sont limitées à cause du couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Pour remédier à ce problème, les chercheurs ont développé la commande vectorielle [7],[8]. C'est une approche de commande qui est élaborée à partir du modèle de Park (dq). Ainsi, elle consiste à orienter le référentiel (dq) de manière à linéariser au mieux le modèle de la machine, ce qui rend le comportement de la machine synchrone à aimants permanents analogue à celui de la machine à courant continu. Par conséquent, la régulation du courant devient insensible à la variation du couple, et ce, tant en régime transitoire que permanent. Le principe du contrôle vectoriel reste d'une très grande efficacité pour la synthèse d'une loi de commande simple et moins coûteuse, car il conduit à la linéarisation du modèle de la machine, et de ce fait, à la facilité de la mise en œuvre d'une structure de contrôle.

En général, il existe une grande diversité d'approches possibles pour développer la commande d'une machine synchrone à aimants permanents. Les différences entre les approches dépendent de plusieurs facteurs tels que les variables à contrôler, la structure du bouclage choisi, la méthode de synthèse utilisée et le type de modèle utilisé pour cette synthèse. Dans ce contexte, différents régulateurs émanant de la théorie de l'automatique des systèmes linéaires ont déjà été étudiés et exploités pour le moteur synchrone à aimants permanents.

Nous citerons au passage

Commande par régulateur PI [9], [10], la commande H_∞ [11], [12], la commande par retour d'état, le mode glissant [12] et [13], la commande optimale [14], le contrôle prédictif [15], [16],... Des expériences pratiques ont parfois été réalisées et il s'est avéré que ces techniques ne sont pas réellement en compétition et chaque approche peut être très efficace pour des applications bien spécifiques. Les meilleures performances ont été obtenues avec des commandes non linéaires [14], [15] et [16]. Parmi ces travaux, on peut citer les commandes par mode glissant qui font partie des commandes robustes face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Ce type de commande non linéaire fait partie des commandes à structure variable (CSV). La caractéristique principale d'une commande par mode glissant est sa structure variable avec

commutation sous certaines conditions prédéfinies lors de la synthèse de part et d'autre d'une surface choisie à priori, appelée surface de glissement.

Le but de cette commande est de forcer la dynamique du système à poursuivre une trajectoire définie par l'équation de la surface. On utilise une commande discontinue pour assurer le maintien des variables d'état sur cette surface en dépit des incertitudes et des perturbations ; le système se trouve alors en régime glissant. La mise en œuvre d'une telle commande est relativement simple et ne nécessite pas une représentation exacte du processus.

Récemment, la modélisation LPV a été utilisée pour caractériser le comportement d'une classe particulière de systèmes non linéaires. Les travaux sur le contrôle des systèmes LPV ont été inspirés par les résultats d'analyse et de synthèse de la commande robuste des systèmes LTI (Linéaire à Temps Invariant).

On peut les regrouper en deux familles :

La première est basée sur une extension du théorème du petit gain. Elle a été introduite par Apkarian et al. (1995). La dépendance dans les paramètres variants du procédé et du correcteur s'exprime sous une forme linéaire fractionnelle (LFT) et l'existence d'un correcteur est caractérisée par la résolution d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires (LMI).

La seconde repose sur l'utilisation d'une fonction de Lyapunov quadratique.

Ce premier chapitre introduit la première partie du mémoire de thèse, qui est dédiée à la présentation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) : leurs structures, principes de fonctionnement et leurs domaines d'application. Nous mettons l'accent sur le moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses, et un état de l'art des différentes méthodes de détection et de commande utilisées dans la littérature pour détecter les courts-circuits entre spires et contrôler les machines électriques avec défauts électriques et ensuite donner les principaux objectifs de recherche fixés par ce mémoire de thèse.

Le moteur synchrone à aimants permanents sera étudié en détail et modélisé dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP à pôles lisses avec défaut de court-circuit au stator entre spires et un nouveau modèle de court-circuit entre phases sera proposé, ensuite un quatrième chapitre dédié à la détection de défaut de court-circuit par deux méthodes, la première est l'analyse spectrale tandis que la deuxième est une nouvelle méthode proposée basée sur un observateur de courant LPVH ∞ robuste dans le but d'extraire des résidus robustes.

I.2. Présentation de la MSAP

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines synchrones à aimants. L'utilisation des aimants permanents est aujourd'hui quasiment systématique pour les puissances inférieures à 10KW et s'étend maintenant vers les fortes puissances (au-delà du MW) [17].

De plus, les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis à ces machines de devenir potentiellement présentes, en tant que moteurs, dans les applications de hautes performances. Ces innovations ont permis à la MSAP d'acquérir de nombreux avantages tels que [18], [19], [20], [21]:

I.2.1. Avantages de la MSAP

- **Rendement plus élevé**, grâce à l'utilisation d'aimants permanents à la place des enroulements rotoriques donc pas de pertes joules. Les pertes sont surtout localisées au stator. Ce qui améliore le rendement de la machine ;
- **Un couple massique est une puissance massique importante**, qui est une caractéristique très recherchée;
- **Simplicité de conception et d'entretien**, en raison de l'absence des collecteurs et des balais (Brushless);
- **Performance dynamique élevée**, car le choix des aimants procure une densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assurant une très bonne performance dynamique ;
- **Un bon facteur de puissance.**

Les avantages procurés par les aimants permanents du type terre rare (SmCo, NdFeB) qui ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que ceux des aimants à alliages métalliques permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques [22]. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple-inertie élevé.

I.2.2. Inconvénients de la MSAP

La faiblesse de la MSAP hormis son coût assez élevé et leurs caractéristiques qui changent avec le temps, sont l'ondulation du couple et le risque de désaimantation irréversible dans certaines conditions de fonctionnement qui peut être liée soit à une température élevée en cas de surcharge lors des appels brusques de courant ou appel de couple ou des défauts de court-circuit entraînant une réduction locale de l'induction des aimants au-dessous de la limite de désaimantation.

I.2.3. Domaines d'application de la MSAP

Malgré ces points faibles, Les MSAP sont de plus en plus utilisées dans de nombreux secteurs d'activités pour diverses applications grâce à leurs efficacités énergétiques, leurs simplicités de mise en œuvre et leurs performances dynamiques [18], [2], [24], [25].

- **Industrie de pétrochimie** : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000tr/min) [26], [27].

- **Industrie des énergies renouvelables** : plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à haute puissance (plusieurs MW) et à basse vitesse (autour de 1.000 tr/min) [28], [29], [30].
- **Industrie d'automobile** : pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à basse puissance (limitée à quelques dizaines de kW) [29], [31].
- **Industrie aéronautique** : pour le développement des avions plus électriques qui constitue l'un des principaux axes de recherche dans ce domaine. Les puissances mises en jeu peuvent atteindre 175 kW [29].
- **Industrie ferroviaire** : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction [32].

I.2.4. Choix des aimants

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants [18] :

- Les performances de la MSAP ;
- Les dimensions de la MSAP ;
- Le rendement de la MSAP ;
- Le facteur économique (vis-à-vis du matériel et de la production).

I.3. Structure de la MSAP [18], [22]

Dans les MSAP, les aimants permanents sont placés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé, comme celui d'une machine asynchrone.

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification est selon le placement des aimants dans le rotor et par leurs rapports de saillance ($\xi=Lq/Ld$), elles peuvent être surfaciques ou enterrées (figures I.4).

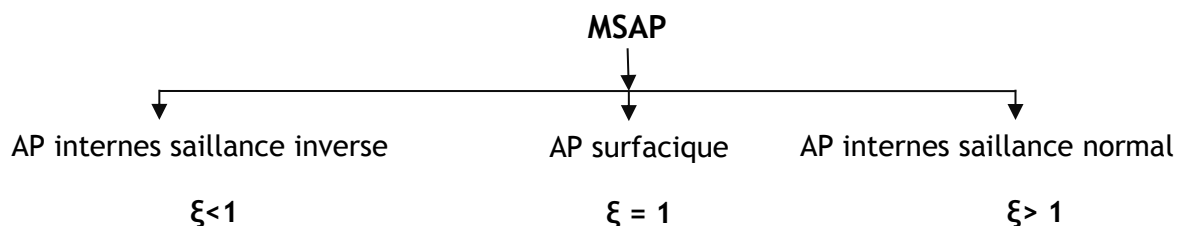


Fig. I. 4. Classement des MSAP ($\xi=Lq/Ld$).

I.3.1. Machines à aimants permanents surfaciques

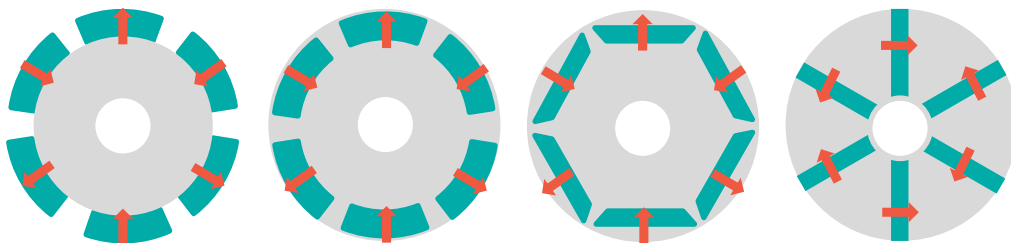
Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor (figure I.5.a), ils sont aimantés radialement. Cette configuration du moteur est la plus utilisée et elle est aussi appelée à pôles lisses. Le principal avantage de cette topologie est sa simplicité donc un faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des

forces centrifuges qui peuvent causer leurs détachements du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agit comme un amortisseur. Leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ($\xi=1$) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Leurs principales applications concernent la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. Typiquement, ces machines possèdent un flux d'aimant normalisé compris entre 0.8 et 0.96. Appelées *Surface magnet machines*.

I.3.2. Machines à aimants permanents enterrés à saillance normale

Ce sont des machines à aimants permanents internes (MAPI) à saillance normale, Les MAPI comprennent elles-mêmes des structures très diverses (figure I.5). On trouve :

- a. **Les machines à aimants insérés** : basées au départ sur des structures à aimants surfaciques dont on aurait partiellement rempli les ouvertures entre les aimants permanents avec du fer (figure 1.5.b). Le fer entre les aimants crée une saillance et donne un couple de réductance en plus du couple des aimants. Appelées *Insert Permanent Magnet Machines*.
- b. **Les machines à aimants enterrés** : sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor (figure 1.5.c) et aimantés radialement. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevé que celle à aimants insérés. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges, elle est recommandée pour les applications à grandes vitesses. Ce sont les seules appelées *Interior Permanent Magnet Machines* dans la littérature.
- c. **Les machines à aimants à concentration du flux** : ses aimants sont enterrés profondément à l'intérieur du rotor (figure I.5.d), les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence. Cette structure utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu de radiale), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type ferrite pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte. Elles sont appelées *Burried Magnet Machines*.



(a) AP en surface (b) AP insérés (c) AP enterrés (d) Concentration de flux

Fig. I.5. Différentes structures rotoriques des MSAP.

I.3.3. Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Ces machines sont beaucoup plus récentes et elles sont utilisées pour des applications particulières. On en trouve pour l'instant trois sortes :

A- *Une machine atypique* : réalisée par Xu et ses collègues [30].

B- *Les machines à barrières de flux quadrature* : tirées des machines à aimants surfaciques ou internes à concentration de flux dont on réduit l'inductance quadratique en insérant des barrières de flux. Le rapport de saillance de ce type de machine descend difficilement en dessous de 0.4[30].

C- *Les machines à double rotor* : elles combinent le plus souvent un rotor de MSAP et un rotor de MRV (machine à reluctance variable). Presque toutes les configurations (saillance et flux d'aimants) peuvent être obtenues. Ce type de machine peut tout aussi bien être calculé de manière à avoir une saillance normale ou inverse. Elle est plutôt placée dans la catégorie des machines à saillance inverse car les machines pouvant réaliser cette particularité sont plus rares[30].

I.4. Principes de fonctionnement d'un moteur synchrone à aimants permanents

Un moteur synchrone peut être représenté par la (figure I.6). Si on considère un petit aimant ns situé dans le champ magnétique d'un grand aimant NS , et qu'on entraîne ce dernier en rotation (créant ainsi un champ tournant), le petit aimant ns sera soumis à un couple électromagnétique, et sera par conséquent entraîné à la même vitesse.

Si on exerce un couple résistant sur ns , il prendra un décalage angulaire γ par rapport à NS , tout en continuant à tourner à la même vitesse. Ce décalage γ sera d'autant plus grand que le couple résistant augmente, mais, si on accroît trop le couple résistant, le moteur décrochera, pour $\gamma = -90^\circ$.

Dans un moteur réel, le rôle joué par le petit aimant est joué par le rotor (courant continu d'excitation polarisant sa structure magnétique comme un aimant), et le champ tournant créé par NS est obtenu non pas en faisant tourner le stator, mais en envoyant des courants polyphasés dans ses enroulements fixes [33]. Donc il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor.

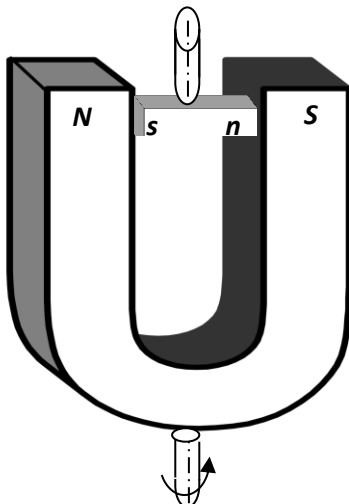


Fig. I. 6. Principe d'un moteur synchrone à aimants permanents.

I.5. Défaillances des machines électriques

Les principaux défauts des actionneurs électriques peuvent être regroupés en deux catégories principales :

- *Les défauts mécaniques* : excentricité du rotor, usure de roulements, désalignement de l'arbre de transmission, défaut de la charge entraînée.
- *Les défauts électriques* : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts de cage dans les MAS, défauts d'alimentation...etc.

Dans ce mémoire de thèse, nous nous intéressons plus particulièrement aux défauts de nature électrique et plus spécifiquement encore sur les courts-circuits statoriques. Nous allons dans le paragraphe suivant découvrir les origines et les conséquences de ces défaillances avant de parcourir les principales techniques permettant d'en réaliser la détection.

I.5.1. Défauts statoriques

Des études statistiques ont montré que les pannes aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus fréquents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [20], [33], [34] et [35]. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 35% des pannes totales (figure I.7).

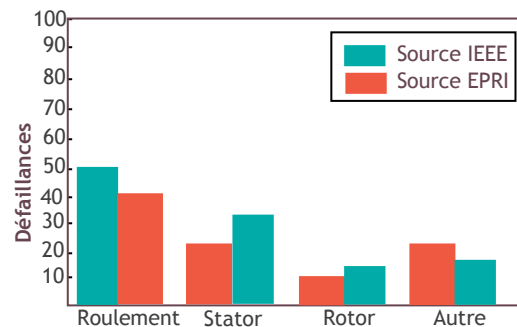


Fig. I.7. Répartition des causes de défaillance des machines électriques.

a. Origine des défauts de court-circuit statoriques

On classe les origines de cette dégradation en quatre classes :

- Électriques,
- Thermiques,
- Mécaniques,
- Environnementales.

a.1. Origines électriques

Les propriétés diélectriques du matériau isolant qui recouvre les conducteurs peuvent être affectées par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique. Notons

également que ce matériau possède des anomalies intrinsèques plus en moins importantes selon sa qualité. Quand il est soumis à un niveau et à une forme de tension critique, une rupture d'occlusions gazeuses provoque des décharges dites partielles. Ces décharges partielles ont pour conséquences une érosion lente du matériau isolant, une production d'ozone qui, par combinaison avec l'humidité relative présente dans l'atmosphère, conduit à la création d'acide nitrique et à l'augmentation locale de la température. Ces phénomènes sont favorisés par le fait que les conducteurs sont constamment soumis à des transitoires de tension favorisant l'apparition de décharges partielles : ouverture et fermeture de disjoncteurs, enclenchement de fusibles. L'utilisation croissante des convertisseurs statiques génère, pour les mêmes raisons, des contraintes encore plus sévères sur le matériau isolant [20].

a.2. Origines thermiques

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise les facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique. Si la tension d'alimentation subit des variations d'amplitude ou n'est pas bien équilibrée, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température [36].

L'entraînement d'une charge mécanique trop importante engendre les mêmes effets. Un cyclage thermique peut également résulter d'un grand nombre de démarrages successifs de la machine. En effet, les courants absorbés lors d'un démarrage brusque ont une amplitude généralement plus élevée qu'en régime nominal et produisent un cyclage thermique des conducteurs. Suite à l'expansion puis à la rétraction répétée du matériau isolant, ce dernier finit par se craqueler. Des phénomènes de délamination se produisent pouvant provoquer la création d'un point chaud qui détériore localement le matériau isolant. Enfin, une mauvaise ventilation et un milieu ambiant à haute température affectent aussi sa durée de vie.

a.3. Origines mécaniques

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer l'abrasion du matériau isolant et même du cuivre. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers absorbés et renvoyés par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceaux de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. Par ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques [20].

a.4. Origines environnementales

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif.

b. Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de

boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part, cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [37], [38]et[39]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumée ou même d'incendie sont alors importants. Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit entre spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs.

Ce type de phénomène peut de plus générer des courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases ou entre phase et terre.

I.6. Méthodes de détection des courts-circuits entre-spires

Dans la littérature, il existe de nombreux moyens pour détecter les défauts dans les machines électriques. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories principales (figure I.8).

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

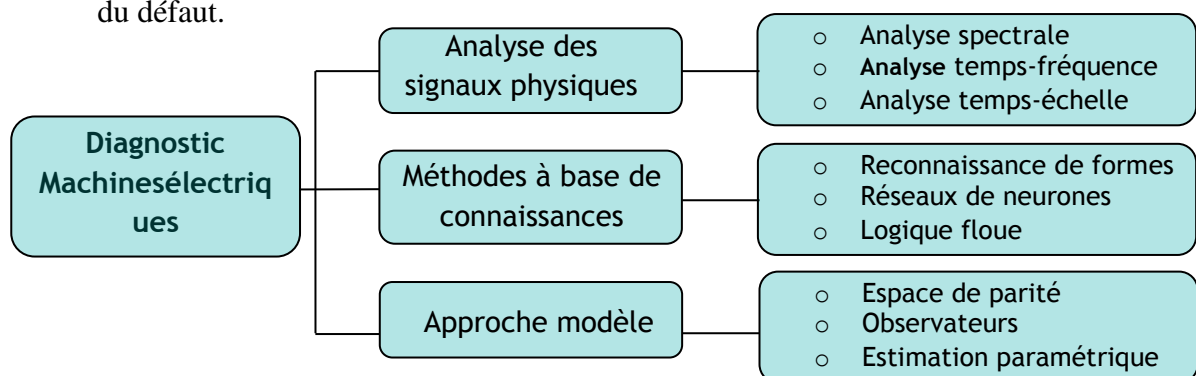


Fig. I.8. Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques.

Un état d'art de ces différentes méthodes appliquées à la détection des courts-circuits entre spires dans les machines électriques est proposé dans la suite de ce chapitre.

I.6.1. diagnostic par analyse des signaux

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

Dans la littérature, les techniques les plus répondues pour la détection des courts-circuits sont basées sur l'analyse des courants statoriques. Ces méthodes couramment appelées MSCA (*Motor Current Signal Analysis*), présentent l'avantage de n'utiliser que des capteurs de courants, qui sont souvent déjà présents dans les systèmes pour la commande et/ou la surveillance de la machine. Parmi ces méthodes, le diagnostic par l'analyse spectrale sur courants statoriques qui consiste à détecter des raies aux fréquences caractéristiques du défaut. En effet, les perturbations des forces magnétomotrices, induites par un défaut de court-circuit, entraînent la présence d'harmoniques supplémentaires dans les courants statoriques des machines et permettent ainsi la détection de la défaillance. Cette méthode est notamment utilisée dans [40], [41] et [42].

L'analyse spectrale sur les courants statoriques peut également être exploitée à l'aide d'outils mathématiques, comme la transformation de Park [43], [44] ou la transformation de Fortescue avec l'utilisation des composantes symétriques [45], [46]. Ces transformations triphasées/biphasées font alors apparaître des composantes à $2.f_s$ au niveau des courants statoriques en cas de défaillance.

Les courants statoriques ne sont pas les seuls signaux qui permettent de détecter les courts-circuits par une analyse fréquentielle. Les grandeurs électromagnétiques, comme le flux de fuite axial [40], [46], [47], et le couple électromagnétique [48] ainsi que les grandeurs mécaniques, comme la vitesse de rotation du rotor [49] et les vibrations mécaniques [50].

Bien que l'analyse spectrale sur les grandeurs physiques permet une surveillance rapide, cette technique n'est pas adaptée pour tous les cas car elle a des limitations comme le cas où le fonctionnement est à vitesse variable ce qui implique un contenu fréquentiel dépendant du temps [40] ou alors le déséquilibre des tensions d'alimentation ou l'asymétrie dans la machine qui peuvent donner des harmoniques similaires à celle du court-circuit, ainsi l'analyse fréquentielle classique des signaux ne suffit plus pour localiser avec précision les fréquences caractéristiques du défaut de court-circuit. D'autres techniques peuvent alors être utilisées pour analyser les des signaux avec un contenu fréquentielle variable au cours du temps. Nous pouvant citer la méthode de Wigner-Ville [51], [52] ou la transformé de Hilbert-Huang [53], ainsi que les représentations temps-échelle utilisant la méthode de décomposition en ondelettes [54], [55]. Ces méthodes demandent un temps de calcul relativement important ce qui complexifie leurs mises en place pour une implantation en ligne.

I.6.2. Diagnostic par méthode de connaissances

Les méthodes dites de connaissances se basent sur des données issues du système étudié sans passer par la formulation d'un modèle analytique. Cependant, ces techniques utilisent en plus les techniques de classification [56] comme la reconnaissance de formes [57] ou les outils liés à l'intelligence artificielle [58], [59] (réseaux de neurones, logique floue, réseaux bayésiens) afin de renseigner précisément l'état du système.

I.6.3. Diagnostic par approche modèle

Le principe de ce type de méthodes repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller, ce modèle de représentation pouvant correspondre à un modèle sain de la machine ou un modèle spécifique caractérisant le défaut étudié. Cependant, la comparaison entre le modèle et le système réel fait apparaître des différences sur certaines grandeurs caractéristiques et forme ainsi des résidus. Ces derniers sont exploités afin de construire un indicateur de présence de défaut étudié. Afin de générer ces résidus, trois approches sont couramment utilisées [60]:

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

a. Approche par projection dans l'espace de parité

Le principe de l'approche consiste à exploiter les relations de redondance analytique existantes dans les équations du modèle du système étudié. Cette redondance est obtenue grâce à l'acquisition des signaux d'entrées et de sortie du système sur un horizon du temps. Un vecteur de résidus est alors généré en retranchant l'influence des entrées (mesures connues) et des états (par projection matricielle orthogonalement à la matrice d'observabilité) sur la sortie du système [61], [62], [63]. En absence de défaut, les résidus obtenus sont corrélés de bruits de système et ils sont, en théorie, centrés autour de zéro. En cas de défaut, le changement de la valeur moyenne des résidus permet de détecter la défaillance. Le principe de cette méthode est schématisé sur la (figure I.9), où W correspond à la matrice de projection orthogonale.

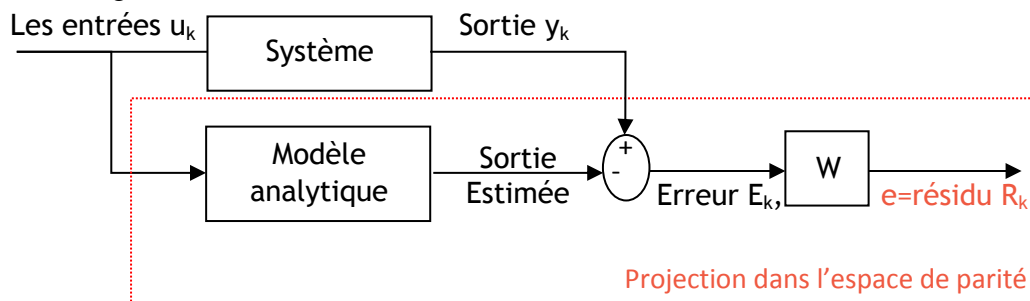


Fig. I.9. Principe du diagnostic par projection dans l'espace de parité.

Cette approche est principalement adaptée pour détecter les défauts additifs [64]. Elle est ainsi souvent utilisée comme complément à d'autres techniques de diagnostic pour discriminer les défauts de capteurs (défauts additifs) [65].

b. Approche à base d'observateurs

Une bonne maîtrise d'un procédé passe par une information fiable sur ce dernier. Alors, la connaissance de l'état à chaque instant est indispensable pour la détection des défauts des procédés industriels. Par ailleurs, en considérant des contraintes économiques et technologiques ou même de faisabilité, on a intérêt à minimiser le nombre de capteurs pour

réduire le coût d'instrumentation et de maintenance. L'exploitation des capteurs logiciels pour la conduite des procédés industriels se trouve, dans ces conditions, est nécessaire.

Un capteur logiciel peut être décrit comme étant l'association d'un capteur physique à un algorithme (appelé observateur) permettant de délivrer, à partir des mesures fournies par le capteur physique et des entrées appliquées au système, des estimations en ligne des différentes variables d'état.

La synthèse d'observateur pour les systèmes linéaires est complètement caractérisée par des conditions nécessaires et suffisantes bien établies. En effet, les premiers travaux sur les observateurs, publiés vers les années soixante par Kalman [66], et Luenberger [67], s'intéressent aux systèmes linéaires invariants au cours de temps. Cependant, la plupart des procédés industriels possèdent des comportements non linéaires ce qui a incité les chercheurs à développer des observateurs non linéaires. Jusqu'à l'heure actuelle, il n'existe pas une méthode générale qui caractérise la synthèse des observateurs non linéaires, mais on parle de différents algorithmes présents dans la littérature. D'une façon générale, ces algorithmes peuvent être classés en quatre catégories.

La première catégorie se base sur le filtre de Kalman étendu qui a connu un grand succès qui s'explique par sa simplicité d'implémentation en dépit de la complexité des systèmes non linéaires. Cependant, ce filtre souffre d'un majeur inconvénient en termes d'absence d'une preuve complète de sa convergence [68], [69].

La deuxième approche consiste à linéariser la dynamique des erreurs afin de mettre ce système sous une forme où les non-linéarités dépendent uniquement des entrées et des sorties mesurables [68], [59], [70], [71], [72]. Mais, la mise sous une telle forme nécessite des transformations d'état très difficiles, ce qui rend l'application de cette approche restreinte à une classe limitée des systèmes non linéaires.

La troisième approche est basée la conception des observateurs pour une classe canonique observable des systèmes non linéaires. Les premières contributions sont publiées dans [72], [73]. Dans [74], les auteurs ont donné une condition nécessaire et suffisante qui caractérise la classe des systèmes affines non linéaires mono-entrée, mono-sortie observables pour toute entrée. En utilisant cette structure, les auteurs ont proposé un observateur à grand gain synthétisé sous une hypothèse le Lipschitz sur la dynamique non linéaire. Plusieurs généralisations de ce résultat aux systèmes à plusieurs entrées sont proposées dans [67], [68], [69], [70],[75].

La quatrième approche se base sur l'exploitation des techniques des Inégalités Matricielles Linéaire (LMI) en combinaison avec les équations de Lyapunov ou de Ricatti [67]. Plus précisément, l'observateur est obtenu en résolvant un problème d'optimisation convexe sous contraintes LMI et par la suite l'observateur existe si ce système des LMI admet une solution [67], [76], [67],[77], [78].

Il existe dans la littérature, d'autres approches qui n'appartiennent pas à ses quatre catégories et qu'on peut les trouver dans les travaux de Filiss et Jaulin [79], [80].

Principe de l'approche à base d'observateur

Le principe de l'approche à base d'observateur en boucle fermée est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur, ces observateurs d'état sont issus de la théorie des systèmes linéaires. En présence d'un défaut, ce résidu a tendance à évoluer, étant donné que les hypothèses d'équilibre du modèle ne sont plus respectées. L'évolution du résidu permet alors de détecter l'apparition de la défaillance.

La figure (I.10), illustre l'observateur, où la matrice H représente la contre-réaction qui permet de minimiser l'effet des conditions initiales, des perturbations et des erreurs du modèle sain.

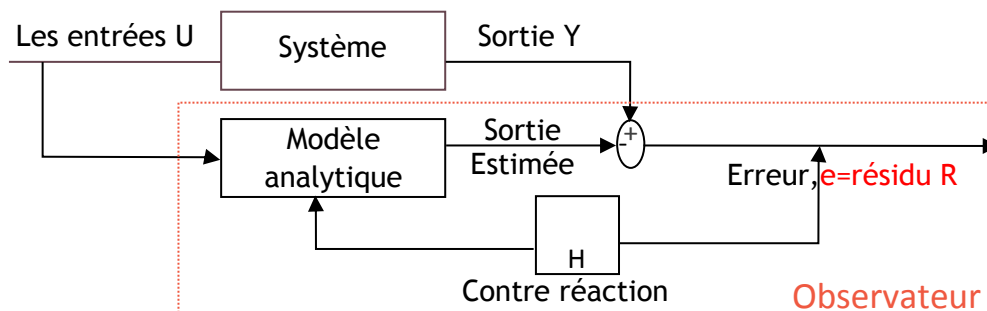


Fig. I.10. Principe classique du diagnostic à base d'observateur.

Cette approche peut être adaptée à la détection des défauts de courts-circuits dans les machines électriques. Divers types d'observateurs peuvent être utilisés comme par exemple les observateurs H_∞ [81], les observateurs à entrées inconnues [82] ou les observateurs adaptatifs [83], [84].

c. Approche par estimation paramétrique

Le diagnostic par identification paramétrique est un autre moyen pour détecter des défaillances dans les systèmes physiques via une approche modèle. Dans ce cas, ce ne sont plus les états, mais l'estimation des paramètres internes du modèle analytique (sain ou défaillant) qui sont utilisés pour générer les résidus nécessaires à la détection (figure I.11).

Ainsi, en cas de défaillance, les variations observées sur les paramètres, par rapport à leurs valeurs théoriques ou nominales, sont utilisées pour détecter le défaut.

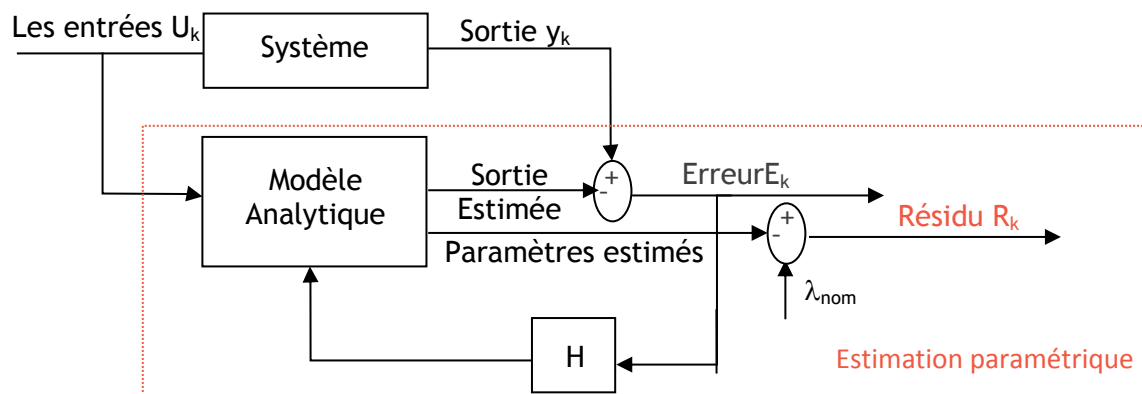


Fig. I.11. Principe du diagnostic avec estimation paramétrique.

I.7. Objectifs

Ce travail consiste à donner des modèles avec des défauts de court-circuit au niveau du stator assez précis de la MSAP, et réaliser de nouvelles techniques de diagnostic dans le but d'appliquer des commandes tolérantes aux défauts.

- Le premier objectif est l'élaboration d'un modèle de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spires et s'inspirer de celui-là pour donner un nouveau modèle assez précis avec défaut de court-circuit entre deux phases au niveau du stator.
- Le deuxième objectif que nous nous sommes fixé pour ce travail de recherche et de chercher une nouvelle approche pour la détection des courts-circuits statoriques. Cette approche se base sur l'utilisation d'observateur dynamique de courant LPVH ∞ dans le but d'extraire des résidus robustes par rapport aux variations paramétriques.
- Le troisième objectif de ce mémoire de thèse peut se résumer à déterminer une commande tolérante aux défauts de courts-circuits. Les commandes classiques à action Proportionnelle Intégrale Dérivée, peuvent s'avérer suffisantes si les exigences en précision et performance du système ne sont pas trop sévères. Dans le cas contraire, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant une robustesse du comportement du processus vis-à-vis des défaillances. Dans ce contexte, nous avons cherché à trouver une commande tolérante au défaut de court-circuit. La commande directe du couple (DTC) était celle choisie. Notre principale contribution est d'améliorer les performances en couple par la minimisation des ondulations au niveau du couple suite à l'application de la commande vectorielle à hystérésis en mode sain et à la DTC en mode défaillant.

I.8. Conclusion

À travers ce chapitre on a présenté la MSAP en donnant leurs structures, principes de fonctionnement et leurs domaines d'application ainsi que leurs importances dans les industries ce qui justifie notre choix porté sur le moteur synchrone à aimant permanent et spécifiquement à pôles lisses. Ainsi que les différents défauts électriques qui peuvent atteindre cette machine ensuite un état d'art des différentes méthodes de détection et de commandes utilisées dans la littérature pour détecter les courts-circuits entre spires et contrôler les machines électriques avec défauts électriques, et en fin on a terminé par donner les principaux objectifs de recherche fixés par ce mémoire de thèse.

Chapitre II

Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.1. Introduction

Les machines électriques tournantes sont des systèmes physiques régis par des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques et acoustiques, etc. Dans le contexte de la commande en couple ou en vitesse de ces machines, seuls les phénomènes électromécaniques sont pertinents pour la mise en œuvre d'un modèle simplifié et représentatif. Ces phénomènes peuvent être décrits par des lois de la physique telles que les équations de Maxwell (pour la partie électromagnétique), la force de Laplace et la deuxième loi de Newton (pour la partie électromécanique).

La modélisation des machines électriques en vue de leurs commandes exige la prise en compte de certaines hypothèses simplificatrices, et se base sur 3 types d'équations :

- *Équations magnétiques*: il s'agit des équations qui décrivent les flux en fonction des courants qui parcourent les enroulements (théorème d'Ampère).
- *Équations électriques* : la relation entre les tensions et les courants est décrite par la loi d'Ohm généralisée avec la loi de Faraday.

- **Équations mécaniques** : la deuxième loi de Newton décrit la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple (résultant de la force de Laplace).

Malgré la prise en compte des hypothèses simplificatrices, les équations d'une machine AC restent fortement non linéaires, ce qui rend l'analyse du comportement de la machine très difficile, surtout en régime transitoire. Pour faciliter l'analyse des régimes transitoires et permanents des machines AC et par la suite, faciliter leur commande, la théorie des deux circuits de Park a été introduite, il s'agit d'une série de transformations mathématiques qui simplifient le modèle de la machine en gardant l'aspect physique des grandeurs transformées.

Ce chapitre est dédié à la modélisation de la MSAP à pôle lisse, et qui sera la base des études faites dans ce mémoire de thèse.

II.2. Structure et hypothèses considérées pour la modélisation de la MSAP étudiée

Dans notre travail, nous limiterons l'étude aux machines ayant un enroulement triphasé couplé en étoile sans liaison de neutre (figure II.1), supposé équilibré et à rotor lisse. De ce fait, les inductances propres et inductances mutuelles des bobines des trois phases sont égales. Le stator comporte trois axes a , b et c identiques et décalés entre eux de $2\pi/3$.

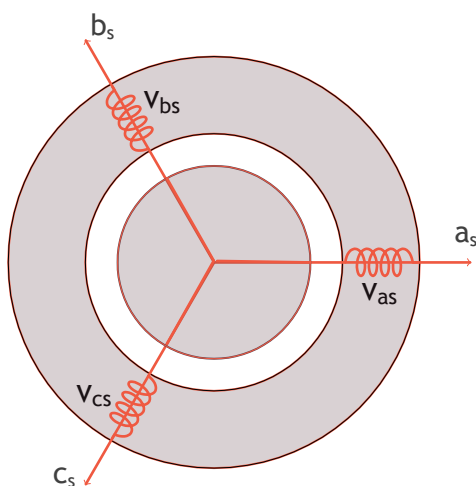


Fig. II.1. Représentation schématique des enroulements d'une MSAP.

La machine est considérée à rotor lisse dont, le but est de négliger l'impact de l'effet de la denture statorique qui dans les MSAP peut conduire à un couple de détente et des ondulations

de couple à pulsation relativement élevée lorsque la machine tourne. De même, la forme de la fém peut-être dans certains cas affectée par la denture statorique et comporter des harmoniques de rangs élevés [7], [6].

La machine est supposée non saturée (circuits magnétiques linéaires), sachant que la composante directe du courant qui peut entraîner la machine en saturation n'est pratiquement jamais positive dans les MSAP autopilotées à rotor lisse. En effet, dans ces machines cette composante est fixée soit à zéro à vitesse inférieure à la vitesse nominale soit à une valeur négative (défluxant la machine) à haute vitesse [25].

Les pertes fers au rotor sont négligées, les pertes au rotor sont dues aux harmoniques d'espace de la FMM et des harmoniques temporelles du courant statorique. Cependant, compte tenu de l'entrefer important de cette machine et la résistivité élevée des aimants, le fait de considérer les pertes rotoriques négligeables est justifié [25].

On suppose aussi que :

- la répartition spatiale des conducteurs statoriques est sinusoïdale, la distribution spatiale de la force magnétomotrice (FMM) l'est aussi ; les harmoniques spatiales de la distribution du flux sont négligées [5] ;
- L'effet amortissement au rotor est négligé ;
- Une répartition sinusoïdale de la fém ;
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable ;
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

II.3. Mise en équation de la MSAP

La mise en équation s'appuie sur quelques hypothèses classiques citées précédemment, et en se basant sur la structure de la machine en fonctionnement moteur, on déduit les équations de la machine présentées ci-dessous.

II.3.1. Équations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout courant (i), parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit est le quotient du flux de ce champ magnétique (ψ) par l'intensité du courant traversant le circuit. De ce fait, le champ magnétique produit par chaque enroulement statorique est exprimé par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Puisque notre moteur est une MSAP à pôles lisses, les inductances propres et mutuelles des bobines des trois phases sont égales.

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$$

Si on prend comme exemple le flux dans la phase (a) :

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

Et comme le système est supposé équilibré et connecté en étoile et que la composante homopolaire du courant est nulle, on aura :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

L'équation(II.2) devient :

$$\psi_{as} = (L - M)i_{as} \quad (II.3)$$

$$L_s = L - M$$

Où,

L_s : l'inductance cyclique de l'enroulement statorique.

Cependant, l'équation (II.1) devient :

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Le flux magnétique généré par les aimants du rotor est donné par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \psi_{fa} \\ \psi_{fb} \\ \psi_{fc} \end{bmatrix} = \psi_{f \max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Où,

$\psi_{f \max}$: l'amplitude du flux de l'aimant ;

θ : la position angulaire du rotor.

Pour les machines à aimants, le flux magnétique total est généré par deux sources différentes : le flux créé par les bobines statoriques décrit précédemment (équation II.4), et celui induit au stator par les aimants du rotor (équation II.5). Ainsi, le flux peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\varphi_{abc}^s = \psi_{abc}^s + \psi_{abc}^f \quad (II.6)$$

En remplaçant les flux par leurs expressions, on aura les équations ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \psi_{f \max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

II.3.2. Équations électriques

Ces équations décrivent le comportement des courants et des fém. dans les enroulements, elles se basent sur la loi de Faraday et la loi d'Ohm.

Selon la loi de Faraday, chaque enroulement soumis à un flux magnétique (φ) variable, est le siège d'une force électromotrice (fém). En appliquant cette loi aux enroulements de notre moteur, on aura l'expression suivante :

$$e_{abc}^s = -\frac{d\varphi_{abc}^s}{dt} \quad (II.8)$$

Selon la loi d'Ohm appliquée sur le système d'enroulements d'une machine tournante, s'écrit l'équation suivante :

$$v_{abc}^s + e_{abc}^s = R_s i_{abc}^s \quad (II.9)$$

En remplaçant tous les vecteurs par leurs expressions, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Avec :

v_{abc} : les tensions des phases statoriques,

R_s : la résistance statorique,

I_{abc} : les courants de phases statoriques,

φ_{abc} : les flux totaux statoriques.

En remplaçant les flux totaux par leurs expressions, les équations des tensions de phases deviendront comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + [L_s] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$e_{abc}^s = -\frac{d\psi_{abc}^s}{dt} = \psi_f \max \omega \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où, ω est la pulsation mécanique du rotor (en degré électrique).

II.3.3. Équations mécaniques

Les flux générés par le stator interagissent avec le rotor pour produire un couple électromagnétique dans l'entrefer. Si le couple produit est suffisamment grand, le rotor se met à tourner ; ce phénomène est décrit par le principe fondamental de la dynamique, issu de la deuxième loi de Newton pour les corps en rotation.

Dans le cas d'une machine électrique tournante, ce principe est présenté par l'équation:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (\text{II.13})$$

$$\omega_r = \frac{\omega}{p}$$

Où,

J : le moment d'inertie du rotor avec la charge associée,

ω_r : la vitesse angulaire mécanique du rotor,

C_{em} : le couple électromagnétique fourni par le stator sur l'arbre de la machine,

C_r : le couple résistant. Le couple résistant comporte le couple exercé par la charge et celui dû aux frottements (sec, visqueux, etc.), p est le nombre de paires de pôles.

Sous les hypothèses classiques, une machine électrique, en fonctionnement moteur, absorbe de l'énergie électrique (P_{abs}), et la transforme en partie en énergie mécanique utile (P_m), une autre partie sera dissipée sous forme d'énergie thermique (P_J) dans le circuit résistif (par effet Joule) et une dernière partie sera stockée dans le circuit inductif sous forme d'énergie magnétique (P_{em}).

Le bilan de puissance d'un moteur électrique est donc le suivant (figure II.2) :

$$P_{abs} = P_m + P_J + P_{em} \quad (\text{II.14})$$

Où,

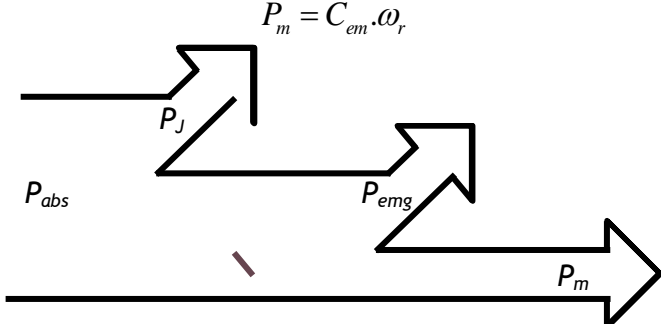
La puissance électrique absorbée par la machine :

$$P_{abs} = [i_{abc}^s]^T [v_{abc}^s] \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions, on aura :

$$P_{abs} + \underbrace{R_s (i_{as}^2 + i_{bs}^2 + i_{cs}^2)}_{P_J} + \underbrace{L_s (i_{as} \frac{di_{as}}{dt} + i_{bs} \frac{di_{bs}}{dt} + i_{cs} \frac{di_{cs}}{dt})}_{P_{em}} + \underbrace{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}_{P_m} \quad (\text{II.16})$$

La puissance mécanique fournie sur l'arbre de la machine :

$$P_m = C_{em} \cdot \omega_r \quad (\text{II.17})$$


Le diagramme illustre le bilan de puissance d'un moteur électrique. Une flèche horizontale à gauche, étiquetée P_{abs} , représente la puissance électrique absorbée. Cette puissance est décomposée en trois chemins : une flèche diagonale vers le haut, étiquetée P_J , représente la puissance dissipée par effet Joule ; une flèche diagonale vers le bas, étiquetée P_{emg} , représente la puissance électromagnétique stockée dans le circuit inductif ; et une flèche horizontale à droite, étiquetée P_m , représente la puissance mécanique utile fournie sur l'arbre. Au-dessus du diagramme, l'équation $P_m = C_{em} \cdot \omega_r$ est indiquée.

Fig II.2. Bilan de Puissance.

A partir de (II.16) et (II.17) l'expression du couple électromagnétique sera déduite comme suit:

$$C_{em} = \frac{P_m}{\omega_r} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (\text{II.18})$$

II.3.4. le modèle de la MSAP dans le repère de Park

Le modèle élaboré dans les paragraphes précédents n'est pas adapté pour l'analyse et la commande de ces machines. Dans le but de faciliter l'étude des machines électriques, les ingénieurs et chercheurs du début du XXe siècle (Blondel, Park, Doherty, Nickle, Concordia, Clarke et autres) ont proposé des transformations mathématiques qui gardent l'aspect physique des variables. Leurs résultats nous permettent aujourd'hui de mieux analyser le comportement des machines, surtout en régime transitoire [22].

L'idée de base de la théorie des deux circuits s'articule sur le fait que pour n'importe quelle machine AC polyphasée, le principe de fonctionnement est le même. Il convient donc de représenter les variables tournantes (champ et flux magnétiques, par la suite courant et tension électriques) comme des vecteurs dans un repère orthonormé. Ce repère peut être lié au stator ($\alpha \beta$), au rotor ($d q$), au champ tournant du stator ($x y$) (figure II.3).

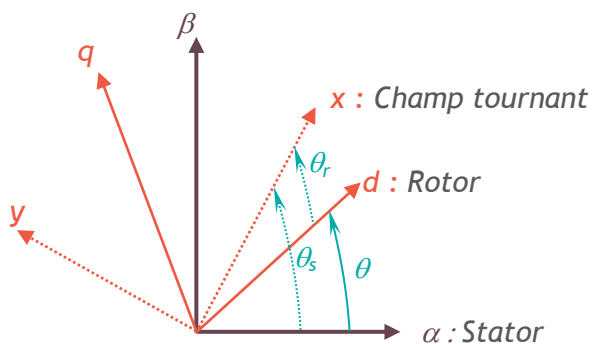


Fig. II.3. Différents repères diphasés pour une machine triphasée.

Mathématiquement, le passage du repère polyphasé fixe à un repère diphasé fixe se fait par projection de la résultante de la variable désirée (flux, courant,... etc.) sur un système de deux axes. L'ensemble des changements de variables qui transforme le système polyphasé fixe en un diphasé tournant est souvent appelé transformation de Park.

a. Modèle de la MSAP dans le repère $(\alpha \beta)$

On peut utiliser deux matrices pour le passage du repère triphasé $(a \ b \ c)$ au repère diphasé $(\alpha \ \beta)$:

La transformation de Clarke, noté C_{23} :

$$X_{\alpha\beta} = C_{23} X_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Elle conserve les amplitudes des grandeurs transformées, mais pas la puissance [18].

La transformation de Concordia, noté T_{23} :

$$X_{\alpha\beta} = T_{23} X_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

Elle conserve la puissance, mais pas les amplitudes. Cette transformation est souvent utilisée pour simplifier les opérations matricielles, pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse [7], [6].

Application au modèle de la MSAP en utilisant la matrice de Concordia :

- *Équations magnétiques*

$$T_{23} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + T_{23} \psi_{f \max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Avec :

$$\psi_f = \sqrt{\frac{2}{3}} \psi_{f \max}$$

- **Équations électriques**

$$T_{23} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + T_{23} [L_s] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + T_{32} \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Où les fém s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} = \omega \psi_f \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

- **Expression du couple électromagnétique**

$$C_{em} = \frac{e_{s\alpha} i_{s\alpha} + e_{s\beta} i_{s\beta}}{\omega_r} \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant les fém par leurs équations, on aura une autre expression du couple :

$$C_{em} = p \psi_f (i_{s\beta} \cos(\theta) - i_{s\alpha} \sin(\theta)) \quad (\text{II.27})$$

b. Modèle de la MSAP dans le repère (dq)

Le passage du repère fixe ($\alpha\beta$) au repère tournant (dq) (figures II.2) se fait, par application de la transformation de rotation d'angle θ (angle que fait le repère (dq) par rapport au repère fixe, dans le sens trigonométrique), suivant la relation suivante :

$$X_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} X_{\alpha\beta} \quad (\text{II.28})$$

Application au modèle de la MSAP en utilisant cette matrice de transformation :

- *Équations magnétiques*

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

- *Équations électriques*

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

- *Expression du couple électromagnétique*

$$C_{em} = p\psi_f i_{sq} \quad (\text{II.31})$$

II.3.5. Représentation d'état

Dans notre machine l'expression du couple est une fonction des courants traversant les enroulements et de la vitesse du rotor (équation II.18). La dynamique du courant dépend de la vitesse du rotor (équation II.11,12). La commande en couple (ou en vitesse) de cette machine nécessite, alors, la connaissance des courants et de la vitesse du rotor. Il convient donc de choisir le vecteur d'état ci-dessous pour la représentation d'état :

$$x = [I \quad \omega_r]^T \quad (\text{II.32})$$

$$I = \begin{bmatrix} i_{abc}^s \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

À partir des équations (II.9), (II.11) et (II.16), la représentation d'état s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{abc}^s \end{bmatrix} = -[L_s]^{-1} [R_s] \begin{bmatrix} i_{abc}^s \end{bmatrix} + [L_s]^{-1} \begin{bmatrix} v_{abc}^s \end{bmatrix} - [L_s]^{-1} \begin{bmatrix} e_{abc}^s \end{bmatrix} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{1}{\omega_r} \begin{bmatrix} i_{abc}^s \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} e_{abc}^s \end{bmatrix} \right) - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

a. le modèle d'état en (dq)

Le système précédent dans le repère (dq), peut être mis sous forme d'équation d'état :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (\text{II.35})$$

On définit le vecteur de variable d'état (\mathbf{x}) et le vecteur d'entrée (\mathbf{u}) comme suit :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & \frac{-R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{-\omega}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

D'où on peut déduire les matrices \mathbf{A} et \mathbf{B} comme suit :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & \frac{-R_s}{L_s} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{-\omega}{L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

II. 3.6. Résultats de simulation du modèle en (dq)

Des simulations ont été effectuées sur Simulink-MATLAB. Le modèle est représenté par le schéma bloc de simulation du moteur (figure II.4):

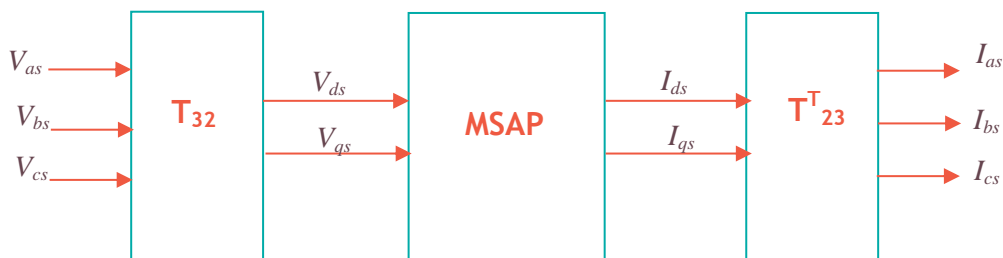


Fig. II.4. Schéma bloc de la simulation du modèle de la MSAP.

Les figures (II. 5, 6, 7 et 8) montrent le comportement de la MSAP lors d'un démarrage à vide et l'application d'une charge de 5 N.m à $t=0.6s$. Après un régime transitoire, le couple ramène le rotor à la vitesse de synchronisme où il se stabilise au voisinage de zéro puisqu'il n'y avait pas de charge, mais une fois que la charge est appliquée il se stabilise à cette charge de 5 N.m. Au démarrage, les courants directs et en quadratures sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales ensuite ils réagissent à l'application de la charge.

En pratique, le moteur synchrone à aimants permanents est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillations dans les caractéristiques couple et courants ne sont pas observés. Les résultats théoriques obtenus ci-dessous valident le modèle de la machine.

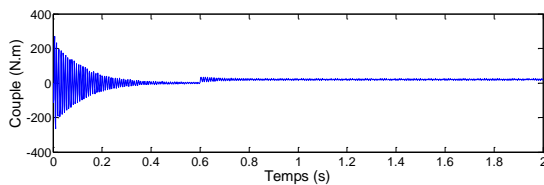


Fig. II.5. Couple

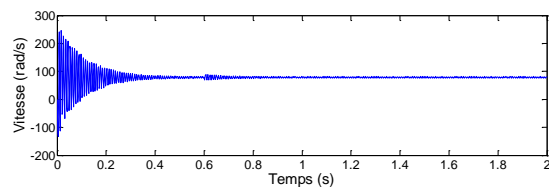


Fig. II. 6. Vitesse

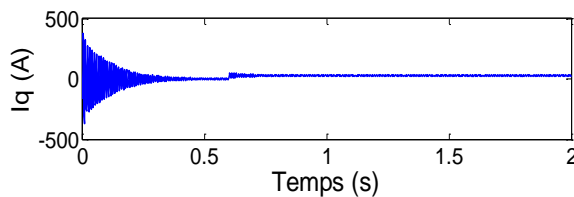


Fig. II.7. Courant I_q

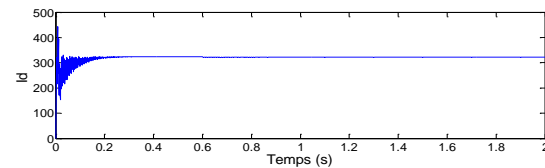


Fig. II.8. Courant I_d

II.4. Conclusion

Ce chapitre a introduit structure, hypothèses et mise en équations pour la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans son état sain.

Les résultats de la simulation du modèle de cette machine en fonctionnement sain seront utilisés comme base et exploités dans les chapitres suivants pour la modélisation des défauts et simulations en vue de son diagnostic et sa commande.

Chapitre III

Modélisation de la MSAP avec court-circuit

III.1.Introduction à la modélisation de la MSAP avec court-circuit au stator en vue du diagnostic et de la commande

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) reconnues partout par leurs efficacités énergétiques, leurs simplicités de mise en œuvre et leurs performances dynamiques, une MSAP n'est cependant pas exempte de défauts électriques ou mécaniques.

On a consacré notre étude sur les courts-circuits statoriques considérés comme les défauts les plus fréquents dans les machines électriques.

La topologie des courts-circuits susceptibles d'apparaître est très variée, avec des conséquences en cascade plus ou moins destructrices. Nous nous intéressons ici et en premier lieu, au contact entre spires d'une même encoche. Il s'agit d'un défaut qu'une commande en boucle fermée parvient à compenser alors que le courant circulant, dans les spires concernées, peut être très important, et en deuxième lieu au contact entre deux phases qui est un défaut nécessitant un arrêt immédiat.

L'établissement de modèles adaptés à la simulation de défauts, suffisamment précis, prenant en compte la nature et la sévérité du défaut est la première étape dans l'étude du comportement des machines électriques en présence de défauts de court-circuit statorique. L'objectif de ces modèles est de disposer d'un outil spécifiquement orienté vers le développement de méthodes fiable de diagnostic des courts-circuits et de leurs sévérités. Un

diagnostic efficace va nous ouvrir une voie vers des commandes tolérantes aux défauts. De nombreuses études sont portées sur l'analyse du comportement de ce type de défaut.

Comment mettre en œuvre un modèle avec défaut assez précis et avec un temps de calcul acceptable ?

À travers ce chapitre ces modèles seront exposés, avec un certain nombre d'hypothèses, avec des résultats de simulation justifiant leurs efficacités. Le premier modèle avec court-circuit entre spires et le deuxième modèle avec court-circuit entre deux phases.

Les modèles avec défaut proposés sont déduits de modèle type circuits électriques équivalents dont les paramètres sont déterminés à partir d'expressions analytiques en fonction du nombre de spires en défaut et de la sévérité du défaut [19], [20], [25], [5].

III.2. Hypothèses considérées pour la modélisation

Étant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie généralement la répartition de courant dans les encoches du stator, nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses qui ne sont pas valables pour tous les types de la MSAP.

Cependant, les hypothèses admises et les restrictions éventuelles qu'elles entraînent sont décrites ci-après [85], [86] :

- Nous considérons uniquement les MSAP à stator lisse, pour négliger l'impact de l'effet de la denture statorique qui dans les MSAP peut conduire à un couple de détente, et des ondulations de couple à pulsation relativement élevée lorsque la machine tourne. De même, la fém peut être affectée et comporter des harmoniques de rang élevés.
- le rotor est également supposé lisse, pour les machines ayant les aimants collés sur la surface. En effet, la perméabilité est souvent proche de celle de l'air. Dans ce cas, les matrices d'inductances de la machine, saine ou en défaut, comportent des éléments indépendants de la position du rotor, ce qui rend leurs estimations simples.

- Les pertes fer au stator et au rotor sont négligées.
- La machine est supposée non saturée.
- Le bobinage statorique des MSAP saines triphasées est supposé équilibré. De ce fait, les éléments diagonaux de leurs matrices d'inductances sont égaux ainsi que leurs éléments non diagonaux. Il est évident qu'en présence d'un défaut électrique, le bobinage triphasé n'est plus équilibré.
- Une hypothèse supplémentaire sur le bobinage de la MSAP saine est qu'à la suite d'un défaut de court-circuit les axes des sous bobines qui en résultent restent confondus. Cette hypothèse est justifiée dans les machines à une encoche par phase et par pôle.

III.3. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre spires

On suppose qu'un court-circuit entre spires se produit dans la phase « a » dans une MSAP. Le défaut est modélisé par une simple résistance « r_f » figure (III.1). « r_f » varie de l'infini -lorsque la machine est saine- à zéro lorsque la machine est soumise à un défaut franc de court-circuit.

Le bobinage dans le quelle survient le défaut est donc divisé en deux parties « a_{s1} » pour la partie saine et « a_{s2} » pour la partie en court-circuit. La partie en court-circuit forme un circuit supplémentaire créant un champ magnétique pulsant qui va modifier le champ principal [87], [88], [89] et [90].

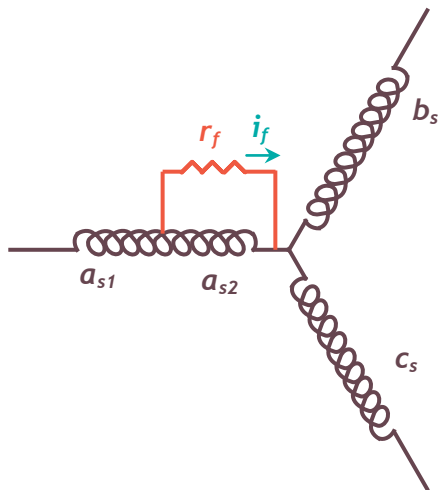


Fig. III.1. Court-circuit statorique entre spires de la phase « a », repère (abc) .

Pour représenter la gravité et l'emplacement de défaut, deux nouveaux paramètres X_{cc} et θ_f sont introduits. Le paramètre X_{cc} représente la gravité du défaut il est défini comme le rapport entre le nombre de spires court-circuitées N_{cc} et le nombre total de spires N_s . Le paramètre θ_f définit l'emplacement du défaut, il peut prendre seulement trois valeurs $(0, 2\pi/3, -2\pi/3)$ par rapport aux trois phases a, b et c respectivement.

III.3.1. Modèle dans le repère (abc)

Les nouvelles équations des tensions du moteur se reformulent comme suit [17], [19], [21] :

$$[v_{abcs}] = [v_{as1} v_{as2} v_{bs} v_{cs}] \quad (\text{III.1})$$

Où, v_{as1} et v_{as2} sont respectivement les tensions aux bornes des bobines saines et court-circuitées.

Les nouvelles résistances sont calculées à partir d'expressions analytiques simples, qui ne sont justifiables que pour des MSAP à une encoche par pôle et par phase [19], [25] :

$$\begin{aligned} R_{sa1} &= (1 - x_{cc})R_{as} \\ R_{sa2} &= (x_{cc})R_{as} \\ x_{cc} &= \frac{N_{cc}}{N_s} = \sigma \\ R_s &= R_{as} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Les inductances propres de la partie saine et celle en défaut sont proportionnelles au carré de X_{cc} , les inductances mutuelles le sont aussi, mais pour X_{cc} seulement :

$$\begin{aligned} L_{as1} &= (1 - \sigma)^2 L_{as} , & L_{as2} &= (\sigma)^2 L_{as} , \\ M_{a2b} &= \sigma M , & M_{a2c} &= \sigma M , \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

$$M_{a1a2} = \sigma(1 - \sigma)L.$$

Où,

R_s : résistance statorique,

L : inductance propre,

M : inductance mutuelle.

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

$$\begin{aligned} v_{as} &= v_{as1} + v_{as2} \\ I_{as1} &= I_{as} \\ I_{as2} &= I_{as} - I_f \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Le vecteur courant devient alors :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{as} & (I_{as} - I_f) & I_{bs} & I_{cs} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.5})$$

I_f : est le courant supplémentaire engendré par le court-circuit.

Les équations de tensions dans les deux parties qui composent la phase « a » sont données par :

$$v_{as1} = R_{as1} I_{as} + L_{as1} \frac{dI_{as}}{dt} + M_{a1a2} \frac{d(I_{as} - I_f)}{dt} + M_{a1b} \frac{dI_{bs}}{dt} + M_{a1c} \frac{dI_{cs}}{dt} + e_{as1} \quad (\text{III.6})$$

$$v_{as2} = R_{as2} (I_{as} - I_f) + L_{as2} \frac{d(I_{as} - I_f)}{dt} + M_{a1a2} \frac{dI_{as}}{dt} + M_{a2b} \frac{dI_{bs}}{dt} + M_{a2c} \frac{dI_{cs}}{dt} + e_{as2} \quad (\text{III.7})$$

Les équations de tensions deviennent :

$$v_{as} = R_s I_{as} + L \frac{dI_{as}}{dt} + M \frac{dI_{bs}}{dt} + M \frac{dI_{cs}}{dt} + e_{as} - R_{as2} I_f - (L_{as2} + M_{a1a2}) \frac{dI_f}{dt} \quad (\text{III.8})$$

$$v_{bs} = R_s I_{bs} + M \frac{dI_{as}}{dt} - M_{a2b} \frac{dI_f}{dt} + L \frac{dI_{bs}}{dt} + M \frac{dI_{cs}}{dt} + e_{bs} \quad (\text{III.9})$$

$$v_{cs} = R_s I_{cs} + M \frac{dI_{as}}{dt} - M_{a2c} \frac{dI_f}{dt} + M \frac{dI_{bs}}{dt} + L \frac{dI_{cs}}{dt} + e_{cs} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\begin{aligned} L &= L_{as1} + L_{as2} + 2M_{a1a2} \\ M &= M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} \\ e_{as} &= e_{as1} + e_{as2} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

La force électromotrice (fém), dépend de x_{cc} . Les fém dans la partie saine et celle en défaut :

$$\begin{aligned} e_f &= e_{as2} = x_{cc} e_{as} \\ e_{as1} &= (1 - x_{cc}) e_{as} \end{aligned}$$

Sous forme matricielle le système devient :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{as2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_f - \begin{bmatrix} L_{as2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{dI_f}{dt} \quad (\text{III.12})$$

L'équation qui décrit la maille du court-circuit est :

$$0 = -R_{as2} I_{as} - (L_{as2} + M_{a1a2}) \frac{dI_{as}}{dt} - M_{a2b} \frac{dI_{bs}}{dt} - M_{a2c} \frac{dI_{cs}}{dt} - e_f + (R_{as2} + r_f) I_f + L_{as2} \frac{dI_f}{dt} \quad (\text{III.13})$$

On rassemble les deux équations précédentes pour obtenir l'équation globale régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{as2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{as2} & 0 & 0 & R_{as2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & -L_{as2} - M_{a1a2} \\ M & L & M & -M_{a2b} \\ M & M & L & -M_{a2c} \\ -L_{as2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{as2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

On peut aussi l'écrire en fonction de X_{cc} :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{as2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{as2} & 0 & 0 & R_{as2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & -L_{as2} - M_{a1a2} \\ M & L & M & -M_{a2b} \\ M & M & L & -M_{a2c} \\ -x_{cc}L & -x_{cc}M & -x_{cc}M & -x_{cc}^2L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

On peut écrire le système de façon générale comme suit :

$$v_{abc}^s = \underbrace{R_s I_{abc}^s + \frac{d\psi_{abc}^s}{dt}}_{\text{sain}} - \underbrace{x_{cc} R_s I_f^s - x_{cc} \frac{d\psi_f^s}{dt}}_{\text{défaut}} \quad (\text{III.16})$$

L'équation (III.16), décrit complètement le modèle de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spires dans une phase. On voit bien que cette équation se compose de deux parties, une partie saine et une deuxième partie due au défaut.

Remarque :

Pour les machines ayant une encoche par phase et par pôle, on peut admettre que $M_{a2b} = M_{a2c}$, d'où on peut simplifier l'équation (III.14) comme suit [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{as2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{as2} & 0 & 0 & R_{as2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & -L_{as2} - M_{a1a2} \\ M & L & M & -M_{a2b} \\ M & M & L & -M_{a2c} \\ -L_{as2} - M_{a1a2} + M_{a2b} & 0 & 0 & L_{as2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

L'expression du couple électromagnétique en négligeant le couple de détente est :

$$C_e = \frac{e_{as}I_{as} + e_{bs}I_{bs} + e_{cs}I_{cs} - e_f I_f}{\Omega} \quad (\text{III.18})$$

III.3.2. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre spires dans le repère ($\alpha\beta$)

En faisant les transformations qu'il faut au système global présenté par l'équation (III.14) on aura ce qui suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{as2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{as2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\begin{aligned} R'_{as2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{as2}, R'_f = R_{as2} + r_f, e_f = e_{as2} \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{as2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2}) \\ M_{f\beta} &= -\sqrt{\frac{1}{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \\ L_s &= L - M \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Le couple électromagnétique sera donné par l'équation suivante :

$$C_e = \frac{e_\alpha I_\alpha + e_\beta I_\beta - e_f I_f}{\Omega} \quad (\text{III.21})$$

III.3.3. Mise sous forme d'état du Modèle de la MSAP avec court-circuit

A partir du modèle de la machine présenté par le système matriciel (III.19), on va déduire la représentation d'état :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (\text{III.22})$$

On définit le vecteur de variable d'état (x) et le vecteur d'entrée (u) comme suit :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{as2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{as2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{L_s(L_s L_{as2} - (M_{f\alpha}^2 - M_{f\beta}^2))} \begin{bmatrix} L_s L_{as2} - (M_{f\beta}^2) & (M_{f\alpha} M_{f\beta}) & (-L_s M_{f\alpha}) \\ (M_{f\alpha} M_{f\beta}) & L_s L_{as2} - (M_{f\alpha}^2) & (-L_s M_{f\beta}) \\ (-L_s M_{f\alpha}) & (-L_s M_{f\beta}) & L_s^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

D'où on peut déduire les matrices A et B comme suit :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{as2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{as2} & 0 & R'_f \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{as2} \end{bmatrix}^{-1}$$

III.4. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre deux phases

Le défaut entre deux phases indique la destruction d'isolement entre deux enroulements de deux phases au stator conduisant à un court-circuit très dangereux. En suivant le même raisonnement de la partie précédente, ce court-circuit est modélisé par une résistance, où sa valeur dépend de la gravité de défaut. L'enroulement du stator d'une machine MSAP avec défaut entre deux phases est représenté par la figure(III.2). Sur cette figure, le défaut se produit entre les phases 'a' et 'b', r_f représente la résistance de défaut. Les sous-enroulements (a_{s1}) et (a_{s2}) représentent respectivement la partie saine et celle défectueuse de l'enroulement de la phase 'a' et les sous-enroulements (b_{s1}) et (b_{s2}), la partie saine et

défectueuse du bobinage de la phase 'b'. Lorsque la résistance de défaut r_f diminue vers la valeur zéro, le défaut d'isolement évoluera vers un court-circuit [91].

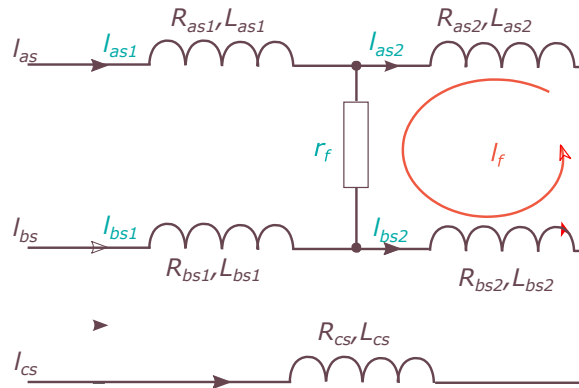


Fig.III.2. Court-circuit entre deux phases de l'enroulement statorique.

III.4.1. Modèle dans le repère (abc)

Les équations des tensions du moteur qui décrivent le circuit en défaut présenté par la figure (III.2), sont exprimées comme suit [91] :

$$[v_{abc}] = [v_{as1} v_{as2} v_{bs1} v_{bs2} v_{cs}] \quad (\text{III.25})$$

Où,

v_{as1} & v_{bs1} : sont respectivement les tensions aux bornes des bobines 'a' et 'b' saines.

v_{as2} & v_{bs2} : sont respectivement les tensions aux bornes des bobines 'a' et 'b' en défaut.

Les nouvelles résistances des parties saines et court-circuitées sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} R_{sa1} &= (1 - x_{cc}) R_{as} \\ R_{sa2} &= (x_{cc}) R_{as} \\ x_{cc} &= \frac{N_{cc}}{N_s} = \sigma \\ R_s &= R_{as} = R_{bs} \\ R_{sb1} &= (1 - x_{cc}) R_{bs} \\ R_{sb2} &= (x_{cc}) R_{bs} \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

Les inductances propres de la partie saine et celle en défaut des enroulements sont proportionnelles au carré de X_{cc} . Les inductances mutuelles des deux parties le sont aussi, mais pour X_{cc} seulement :

$$L_{as1} = (1 - \sigma)^2 L_{as}, \quad L_{as2} = (\sigma)^2 L_{as}, \quad L_{bs1} = (1 - \sigma)^2 L_{bs}, \quad L_{bs2} = (\sigma)^2 L_{bs},$$

$$M_{b2c} = \sigma M, \quad M_{a2c} = \sigma M, \quad (III.27)$$

$$M_{a1a2} = \sigma(1 - \sigma)L, \quad M_{b1b2} = \sigma(1 - \sigma)L$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase 'a' et 'b' a donné les relations suivantes :

$$v_{as} = v_{as1} + v_{as2}, \quad v_{bs} = v_{bs1} + v_{bs2}$$

$$I_{as1} = I_{as}, \quad I_{bs1} = I_{bs} \quad (III.28)$$

$$I_{as2} = I_{bs} - I_f, \quad I_{as2} = I_{bs} + I_f$$

Le vecteur courant devient alors :

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{as} & (I_{as} - I_f) & (I_{bs} + I_f) & I_{cs} \end{bmatrix}^T \quad (III.29)$$

I_f est le courant supplémentaire engendré par le court-circuit.

L'équation qui décrit la maille du court-circuit est la suivante :

$$0 = -R_{as2} I_{as} + R_{bs2} I_{bs} - (L_{as2} + M_{a1a2} - M_{b2a1} - M_{b2a2}) \frac{dI_{as}}{dt} -$$

$$(-L_{bs2} - M_{b1b2} + M_{a2b1} + M_{a2b2}) \frac{dI_{bs}}{dt} - (M_{a2c} - M_{b2c}) \frac{dI_{cs}}{dt} - e_f + (R_{as2} + R_{as2} + r_f) I_f -$$

$$(-L_{as2} + M_{a2b2} + M_{b2a2}) \frac{dI_f}{dt} \quad (III.30)$$

A partir de l'analyse précédente, on obtient les équations globales régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit entre deux phases:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{as2} \\ 0 & R_s & 0 & R_{bs2} \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{as2} & R_{bs2} & 0 & R' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & M_{af} \\ M & L & M & M_{bf} \\ M & M & L & M_{cf} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_f &= L_{as2} + L_{bs2} - M_{a2b2} - M_{b2a2} \\ M_{bf} &= -M_{a1a2} + M_{a1b2} + M_{a2b2} - L_{a2} \\ M_{cf} &= -M_{ca2} + M_{cb2} \\ M_{af} &= -M_{a1a2} + M_{a1b2} - L_{as2} + M_{a2b2} \\ R' &= R_{as} + R_{bs} + R_f \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

III.4.2. Modèle de la MSAP avec court-circuit entre deux phases dans le repère $(\alpha\beta)$

Les équations de la machine avec court-circuit entre deux phases dans le référentiel stationnaire $(\alpha\beta)$, sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & R_r \\ 0 & R_s & r_{b2} \\ R_r & r_{b2} & r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_r &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-R_{as2} - \frac{R_{bs2}}{2} \right), r_f = R_{as2} + R_{bs2} + r_f, r_{b2} = \frac{1}{2} \sqrt{2} R_{bs2} \\ M_{f\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(L_{af} - \frac{M_{bf}}{2} - \frac{M_{cc}}{2} \right) \\ M_{f\beta} &= \frac{1}{2} \sqrt{2} (M_{bf} - M_{cf}) \\ L_s &= L - M \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

Nous avons ainsi établi les modèles électriques régissant le comportement de la MSAP en régime dynamique en présence d'un court-circuit entre deux spires ainsi que celui entre deux phases.

Dans toute notre étude, on a pris la forme réelle de la fém à vide lors du fonctionnement sain de la MSAP. Cette forme d'onde comporte une harmonique de rang trois, voire figure (III.3 et 4).

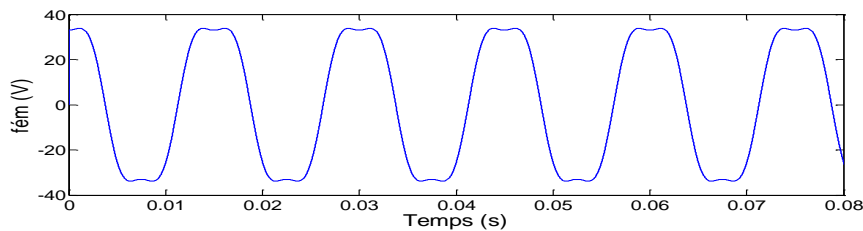


Fig III.3.fém de la MSAP à vide.

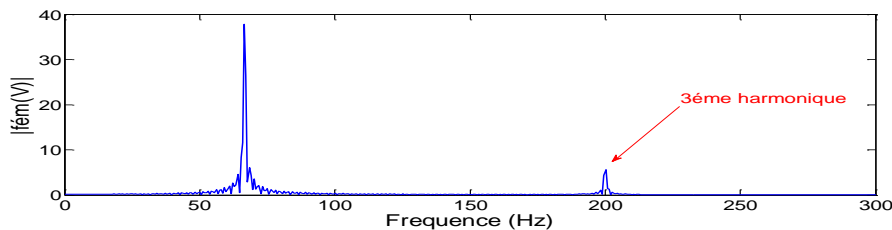


Fig. III.4. Représentation spectrale de la fém.

III.5. Analyse et résultats de simulation des deux modèles

Les modèles proposés pour l'étude comportementale de la MSAP sous défaut de court-circuit ont été mis en œuvre dans le logiciel MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A. Le contrôle du fonctionnement de la machine se fait par l'intermédiaire de la résistance de défaut ' r_f '. Cette résistance varie entre la valeur nulle pour mettre la machine sous court-circuit, et l'infini pour basculer le fonctionnement vers le mode sain. Dans le but d'analyser les courants statoriques, le courant de défaut, le couple électromagnétique et la puissance absorbée, deux tests ont été effectués en supposant que la

machine est alimentée par une source de tension équilibrée et qu'elle est entraînée à vitesse constante.

Pour les premiers tests, on a fixé le rapport de court-circuit à 50% pour les deux modèles, et on a varié la résistance de défaut en prenant les valeurs 100 Ω pour réaliser le fonctionnement sain de la machine, 0.5 et 0.05 Ω pour avoir le mode défaillant pour le modèle entre spires et 7 et 0.5 Ω pour le modèle entre deux phases. Les figures (III.5, 7), montrent les résultats de simulation de ces tests en illustrant les caractéristiques des courants de phases (I_a , I_b , I_c), du courant de défaut (I_f), du couple électromagnétique et de la puissance absorbée.

Quand la résistance de défaut diminue, les courants de phase augmentent pour compenser l'effet négatif du défaut de court-circuit. Celle-là cause un déséquilibre de courants, une augmentation de puissance absorbée et l'apparition d'ondulations au niveau du couple lors de l'application du défaut.

Pour les deuxièmes tests, on a fixé la résistance de défaut ' r_f ' à 0.1 Ω pour le modèle de défaut entre spires et 0.5 Ω pour le modèle entre deux phases, et on a varié le rapport de court-circuit en prenant les valeurs 10%, 50% et 80%. Les figures (III.6 et 8), montrent les caractéristiques des courants de phases, courant de défaut, couple électromagnétique et la puissance absorbée. Le changement du rapport de court-circuit veut dire changer la sévérité du défaut appliqué. D'après les résultats illustrés par les figures (III.6 et 8), il est clair que l'amplitude des ondulations du couple change avec le changement de la sévérité du défaut appliqué. L'amplitude des courants et de la puissance change proportionnellement avec cette dernière et les courants deviennent déséquilibrés.

III.5.1. Résultats pour un court-circuit entre spires

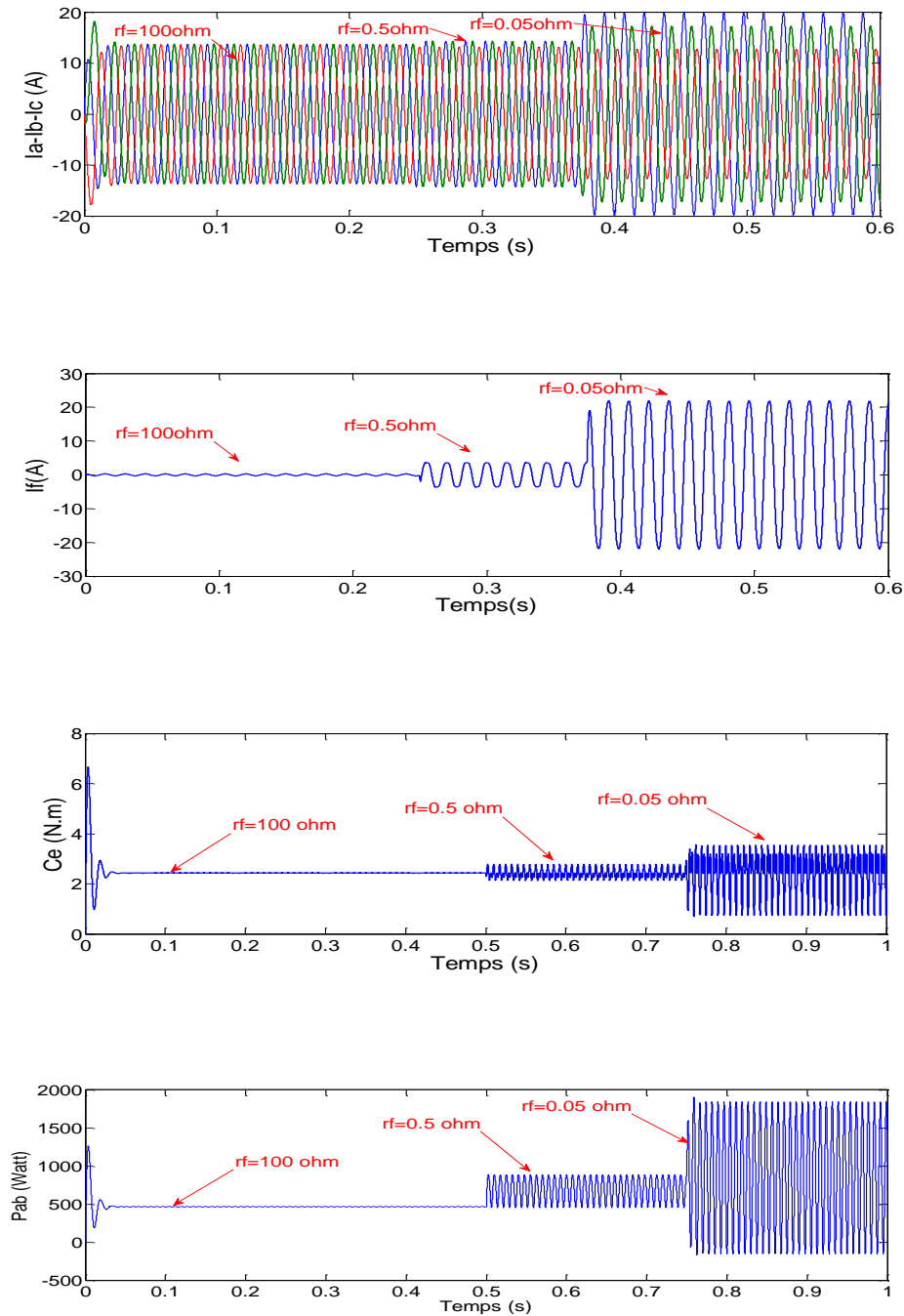


Fig. III.5. Les courants de phases, le courant de défaut, couple électromagnétique et la puissance absorbée. Pour une sévérité $X_{cc} = 50\%$ avec $r_f = 100, 0.5$ et 0.05Ω .

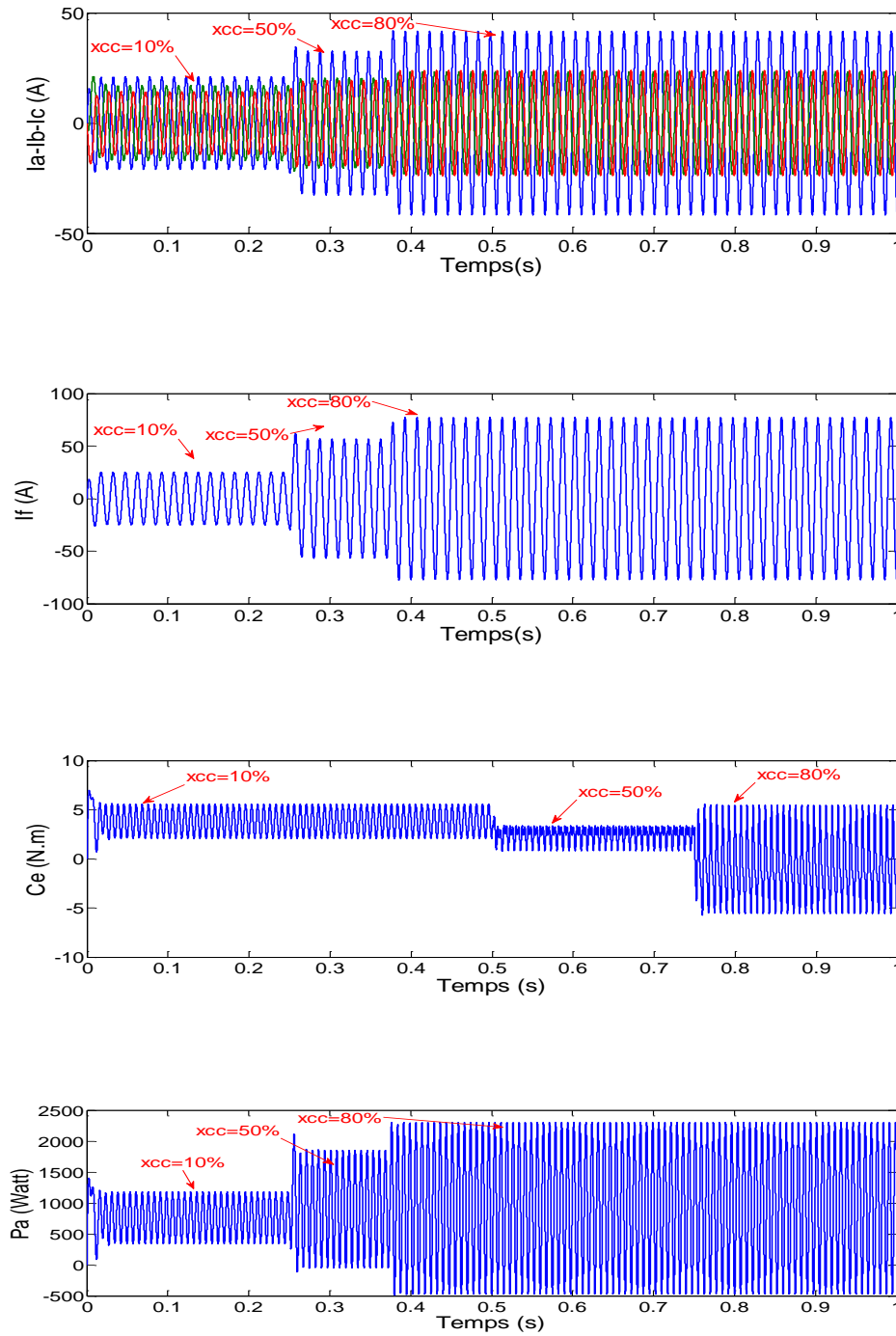


Fig. III.6. Les courants de phases, le courant de défaut, couple électromagnétique et la puissance absorbée. Avec $r_f=0.1$ Ohm et des sévérités de $X_{cc} = 10\%$, 50% et 80% .

III.5.2. Résultats pour un court-circuit entre deux phases

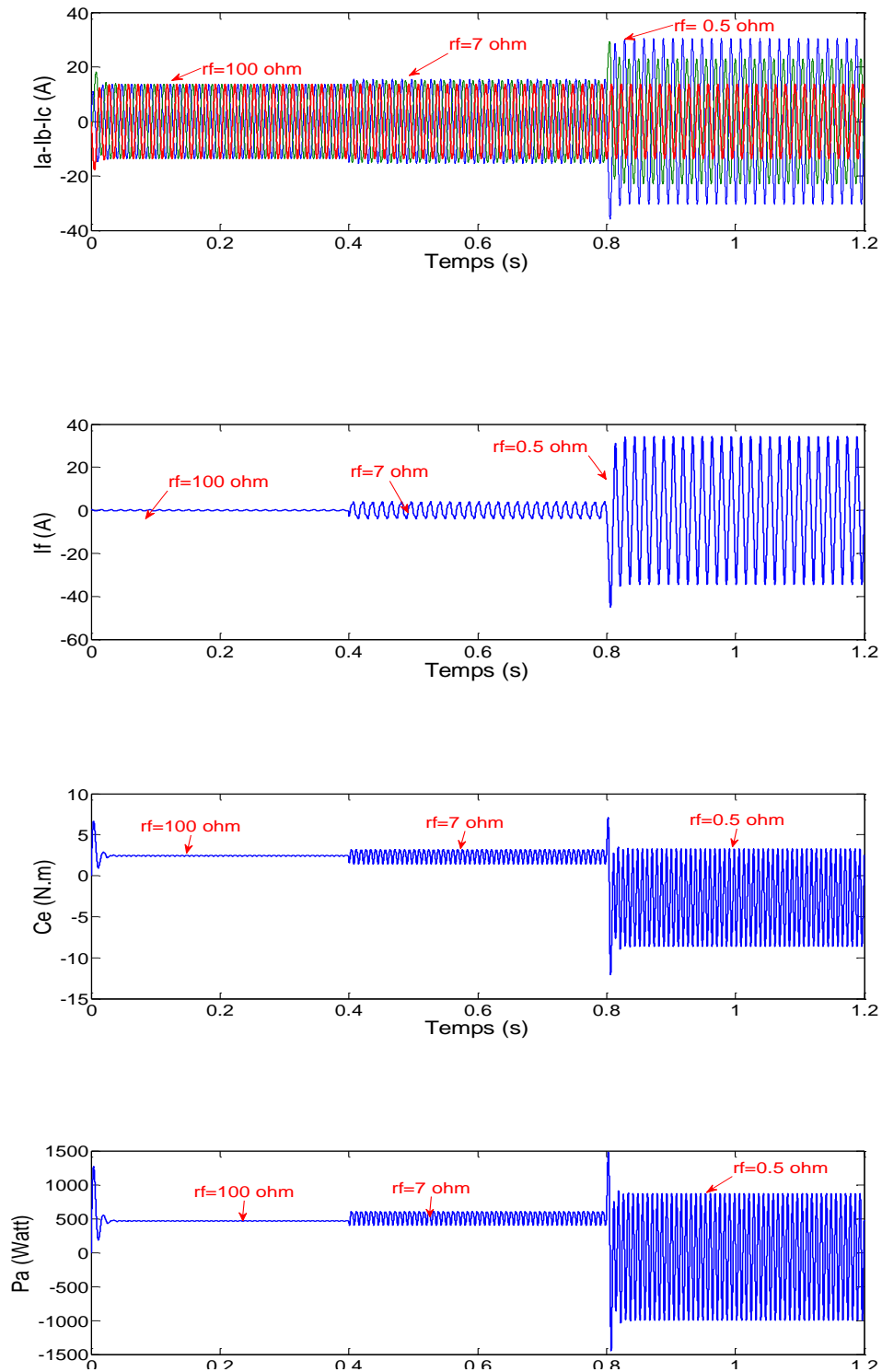


Fig. III.7. Les courants de phases, le courant de défaut, couple électromagnétique et la puissance absorbée. Avec $r_f = 100, 7$ et 0.5Ω , et une sévérité de $X_{cc} = 50\%$.

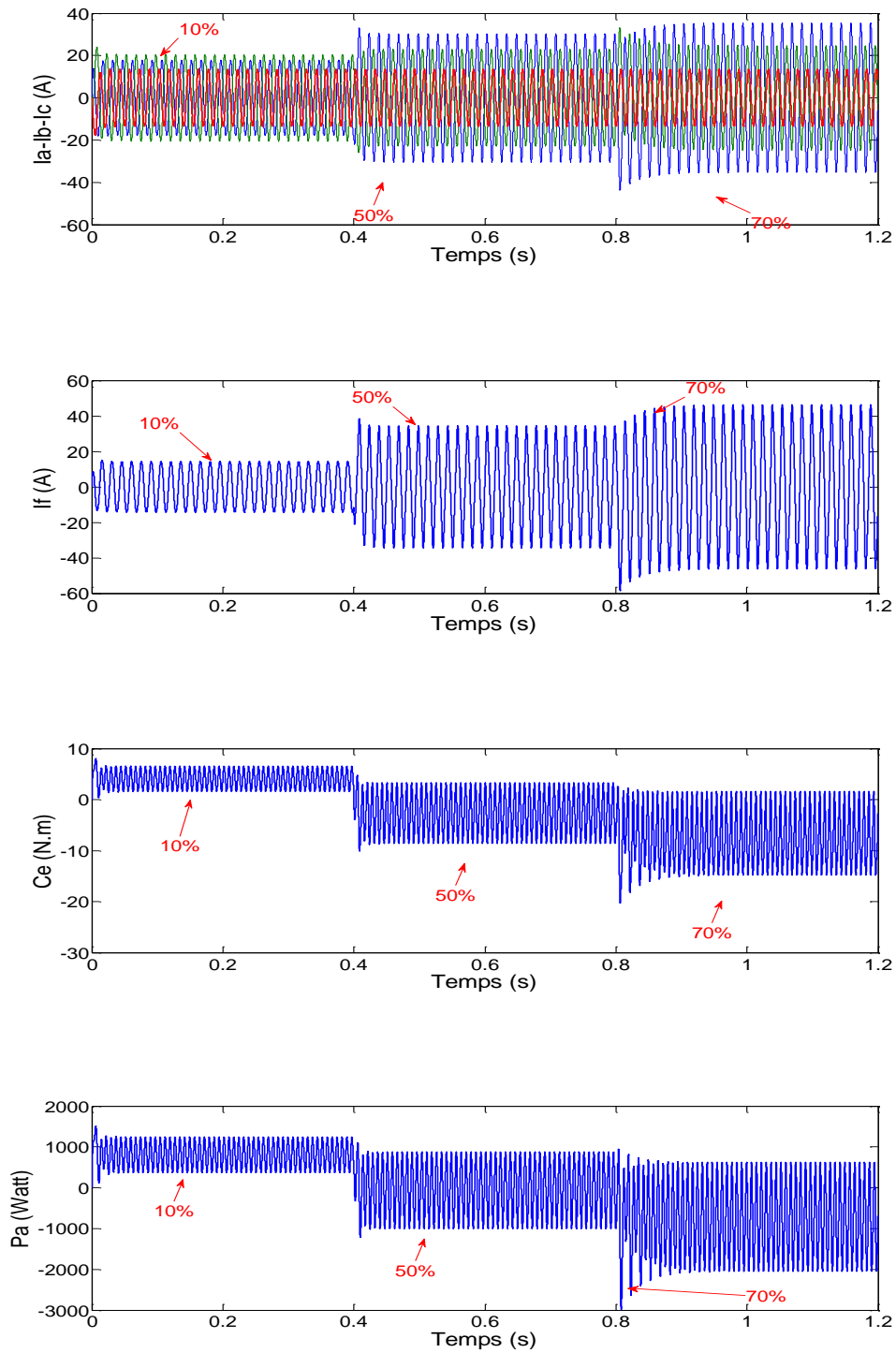


Fig III.8. Les courants de phases, le courant de défaut, couple électromagnétique et la puissance absorbée. Avec $r_f=0.5\text{Ohm}$ pour des sévérités de $X_{cc} = 10\%$, 50% et 80% .

III.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons établi deux modèles à base de circuits électriques équivalents, pour modéliser le défaut de court-circuit dans le stator de la MSAP. Le premier modèle présente le défaut entre spires de la même phase, tandis que le deuxième présente le défaut entre deux phases différentes. Les équations de ces modèles sont décomposées en deux parties, saine et en défaut où de nouveaux termes apparaissent à cause du court-circuit. Les paramètres des modèles sont obtenus par des expressions analytiques simples en fonction du rapport de court-circuit, mais qui ne sont applicables que pour les MSAP à une encoche par phase et par pôle. L'analyse des résultats de simulation de ces modèles montre les comportements des MSAP lors de l'application des défauts de courts-circuits. Dans les prochains chapitres, ces modèles vont être utilisés pour la recherche des signatures de défauts pour un diagnostic efficace dont il va nous ouvrir une voie vers des commandes robustes aux défauts.

Chapitre IV

Diagnostic du court-circuit entre spires et entre phases

IV.1.Introduction à la détection du court-circuit en utilisant l'analyse spectrale

Les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'une anomalie. Pour des raisons de simplicité et d'efficacité, l'approche signal est très utilisée actuellement en diagnostic. Cette approche repose sur la connaissance du comportement du système sain, elle est ensuite comparée avec les signaux mesurés [18].

Pour extraire, de manière précise, les informations relatives aux défauts, la technique de l'analyse spectrale est appliquée sur les courants statoriques, le couple électromagnétique...etc. Les recherches ont été particulièrement dirigées vers le spectre des courants statoriques pour de nombreuses raisons, les courants sont faciles à mesurer et ils fournissent des informations sur différents défauts. En conséquence, une variété de méthodes s'appuyant sur la surveillance à partir de l'analyse des courants sont utilisées [25], [1].

Dans ce chapitre, nous allons chercher certaines signatures de défaut de court-circuit statorique comportant les informations sur la présence et la gravité de ce genre de défaut.

On s'est intéressé à trois techniques en ligne pour la détection du défaut de court-circuit, la première et l'analyse spectrale (Electric Spectral Analysis (ESA)) qui est basée sur la décomposition de Fourier appliquée aux courants statoriques, couple électromagnétique et à la puissance absorbée. La deuxième approche est celle du vecteur de Park (Park Vector Approach (PVA)), basée sur la forme géométrique que décrit le vecteur. La troisième approche (Extend Park's Vector Approach (EPVA)), basée sur l'analyse fréquentielle du module du vecteur de Park.

On suppose pour toute l'étude que la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée et la machine est entraînée à vitesse constante. La forme d'onde de la fém comporte des harmoniques de rang impair (multiple de trois), voir figure (III. 3, 4).

IV.2. L'analyse spectrale (SA)

Nous allons surveiller l'état de la MSAP dans le but de détecter la présence d'un défaut de court-circuit statorique lorsque celui-ci est appliqué au moteur pour les deux cas, court-circuit entre spires et entre deux phases. Donc nous allons appliquer la technique d'analyse spectrale aux courants statoriques, au couple électromagnétique ainsi qu'à la puissance instantanée absorbée par le moteur. Ces grandeurs d'état vont être décomposées en série de Fourier pour avoir le spectre des harmoniques. Où la puissance instantanée est donnée par l'équation suivante [25], [92], [93] :

$$p(t) = v_{as}(t)i_{as}(t) + v_{bs}(t)i_{bs}(t) + v_{cs}(t)i_{cs}(t) \quad (IV.1)$$

Nous traçons les spectres harmoniques pour différentes valeurs de la résistance de défaut ($r_f=100\Omega$, $r_f=0.5\Omega$ et $r_f=0.05\Omega$), (figures IV.1, 2 et 3) pour le court-circuit entre spires et ($r_f=100\Omega$, $r_f=7\Omega$ et $r_f=0.5\Omega$), (figures IV.4, 5, 6, 7 et 8) pour le court-circuit entre deux phases.

IV.2.1. Analyse spectrale des courants

A- défaut entre spires

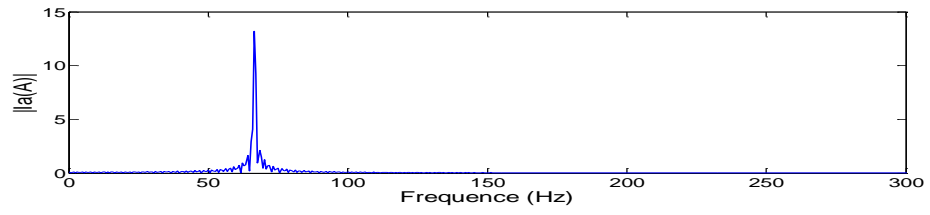
L'analyse des courants de phases montre l'existence d'une composante harmonique de rang trois avec une petite amplitude due à l'application du défaut (figure IV.1.b et c) et ce n'est pas le cas pour le régime sain (figure IV.1.a).

B- défaut entre les phases 'a' et 'b'

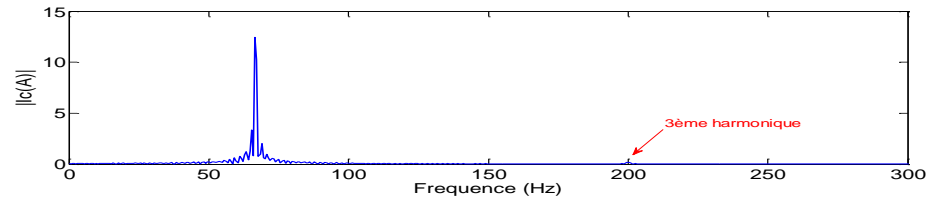
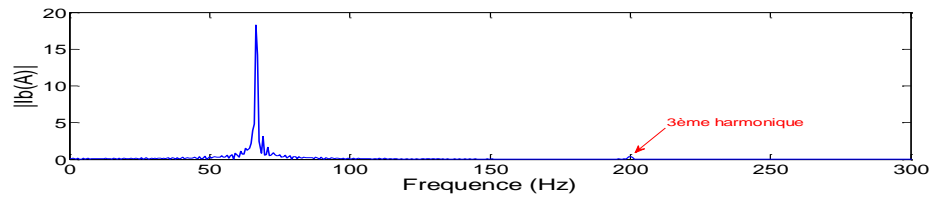
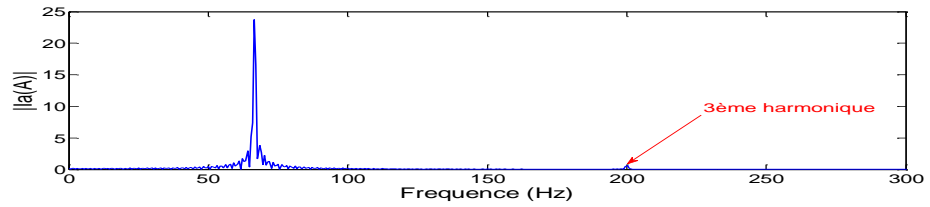
Dans ce cas aussi on remarque une composante harmonique de rang trois dans les phases 'a' et 'b' concernées par le défaut (figure IV.5, 6, 7 et 8). Tandis que dans la phase 'c', il n'y a que la fondamentale (figure IV.4).

Pour les deux cas de défaut, l'amplitude de la fondamentale et la troisième harmonique croît avec la sévérité du défaut.

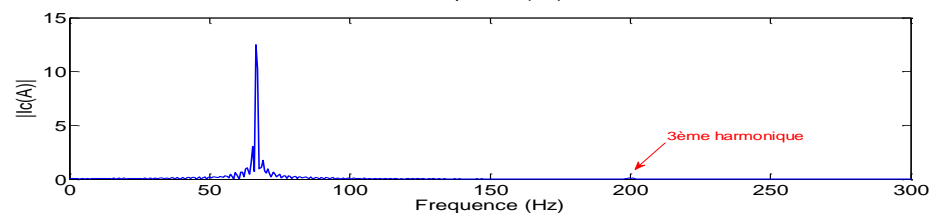
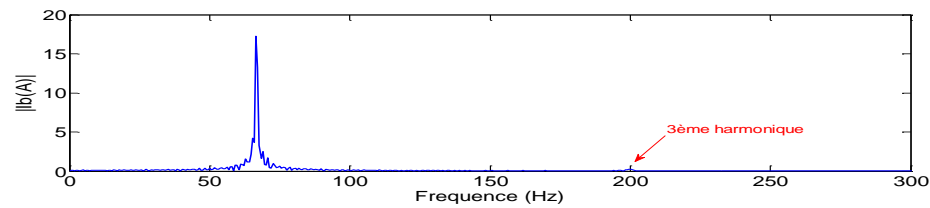
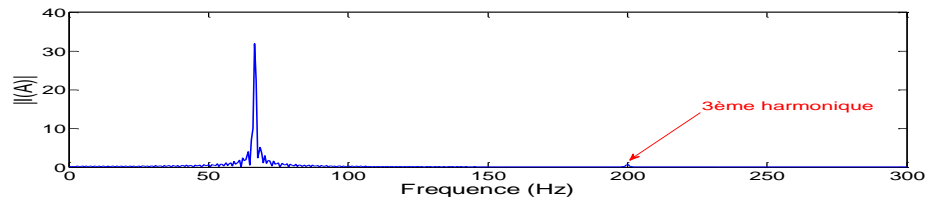
Théoriquement, on se trouve dans le cas d'une machine saine dès que la résistance de défaut devient très grande devant celle des bobines concernées par le défaut. Par ailleurs, nous constatons que c'est le courant de la phase 'a' qui est le plus perturbé dans le cas de défaut entre spires. Les deux autres ne sont influencées que par l'effet mutuel entre phases. Tandis que c'est les courants de la phase 'a' et 'b' qui sont les plus perturbés dans le cas de défaut entre phases. En effet, pour une machine saine les courants sont équilibrés et à somme nulle et dans ce cas les courants ne comportent pas d'harmoniques de rang multiple de trois, même si la forme d'onde de la fém en contient. En présence d'un défaut de court-circuit, les courants ne forment plus un système équilibré, même si le système est alimenté par une source équilibrée, dans ces conditions les courants de phases contiennent des harmoniques de rang multiple de trois, car les fém des phases en contiennent.



(a). Cas sain $r_f=100\Omega$

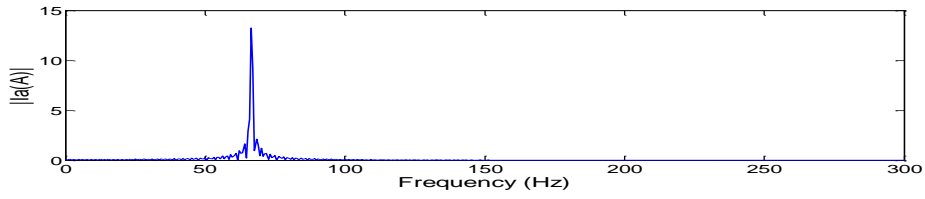


(b). Cas défaut $r_f=0.5\Omega$

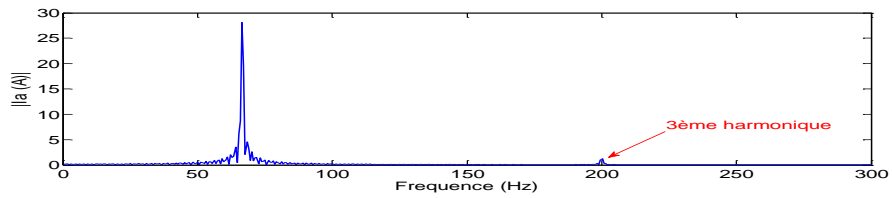


(c). Cas défaut $r_f=0.05\Omega$

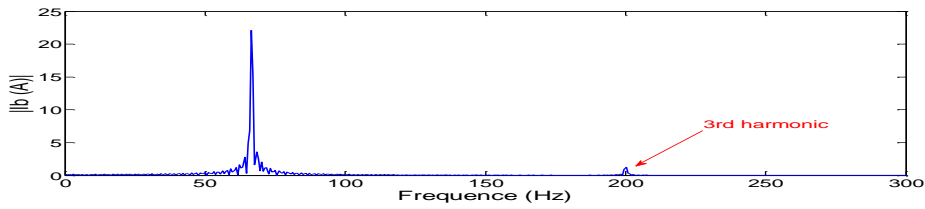
Fig. IV.1. Spectre des courants avec défaut entre spires de la phase 'a,b et c'.



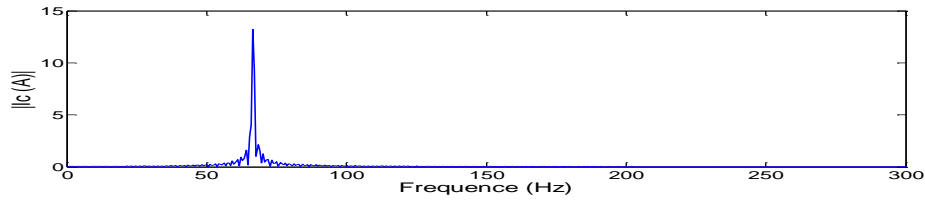
(a). Cas sain $r_f=100\Omega$



Phase 'a'

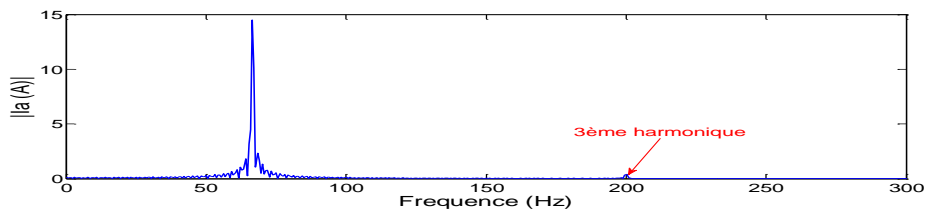


Phase 'b'



Phase 'c'

(b). Cas défaut $r_f=0.5\Omega$.



(b). Cas défaut $r_f=7\Omega$.

Fig. IV.2. Spectre des courants avec défaut entre phases 'a et b'.

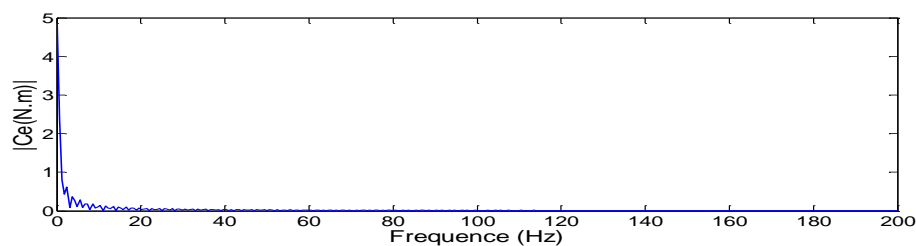
IV.2.2. Analyse spectrale du couple électromagnétique

A- Défaut entre spires

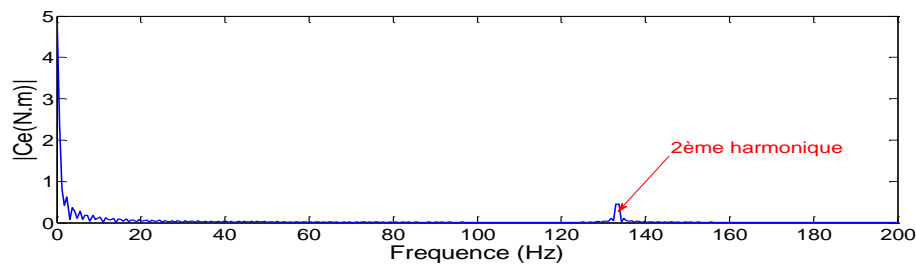
A partir de la figure (IV.3, a, b et c), il est clair que lors du fonctionnement sain de la machine il n'y a que la composante zéro seulement, par contre à l'application de défaut il apparaît une harmonique de rang deux. On peut noter que l'amplitude de l'harmonique de défaut est proportionnelle à la sévérité du défaut de court-circuit appliqué à la machine.

B- Défaut entre les phases 'a' et 'b'

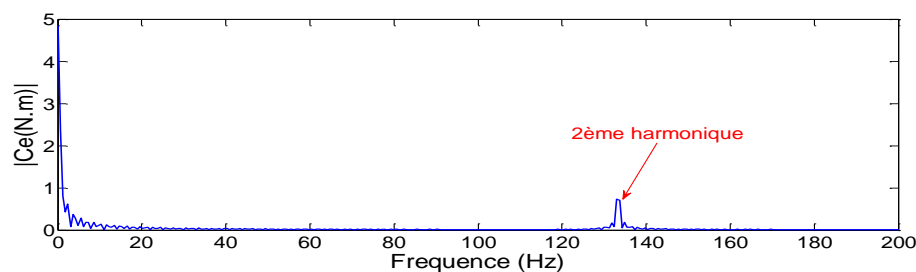
Dans ce cas aussi, on remarque l'apparence d'une composante harmonique de rang deux lors de l'application du défaut. Son amplitude est d'autant plus importante que la sévérité du défaut (figures IV.4, a, b et c).



(a). Cas sain $r_f = 100\Omega$



(b). Cas défaut $r_f = 0.5\Omega$



Phase 'c'

(c). Cas défaut $r_f = 0.05\Omega$.

Fig IV.3. Spectre du couple électromagnétique avec défaut entre spires de la phase 'a'.

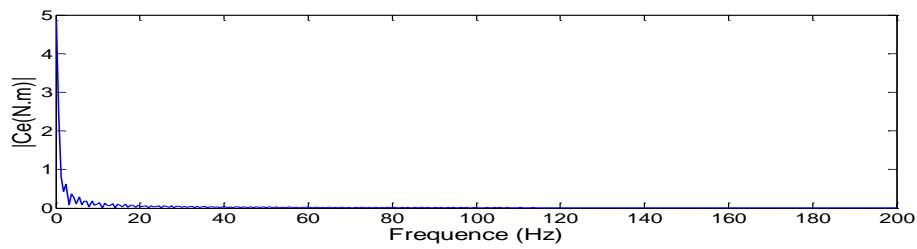
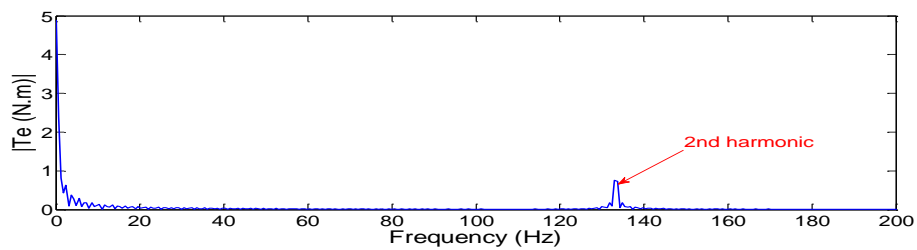
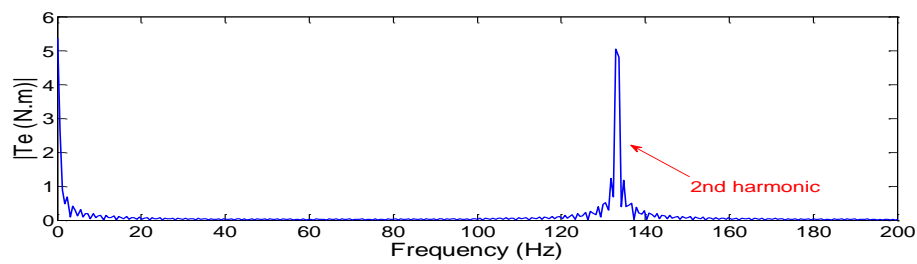
(a). Cas sain $r_f=100\Omega$ (b). Cas défaut $r_f=7\Omega$ (c). Cas défaut $r_f=0.5\Omega$.

Fig. IV.4. Spectre du couple électromagnétique avec défaut entre phases.

IV.2.3. Analyse spectrale de la puissance absorbée

La figure (IV.5. a, b et c) et (IV.6. a, b et c) illustre l'analyse spectrale de la puissance absorbée avec défaut et sans défaut dans les deux cas, défaut entre spires et entre phases. On peut faire la même analyse que celle du couple électromagnétique.

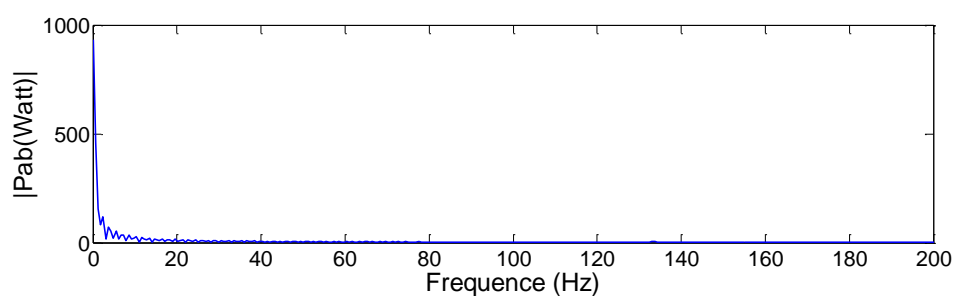
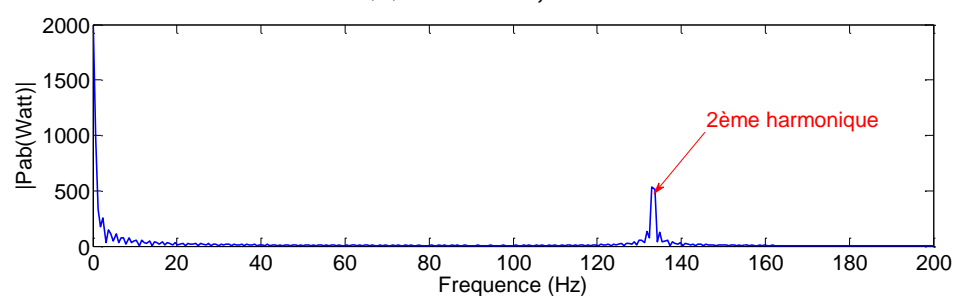
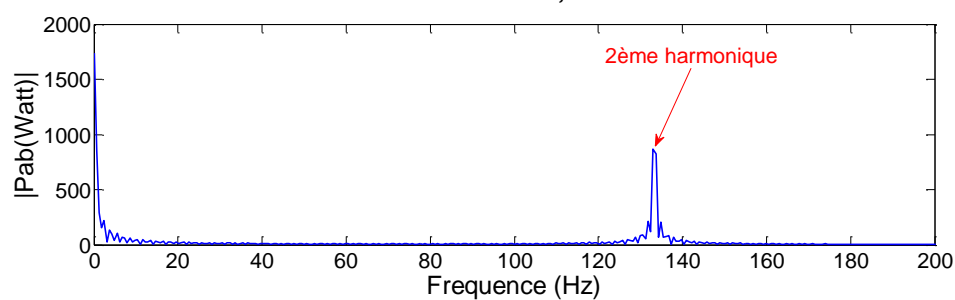
(a). Cas sain $r_f=100\Omega$ (b). Cas défaut $r_f=0.5\Omega$ (c). Cas défaut $r_f=0.05\Omega$.

Fig. IV.5. Spectre de la puissance absorbée avec défaut entre spires de la phase 'a'.

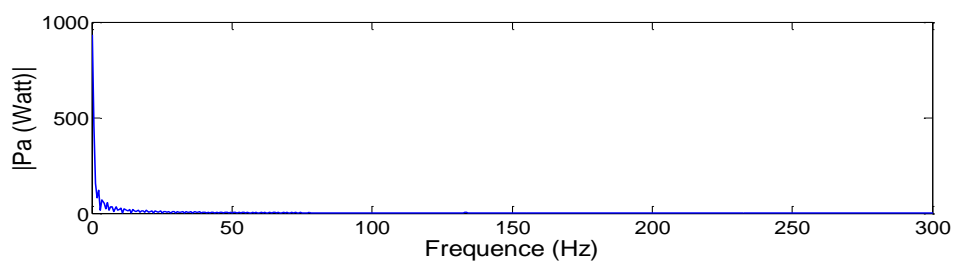
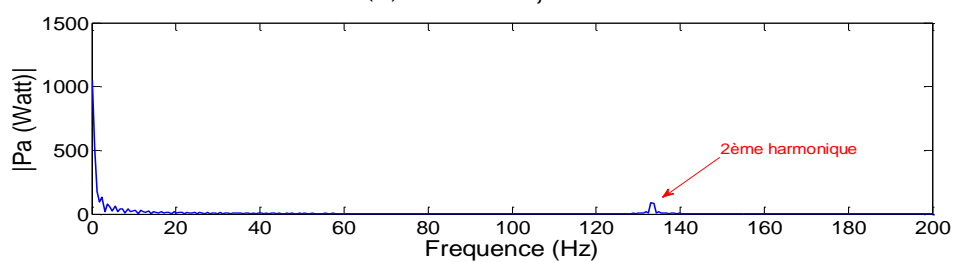
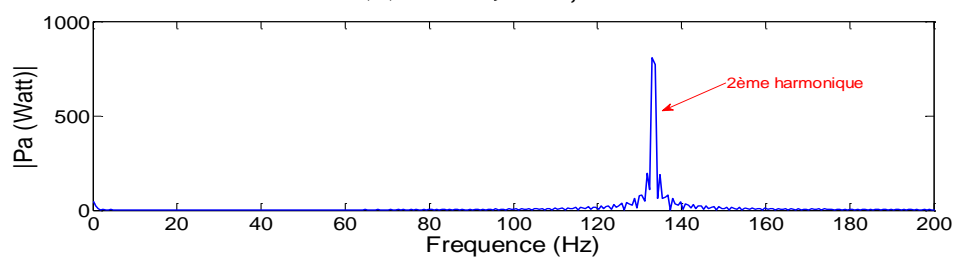
(a). Cas sain $r_f=100\Omega$ (b). Cas défaut $r_f=7\Omega$ (c). Cas défaut $r_f=0.5\Omega$.

Fig. IV.3. Spectre de la puissance absorbée avec défaut entre phases.

IV.3. Approche du vecteur de Park

L'approche du vecteur de Park a été introduite par Antonio Joao Marques Cardoso en 1991 [92], [93], [94], [95], [96], ensuite elle a été étendue dans le diagnostic de défauts multiples sur les moteurs à induction. Cette technique combine les informations des trois courants de phases dans deux courants équivalents obtenus par la transformation de Park, comme c'est présenté ci-dessous :

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{as} - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{bs} - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{cs},$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{bs} - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{cs}, \quad (\text{IV.2})$$

Où, i_d et i_q sont respectivement les valeurs instantanées des courants dans l'axe direct et en quadrature, L'équation (IV.3) exprime le module de Park équivalent des courants électriques.

$$|i_p| = |i_d + ji_q| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (\text{IV.3})$$

Quand le moteur fonctionne sous des conditions symétriques, les courants de phases forment un système équilibré. Cependant, les courants d'axes 'd et q' peuvent être comme suit :

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} i_+ \sin(\omega t)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} i_+ \sin(\omega t - \pi/2) \quad (\text{IV.4})$$

Avec, i_+ constitue la valeur maximale du courant de la séquence positive.

Dans le plan Gaussien, le vecteur de Park sera donné par l'équation suivante :

$$i_p = i_d + ji_q \quad (\text{IV.5})$$

Le vecteur de Park décrit une circonférence parfaite quand les courants sont équilibrés en module et en phase (figure IV.7). Sous des conditions de fonctionnement avec défaut, les

courants contiendront d'autres éléments en plus de la séquence positive, ce qui conduit à une représentation différente de la référence. De ce fait, le vecteur de Park contiendra une composante continue et une alternative, dont l'existence est directement liée à l'asymétrie soit dans le moteur ou sur les tensions d'alimentation du système [18], [25] (figure IV.8).

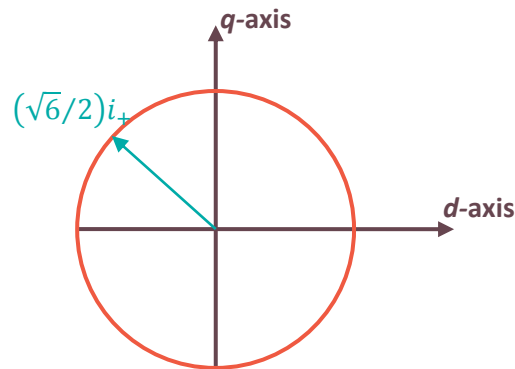


Fig. IV.7. Représentation complexe du vecteur de Park. Cas moteur sain.

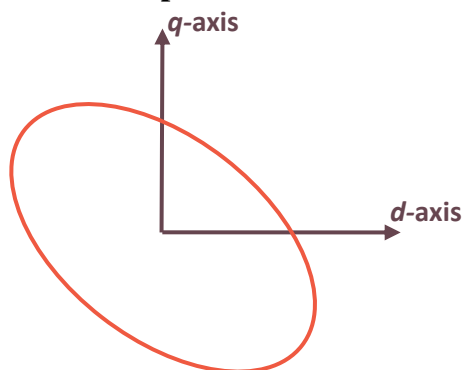


Fig. IV.8. Représentation complexe du vecteur de Park. Cas moteur avec défaut.

[93] introduisent une nouvelle technique, appelée l'extension du vecteur de Park (Extend Park Vector Approach, EPVA), qui est le résultat d'une analyse spectrale du module de Park [97]. Cette approche prend en compte le courant dans les trois phases et fournit un spectre plus significatif que celui obtenu par l'analyse spectrale conventionnelle [25].

IV.3.1 Application de l'approche de Park sur la MSAP

Nous allons appliquer cette technique pour détecter le court-circuit au stator de la MSAP dans les deux cas, entre spires et entre phases, en supposant toujours que la source d'alimentation est équilibrée.

Les résultats obtenus sont illustrés par les figures (IV.9, a et b) pour le cas de défaut entre spires toujours dans la phase 'a' et les figures (IV. 10, a et b) pour le cas du défaut entes deux phases 'a et b'. Ces résultats prouvent ce qui a été expliqué théoriquement auparavant. Lors de l'application du défaut de court-circuit, les courants se déséquilibrent et le résultat se manifeste par la déformation de la circonférence des deux composantes des courants de Parc, qui a été un cercle en régime sain, et devient elliptique en régime défaillant.

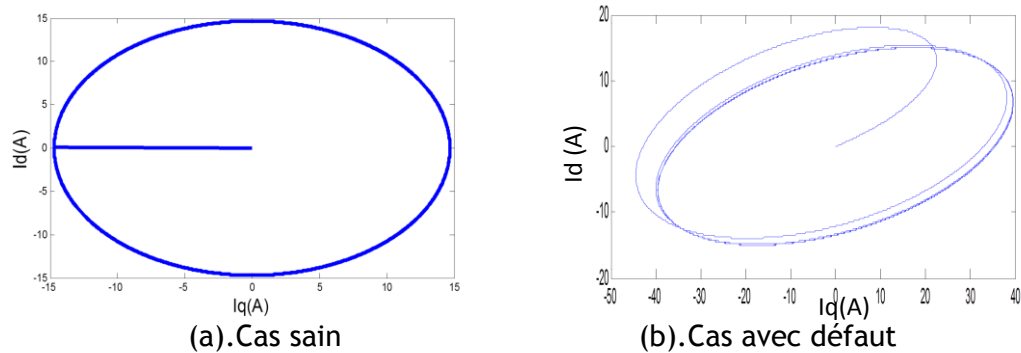


Fig IV.9. Approche du vecteur de Park cas de défaut entre spires.

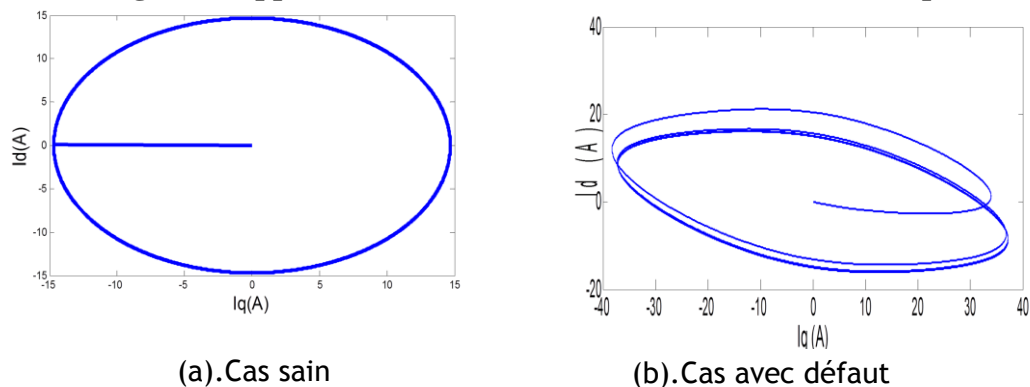
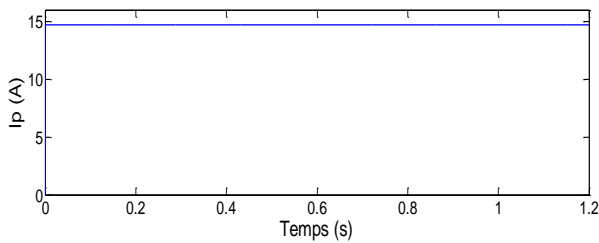


Fig. IV.10. Approche du vecteur de Park cas de défaut entre deux phases.

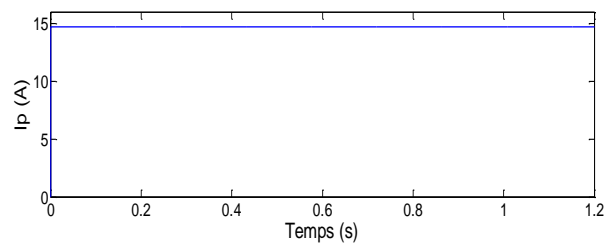
IV.3.2. Application de l'approche EPVA sur la MSAP

Les figures (IV.11, 12, 13 et 14) montrent les résultats de l'application de cette approche. Les signatures obtenues par la technique EPVA, révèlent l'existence d'une composante harmonique de rang deux lors du fonctionnement en régime défaillant en d'autres termes quand le système se déséquilibre. On peut aussi déduire, d'après les résultats, que lorsqu'on change la sévérité du défaut, l'amplitude de l'harmonique change proportionnellement à cette dernière. Donc on peut dire que c'est un bon indicateur de défaut.

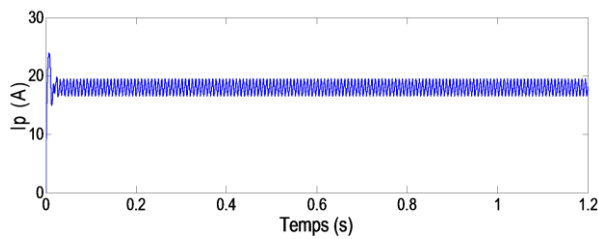
(b). Cas défaut sain $r_f=7\Omega$.



(a). Cas sain.

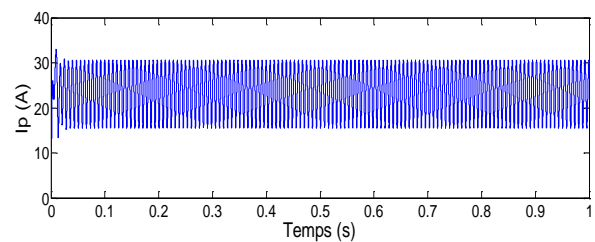


(a). Cas sain.



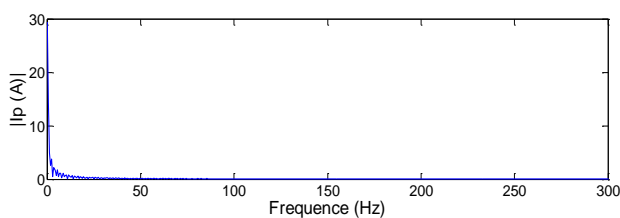
(b). Cas avec défaut.

Fig. IV.11. Module du vecteur de Park cas de Défaut entre spires.

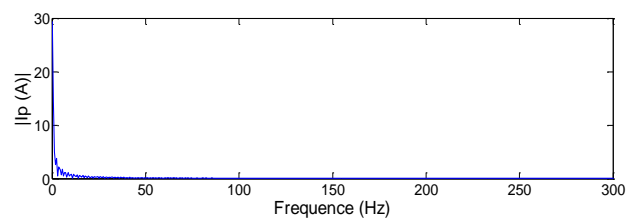


(b). Cas avec défaut.

Fig. IV.12. Module du vecteur de Park cas de Défaut entre phases.



(a). Cas sain $r_f=100\Omega$.



(a). Cas sain $r_f=100\Omega$.

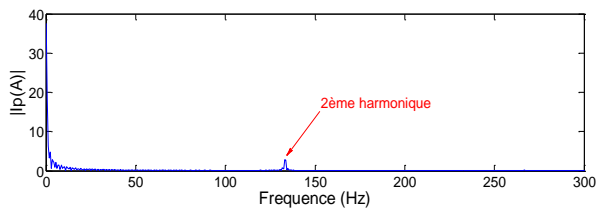
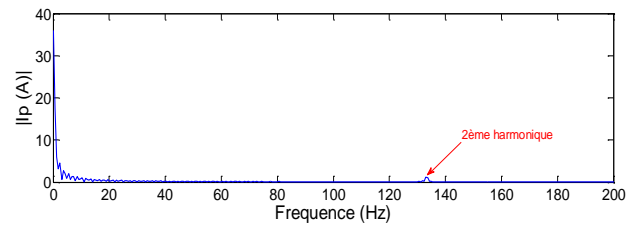
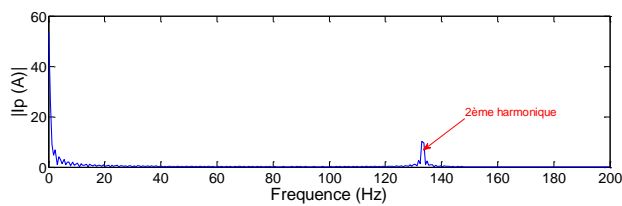
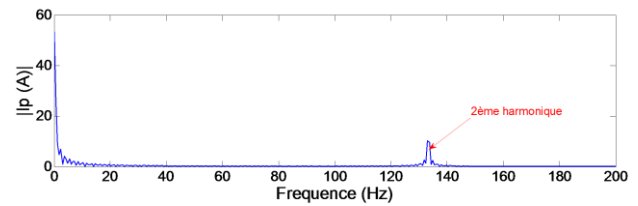
(b).Cas défaut $r_f=0.5\Omega$.(b).Cas défaut sain $r_f=7\Omega$.(c).Cas défaut $r_f=0.05\Omega$.(c).Cas défaut $r_f=0.5\Omega$.

Fig. IV.13. Analyse spectrale du Module du vecteur de Park, cas de Défaut entre spires.

Fig. IV.14. Analyse spectrale du Module du vecteur de Park, cas de Défaut entre phases.

IV.4. Conclusion

La détection des défauts de court-circuit est cruciale pour le développement des procédures de commande et diagnostic du moteur. Trois méthodes de diagnostic simples et efficaces, basées sur l'analyse spectrale sont utilisées à travers ce chapitre pour analyser et détecter la présence du défaut.

L'apparition des harmoniques de courant de rang multiples de trois, et des harmoniques de rang deux du couple et du vecteur de Park étaient un bon indicateur de la présence du défaut de court-circuit. L'amplitude de ces harmoniques est proportionnelle à la sévérité du défaut. La forme elliptique de la circonférence des courants de Park était aussi un bon indicateur de défaut.

Malgré la simplicité et les bons résultats obtenus par ces techniques, le principal défaut de l'analyse spectrale est qu'elle est très sensible à la qualité de la mesure, ainsi qu'à la fréquence d'échantillonnage et au nombre d'échantillons [1]. L'approche de Park ne tient pas compte de la non-idéalité des machines électriques et des déséquilibres des tensions

d'alimentation. Il est également difficile d'isoler les différents défauts en utilisant cette méthode à elle seule, en sachant que plusieurs défaillances peuvent causer un écart similaire du courant [25]. Ces limites ont poussé les chercheurs vers d'autres techniques plus performantes, que nous allons de notre part, proposer une dans le prochain chapitre.

Chapitre V

Diagnostic du court-circuit par un observateur

LPVH ∞

V.1. Introduction

Dans le cadre de la détection de court-circuit entre spires au niveau du stator d'une MSAP, une nouvelle approche à base d'observateur de courants LPVH ∞ est proposée.

Le diagnostic à base d'observateur linéaire en boucle fermée est de reconstruire une grandeur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur.

En présence d'un défaut, le résidu a tendance à évoluer lorsqu'il y a présence d'un déséquilibre. L'évolution du résidu permet alors de détecter l'apparition de la défaillance. La figure (V.1), illustre l'observateur linéaire.

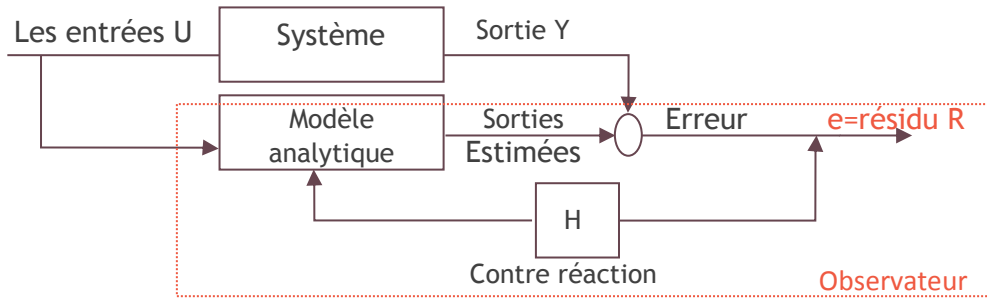


Fig. V.1. Principe classique du diagnostic à base d'observateur.

La dépendance des matrices d'états des paramètres de la machine (R_s , R_r , L_s , L_r) rend l'observateur sensible à leurs variations, d'où l'erreur sur la grandeur à estimer est inévitable. Cette limitation nous a poussés à concevoir un observateur LPV H_∞ (linéaire à paramètres variant) de courant. Une détection en ligne des défauts de court-circuit au niveau du stator d'une MSAP avec une technique d'observation LPV H_∞ de courant robuste est proposée dans le but d'extraire des résidus robustes. Cette génération de résidus peut être formulée comme un problème de minimisation de la sensibilité des résidus par rapport aux variations paramétriques et de maximisation de la sensibilité par rapport aux défauts. Nous allons présenter les différentes étapes pour concevoir cet observateur. L'observateur est calculé en se basant sur le problème standard H_∞ pour la synthèse d'un régulateur.

V.2. Définition d'un système LPV

Un système linéaire à paramètres variants est un système dont la dynamique évolue comme suit [98]:

$$S_\Sigma = \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(p(t)) & B(p(t)) \\ C(p(t)) & D(p(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

Où,

$$x(t) \in \mathbb{R}^n, u(t) \in \mathbb{R}^{n_d}, y(t) \in \mathbb{R}^{n_e}, p(t) \in D$$

$x(t)$ désigne le vecteur d'état, $u(t)$ et $y(t)$ désignent respectivement le vecteur d'entrée et de sortie, $p(t)$ est le vecteur des paramètres variants.

Les matrices $A(p), B(p), C(p)$ et $D(p)$ dépendent expressivement du vecteur des paramètres $p(t)$ variant.

V.3. Définition d'un système affine

Un système LPV affine est un cas particulier des systèmes LPV rationnels [98].

Quand les matrices du système dépendent des paramètres $P=(p_1, \dots, p_s)$, on dit que ces matrices sont des fonctions affines des paramètres p , et elles peuvent être écrites de la manière suivante [99-100]:

$$\begin{aligned} A(p) &= A_0 + p_1 A_1 + \dots + p_s A_s; \\ B(p) &= B_0 + p_1 B_1 + \dots + p_s B_s; \\ C(p) &= C_0 + p_1 C_1 + \dots + p_s C_s; \\ D(p) &= D_0 + p_1 D_1 + \dots + p_s D_s. \end{aligned} \quad (\text{V.2})$$

Dans le cas d'une dépendance linéaire des matrices d'état des paramètres, on note d'une manière compacte le système (V.1) comme suit :

$$S_\Sigma(p) = S_{\Sigma_0} + p_1 S_{\Sigma_1} + p_2 S_{\Sigma_2} + \dots \quad (\text{V.3})$$

V.4. Représentation polytopique des systèmes LPV affines

Le système LPV affine peut être converti en un système polytopique évoluant dans un polytope convexe [100] (voir annexe B). Le domaine polytopique convexe est déduit à partir des valeurs extrêmes des paramètres variants.

$$P(t) = [P_1(t), P_2(t), \dots, P_s(t)]$$

Le vecteur des paramètres $P(t)$ peut s'écrire comme une décomposition convexe de la manière suivante:

$$\begin{aligned} P(t) &= \alpha_1 \pi_1 + \dots + \alpha_q \pi_q \\ \alpha_i &\geq 0; \sum_{i=1}^q \alpha_i = 1; i = 1, \dots, q, q = 2^s \end{aligned} \quad (\text{V.4})$$

Chaque paramètre varie entre deux bornes, ex : $p_i = [p_{i\min} p_{i\max}]$.

On définit alors un polytope avec π_i sommets qui sont déduits à partir des valeurs min et max des paramètres variants:

$$\pi_i = (0, p_{i\min}), \pi_{i+1} = (0, p_{i\max})$$

La représentation polytopique du système $S_\Sigma(p)$ sous forme compacte sera dans ce cas :

$$S_\Sigma(p) = \alpha_1 S_\Sigma(\pi_1) + \alpha_2 S_\Sigma(\pi_2) + \dots + \alpha_i S_\Sigma(\pi_i) \quad (\text{V.5})$$

Avec,

$$\alpha_i = \frac{p_i(t) - p_{i\min}}{p_{i\max} - p_{i\min}} \quad \alpha_{i+1} = \frac{p_i(t) - p_{i\max}}{p_{i\max} - p_{i\min}}$$

Le système $S_\Sigma(p)$ devient :

$$S_\Sigma(p) = \sum_{i=1}^q \alpha_i \begin{bmatrix} A(\pi_i) & B(\pi_i) \\ C(\pi_i) & D(\pi_i) \end{bmatrix} \quad (\text{V.6})$$

Finalement, la structure de l'observateur LPVH ∞ du système (V.5) sera donnée par la représentation polytopique suivante [102-111]:

$$K(p) = \begin{bmatrix} A_k(p) & B_k(p) \\ C_k(p) & D_k(p) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^q \alpha_i \begin{bmatrix} A_k(\pi_i) & B_k(\pi_i) \\ C_k(\pi_i) & D_k(\pi_i) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^q \alpha_i K_i \quad (\text{V.7})$$

Avec :

A_k, B_k, C_k et D_k : Les matrices de l'observateur.

V.5. Stabilité quadratique des systèmes LPV [98] [99] [114]

La stabilité est maintenue pour toutes les trajectoires possibles du paramètre variant. Pour définir une condition de stabilité quadratique d'un système LPV tel qu'il est défini par le système (V.1) :

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(x) = x^T P x \quad (\text{V.8})$$

Avec : $P = P^T > 0$

Par l'application de la troisième loi de validité et de vérification de décroissance [100], [112], [113] de la fonction de Lyapunov, on détermine l'inégalité suivante :

$$A^T P + P A < 0 \quad (\text{V.9})$$

Qui traduit la stabilité quadratique du système $S_\square(P)$.

V.6. Performances quadratiques d'un système LPV [98] [99] [115]

Les performances quadratiques d'un système LPV sont déduites par l'application du lemme réel borné suivant :

Théorème (lemme réel borné)

Etant donné un système stationnaire de fonction de transfert entrée sortie :

$S(p) = D + C(pI - A)^{-1}B$, les propositions suivantes sont équivalentes :

- A est stable et $\|S(p)\|_\infty < \gamma$
- Il existe une solution définie positive P à l'inégalité matricielle

$$\begin{bmatrix} A^T P + P A & P B & C^t \\ B^t P & -\lambda I & D^t \\ C & D & -\lambda I \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{V.10})$$

Le lemme réel borné peut être étendu aux systèmes LPV [98] de telle sorte que des conditions satisfaisantes peuvent être données pour la fonction de transfert $S(p)$ à chaque valeur fixe du paramètre variant pour avoir une norme induite L_2 bornée par γ .

V.7. Norme induite L_2

Un système LPV ne peut être traduit à l'instar d'un système linéaire invariant (LTI) par une fonction de transfert, par conséquent l'optimisation du transfert entrée/sortie n'est plus faisable comme c'est le cas des systèmes linéaires pour étudier la robustesse de tels systèmes. On définit alors la norme L_2 induite d'un système LPV comme une extension de la norme H_∞ d'un système linéaire invariant [100], [109], [110]. Dans ce sens, la norme L_2 induite d'un système LPV tel qu'elle est définie par l'inégalité (V.11) est bornée par γ , quel que soit la trajectoire du vecteur des paramètres variants p l'inégalité suivante doit être vérifiée :

$$\|S(p)\|_\infty = \sup \frac{\|y\|_2}{\|u\|_2} = \frac{\int_0^t y^T(t)y(t)dt}{\int_0^t u^T(t)u(t)dt} \leq \gamma \quad (\text{V.11})$$

Avec :

Energie du signal de sortie :

$$\int_0^t y^T(t)y(t)dt$$

Energie du signal d'entrée :

$$\int_0^t u^T(t)u(t)dt$$

V.8. Conception de l'observateur de courant LPV H_∞

Pour concevoir un observateur LPV H_∞ , on utilise la notion du problème standard de l'approche H_∞ pour la synthèse des régulateurs LPV, basés sur l'optimisation convexe sous contrainte LMI (*Linear Matrix Inequality*)(voir Annexe B) [98-100].

V.8.1. Problème standard de l'approche H_∞ pour la synthèse des régulateurs LPV [111]

Le problème standard est un système à deux vecteurs d'entrée et deux vecteurs de sortie. Les entrées sont respectivement (w) l'ensemble des signaux exogènes et (u) l'ensemble des signaux de contrôle. Les sorties sont respectivement (z) les signaux à contrôler et (y) les signaux à observer (i.e mesurés). Dans ce contexte, on considère le modèle $S(p)$ (linéaire à paramètres variants LPV)- où les matrices systèmes sont des fonctions affines du vecteur des paramètres variants $P(t)$, qui varie dans un polytope avec π_i sommets. Il est défini par le système (V.12) suivant :

$$S(P) \begin{cases} \dot{x}(t) = A(p(t))x(t) + B_1(p(t))w(t) + B_2(p(t))u(t), \\ z(t) = C_1(p(t))x(t) + B_{11}(p(t))w(t) + D_{12}(p(t))u(t), \\ y(t) = C_2(p(t))x(t) + D_{21}(p(t))w(t), \end{cases} \quad (V.12)$$

$$K(p) \begin{cases} \dot{x}_k(t) = A_k(p(t))x_k(t) + B_k(p(t))y_k(t) \\ u(t) = C_k(p(t))x_k(t) \end{cases} \quad (V.13)$$

Le problème standard LPV, illustré par la figure(V.2), consiste à trouver un contrôleur $K(p)$ décrit par(V.13) de même structure que le modèle standard et répondant aux objectifs de commande en stabilité robuste et performante pour toutes les trajectoires admissibles des paramètres variant.

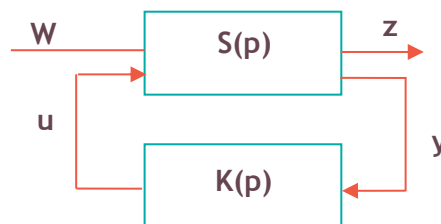


Fig. V.2. Problème Standard LPV.

Pour la synthèse d'une telle loi de commande LPV polytopique, on fait appel aux techniques d'optimisation convexe sous contrainte LMI (voir annexe B).

$$S_{cl} = \begin{bmatrix} A_{cl}(p(t)) & B_{cl}(p(t)) \\ C_{cl}(p(t)) & D_{cl}(p(t)) \end{bmatrix} \quad (\text{V.14})$$

L'application de la condition du lemme réel borné au système (V.14) en boucle fermée permet de dire que ce système est stable de façon quadratique et assurant un gain L_2 inférieur à γ (nombre positif) entre les sorties à contrôler et les signaux exogènes s'il existe une matrice X symétrique et positive telle que l'expression suivante soit vérifiée pour toutes les valeurs des paramètres variants [99].

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T(p)X + XA_{cl}(p) & XB_{cl}(p) & C_{cl}(p)^T \\ B_{cl}(p)^T X & -\mathcal{I} & D_{cl}(p)^T \\ C_{cl}(p) & D_{cl}(p) & -\mathcal{I} \end{bmatrix} \prec 0. \quad (\text{V.15})$$

La difficulté majeure est que l'inégalité (V.15) doit être vérifiée en une infinité de points.

Cependant, comme la matrice système évolue dans un ensemble polytopique, ce calcul se réduit à un nombre fini de points. En effet, si une solution est trouvée pour chacun des sommets du polytope, elle sera valable pour tous les autres points du polytope du fait que la convexité de l'ensemble est considérée (voir annexe B (Théorèmes)).

Le même résultat pourrait être atteint si on applique la stabilité quadratique de Lyapunov.

V.8.2. Sensibilité mixte [100], [98]

Pour atteindre les objectifs de performance et de robustesse, on introduit des fonctions de pondération qui agissent comme des filtres sur les signaux des entrées et ceux des sorties du système. La stabilité robuste, le suivi de référence, l'atténuation des perturbations et des bruits qui peuvent être définies par la fonction de sensibilité $S=(I+GK)^{-1}$. La fonction de

sensibilité complémentaire $T=(I-S)$ et la fonction de transfert en boucle fermée. En fait, il s'agit de résoudre le problème de sensibilité mixte en respectant le critère suivant :

$$\left\| \begin{array}{l} W_s S \\ W_T T \end{array} \right\| < 1 \quad (\text{V.16})$$

Où W_s est une pondération pour les performances et W_T pour la robustesse.

V.8.3. Calcul de l'observateur LPV H_∞ [114]

Suite à [100], observateur LPV de courant peut être calculé en suivant les étapes suivantes :

- **Calcul offline**

Calculer les sommets de l'observateur (A_{Kj}, B_{Kj}, C_{Kj}) comme suit:

a) Résoudre les LMI suivantes :

$$\left[\begin{array}{cccc} XA_j + \hat{B}_{Kj}C_{2j} + * & * & * & * \\ \hat{A}_{Kj}^T + A_j & A_j Y + B_{2j}\hat{C}_{Kj} + * & * & * \\ (XB_{1j} + \hat{B}_{Kj}D_{21j})^T & B_{1j}^T & -\mathcal{I} & * \\ C_{1j} & C_{1j}Y + D_{12j}\hat{C}_{Kj} & D_{11j} & -\mathcal{I} \end{array} \right] < 0, \quad (\text{V.17})$$

$$\left[\begin{array}{cc} X & I \\ I & Y \end{array} \right] > 0.$$

Où (*), dénote des termes dont les expressions suivent l'exigence que la matrice soit auto-adjointe. Cette étape permet d'avoir $(\hat{A}_{Kj}, B_{Kj}, \hat{C}_{Kj})$, et les matrices symétriques X et Y.

b) Résoudre pour N, M basé sur la décomposition singulière des valeurs (SVD) of $I-XY=NM^T$.

c) Calculer (A_{Kj}, B_{Kj}, C_{Kj}) avec:

$$\begin{aligned}
A_{Kj} &= N^{-1}(\hat{A}_{Kj} - XA_jY - \hat{B}_{Kj}C_{2j}Y - XB_{2j}\hat{C}_{Kj})M^{-T}, \\
B_{Kj} &= N^{-1}\hat{B}_{Kj}, \\
C_{Kj} &= \hat{C}_{Kj}M^{-1}.
\end{aligned} \tag{V.18}$$

- **Calcul online**

a) Mesurer $P(t)$ et calculer sa décomposition convexe :

$$\begin{aligned}
P(t) &= \alpha_1\pi_1 + \dots + \alpha_q\pi_q \\
\alpha_i &\geq 0; \sum_{i=1}^q \alpha_i = 1; i = 1, \dots, q, q = 2^s
\end{aligned} \tag{V.19}$$

b) Enfin, calculer les matrices d'états de l'observateur LPV polytopique $K(p)$ sous forme d'une combinaison des sommets des observateurs:

$$K(p) = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & 0 \end{bmatrix} (p) = \sum_{i=1}^r \alpha_i \begin{bmatrix} A_{ki} & B_{ki} \\ C_{ki} & 0 \end{bmatrix} \tag{V.20}$$

V.9. Application à la MSAP

V.9.1. Modélisation LPV de la MSAP

On choisit la représentation d'état de la MSAP dans le repère $(\alpha\beta)$, qui va nous permettre d'avoir une modélisation LPV et par la suite obtenir une représentation affine du modèle LPV que nous allons expliquer son intérêt par la suite.

La représentation d'état de la MSAP dans le référentiel statorique est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} - e_{s\alpha} \\ v_{s\beta} - e_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{V.21}$$

Avec : $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$: les courants statoriques ;

$(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$: les tensions statoriques ;

$(e_{s\alpha}, e_{s\beta})$: les fém.

Selon [1], [4-6] et en se basant sur la théorie de matériels chauffants, la résistance statorique R_s n'est pas un paramètre incertain, mais un paramètre variant dans le temps et peut être parfaitement estimée en temps réel [98]. Donc on choisit la résistance comme paramètre variant dans le temps, car elle est soumise aux conditions de fonctionnement.

De ce fait, les matrices d'état du système (V.20), vont avoir une structure particulière où la matrice A devient une fonction continue du vecteur paramètre $P(t)$, rendant le système non linéaire :

$$S(p) \begin{cases} \dot{x} = A(p(t))x + Bu \\ y = Cx \\ p(t) = R_s(t) \end{cases} \quad (\text{V.22})$$

Le modèle présenté est un modèle LPV de la MSAP.

V.9.2. Représentation affine

Le système (V.21) de la MSAP dépend du paramètre variant R_s , on remarque que seule la matrice A en dépend, alors :

$$\begin{aligned} A(R_s) &= A_0 + R_s A_1; \\ B &= B_0; \\ C &= C_0; \\ D &= 0 \end{aligned} \quad (\text{V.23})$$

$$P(t) = R_s(t) \quad (\text{V.24})$$

Avec :

- A_0 , B_0 , et C_0 , des matrices non dépendantes du paramètre p .

- $P(t)$, le vecteur du paramètre variant.

Le paramètre R_s varie entre deux bornes : $R_s = [R_{smin} \ R_{smax}]$.

Et dans ce cas le système s'écrira sous la forme compacte suivante:

$$S(R_s) = S_0 + R_s S_1 \quad (\text{V.25})$$

Une fois que nous avons le modèle affine, nous le convertissons en représentation polytopique. Cette structure est exploitée pour atteindre la stabilité quadratique de Lyapunov grâce à l'analyse avec optimisation convexe sous contraintes *LMI* [1,2,7,8].

V.9.3. Représentation polytopique

Le vecteur des paramètres variant en temps réel $P(t)=R_s(t)$, prend ses valeurs dans un polytope avec π_i sommets où ils sont déduits à partir des valeurs min et max du paramètre variant:

$$R_s=[0.44 \ 0.88],$$

$$\pi_1=(0, R_{s \min}), \pi_2=(0, R_{s \max})$$

le vecteur des paramètres aura la décomposition convexe suivante dans le polytope :

$$R_s(t) = \alpha_1 \pi_1 + \alpha_2 \pi_2 \quad (\text{V.26})$$

Alors le système $S(p)$ se situe dans un polytope convexe à $S(\pi_i)$ sommets, par conséquent, le système $S(p)$ prend la représentation polytopique sous forme compacte suivante :

$$S(R_s) = \alpha_1 S(\pi_1) + \alpha_2 S(\pi_2) \quad (\text{V.27})$$

Avec,

$$\alpha_1 = \frac{R_s(t) - R_{s \min}}{R_{s \max} - R_{s \min}} \quad \alpha_2 = \frac{R_{s \max} - R_s(t)}{R_{s \max} - R_{s \min}}$$

A ce stade, le système matriciel aura la représentation vertex suivante :

$$S(p) = \sum_{i=1}^2 \alpha_i \begin{bmatrix} A(\pi_i) & B(\pi_i) \\ C(\pi_i) & D(\pi_i) \end{bmatrix} \quad (\text{V.28})$$

Cette représentation suggère de chercher un observateur à paramètres variant tel que ça dynamique évolue comme suit :

$$K(p) \begin{cases} \dot{x}_k(t) = A_k(p(t))x_k(t) + B_k(p(t))y_k(t) \\ u(t) = C_k(p(t))x_k(t) \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

Où ses matrices d'états on la représentation polytopique suivante :

$$K(p) = \begin{bmatrix} A_k(p) & B_k(p) \\ C_k(p) & D_k(p) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^2 \alpha_i \begin{bmatrix} A_k(\pi_i) & B_k(\pi_i) \\ C_k(\pi_i) & D_k(\pi_i) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^2 \alpha_i K_i \quad (\text{V.30})$$

V.10. Conception de l'observateur LPVH ∞ de courant

La structure de l'observateur est illustrée sur la figure (V.3) ci-dessous avec comme grandeur d'état à reconstruire ($i_{sa,\beta}$), en supposant que les grandeurs tensions d'entrée ($v_{sa,\beta}$) sont corrompues par des bruits 'b', leurs influences sera caractérisée par une pondération (w).

La synthèse de cet observateur est réalisée sur chaque sommet du polytope.

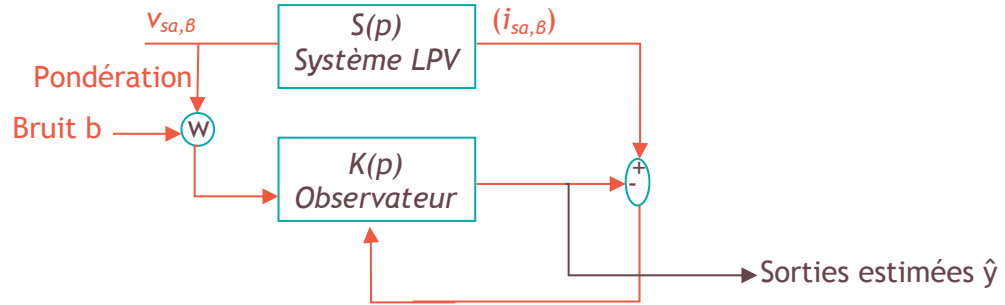


Fig. V. 3. Problème Standard de la synthèse de l'observateur LPVH ∞ de courant.

Pour que l'observateur puisse garantir les spécifications du cahier de charge, on introduit une fonction de pondération (W) sous forme de filtre sur les tensions d'entrées.

Si on suppose que le vecteur du paramètre variant dans le temps $P(R_s(t))$ est connu en temps réel (estimé ou mesuré), le problème standard illustré par la structure schématisée dans la figure (V.3) consiste à déterminer une loi d'observation répondant aux objectifs (stabilité et robustesse) pour tous les régimes de fonctionnement [98], [99].

Pour que l'observateur réponde à l'ensemble des objectifs de l'observation il doit être synthétisé tel que :

$$\begin{cases} \|F_l(S(p), K(p))\|_{\infty} \stackrel{\Delta}{=} \sup \frac{\|y\|_2}{\|u\|_2} \leq \gamma \\ \gamma \leq 1 \end{cases} \quad (V.31)$$

Sous contrainte de stabilité quadratique et pour l'ensemble des trajectoires des paramètres [102] la borne γ garantit la performance de l'observateur [99], [100].

Ainsi, l'observateur LPVH ∞ polytopique permettra donc de fournir une estimation du courant avec le même niveau de performance quel que soit le régime de fonctionnement de la machine.

V.11. Observateur LPVH ∞ de courant pour la détection du court-circuit

On va exploiter l'observateur LPVH ∞ de courant conçu précédemment pour générer un résidu sensible au défaut de court-circuit et insensible à la variation de la résistance statorique soumise aux conditions de fonctionnement du système.

Remarque : L'observateur LPVH ∞ de courant peut estimer les courants sains et ceux en défauts.

La figure (V.4) illustre notre nouvelle approche pour détecter le défaut de court-circuit.

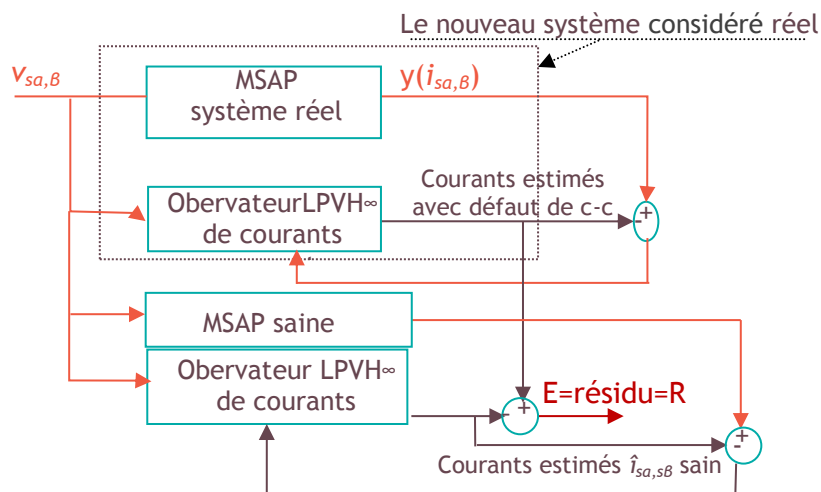


Fig. V.4. Génération du résidu avec observateurs LPVH ∞ de courant.

Le principe de cette approche est d'utiliser l'observateur deux fois :

En premier lieu, pour estimer les courants quand la MSAP est en fonctionnement sain et en défaut de court-circuit, et considérer par la suite les sorties reconstruites comme des sorties mesurées d'un nouveau système considéré réel où ces courants sont insensibles à la variation de la résistance.

En deuxième lieu, pour estimer les courants sains et les comparés avec la sortie du nouveau système et généré un résidu pour détecter la présence d'un défaut.

V.12. Analyse et simulation

Les performances et la robustesse de l'observateur LPV H_{∞} de courant sont évaluées sous les contraintes de la variation paramétrique de la résistance statorique allant de 0.44 à 0.88 Ω à travers des simulations sur Simulink sous MATLAB. Cet observateur est testé sur la MSAP à pôles lisses soumise à un défaut de court-circuit. Le court-circuit est appliqué à ($t=1s$). Les figures (V.5, 6 et 7) illustrent la robustesse de l'observateur LPV de courant face à la variation de la résistance statorique.

Les résultats des figures (V.8 et 9), prouvent la capacité de l'observateur à estimer les courants avec défaut de court-circuit malgré la variation paramétrique de la résistance pour toute sa plage de variation. Les erreurs d'estimation sont acceptables, et par conséquent, les performances, la robustesse et la stabilité de l'observateur sont garanties.

Cet observateur LPV de courant est exploité pour détecter un court-circuit d'une MSAP en générant un résidu robuste. Sous les mêmes conditions de fonctionnement citées précédemment, la figure 10 montre l'évolution de ce résidu. On peut voir qu'en absence de défaut, ce résidu est très proche de zéro. Tandis que son amplitude change d'une façon considérable lors de l'application du court-circuit. Ce résidu robuste qui est sensible au défaut et insensible à la variation de la résistance permet la détection du défaut de court-circuit.

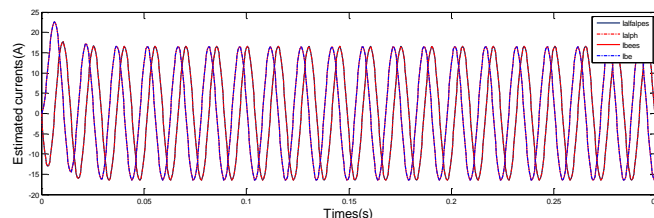


Fig. V. 5.Courants estimés.

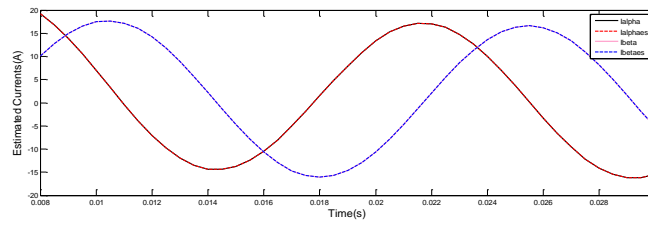


Fig. V.6. Zoom sur les courants estimés

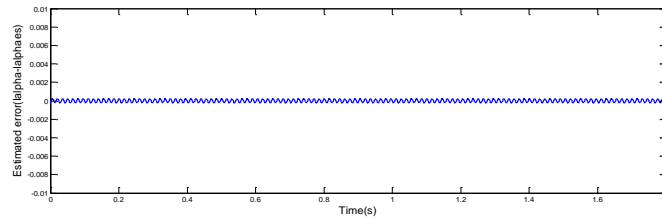


Fig. V.7. L'erreur de l'estimation.

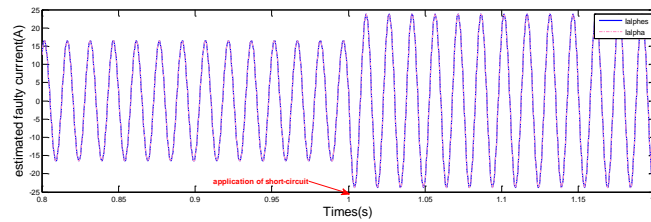


Fig. V.8. Courants estimés avec défaut.

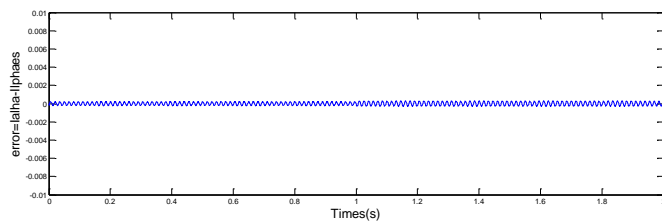


Fig. V.9. Erreur d'estimation.

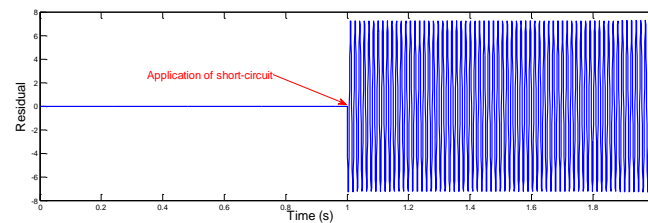


Fig. V.10. Evolution du résidu.

V. 13. Conclusion

Le modèle non-linéaire de la MSAP dépendant de la variation de sa résistance statorique est modélisé comme un système LPV. Un observateur H^∞ LPV est conçu en se basant sur l'approche standard H^∞ pour la synthèse des régulateurs LPV, qui est basée sur l'optimisation convexe sous contraintes LMI. Une nouvelle approche pour la détection du défaut de court-circuit générant un résidu robuste aux variations paramétriques basée sur un observateur LPV H^∞ est proposée. Les résultats de simulations obtenus prouvent la robustesse et la stabilité de cet observateur et l'efficacité de la nouvelle approche pour la détection du court-circuit.

Chapitre VI

Amélioration des performances de la commande du couple par régulateurs à hystérésis.

VI.1. Introduction

Le développement de nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes (dq). Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la fém, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant :

- l'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis,
- l'autre méthode se base sur l'utilisation des régulateurs proportionnels intégraux et exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phases par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine.

Dans cette partie, nous allons développer puis tester, par des simulations la commande vectorielle par des régulateurs à hystérésis d'une MSAP, dans le but d'améliorer ses performances en minimisant les ondulations au niveau du couple. La solution proposée est l'injection d'un signal à haute fréquence et à faible amplitude.

VI.2. Contrôle Indirect du Couple d'une MSAP par régulateurs à hystérésis

Le contrôle des courants par les régulateurs à hystérésis est considéré actuellement dans l'industrie parmi les meilleures techniques et surtout les plus simples à utiliser et elle nous permet d'avoir de bonnes performances dynamiques.

Malgré les avantages de cette commande, elle a deux inconvénients majeurs ; une fréquence de commutation variable, un courant et couple d'ondulation relativement large [118],[119].

VI.2.1 Convertisseurs statiques

Le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations [120] :

- le premier type est le cyclo-convertisseur qui est directement lié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce

qui limite la vitesse de rotation de la machine, et qui nécessite un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe ;

- le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant (onduleur de tension ou commutateur de courant. Cette étude a été restreinte au cas de l'alimentation par onduleur.

Dans les paragraphes suivants, nous étudierons les différentes stratégies de commande qui peuvent être mises en œuvre pour de tels variateurs de manière à assurer un contrôle du courant dans les enroulements de la machine.

VI.2.2.Principe des différentes méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension

En fonction de la position du rotor et des grandeurs électromécaniques désirées, le dispositif de commande assure l'autopilotage et impose des courants dans les phases de la machine aussi proches que possible de leurs références. Deux stratégies peuvent être mises en œuvre :

- Le contrôle des courants par hystérésis ;
- Le contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsions de la tension (M.L.I).

On s'intéresse surtout au contrôle par hystérésis dont le but de minimiser les ondulations au niveau du couple.

a. Contrôle des courants par hystérésis

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur sont limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références de courants ; la sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de

manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de sa référence. Les références de courant sont rectangulaires dans le cas des moteurs à fém trapézoïdale ; elles sont de préférence sinusoïdales dans le cas des moteurs à fém sinusoïdales.

a. 1. Alimentation avec des références de courants sinusoïdales

Dans ce cas, chaque courant de phase est comparé à sa référence sinusoïdale à l'aide d'un comparateur à hystérésis dont la sortie est liée au circuit de commande des interrupteurs (figure VI.1) ; les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis. Dans cette méthode la tension est toujours imposée aux bornes de la machine. La figure (VI.2) donne l'allure de la variation du courant de phase du moteur [121].

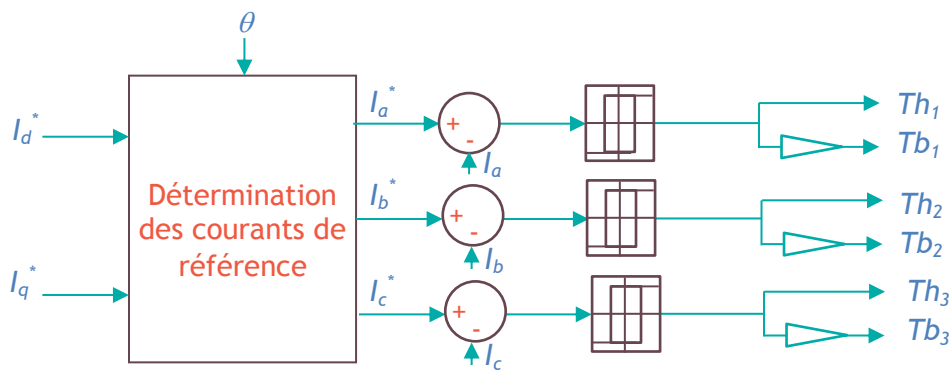


Fig. VI. 1. Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis.

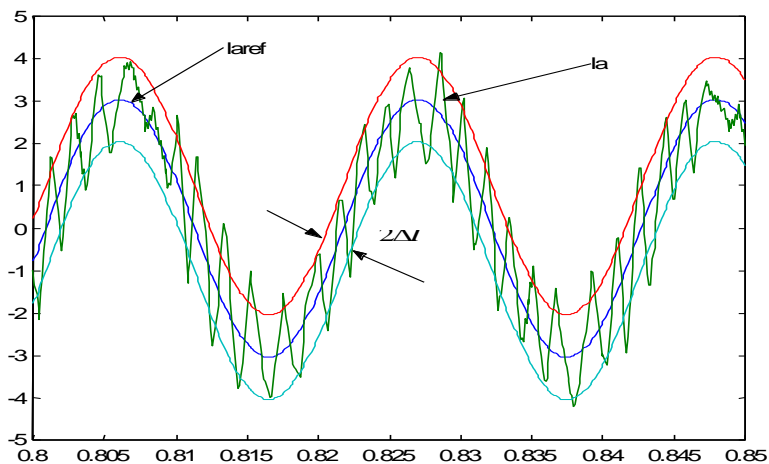


Fig. VI. 2. Allure du courant dans le cas de l'alimentation avec des références sinusoïdales.

a. 2.Stratégie de commande des courants par hystérésis

En se référant à la figure (VI. 3), qui représente un onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandé par des contrôleurs à hystérésis, on décrira la stratégie de commande d'une phase, comme suit :

- Si le courant de phase dépasse la bande supérieure ($I_{aréf} + \Delta I$), l'interrupteur de haut Th_1 est ouvert donc $S_1=0$; dans ce cas, le courant dans la machine ne peut pas s'annuler et la diode de roue libre D_1 se met en conduction, tandis que l'interrupteur de bas Th_4 commence à conduire le courant de phase d'où $S_1'=1$, cela implique que la tension de la phase 'a' commute de $-U/2$ à $U/2$.
- Si le courant de phase I_a dépasse la bande inférieure ($I_{aréf} - \Delta I$), la commande s'inverse en suivant le même principe d'où Th_4 s'ouvre $S_1'=0$ et D_4 se met en conduction tandis que Th_1 se ferme donc $S_1=1$, et de cette façon la tension de la phase 'a' est commutée de $-U/2$ à $U/2$. Les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis ΔI . La logique est donnée par le Tableau (II. 1) Une logique similaire est appliquée aux deux autres phases. Les sorties des comparateurs à hystérésis imposent les signaux de commande (S_1, S_2, S_3) aux interrupteurs de l'onduleur de tension, de telle sorte à imposer les tensions de phases (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) au moteur.

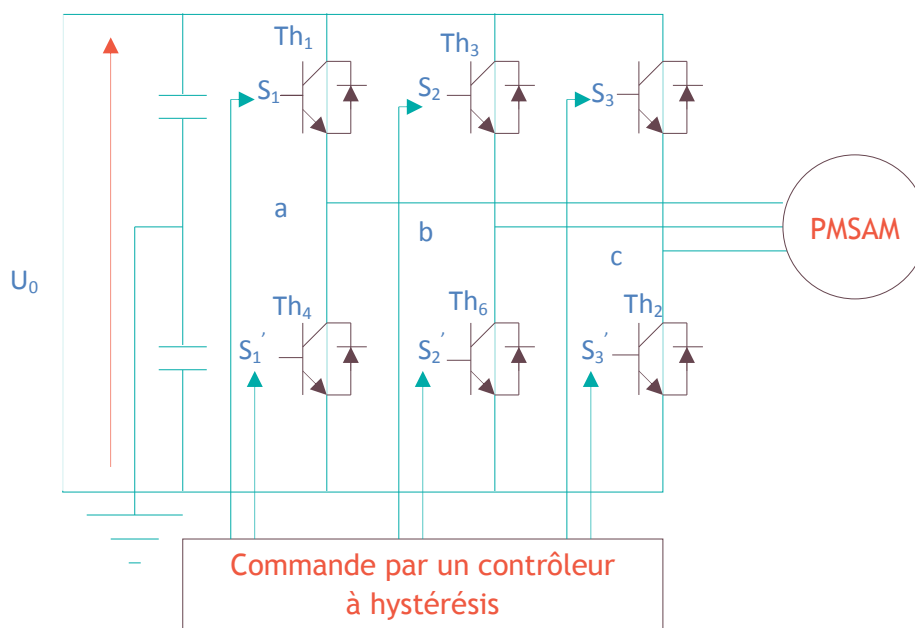


Fig. VI. 3. L'onduleur de tension commandé par des régulateurs à hystérésis.

I_a	S_1	Th_1-D1	Th_4-D_4	V_{a0}
$I_a \geq I_{aref} + \Delta I$	0	Off-Off	On-Off	$V_{a0} = S_1 \frac{U}{2}$
$I_a \leq I_{aref} - \Delta I$	1	On-Off	Off-On	$V_{a0} = S_1 \frac{U}{2}$
$I_a \geq I_{qref} + \Delta I$	0	Off-Off	On-Off	$V_{a0} = S_1 \frac{U}{2}$
$I_a \leq I_{qref} - \Delta I$	1	On-Off	Off-On	$V_{a0} = S_1 \frac{U}{2}$

Tab. VI. 1. La logique des comparateurs à hystérésis [122].

a. 3. Description du système global de la commande par hystérésis

La figure (VI.4), présente le schéma global de la commande par hystérésis d'une machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur de tension qui est muni de trois régulateurs à hystérésis de courants indépendants. La commande des interrupteurs est déterminée à partir de la comparaison entre les courants réels de phases (I_a , I_b , I_c) et les courants de références (I_{aref} , I_{bref} , I_{cref}), dans le but de maintenir les courants de phases dans une fourchette ($\pm\Delta I$) entourant les références de courants.

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose les courants de références I_{dref} et I_{qref} , d'où I_{dref} est maintenu égal à zéro. A partir de ces courants de références et en passant par la transformation de Park on obtiendra les courants de références sinusoïdales (I_{aref} , I_{bref} , I_{cref}) :

$$\begin{aligned}
 I_{aref} &= \sqrt{2/3} \left[I_{dref} \cos\theta - I_{qref} \sin\theta \right] \\
 I_{bref} &= \sqrt{2/3} \left[I_{dref} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{qref} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 I_{cref} &= \sqrt{2/3} \left[I_{dref} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - I_{qref} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Les courants réels seront donnés par les équations suivantes en utilisant la transformation de Park modifiée :

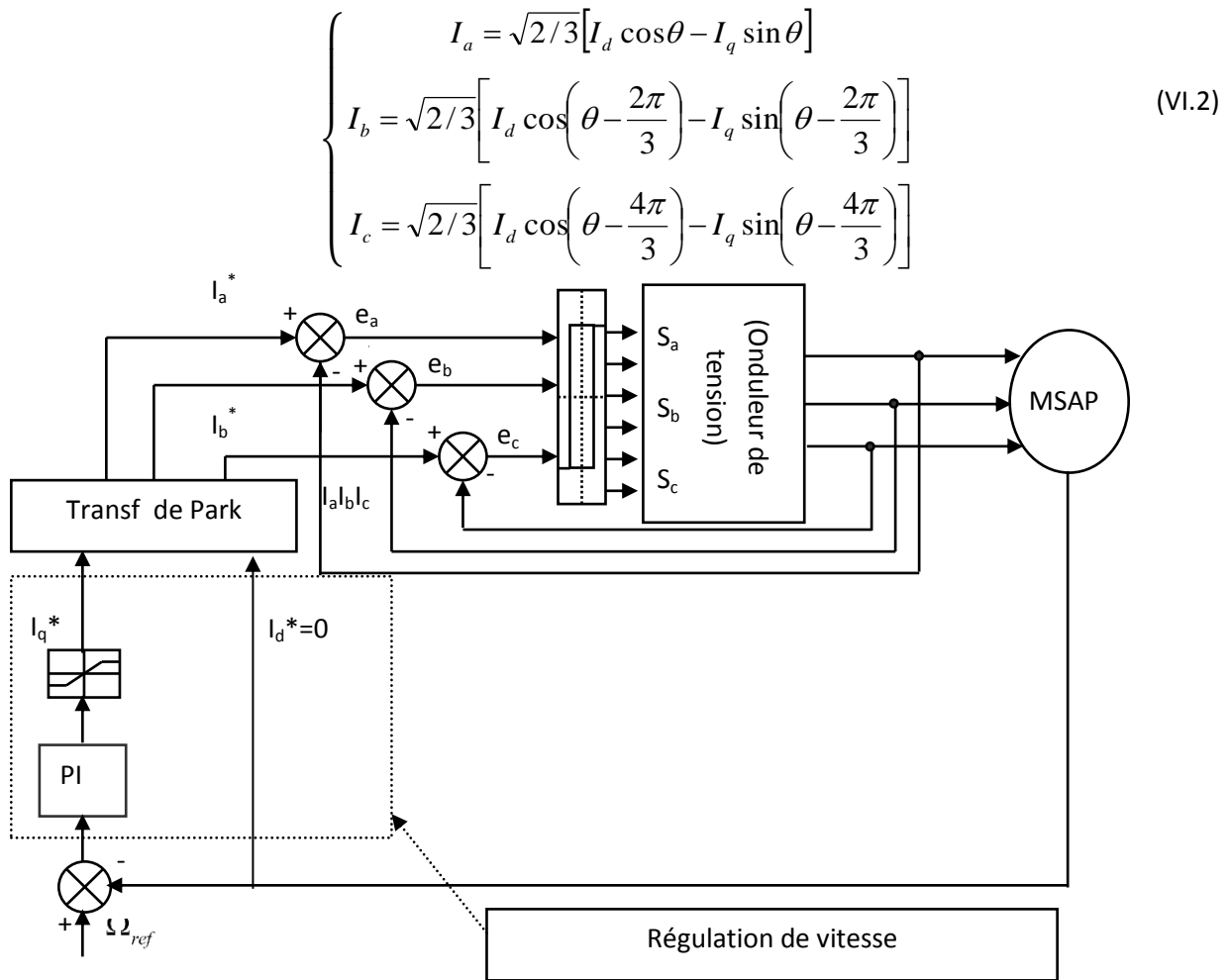


Fig. VI. 4. Schéma global de la commande par hystérésis.

a. 4. Interprétation des résultats de simulation du contrôle des courants par hystérésis

Les programmes sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB, avec les conditions suivantes :

- une bande d'hystérésis de 0.01 Wb;
- pour les paramètres de la machine, voir annexe A.

La figure (VI. 5) représente l'évolution de la vitesse, du couple de référence, du couple électromagnétique et des courants, quand on applique au moteur une charge de 3,5 N.m et une vitesse de référence de 150 rads/sec.

A partir de la figure (VI. 5), on constate que, durant le démarrage la vitesse atteint son régime permanent après 200 ms et le couple électromagnétique est égal au maximum de la capacité du moteur (8 N.m) ensuite il se stabilise à la valeur de la charge 3,5 N.m. La tension de phase V_{an} change continuellement pour garder le courant dans une fourchette ($\pm\Delta I$). Le courant réel de la phase 'a', prend la même allure que le courant de référence et varie autour de ce dernier en restant dans la bande d'hystérésis.

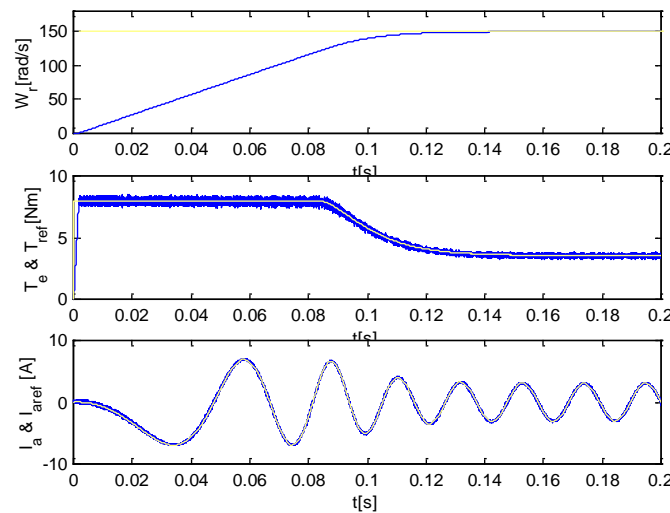


Fig. VI.5. Démarrage en charge (mode normal).

VI.3. Amélioration du contrôle indirect du couple par régulateurs à hystérésis en injectant un signal à haute fréquence

Malgré les avantages de la commande par régulateurs à hystérésis, elle présente deux inconvénients majeurs ; une fréquence de commutation variable et un courant et couple d'ondulation relativement large [123], [124].

L'idée de la méthode proposée est d'injecter un signal dans le système conventionnel. Ce signal est une onde sinusoïdale de haute fréquence et de faible amplitude. Le signal se superpose aux erreurs des courants du stator [125].

La figure (VI. 6) illustre la méthode proposée avec l'injection d'un signal sinusoïdal. Sa fréquence doit être plus que 30 kHz et son amplitude doit être plus petite que la bande d'hystérésis pour le contrôle des courants. La bande d'hystérésis est insensible aux variations de l'erreur d'où la superposition du signal décrit au paravent améliore le fonctionnement des comparateurs [130]. En effet, l'introduction d'un signal à haute fréquence aux hystérésis aigüise ses arrêtes cassantes et les rend au fait plus continues et surtout dérivables (figure VI. 8), ce qui limite énormément le degré de hachage des composants de puissances et donc la limitation des fréquences d'oscillations sur les sorties (courants).

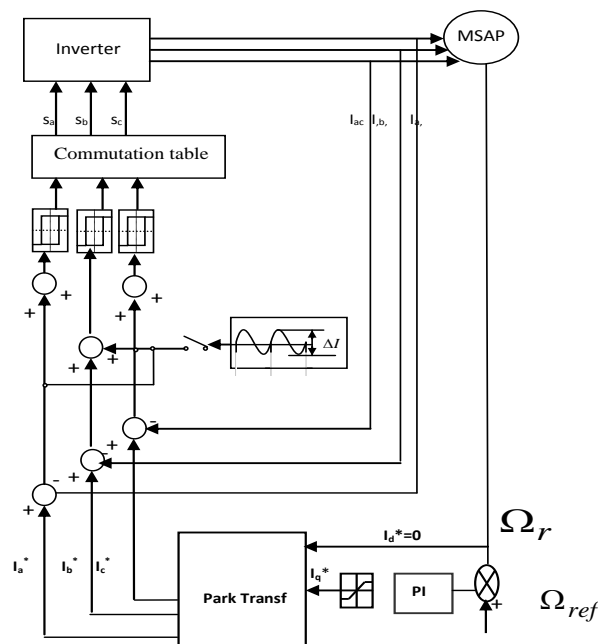


Fig. VI. 6. CV avec injection d'un signal sinusoïdal à HF.

La figure (VI.7) illustre le principe de commutation au niveau des comparateurs à hystérésis des courants. La commutation au niveau de l'onduleur est performée de telle sorte que l'erreur sur les courants soit limitée par la bande d'hystérésis des comparateurs, d'où les ondulations du couple ainsi que la fréquence de commutation de l'onduleur sont déterminées en fonction de la bande d'hystérésis. D'une autre part, la figure (VI.8) montre la superposition du signal sinusoïdal sur l'erreur des courants. On peut remarquer que les ondulations peuvent être réduites par rapport à la bande d'hystérésis et la fréquence de commutation peut être augmentée.

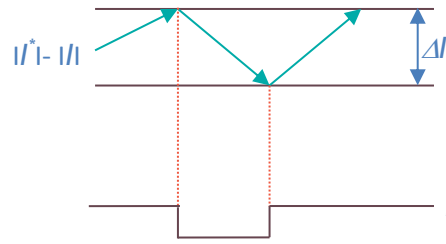


Fig. IV.7. Commutations conventionnelles des comparateurs à hystérésis.

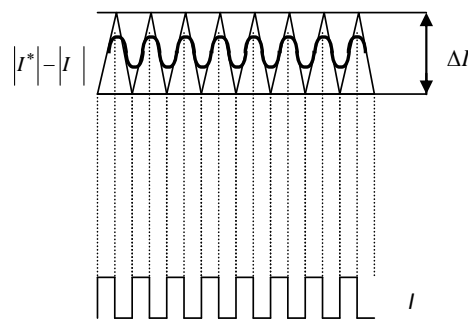


Fig. VI.8. Effet de l'injection du signal à haute fréquence sur la commutation des comparateurs à hystérésis.

VI.4. Résultats de simulations

Les figures (IV. 9, 10) nous montrent les résultats de simulation de couple et de l'erreur sur les courants après l'injection d'un signal sinusoïdal au système de contrôle à l'instant $t=0.06$ s. On remarque qu'à l'instant de la superposition du signal sinusoïdal à l'erreur du courant, les ondulations au niveau du couple diminuent et on remarque aussi une réduction de l'erreur par rapport à la bande d'hystérésis approximativement de 30%.

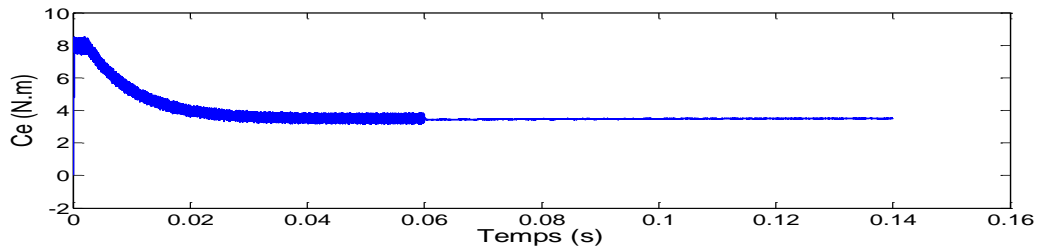


Fig. VI. 9. Couple.

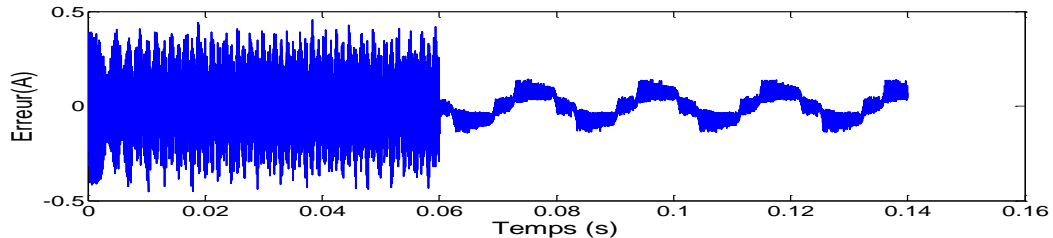


Fig. VI. 10. Erreur sur le courant de phase.

VI.5. Conclusion

Dans ce chapitre une approche a été exposée pour l'amélioration des performances de la commande indirecte du couple par régulateurs à hystérésis, dont le principal problème est l'évolution de l'ondulation sur le couple. En effet, nous avons présenté une stratégie simple qui n'introduit pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la commande classique.

Cette approche consiste à injecter un signal sinusoïdal de haute fréquence et de très faible amplitude par rapport à la bande d'hystérésis à la commande indirecte du couple par régulateurs à hystérésis. Le signal est superposé aux erreurs des courants. L'application de cette stratégie simple a minimisé d'une façon remarquable les ondulations au niveau du couple, comme elle a réduit les erreurs sur les courants.

Chapitre VII

DTC, commande tolérante au défaut de court-circuit

VII.1.Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques.

Le contrôle direct du couple DTC venu du terme anglais « *Direct Torque Control* », basé sur l'orientation du flux statorique est, l'une des méthodes, qui a été introduite par DEPENBROK en 1987 sous la terminologie suivante : *Direct Self Control (DSC)* [1].

L'idée directrice de ce type de commande est de chercher à tout instant la combinaison des interrupteurs assurant des objectifs de flux et de couple.

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs à régler sont le flux et le couple électromagnétique et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitudes et de fréquences définis par des régulateurs. Par contre, dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Par nature, les commandes directes du couple présentent les caractéristiques suivantes :

- elles possèdent généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques et s'étendent à une très large plage de fonctionnement couple/vitesse [126] ;
- la stratégie de contrôle DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de la machine. L'estimateur de flux classique ne dépend que de la résistance statorique ;
- le découplage entre les grandeurs de contrôles étant naturellement assuré par la commande directe, le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple [127];

Dans ce chapitre, on va montrer qu'en plus des avantages remarquables de la DTC, elle peut être une concurrente aux commandes tolérantes aux défauts. Pour cela, on va appliquer le contrôle direct du couple à une MSAP fonctionnant dans les deux modes sains et en court-circuit en utilisant le modèle de la MSAP en court-circuit présenté au **chapitre3**. Ensuite et dans le but d'améliorer les performances en mode défaillant on va introduire un signal sinusoïdal à haute fréquence pour minimiser les ondulations causées par le court-circuit.

VII.2. Principes généraux sur la commande directe du couple

La commande directe du couple d'une machine synchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée plus classique et basée sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)[131]. A l'origine, la commande DTC était fortement basée sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) [126].

VII.3. Théorie de base du DTC d'une MSAP

Le flux statorique φ_s et rotorique φ_r peuvent être représentés sur le référentiel statorique ($\alpha\beta$), rotorique (dq) et le référentiel (xy) comme il est illustré sur la figure (VII.1).

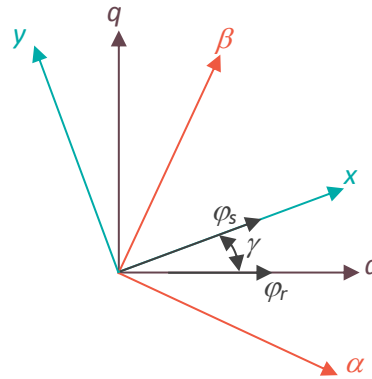


Fig. VII. 1. Le flux statorique et rotorique dans différents référentiels.

L'angle γ , entre le flux statorique et le flux rotorique est l'angle de charge quand la résistance statorique est négligée. Pendant le régime permanent le flux statorique et le flux rotorique tournent à la vitesse de synchronisme, γ est constante et elle correspond au couple de charges. Au régime transitoire, le flux statorique et le flux rotorique tournent à des vitesses différentes d'où γ varie. Il va être prouvé dans cette section que le couple peut être contrôlé par le contrôle du changement γ ou du changement de la position du flux statorique (vitesse de rotation du flux statorique).

L'équation du couple électromagnétique est exprimée dans le référentiel (dq) en termes de flux statorique et son angle par rapport au flux rotorique comme suit :

$$T_e = \frac{3p|\varphi_s|}{4L_d L_q} \left[2\varphi_f L_q \sin\gamma - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\gamma \right] \quad (\text{VII.1})$$

Pour une MSAP avec un entrefer constant, $L_{ds}=L_{qs}=L_s$, l'équation (VII.1) peut être simplifiée comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\varphi_s| |\varphi_f| \sin \gamma = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\varphi_s| |\varphi_f| \sin \dot{\gamma} t \quad (\text{VII.2})$$

D'après l'équation précédente, l'augmentation du couple est proportionnelle à l'augmentation de l'angle γ . Cependant, pour augmenter l'angle γ , le flux statorique doit tourner plus rapidement que le flux rotorique, et pour minimiser l'angle γ , le flux statorique doit tourner moins vite que le flux rotorique en gardant son amplitude constante pour avoir le maximum de changement sur le couple actuel [128].

Dans la partie suivante, on va voir que le contrôle du couple peut se faire en contrôlant l'amplitude et la vitesse de rotation du flux par le choix du vecteur de tension statorique approprié

VII.4. Contrôle du flux statorique

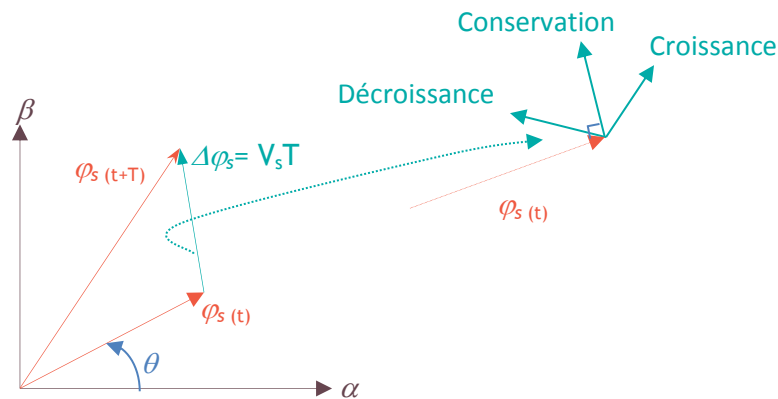
Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique est la suivante :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{VII.3})$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage (T), le vecteur de tension appliqué au moteur reste constant, et en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, on trouve l'équation (VII -4) :

$$\varphi_s(t+T) = V_s T + \varphi_s(t) \quad (\text{III.4})$$

La figure (VII. 2), illustre l'évolution de l'extrémité du vecteur φ_s à partir de $\varphi_s(t=0)$ sur une période d'échantillonnage T que l'on peut faire évoluer sur une trajectoire déterminée par un séquençement approprié des tensions V_s par lequel une modulation de l'amplitude du flux peut être apportée pour sa croissance, sa décroissance ou sa conservation.



1. **Fig. VII.2. Evolution de l'extrémité du flux statorique dans le plan.**

En supposant que le terme $R_s I_s$ est négligeable, on montre que la dérivée du vecteur flux $d\varphi_s/dt$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur tension V_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s . On note que pour un vecteur de tension nul, le vecteur flux φ_s reste stationnaire.

Sur la figure (VII. 3), on présente les trois directions possibles du vecteur flux φ_s . Ainsi, on peut voir que pour un vecteur de tension donné, le déplacement angulaire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maximal, si ce même vecteur est perpendiculaire à la direction du vecteur φ_s . Par contre, dans le cas où il est décalé par rapport à la perpendiculaire de φ_s de α_1 en avant ou de α_2 en arrière, on observe un déplacement moindre de l'extrémité de φ_s . On relève aussi, comme on la déjà mentionné, que la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est nulle si l'on applique un vecteur de tension nul [129].

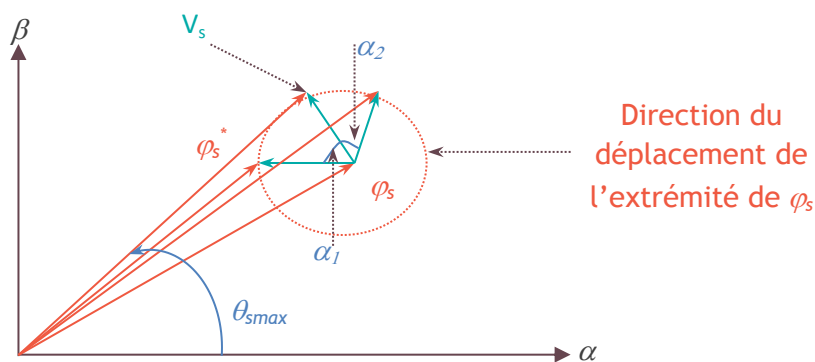
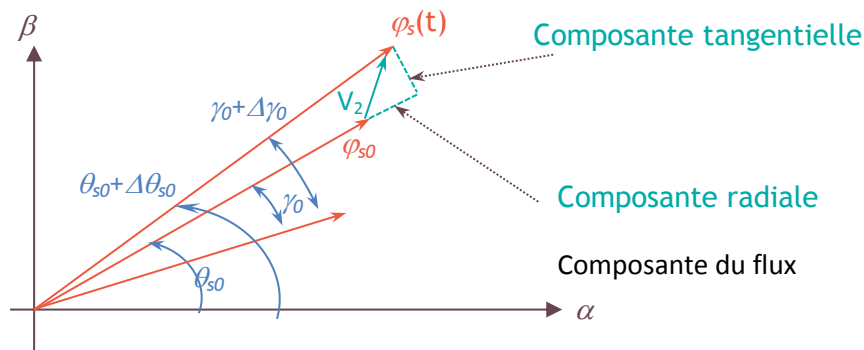


Fig. VII.3. Directions possibles du vecteur flux.

La figure (VII. 4), montre un exemple d'évolution de l'extrémité du flux φ_s pour $V_s = V_2$ et avec R_s, I_s négligeable. Ainsi on constate que la composante tangentielle (indirecte) du vecteur de tension appliqué a pour effet de contrôler la vitesse de rotation du vecteur flux, alors que la composante radiale (indirecte) agit sur l'amplitude du flux [131].



**Fig. VII. 4. Exemple d'évolution de l'extrémité du flux statorique
Pour R_s, I_s négligé.**

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer ou (de ralentir) le vecteur de flux φ_s par rapport au vecteur flux rotorique et il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique.

VII.5. Contrôle du couple électromagnétique

Suivant le comportement de l'amplitude et de la vitesse de φ_s , on choisit le vecteur de tension approprié à la commande. Ainsi, on peut dire que, pour changer le couple, le vecteur tension appliquer doit avoir une composante indirecte importante et pour changer le flux statorique, il doit avoir une composante directe importante. D'autre part, tandis que le flux rotorique tourne, l'application du vecteur de tension nul stop le flux statorique de tournée et par la suite γ et par conséquent le couple diminue. Cela veut dire que selon l'erreur du couple, un vecteur de tension nul ou non nul, avec une importante composante indirecte négative, peut être choisi pour minimiser le couple [131].

VII.6. Sélection du vecteur de tension

Comme il a été montré, le couple est contrôlé à partir de la rotation du flux et le flux à partir du vecteur tension appliqué.

Le vecteur de tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux (figure VII. 5) il est défini par l'équation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (\text{VII.5})$$

$$a = e^{j2\pi/3}$$

Le vecteur de tension peut être écrit sous la forme suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (\text{VII.6})$$

Où V_a , V_b et V_c sont les valeurs instantanées des tensions entre le primaire et la ligne neutre. Quand l'enroulement primaire du moteur est alimenté par un onduleur de tension (figure VII. 5) les tensions V_a , V_b et V_c sont déterminées par les états des trois interrupteurs, S_a , S_b et S_c :

$$S_j \text{ (j = a, b, c)}$$

- $S_j = 1$: Interrupteur du haut Fermé et interrupteur du bas ouvert.
- $S_j = 0$: Interrupteur du haut Ouvert et interrupteur du bas fermé.

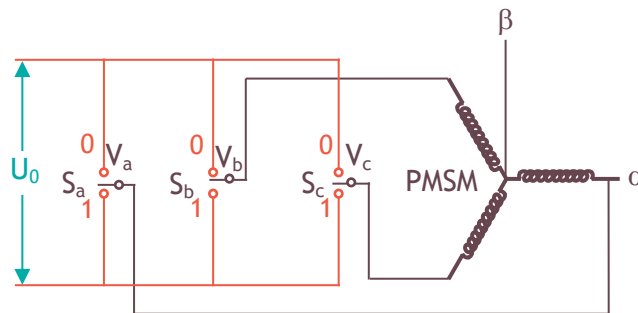
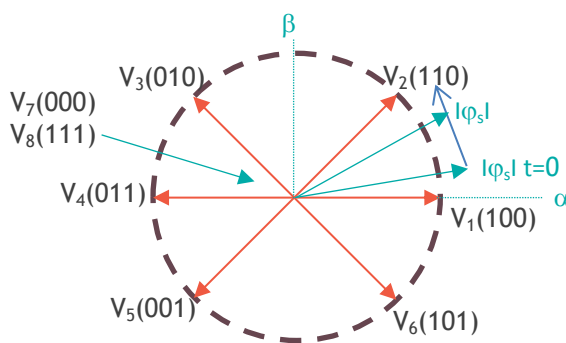


Fig. VII. 5. Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

La combinaison des trois grandeurs booléennes S_a , S_b et S_c permet de générer huit positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul (figure VII. 6).

$$(S_a, S_b, S_c) = (1 \ 1 \ 1) \text{ ou } (0 \ 0 \ 0)$$



V_0	(111)
V_1	(100)
V_2	(110)
V_3	(010)
V_4	(011)
V_5	(001)
V_6	(101)
V_7	(000)

Fig. VII. 6. Vecteurs de tensions non nuls à la sortie de l'onduleur et mouvement du flux statorique.

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire, pour cela, le vecteur de tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, donc la variation de l'amplitude du flux autour de la valeur souhaitée est nécessaire. Ainsi en sélectionnant un vecteur de tension approprié, l'extrémité du flux statorique peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module et la vitesse de rotation du flux et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six régions symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles (figure VII. 7). La position du flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. La position initiale du flux statorique ne peut être nulle pour une MSAP. Elle peut être obtenue à partir d'un capteur de position ou par d'autres moyens. Par la suite on n'a pas besoin de ce capteur [129].

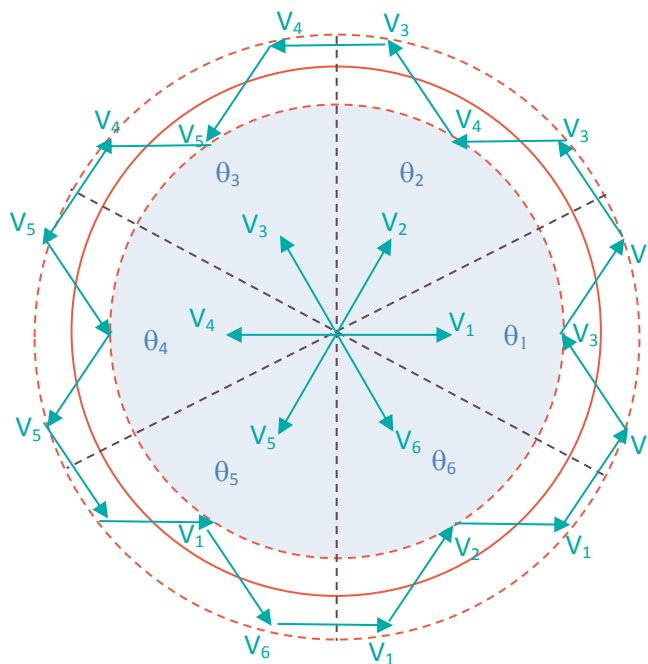
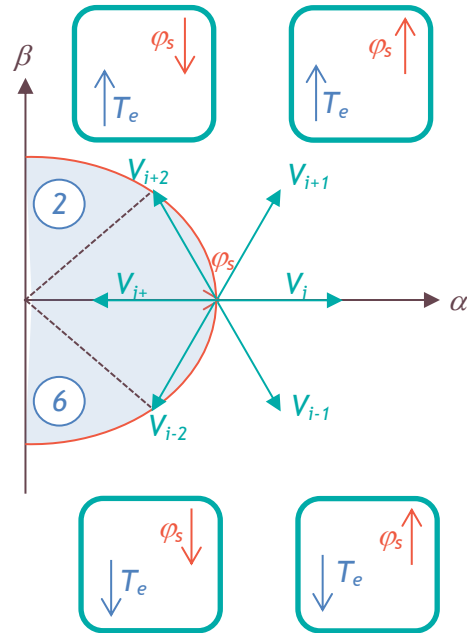


Fig. VII. 7. Sélection du vecteur de tension.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 'i', le contrôle du vecteur flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls.

Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (VII. 8).

Fig. VII. 8. Effets du vecteur de tension sur le flux statorique et le couple.



Généralement quand le flux statorique est situé dans la région ‘i’, V_{i+1} et V_{i-1} ont une composante directe positive. V_{i+2} et V_{i-2} , une composante directe négative. V_{i-1} et V_{i-2} une composante indirecte négative tandis que V_{i+2} et V_{i+1} ont une composante indirecte positive [130].

Donc l’application de V_{i+1} peut augmenter le couple et le flux, et l’application de V_{i+2} fait croître le couple et décroître le flux. De la même manière, l’application de V_{i-1} fait croître le flux mais elle décroît le couple tandis que si on applique V_{i-2} le couple et le flux diminuent comme il est illustré sur la figure précédente et résumé sur le tableau (VII.1).

$T_e \uparrow$	$\phi_s \uparrow$	$T_e \uparrow$	$\phi_s \downarrow$	$T_e \downarrow$	$\phi_s \uparrow$	$T_e \downarrow$	$\phi_s \downarrow$
V_{i+1}		V_{i+2}		V_{i-1}		V_{i-2}	

Tab. VII. 1. Choix du vecteur de tension selon les conditions (Région ‘i’ et dynamique).

Le vecteur nul peut être appliqué pour diminuer le couple ce qui permet de minimiser la fréquence de commutation de l'onduleur [131].

VII.7. Stratégie de contrôle direct du couple par la méthode de I.TAKAHASHI

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [130] :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée réduite ;
- à chaque coup d'horloge, on mesure les courants de lignes et les tensions par phase (on peut aussi reconstituer ces tensions en connaissant l'état des interrupteurs de l'onduleur) ;
- on reconstitue les composantes du vecteur flux équation (VII.8) ;
- l'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux statorique et aux mesures des courants de lignes, (équation VII.10) ;
- l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un double régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable à trois niveaux (τ). $\tau=1$ signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre $\tau=-1$ signifie qu'il faut le réduire. Si $\tau=0$, il faut alors le maintenir constant. L'utilisation de trois états pour réguler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car sa dynamique est en général plus rapide que celle du flux ;
- le choix de l'état de l'onduleur (V_0 à V_7) est effectué dans un tableau de localisation (table de commutation), en utilisant les variables φ , τ et selon le secteur angulaire θ_i ($1 \div 6$) dans lequel se trouve le vecteur flux statorique. En effet, le partage du plan complexe en 6 régions angulaires permet de déterminer, pour un secteur donné, la séquence de contrôle des interrupteurs de l'onduleur correspondant aux différents états des grandeurs de contrôle (figure (VII. 9)).

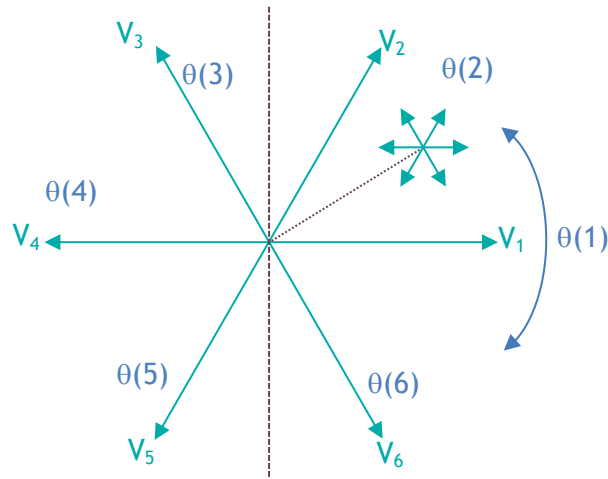


Fig. VII. 9. Vecteurs non nuls et localisation des régions.

Les consignes d'entrée du système de contrôle seront donc le couple et l'amplitude du flux statorique.

Les performances du système de contrôle dépendent de la précision de l'estimation de ces valeurs [131].

Le synoptique de commande selon cette stratégie est présenté sur la figure (VII. 10) et le tableau de localisation (VII. 3).

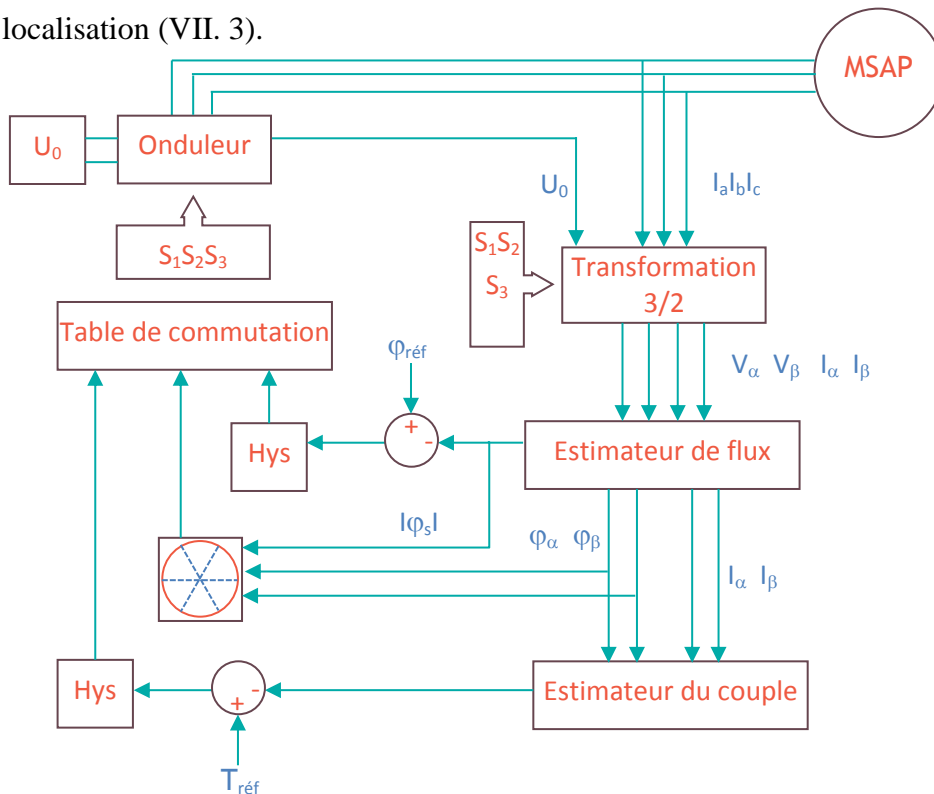


Fig. VII. 10. Le synoptique de la stratégie de commande selon I. Takahashi.

VII.7.1. Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes $(\alpha\beta)$, soit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{VII. 8})$$

L'équation (VII. 8) est valable pour tous les types des machines synchrones et peut être utilisée pour l'estimation du flux.

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{VII. 9})$$

Les composantes du courant suivant les axes $(\alpha\beta)$ seront obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ I_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (2i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{VII.10})$$

On reconstruit les composantes du vecteur de tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs et en appliquant la transformation de Concordia.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_1 - 1/2(S_2 + S_3)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (s_2 - s_3) \end{cases} \quad (\text{VII.11})$$

En comparant le signe des composantes du vecteur flux et le rapport entre ces composantes ainsi que l'amplitude du flux, le numéro de la zone dans laquelle se trouve le vecteur flux statorique peut être obtenu.

Cette méthode d'estimation est très simple et exige seulement la connaissance de la résistance statorique, où l'effet de cette dernière est négligeable à hautes fréquences.

- **Elaboration du correcteur de flux**

Lorsque le flux se trouve dans la zone 'i', V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude de flux, tandis que V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne.

- 1 : si l'erreur de flux est positive.
- 0 : si l'erreur de flux est négative.

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire [134], comme le montre la figure (VII. 9).

La sortie du contrôleur du flux φ indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude de flux, (voir figure (VII. 11), et figure (VII. 12)).

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux appliqué pour le contrôle du flux permet de respecter :

$$\left| \varphi_{ref} - \varphi_s \right| < \Delta \varphi$$

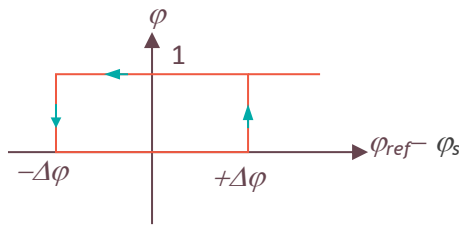


Fig. VII. 11. Comparateur à hystérésis à deux niveaux.

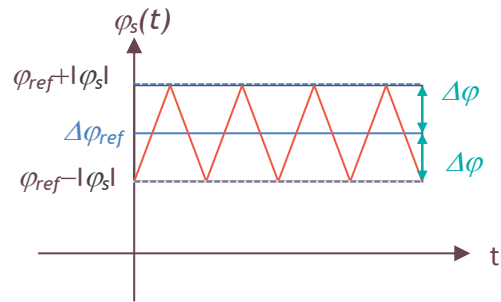


Fig. VII. 12. Comportement de l'amplitude de flux.

VII.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones à partir des grandeurs estimées du flux φ_α et φ_β , et les grandeurs mesurées des courants I_α et I_β .

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{VII.12})$$

L'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux.

- **Elaboration du correcteur du couple**

Comme pour le flux on peut envisager un correcteur du même type que celui du flux (deux niveaux), si on ne peut pas utiliser le vecteur nul pour faire varier le couple. En appliquant les vecteurs de tension nuls, le couple peut croître ou décroître. L'avantage d'utiliser les vecteurs nuls est que grâce aux changements lents du couple, on diminue le nombre de commutations de l'onduleur.

Le comparateur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple quand la machine tourne dans un seul sens de rotation.

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou pour un couple négatif.

La figure (VII. 13), montre l'état de sortie logique τ du comparateur suivant l'évolution du couple par rapport au couple de référence.

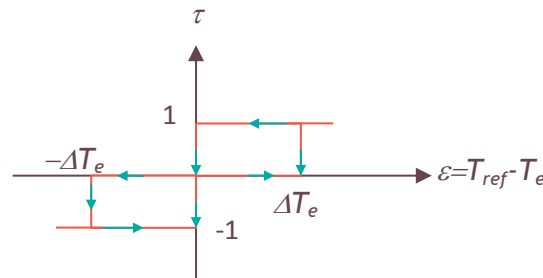


Fig. VII. 13. Comparateur à trois niveaux.

On définit la fonction de sortie du correcteur du couple de telle sorte qu'il respecte la condition :

$$\left| T_{ref} - T_e \right| < \Delta T_e$$

- $\tau=1$: le couple doit être augmenté et sa consigne est positive.
- $\tau=-1$: le couple doit être augmenté et sa consigne est négative.
- $\tau=0$: le couple doit être maintenu.

VII.7.3. Tables de commutations

Les tables de commutations sont élaborées en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux statorique comme le montrent les tables suivantes :

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\varphi=1$	$\tau=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$\tau=0$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\varphi=0$	$\tau=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$\tau=0$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tab. VII. 2. Table de commutation sans vecteurs nuls.

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\varphi=1$	$\tau=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$\varphi=0$	$\tau=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tab. VII. 3. Table de commutation avec vecteurs nuls.

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\varphi=1$	$\tau=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\varphi=0$	$\tau=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab. VII. 4. Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateurs à trois niveaux du couple.

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs V_{i+1} , V_{i-1} , V_{+2} et V_{-2} correspondants à une zone $N=i$, et ceci, pour un comparateur à trois niveaux ou deux niveaux pour le couple.

Les vecteurs V_0 et V_7 sont choisis alternativement pour minimiser le nombre des commutations dans les bras de l'onduleur.

- Choix de la table de commutation

Comme on a vu précédemment, le couple est proportionnel à l'angle γ . A des faibles vitesses et si un vecteur de tension nul est choisi, le changement de γ est obtenu par le

mouvement du rotor. Pour contrôler le couple donc le changement rapide de γ sans dépendre du mouvement du rotor et sans le choix du vecteur nul, on force γ à changer rapidement en choisissant un vecteur tension non nul qui fait tourner le flux statorique assez rapidement que possible par rapport au flux rotorique. Ce principe n'est pas nécessaire à des vitesses élevées, car le rotor tourne assez rapidement pour produire le changement désiré sur γ et donc le couple.

Donc à des vitesses faibles on choisit la table sans vecteur nul (Table VII.2) tandis qu'à des vitesses élevées on choisit la table avec vecteur nul (Table VII. 3).

Dans le cas où le moteur tourne dans les deux sens de rotation, on choisit la table (VII. 4).

VII.8. Structure générale du contrôle direct du couple

La figure (VII. 10), représente la configuration globale de la commande directe du couple d'une MSAP.

Le choix judicieux des largeurs de la bande d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances du DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler ; d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voir la machine. Le modèle de la MSAP utilisé inclut le défaut de court-circuit, pour voir le comportement de cette commande vis-à-vis ce défaut.

VII.9. Amélioration des performances de la DTC avec court-circuit

Pour minimiser les ondulations dues au court-circuit au niveau du couple électromagnétique, on va procéder comme dans le **chapitre 6**. On va injecter un signal dans le système avec le modèle en court-circuit. Ce signal est une onde sinusoïdale de haute fréquence et de faible amplitude. Le signal se superpose aux erreurs du couple et du flux. Le principe a été expliqué au chapitre précédent.

La figure (VII.14), montre un diagramme schématique de l'ensemble du système dans lequel ce signal d'onde sinusoïdale est injecté.

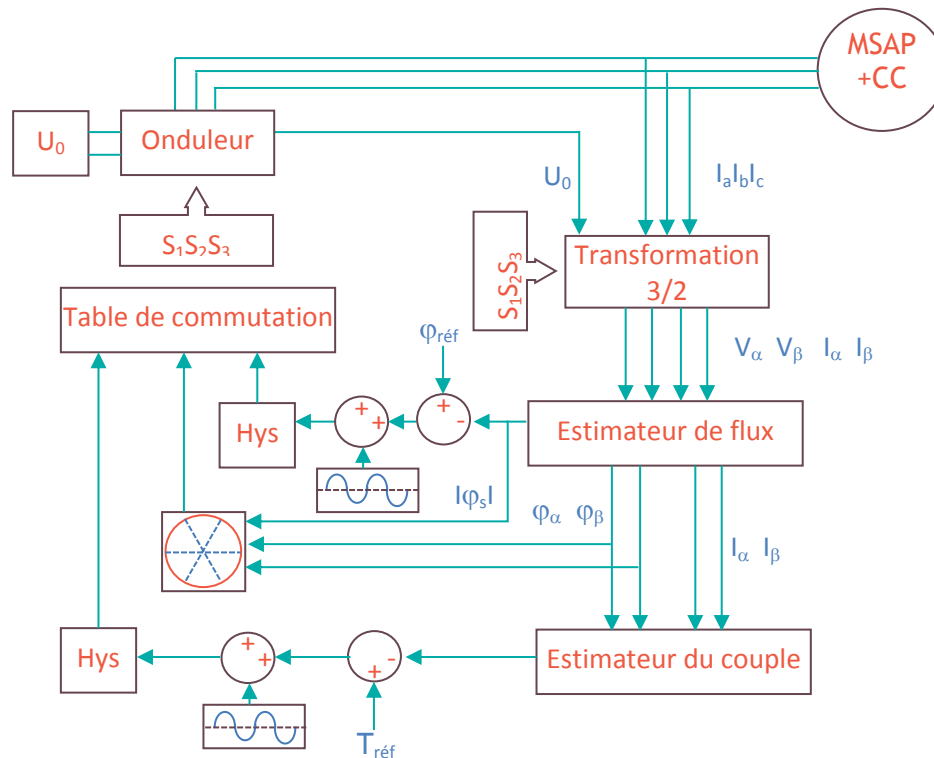
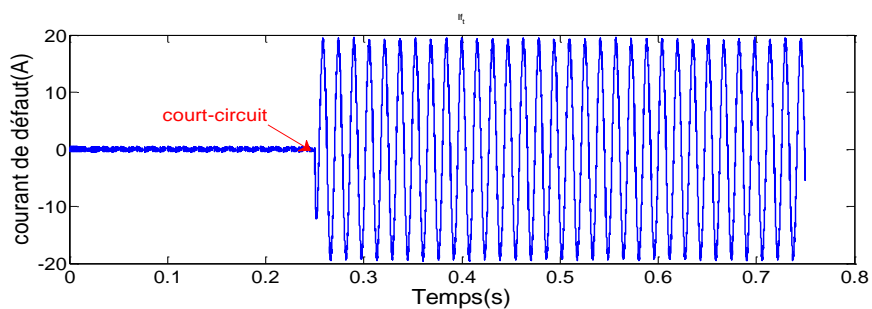


Fig. VII. 14. Le synoptique de la stratégie de commande avec injection d'un signal sinusoïdal

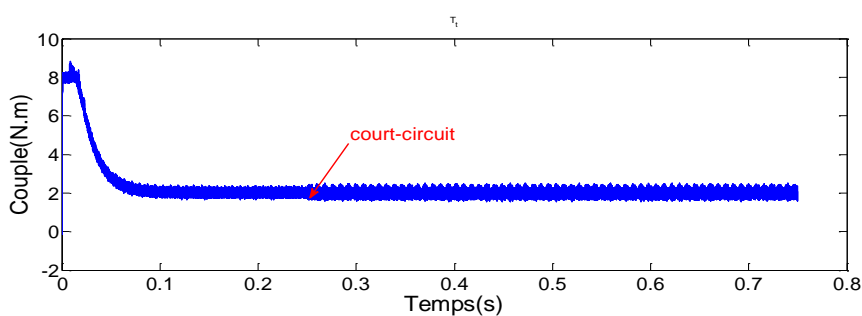
VII.10. Interprétation des résultats de Simulation de la commande DTC

La figure (VII. 15), montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 2N.m, et d'une vitesse de référence de 100rad/sec. Pour cet essai en charge on a utilisé une table de commutation sans vecteurs nuls à deux niveaux (Tab VII.2, table avec six vecteurs de tension). Après un fonctionnement sain, on applique un court-circuit à $t=0.25s$, comme c'est illustré par la figure (VII. 15, a) représentant le courant de défaut. Le couple et la vitesse suivent très bien leurs références avec une dynamique très rapide malgré l'application du défaut figure (VII. 15, b, c). On observe juste une augmentation des ondulations au niveau de couple lors de l'application de ce défaut. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis d'où la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire est d'amplitude 0.05 Wb figure (VII. 15, d).

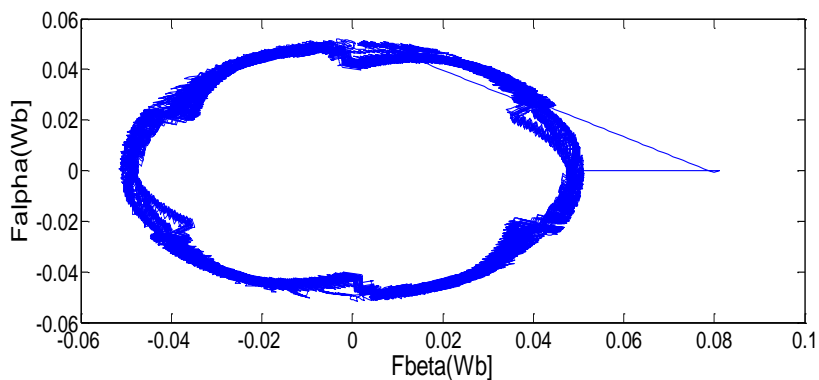
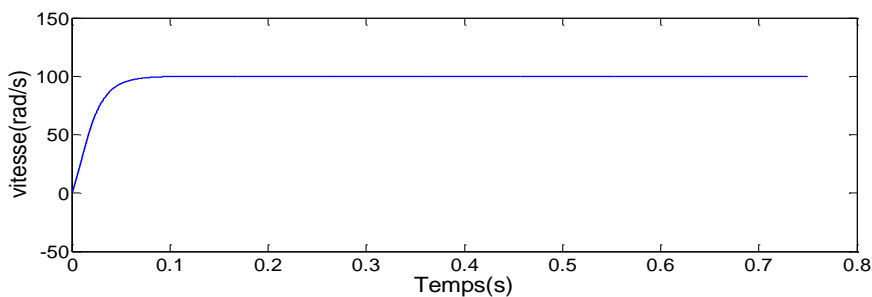
Après l'injection d'un signal sinusoïdal de haute fréquence et de faibles amplitude aux erreurs de couple et de flux à $t=0.05$, on observe que les ondulations au niveau du couple diminuent de façon remarquable voir figure (VII. 16).



(a)



(b)



(d)

Fig. VII. 15. Fonctionnement en mode sain et défaillant.

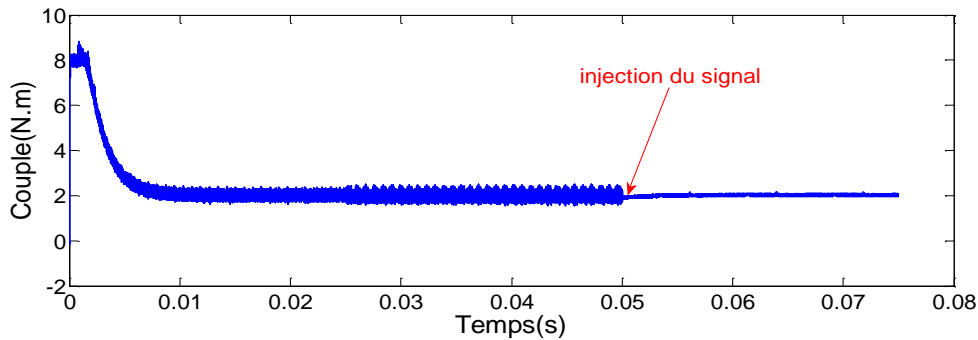


Fig. VII. 16. Minimisation des ondulations du couple.

VII.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit globalement les principes du contrôle direct du couple des machines synchrones. L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. Les correcteurs à hystérésis malgré leurs simplicités sont des correcteurs bien adaptés pour cette commande.

La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle.

L'analyse des résultats obtenus par le DTC nous a permis d'avoir une réponse rapide du couple et de hautes performances dynamiques. On peut éviter à des vitesses faibles le mauvais contrôle du couple et du flux en maintenant le vecteur flux tout le temps en mouvement pendant le contrôle de l'angle de charge γ , c'est-à-dire l'utilisation de la table de commutation sans vecteurs nuls. Lors de l'application du court-circuit on constate une augmentation des ondulations du couple électromagnétique, pour minimiser ces ondulations une stratégie simple a été introduite. Les résultats de simulation nous ont permis de conclure que cette commande est tolérante au défaut de court-circuit.

Conclusion générale

Les techniques utilisées actuellement dans la surveillance des machines électriques nécessitent leurs modélisations précises avec les défauts qui peuvent surgir. Cette étape est cruciale lors du processus de surveillance et de commande, et vu l'importance de La MSAP dans le monde industrielle cela a été le centre de recherche dans ce mémoire de thèse.

Au cours de ce travail, nous avons établi deux modèles (circuit électrique) pour modéliser le défaut de court-circuit dans le stator de la MSAP. Le premier modèle présente le défaut entre spires de la même phase, tandis que le deuxième présente le défaut entre deux phases différentes. Les équations de ces modèles sont décomposées en deux parties : saine et en défaut où de nouveaux termes apparaissent à cause du court-circuit. Les paramètres des modèles sont obtenus par des expressions analytiques simples en fonction du rapport de court-circuit. L'analyse des résultats de simulation de ces modèles montre très bien leurs capacités de reproduire les comportements des MSAP lors de l'application des défauts de court-circuit.

Ensuite, nous avons utilisé deux méthodes de diagnostic simples et efficaces, basées sur l'analyse spectrale pour analyser et détecter la présence du défaut. L'apparition des harmoniques de courant de rang trois, et des harmoniques de rang deux du couple et du vecteur de Park étaient un bon indicateur de la présence du défaut de court-circuit. L'amplitude de cette harmonique est proportionnelle à la sévérité du défaut. La forme elliptique de la circonférence des courants de Park était aussi un bon indicateur de défaut. Malgré la simplicité et les bons résultats obtenus par ces techniques, le principal défaut de l'analyse spectrale est qu'elle est très sensible à la qualité de la mesure. L'approche de Park ne tient pas compte de la non-idéalité des machines électriques et des déséquilibres des tensions d'alimentation. Il est également difficile d'isoler les différents défauts en utilisant cette méthode à elle seule, en sachant que plusieurs défaillances peuvent causer un écart similaire du courant. Ces limites nous ont poussés à chercher une nouvelle technique plus performante. Cependant, la dépendance de la MSAP de la variation de sa résistance statorique la rend non-linéaire et elle sera modélisée comme un système LPV. Un observateur de courant H_∞ LPV est conçu en se basant sur l'approche standard H_∞ pour la synthèse des régulateurs

LPV, qui est basée sur l'optimisation convexe sous contraintes LMI. Les résultats obtenus par simulation prouvent la capacité de cet observateur à estimer les courants statoriques avec le même niveau de performance quel que soit le régime de fonctionnement sous contrainte de variation paramétrique en temps réel. Ensuite on a exploité cet observateur de courant H_∞ LPV pour proposer une nouvelle approche pour la détection du défaut de court-circuit en générant un résidu robuste aux variations paramétriques en temps réel. Les résultats de simulations obtenus nous ont permis de valider notre nouvelle approche pour la détection du court-circuit entre spires.

Une fois qu'on a établi les modèles avec court-circuit assez précis, on les a introduits dans une commande DTC, où nous avons prouvé par les résultats trouvés sa tolérance au défaut de court-circuit.

Dans le but d'améliorer les performances de la commande indirecte du couple par régulateurs à hystérésis et de la commande DTC. Où, le principal problème est la présence d'ondulations relativement large au niveau du couple. Nous avons présenté une stratégie simple qui n'introduit pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité des deux commandes classiques. Cette approche consiste à injecter un signal sinusoïdal de haute fréquence et de très faible amplitude par rapport à la bande d'hystérésis. Le signal est superposé aux erreurs des courants dans le cas de la commande indirecte du couple et sur les erreurs du couple et du flux dans le cas de la DTC. L'application de cette stratégie simple a minimisé d'une façon remarquable les ondulations larges au niveau du couple.

Enfin, il nous semble particulièrement intéressant de concevoir un observateur de courant H_∞ LPV prenant en compte d'autres paramètres variant tel que l'erreur d'observation et pourquoi pas utiliser cet observateur pour réaliser une commande active tolérante au défaut de court-circuit.

Annexe A

<i>Paramètres de la machine</i>	
Puissance nominale	5 kW
Résistance statorique	0.44 Ω
Inductance statorique	2.282 e ⁻³ H
Inductance mutuelle	-0.28e ⁻³ H
Nombre de paires de pôles	4
Couple nominal	49 N.m

Annexe B

Rappels sur la convexité et les inégalités matricielles

La notion de convexité est cruciale dans le sens où elle permet la simplification des problèmes d'optimisation, du moment que la résolution des problèmes de commande H_∞ est basée sur l'optimisation sous contrainte LMI, c'est dans ce contexte que nous introduisons quelques notions concernant la convexité et les LMI.

Définition 1 (ensemble convexe)

Un ensemble $C \subset \mathbb{R}^n$ est dit convexe si $\forall \{x, y\} \in C, \forall \lambda \in [0,1] \Rightarrow \lambda x + (1 - \lambda)y \in C$

En terme géométrique cela revient à dire que le segment qui joint deux points appartenant à un ensemble convexe est inclus dans cet ensemble.

Définition 2 (fonction convexe)

Une fonction $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ est dite convexe si et seulement si

$$\forall \{x, y\} \in C, \forall \lambda \in [0,1] \Rightarrow f(\lambda x + (1 - \lambda)y) \leq \lambda f(x) + (1 - \lambda)f(y)$$

Contraintes LMI

- Soit $M_0 + x_1 M_1 + \dots + x_p M_p$, $p+1$ matrice de $\mathbb{R}^{n \times n}$
- Le problème consistant à trouver x_1, \dots, x_p tels que $M_0 + x_1 M_1 + \dots + x_p M_p \prec 0$, constitue une inégalité matricielle affine (LMI)
- Le problème du type trouver une matrice Q symétrique strictement positive telle que

$$A^T Q + Q A \prec 0$$

Théorème 1 :

Soit le système en boucle fermé évoluant dans un polytope. Les trois propositions suivantes sont équivalentes :

- 1- le système bouclé est quadratiquement stable et garantit un niveau de gain L_2 entre ses entrées w et ses sorties e ,
- 2- $\forall p \in \mathcal{R}, \exists X = X^t \succ 0$

$$3- \exists X = X^t \succ 0, \left[\begin{array}{ccc} A_{cl}^T(p)X + XA_{cl}(p) & XB_{cl}(p) & C_{cl}(p)^T \\ B_{cl}(p)^T X & -\gamma I & D_{cl}(p)^T \\ C_{cl}(p) & D_{cl}(p) & -\gamma I \end{array} \right] \prec 0, i \in \text{Net} \in [1; 2^d]$$

Où

$$S_{cl,i} = \begin{bmatrix} A_{cl,i} & B_{cl,i} \\ C_{cl,i} & D_{cl,i} \end{bmatrix} = F_1(S_{p,i}, S_{q,i})$$

Représentent respectivement le $i^{\text{ème}}$ sommet de la représentation polytopique de la boucle fermée, du problème standard.

Par application du lemme d'élimination (lemme de Shur) à la proposition (3) du théorème précédent, on obtient la condition nécessaire et suffisante d'existence de l'observateur LPV.

Lemme de Shur

Ce lemme permet la transformation d'inégalités non linéaires en LMI. Deux cas de figures se présentent selon la nature d'inégalité (stricte ou non stricte).

Lemme

Soit Q, R et S des matrices affines de x ou Q et R sont symétriques

$$\begin{bmatrix} Q(X) & S(X) \\ S^t(X) & R(X) \end{bmatrix} \succ 0 \Leftrightarrow \begin{cases} R(X) \\ Q(X) - S(X)R^{-1}(X)S^t(X) \succ 0 \end{cases}$$

Théorème 2

Sous les hypothèses précédentes, il existe un observateur LPV solution du problème standard K-H_∞ optimal si et si seulement si il existe deux matrices symétriques R et S solution faisable de la LMI suivante :

$$\begin{bmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I_{nw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_l R + R A_l^t & X C_{e,i}^t & B_{wi} \\ C_{e,i} R & -\mathcal{A}_{ne} & D_{ew,i} \\ B_{w,i}^t & D_{ew,i} & -\mathcal{A}_{nw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I_{nw} \end{bmatrix} \prec 0$$

$$\begin{bmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I_{nw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_l S + S A_l^t & S C_{e,i}^t & B_{wi} \\ C_{e,i} S & -\mathcal{A}_{ne} & D_{ew,i} \\ B_{w,i}^t & D_{ew,i} & -\mathcal{A}_{nw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_R & 0 \\ 0 & I_{nw} \end{bmatrix} \prec 0$$

$$\begin{bmatrix} R & I_n \\ I_n & S \end{bmatrix} \geq 0$$

Corollaire

Une solution possible au lemme réel bornée peut être obtenue en effectuant une décomposition en valeurs singulières (I_n-RS) d'où il est déduit deux matrices de rang plein vérifiant MN^t= I-RS qui permet de déterminer :

$$P = \begin{pmatrix} S & I \\ N^t & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & R \\ 0 & M^t \end{pmatrix}^{-1}$$

Ensuite, il reste a déterminer les observateurs aux sommet de la représentation polytopique en appliquant tout d'abord le résultat du corollaire cité avant, pour obtenir une solution particulière a Lemme réel borné(proposition 3 du théorème 1) et le transformer en un problème de faisabilité comme le montre le théorème suivant :

Théorème 3

Sous les contraintes de vérification des hypothèses et des deux théorèmes précédents. L'observateur LPV polytopique, stabilisant de façon quadratique et garantissant un niveau \square de L_2 entre ses entrées w et ses sorties e , est une solution faisable de la LMI suivante :

$$\begin{bmatrix} A'P + PA & PB & C' \\ B'P & -\lambda I & D' \\ C & D & -\lambda I \end{bmatrix} \prec 0$$

P est calculé via le corollaire précédent dont la solution fournit l'observateur.

Bibliographie

- [1] **J. c. Trigeassou**, DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES, LAVOISIER, 2011.
- [2] **S. Bachir**, CONTRIBUTION AU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR ESTIMATION PARAMETRIQUE, thèse de doctorat, automatique, l'université de Potiers, 2002.
- [3] **V. devanneaux**, MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES A CAGE D'CURUEUIL EN VUE DE LA SURVEILLANCE ET DU DIAGNOSTIQUE, thèse de doctorat, INP de Toulouse, 2002.
- [4] **A. Abdellah Ali**, MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANT PERMANENTS POUR LA SIMULATION DE DEFAUT STATORIQUES : APPLICATION A LA TRACTION FERROVIARE, thèse de doctorat, INP de Toulouse, 2005.
- [5] **D. Boudana**, ETUDE DES PERFORMANCES DE REGLAGE DANS L'ESPACE D'ETAT APPLIQUES A LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT, thèse de Magister, USTHB, Alger 1995.
- [6] **R. Chauprade, F. Milsant**, COMMANDE ELECTRONIQUE DES MOTEURS A COURANT ALTERNATIF, ed. Eyrolles 1980.
- [7] **G. Grellet et G. Clerc**, ACTIONNEURS ELECTRIQUES, Eyrolles, France, 1996.

- [8] **D. Novotny, W. et R. D. Lorenz**, INTRODUCTION TO FIELD ORIENTATION AND HIGH PERFORMANCE AC DRIVES, iee-ias tutorial course, 1986.
- [9] **C.Y Du et G.R. Yu**, OPTIMAL PI CONTROL OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING PARTICLE SWARM OPTIMIZATION, IEEE Computer Society, Proceedings of the Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control, Washington DC, USA, 2007, pp.255.
- [10] **Y. Ming, G. Yang, X. Dian-Guo et Y.Yong**, ON-LINE SELF TUNING OF PI CONTROLLER FOR PMSM DRIVES BASED ON THE ITERATIVE LEARNING CONTROL,IEEE 20th Annual, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 3, 6-10 March 2005, pp. 1889 - 1893.
- [11] **T.L. Hsien, Y.Y. Sun et M.C. Tsai**, HOO CONTROL FOR A SENSORLESS PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS DRIVE, IEE Proceedings, Electric Power Applications, vol. 144, no. 3, May1997, pp. 173-181.
- [12] **L.C Baik, K.H Kim et M.J Youn**, ROBUST NONLINEAR SPEED CONTROL OF PM SYNCHRONOUS MOTOR USING BOUNDARY LAYER INTEGRAL SLIDING MODE CONTROL TECHNIQUE, IEEE Transactions on Control Systems Technology,"vol. 8, no. 1, January 2000, pp.47 – 54.
- [13] **B. Zhang et Y. Li**, PMSM SLIDING MODE CONTROL SYSTEM BASED ON MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL, Power Electronics and Motion Control Conference, the ThirdInternational, vol. 1, 2000, pp. 336 - 341.
- [14] **A. Kaddouri**, ETUDE D'UNE COMMANDE NON LINEAIRE ADAPTATIVE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, Thèse de doctorat, Université LAVAL, QUEBEC,2000.

- [15] **R. Errouissi**, CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE NON LINEAIRE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, Thèse de doctorat, Université QUEBEC àCHICOUTIMI, juin 2010.
- [16] **V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi**, SLIDING MODES CONTROL IN ELECTROMECHANICAL SYSTEMS, Taylor-Francis, 1999.
- [17] **Nicolas Bernard**, MACHINE SYNCHRONE : DE LA BOUCLE OUVERTE A L'AUTOPILOTAGE, école normale supérieure de Cachan, campus de Ker lann-35170 BRUZ. Revue 3EI, n°30, Septembre 2002,pp.24-39.
- [18] **Brice Aubert**, DETECTION DES COURTS-CIRCUITS INTER-SPIRES DANS DES GENERATEURS SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS : METHODES BASEES MODELES ET FILTRE DE KALMAN ETENDU APPLICATION A UN CANAL DE GENERATON ELECTRIQUE EN AERONAUTIQUE, génie électrique, institut national polytechnique de Toulouse, 2014.
- [19] **BabakVaseghi**, CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRE MODELISATION-REDUCTION DU COURANT DEFAUT, thèse de doctorat, génie électrique, institut polytechnique de Lorraine, 2009.
- [20] **MakaraKHOVE**, SURVEILLANCEET DIAGNOSTIC DES MACHINES SYNCHRONESA AIMANTS PERMANENTS : DETECTION DES COURTS-CIRCUITS PARSUIVI PARAMETRIQUE, thèse de doctorat, SystèmesAutomatiques, l'InstitutNationalPolytechniquedeToulouse, 17 Décembre 2009.
- [21] **Ramdane LATEB**, MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES ET SYNCHRONES A AIMANTS PERMANANTS AVEC PRISE EN COMPTE DES HARMONIQUES D'ESPACES ET DE TEMPS : APPLICATION A LA

PROPULSION MARINE PAR POD, thèse de doctorat, Génie Electrique, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 19 octobre 2006.

[22] **Mohamed Koteich**, MODELISATION ET OBSERVABILITE DES MACHINES ELECTRIQUES EN VUE DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE, automatique/robotique, université Paris-Saclay, 2016.

[23] **D. Fodoien**, CONCEPTION ET REALISATION DES MACHINES A DOUBLE EXCITATION : APPLICATION A L'ENTRAINEMENT DIRECTE, thèse de doctorat, université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2005.

[24] **D. Fodoien, A. Miraomi**, DIMENSIONNEMENT RAPIDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS-PERMANENTS (MSAP), édition technique, des ingénieurs T.I.

[25] **Jawed Ahmed Farook**, ETUDE DU PROBLEME INVERSE EN ELECTROMAGNETISME EN VUE DE LA LOCALISATION DES DEFAUTS DE DESAIMANTATION DANS LES ACTIONNEURS A AIMANTS PERMANENTS, thèse de doctorat, université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.

[26] **R. A. Ahmed, Pan Zhiguo, D. Saban**, ON-BOARD ELECTRICAL NETWORK TOPOLOGY USING HIGH SPEED PERMANENT MAGNET GENERATION, ESTS 07, IEEE, vol, no, pp. 356, 21-23 May 2007. Doi: 10.1109/ESTS.2007.372110.

[27] **D.M. Saban, C. bailley, D.Gonzalez-Lopez, L. Luca**, EXPERIMENTAL EVALUATION OF A HIGH6SPEED PERMANENT-MAGNET MACHINE, petroleum and chemical industry technical conference, 2008. PCIC 2008. 55th IEEE, vol. 1, no., pp. 9, 22-24 sep. 2008. Doi : 10.1109/PCICON. 2008. 4663975.

- [28] **H.R. Van Nikerk**, PERMANENT MAGNET ALTERNATOR FOR STAND ALONE ELECTRICITY GENERATION, AFRICON, 1996, IEEE AFRICON 4th, vol. 1, pp.451, 455, 1996. Doi : 10.1109/AFRICON. 1996. 563155.
- [29] **K.R. Weeber, M.R. Shah, K. Sivasubramaniam, A. El-Refaie, QuRonghai, C. Stefens, S.Galioto**, ADVANCED PERMANENT MAGNET MACHINES FOR WIDE RANGE OF INDUSTRIAL APPLICATIONS, power and energy society general meeting, 2010 IEEE, vol 1, no 6, pp. 1,6,25-29 july 2010. Doi : 10.1109/PES.02010. 5590104.
- [30] **L. Xu, L. Ye, L. Zhen& A. El-Antably**. A new design concept of permanent magnet machine for uxweakeningoperation. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pages 373378, Mar./Apr. 1995.
- [31] **B.Tounsi, S. Astier**, COMPARATIVE STUDY OF POWER ELECTRONICS CONVERTERS ASSOCIATED TO VARIABLE SPEED PERMANENT MAGNET ALTERNATOR, power electronics, electronic drives, automation and motion, 2006. SPEEDAM 2006. International symposium on, vol., no., pp. 1332, 1337, 23-26 May 2006. Doi : 10.1109/SPEEDAM. 2006. 1649974.
- [32] N. Bracikowski, MODELISATION MULTI-PHYSIQUE PAR MODELES A CONSTANTES LOCALISEES ; APPLICATION A UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS EN VUE DE SON DIMENSIONNEMENT, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [33] **C. Bouchareb**, COMANDE DIRECTE DU COUPLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENT, Thèse *de magister*, Université de Batna, 2005.
- [34] **IEEE Motor reliability working group**, REPORT OF LARGE MOTOR RELIABILITY SURVEY OF INDUSTRIAL AND COMMERCIAL

INSTALLATIONS, *Part I, IEEE Transactions on Industry applications*, vol.IA-21, no.4, Juillet-Août 1985, pp.865-872.

[35] **R.H. Engelmann, W.H. Middendorf**, HAND BOOK OF ELECTRIC MOTORS, Marcel Dekker, New York, 1995.

[36] **S. Lee, S. Kim, J. M. Kim, M.H Lee**, FOURIER AND WAVE LET TRANSFORMATIONS FOR THE FAULT DETECTION OF INDUCTION MOTOR WITH STATOR CURRENT, 30th Annual Conference IECON, 2-6 Nov.2004.

[37] **A. Abdallah Ali, J. Regnier, J. Faucher**, SIMULATION OF INTERNAL FAULTS IN PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES, *6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005.

[38] **A. Abdallah Ali**, MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS POUR LA SIMULATION DE DEFAUTS STATORIQUES: APPLICATION A LA TRACTION FERROVIAIRE, *Thèse de doctorat*, INPT, France, 2005.

[39] **V. Devanneaux**, MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASES A CAGE D'ECUREUIL EN VUE DE LA SURVEILLANCE ET DU DIAGNOSTIC, *Thèse de doctorat*, INPT, France, 2002.

[40] **B. Aubert**, DETECTION DES COURTS-CIRCUITS INTER-SPIRES DANS LES GENERATEURS SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS : METHODES BASEES MODELES ET FILTRE DE KALMAN ETENDU - APPLICATION A UN CANAL DE GENERATION ELECTRIQUE EN AERONAUTIQUE, Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014.

[41] **M. Sahraoui, A. Ghoggal, S.E. Zouzou, A. Aboubou, H. Razik**, MODELLING AND DETECTION OF INTER-TURN SHORT CIRCUITS IN

STATOR WINDINGS OF INDUCTION MOTOR, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, vol., no., pp.4981,4986, 6-10 Nov. 2006. doi: 10.1109/IECON.2006.348093.

[42] **G.M. Joksimovic, J. Penman**, THE DETECTION OF INTER-TURN SHORT CIRCUITS IN THE STATOR WINDINGS OF OPERATING MOTORS, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.47, no.5, pp.1078,1084, Oct 2000. doi: 10.1109/41.873216

[43] **S.M.A. Cruz, A.J.M. Cardoso**, STATOR WINDING FAULT DIAGNOSIS IN THREE-PHASE SYNCHRONOUS AND ASYNCHRONOUS MOTORS, by the extended Park's vector approach", Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.37, no.5, pp.1227,1233, Sep/Oct 2001. doi: 10.1109/28.952496.

[44] **J.A. Rosero, L. Romeral, J. Cusido, A. Garcia, J.A. Ortega**, ON THE SHORTCIRCUITING FAULT DETECTION IN A PMSM BY MEANS OF STATOR CURRENT TRANSFORMATIONS, Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, vol., no., pp.1936,1941, 17-21 June 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342300.

[45] **D. Kostic-Perovic, M. Arkan, P. Unsworth**, INDUCTION MOTOR FAULT DETECTION BY SPACE VECTOR ANGULAR FLUCTUATION, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, vol.1, no., pp.388, 394 vol.1, 2000. doi: 10.1109/IAS.2000.881140

[46] **J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd, W.T. Fink**, DETECTION AND LOCATION OF INTERTURN SHORT CIRCUITS IN THE STATOR WINDINGS OF OPERATING MOTORS", Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.9, no.4, pp.652,658, Dec 1994. doi: 10.1109/60.368345

[47] **H. Henao, C. Demian, G.A. Capolino**, A FREQUENCY-DOMAIN DETECTION OF STATOR WINDING FAULTS IN INDUCTION MACHINES

USING AN EXTERNAL FLUX SENSOR, Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.39, no.5, pp.1272,1279, Sept.-Oct. 2003. doi: 10.1109/TIA.2003.81653

[48] **M.G. Melero, M.F. Cabanas, C. Rojas, G.A. Orcajo, J.M. Cano, J. Solares,** STUDY OF AN INDUCTION MOTOR WORKING UNDER STATOR WINDING INTER-TURN SHORT CIRCUIT CONDITION, Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on, vol., no., pp.52, 57, 24-26 Aug. 2003. doi: 10.1109/DEMPED.2003.1234546

[49] **J.A. Rosero, L. Romeral, J. Cusido, A. Garcia, J.A. Ortega,** ON THE SHORTCIRCUITING FAULT DETECTION IN A PMSM BY MEANS OF STATOR CURRENT TRANSFORMATIONS", Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, vol., no., pp.1936,1941, 17-21 June 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342300

[50] **Wan Shuting; Li Heming; XuZhaofeng,** A NEW METHOD OF TURBINE-GENERATOR VIBRATION FAULT DIAGNOSIS BASED ON CORRELATION DIMENSION AND ANN, Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on, vol.3, no., pp.1655,1659 vol.3, 2002. doi: 10.1109/ICPST.2002.1067814

[51] **J. Rosero, L. Romeral, J.A. Ortega, E. Rosero,** SHORT CIRCUIT FAULT DETECTION IN PMSM BY MEANS OF EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION (EMD) AND WIGNER VILLE DISTRIBUTION (WVD), Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, vol., no., pp.98, 103, 24-28 Feb. 2008. doi: 10.1109/APEC.2008.4522706

[52] **V. Climente-Alarcon, J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, R. Puche, L. Escobar-Moreira, N. Wiener, P. Jover-Rodriguez, A. Arkkio,** DIAGNOSIS OF STATOR SHORT-CIRCUITS THROUGH WIGNER-VILLE TRANSIENT-BASED ANALYSIS, Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, vol., no., pp.1097, 1102, 3-5 Nov. 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5414677

- [53] **J. Urresty, J.R Riba Ruiz, M. Delgado, L. Romeral**, DETECTION OF DEMAGNETIZATION FAULTS IN SURFACE-MOUNTED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS BY MEANS OF THE ZERO-SEQUENCE VOLTAGE COMPONENT, *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.27, no.1, pp.42,51, March 2012 doi:10.1109/TEC.2011.2176127
- [54] **Tong Liu, Jin Huang**, A NOVEL METHOD FOR INDUCTION MOTORS STATOR INTERTURN SHORT CIRCUIT FAULT DIAGNOSIS BY WAVELET PACKET ANALYSIS, *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, vol.3, no., pp.2254,2258 Vol. 3, 27-29 Sept. 2005. doi: 10.1109/ICEMS.2005.202969
- [55] **Zheng Chen; Rong Qi; Hui Lin**, INTER-TURN SHORT CIRCUIT FAULT DIAGNOSIS FOR PMSM BASED ON COMPLEX GAUSS WAVELET, *Wavelet Analysis and Pattern Recognition, 2007. ICWAPR '07. International Conference on*, vol.4, no., pp.1915,1920, 2-4 Nov. 2007. doi: 10.1109/ICWAPR.2007.4421769
- [56] **A. Siddique, G.S. Yadava, B. Singh**, APPLICATIONS OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE TECHNIQUES FOR INDUCTION MACHINE STATOR FAULT DIAGNOSTICS: REVIEW, *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.29,34, 24-26 Aug. 2003 doi: 10.1109/DEMPED.2003.1234543
- [57] **R. Casimir**, DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS DES MACHINES ASYNCHRONES PAR RECONNAISSANCE DE FORMES, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [58] **F. Filippetti, P. Vas**, RECENT DEVELOPMENTS OF INDUCTION MOTOR DRIVES FAULT DIAGNOSIS USING AI TECHNIQUES, *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE* , vol.4, no., pp.1966,1973 vol.4, 31 Aug-4 Sep 1998. doi: 10.1109/IECON.1998.724019

- [59] **O. Ondel**, DIAGNOSTIC PAR RECONNAISSANCE DES FORMES : APPLICATION À UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR – MACHINE ASYNCHRONE, thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- [60] **K.M. Pekpe**, IDENTIFICATION PAR LES TECHNIQUES DES SOUS-ESPACES – APPLICATION AU DIAGNOSTIC, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2004.
- [61] **L.G. Vela Valdes**, ETUDE ET ÉLABORATION D’UNE APPROCHE FONCTIONNELLE POUR LA LOCALISATION DE DÉFAUTS EN DIAGNOSTIC – APPLICATION À LA SIMULATION D’UN MOTEUR À COURANT CONTINU, thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 1998.
- [62] **E. Chow, A.S. Willsky**, ANALYTICAL REDUNDANCY AND THE DESIGN OF ROBUST FAILURE DETECTION SYSTEMS, Automatic Control, IEEE Transactions on, vol.29, no.7, pp.603,614, Jul 1984. doi: 10.1109/TAC.1984.1103593.
- [63] **D. Fragkoulis**, DÉTECTION ET LOCALISATION DES DÉFAUTS PROVENANT DES ACTIONNEURS ET DES CAPTEURS : APPLICATION SUR UN SYSTÈME NON LINÉAIRE, thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2008.
- [64] **B. Raison**, DÉTECTION ET LOCALISATION DE DÉFAILLANCES SUR UN ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [65] **R. E. Kalman**, A NEW APPROACH TO LINEAR FILTERING AND PREDICTION PROBLEMS, Transactions ASME, Journal Basic Engineering, vol. 82: pp. 34–45, 1960.

- [66] **D. Luenberger**, AN INTRODUCTION TO OBSERVER, IEEE Transactions on Automatic and Control, AC-16: pp. 596–602, 1971.
- [67] **M. Oueder**, SYNTHÈSE DES OBSERVATEURS POUR LES SYSTÈMES NON LINÉAIRES. AUTOMATIQUE, Université de Caen, 2012.
- [68] **Z. Raida**, STEERING AN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY BY THE SIMPLIFIED KALMAN FILTER, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43: pp. 627-629, 1995.
- [69] **D. Bestle, and M. Zeitz**, CANONICAL FORM OBSERVER DESIGN FOR NONLINEAR TIMEVARIABLE SYSTEMS". International Journal of Control, vol. 38: pp. 419–431, 1983.
- [70] **M. Guay**, OBSERVER LINEARIZATION BY OUTPUT-DEPENDENT TIME-SCALE TRANSFORMATIONS. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 47: pp. 1730–1735, 2002.
- [71] **M. Hou, and A. C. Pugh**. OBSERVER WITH LINEAR ERROR DYNAMICS FOR NONLINEAR MULTI-OUTPUT SYSTEMS. Systems & Control Letters, vol. 37: pp. 1–9, 1999.
- [72] **N. Kazantzis, and C. Kravaris**. "NONLINEAR OBSERVER DESIGN USING LYAPUNOV'S AUXILIARY THEOREM". Systems & Control Letters, vol. 34: pp. 241–247, 1998.
- [73] **K. Busawon, M. Farza, and H. Hammouri**. "OBSERVER DESIGN FOR A SPECIAL CLASS OF NONLINEAR SYSTEMS". International Journal of Control, vol. 71: pp. 405–418, 1998.

- [74] **M. Farza, M. M'Saad, and L. Rossignol.** "OBSERVER DESIGN FOR A CLASS OF MIMO NONLINEAR SYSTEMS". *Automatica*, vol. 40: pp. 135–143, 2004.
- [75] **J. Gauthier, and I. Kupka.** "OBSERVABILITY AND OBSERVERS FOR NONLINEAR SYSTEMS". *SIAM Journal Control Optimisation*, vol. 32: pp. 975–994, 1994.
- [76] **X. Fan and M. Arcak.** "OBSERVER DESIGN FOR SYSTEMS WITH MULTIVARIABLE MONOTONE NONLINEARITIES". *Systems & Control letters*, vol. 50: pp. 319–330, 2003.
- [77] **Rajamani.** "OBSEVERS FOR LIPSCHITZ NONLINEAR SYSTEMS". *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43: pp. 397–401, 1998.
- [78] **SOULEIMAN, I. GLUMINEAU, A and SCHREIRER, G.** DIRECT TRANSFORMATION OF NON-LINEAR SYSTEMS INTO STATE AFFINE MISO FORM AND NON-LINEAR OBSERVER DESIGN. In: *IEEE Transaction on Automatic and Control: IEEE*, 2003, vol.48, issu 12, pp. 2191-2196. ISSN 1558-2523. DOI 10.1109/TAC.2003.820071.
- [79] **M. Fliess, C. Join, and H. Sira-Ramirez.** "NONLINEAR ESTIMATION IS EASY". *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 4: pp. 12–27, 2008.
- [80] **L. Jaulin.** "ROBUST SET-MEMBERSHIP STATE ESTIMATION; APPLICATION TO UNDERWATER ROBOTICS". *Automatica*, vol. 45: pp. 2002-2006, 2009.
- [81] **C. Nohra,** "ONLINE STATOR AND ROTOR FAULT DIAGNOSIS IN INDUCTION MACHINES BY ∞ OBSERVER AND SLIDING MODE

ESTIMATOR", Control and Decision Conference (CCDC), 2013 25th Chinese , vol., no., pp.3269,3274, 25-27 May 2013 doi: 10.1109/CCDC.2013.6561511

[82] **M. Ghazal, J. Poshtan**, ROBUST STATOR WINDING FAULT DETECTION IN INDUCTION MOTORS", Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd , vol., no., pp.163,168, 16-17 Feb. 2011 doi: 10.1109/PEDSTC.2011.5742410

[83] **C.H. De Angelo, G.R. Bossio, S.J. Giaccone, M.I. Valla, J.A. Solsona, G.O. Garcia**, "ONLINE MODEL-BASED STATOR-FAULT DETECTION AND IDENTIFICATION IN INDUCTION MOTORS", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.56, no.11, pp.4671,4680, Nov. 2009. doi: 10.1109/TIE.2009.2012468

[84] **Qian Lu, T. Breikin**, "OBSERVER BASED FAULT DETECTION FOR STATOR INTER-TURN SHORT CIRCUIT IN WIND TURBINE DFIGS", Modelling, Identification and Control (ICMIC), The 2010 International Conference on, vol., no., pp.483,488, 17-19 July 2010

[85] **R. abedesmed**, MDELISATION ET SIMULATION DES MACHINES ELECTRIQUES, Ellipses Edidion Marketing S.A., 2011..ISBN 978-2-7298-6495-8.

[86] **HADEF, M., M. R. MEKIDECHE and A. O. N'DIAYE**. DIAGNOSIS OF STATOR WINDING SHORT CIRCUIT FAULTS IN A DIRECT TORQUE CONTROLLED INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR. In: IEEE Vehicle Power and Propulsion. Chicago: IEEE, 2011, pp. 1–8. ISBN 978-61284247-9. DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043166.

[87] **VASEGHI, B., B. NAHID-MOBAREKEH, N. TAKORABET and F. MEIBODY-TABAR**. MODELING OF NON-SALIENT PM SYNCHRONOUS MACHINES UNDER STATOR WINDING INTER-TURN FAULT CONDITION: DYNAMIC MODEL-EMFMODE. In: IEEE Vehicle Power and Propulsion

Conference. Arlington: IEEE, 2007, pp. 635–640. ISBN 0-7803-97614. DOI: 10.1109/VPPC.2007.4544200.

[88] **CAPOLINO, G. A., C. BRUZZESE, R. PUSCA and J. ESTIMA.** TRENDS IN FAULT DIAGNOSIS FOR ELECTRICAL MACHINES: A REVIEW OF DIAGNOSTIC TECHNIQUES. IEEE Industrial Electronics Magazine. 2014, vol. 8, iss. 2, pp. 31–42. ISSN 1932-4529. DOI: 10.1109/MIE.2013.2287651.

[89] **PROGOVAC, D., L. Y. WANG and G. YIN.** SYSTEM IDENTIFICATION OF PERMANENT MAGNET MACHINES AND ITS APPLICATIONS TO INTER-TURN FAULT DETECTION. In: IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Detroit MI: IEEE, 2013, pp. 1–5. ISBN 978-1-4799-0148-7. DOI: 10.1109/ITEC.2013.6573486.

[90] **VASEGHI, B., B. NAHID-MOBAREKEH, N. TAKORABET and F. MEIBODY-TABAR.** MODELING OF IM WITH STATOR WINDING INTER-TURN FAULT VALIDATED BY FEM. In: Electrical Machines

[91] **BOUCHARB, C. NAIT SAID, M.S.** PMSM MODEL WITH PHASE-TO-PHASE SHORT-CIRCUIT AND DIAGNOSIS BY ESA AND EPVA. AEEE journal. 2016. vol. 14, iss 5, pp. 523-530. DOI 10.15598/aeer.v14i5.1928.

[92] **PARRA, A. P., M. C. A. ENCICO, J. O. OCHOA and J. A. P. PENAR.** STATOR FAULT DIAGNOSIS ON SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR BY ESA AND EPVA. In: Power Electronics and Power Quality Applications. Bogota: IEEE, 2014, pp. 1–6. ISBN 978-1-4799-10076. DOI: 10.1109/PEPQA.2013.6614937

[93] **CRUZ, S. M. A. and A. J. M. CARDOSO.** STATOR WINDING FAULT DIAGNOSIS IN THREE PHASE SYNCHRONOUS AND ASYNCHRONOUS MOTOR, BY THE EXTENDED PARK'S VECTOR APPROACH. IEEE Transaction on Industry Applications. 2001, vol. 37, iss. 5, pp. 1227–1233. ISSN 1939-9367. DOI: 10.1109/28.952496.

- [94] **CRUZ, S. M. A. and A. J. M. CARDOSO.** MULTIPLE REFERENCE FRAMES THEORY: A NEW METHODE FOR THE DIAGNOSIS OF STATOR FAULT INTHREE PHASES INDUCTION MOTORS, BY THE EXTENDED PARK'S VECTOR APPROACH.IEEE Transaction on Energy Conversion. 2005, vol. 20, iss. 3, pp. 611–619. ISSN 1558-0059. DOI: 10.1109/TEC.2005.847975.
- [95] **DYONOSIOS, V. S. and D. M. EPAMINONDAS.** INDUCTION MOTOR STATOR FAULT DIAGNOSIS TECHNIQUE USING PARK VECTOR APPROACH AND COMPLEX WAVELETS. IN: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC MACHINERY (ICEM). Marseille: IEEE, 2012, pp. 1730–1734. ISBN 978-1-4673-0142-8. DOI: 10.1109/ICEIMach.2012.6350114.
- [96] **JOENG, I. I. S. U., B. J. HYON and K. NAM.** DYNAMIC MODELING AND CONTROL FOR SPMSMS WITH INTERNAL TURN SHORT FAULTS. IEEE TRANSACTIONON POWER ELECTRONIC. 2013, vol. 28, iss. 7, pp. 3495–3508. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1106/TPEL.2012.2222049.
- [97] **BOUCHARB, C. NAIT SAID, M.S.** PMSM MODEL WITH INTER-TURN FAULT. In: 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE). Boumerdes, Algeria: IEEE. 2015. ISBN978-1-4673-6673-1.DOI 10.1109/INTEE.2015.7416712 .
- [98] **KHAMARI, D. MAKOUF, A. DRID, S and Alaoui, L, C.** HIGH PERFORMANCE OF SCHEDULED LINEAR PAREMETER VARYING CONTROL WITH FLUX OBSERVER OF INDUCTION MOTOR. Journal of Electrical Engeneering Technology. 2013. vol. 8. iss 5. pp. 12.2-1211. ISSN 2093-7423. DOI 10.5270/jeet.2013.8.5.1202.

- [99] **Khamari, D. Makouf, A and DRID, S.** CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING POLYTOPIC LPV MODEL. In: 1st IEEE International Conference on Communication, Computing and Control Applications (CCCa'11), HAMMAMET Tunisia, 2011.
- [100] **Khamari D.** CONTRIBUTION A LA COMMANDE DES SYSTÈMES LINÉAIRES A PARAMÈTRES VARIANTS, APPLICATION À UNE MACHINE A COURANT ALTERNATIF, Thèse de doctorat, univesité de Batna, 2014.
- [101] **POUSSOT-VASEL, C.** COMMANDE ROBUSTE LPV MULTIVARIABLE DE CHÂSSIS AUTOMOBILE. Grenoble, 2008. Thesis. National technology institute of Grenoble. Supervisor: Brigitte Plateau.
- [102] **WEI GU, D. PETKOV, P, H and KONSTANTINOV, M, M.** ROBUST CONTROL DESIGN WITH MATLAB. London, 2005, 2013. ISBN 978-1-4471-4682-7.
- [103] **HASIGAWA, M. FURUTAN, S.** ROBUST VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTORS USING FULL-ORDER OBSERVER IN CONSIDERATION OF CORE LOSS. In: IEEE Tran.Ind. Ellectron, Osaka: IEEE, 2003. vol.50, iss 5. pp. 912-919. ISSN 1557-9948. DOI 10.1109/TIE.2003.817606.
- [104] Robuste linear parameters varying flus observer for induction motor.
- [105] **Corentin Briat,** LINEAIR PARAMETER_VARYING AND TIME_DELAY SYSTEMS, ANALYSIS, OBSERVATION, FILTRING AND CONTROL, Springer, vol. 3. ISSN. 2197-1161, ISBN. 978-3-662.
- [106] **Da-Wei Gu, Petko H. Petkov, Mihail M. Konstantinov,** ROBUST CONTROL DESIGN WITH MATLAB, Second edition, Springer, ISSN. 1439-2232, ISBN. 978-1-4471-46827.

- [107] **PROGOVAC, D. WANG, L.Y and YIN, G.** SYSTEM IDENTIFICATION OF PERMANENT MAGNET MACHINES AND ITS APPLICATIONS TO INTER-TURN FAULT DETECTION. In: IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Dtrite MI: IEEE, 2013, pp.1-5. ISBN 978-1-4799-0148-7. DOI 10.1109/ITEC.2013.6573486.
- [108] **VASEGHI, B. NAHID-MOBAREKEH, B. TAKORABET, N and MEIBODY-TABAR, F.** MODELING OF IM WITH STATOR WINDING INTER-TURN FAULT VALIDATED BY FEM. In: Electrical Machines Conference. Hammamat: IEEE, 2008, pp. 1-5. ISBN 978-1-4244-1736-0. DOI 10.1109/ICEL-MACH.2008.4800130.
- [109] **F. Wu,** INDUCED L2 NORM MODEL REDUCTON OF POLYTOPIC UNCERTAIN LINEAIR SYSTEMS, *Automatica*, 32(10): 1417-1426, 1996.
- [110] **F. Wu, X.H. Yang, A. Packard, and G. Becker,** INDUCED L2 NORM CONTROL FOR LPV SYSTEMS WITH BOUNDED PARAMETER VARIATION RATES, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 6: 983-998, 1996.
- [111] **G. Becker, A. Packard, D. Philbrick, and G.Balas,** CONTROL OF PARAMETRICALLY DEPENDENT LINEAR SYSTEMS: A SINGLE QUADRATIC LYAPUNOV APPROACH, In 1993 American Control Conference, vol. 3, PP. 2795-2799, June 1993.
- [112] **H.K. Khalil,** NONLINEAR SYSTEMS, Macmillan, New York, 2002.
- [113] **H.K. Khalil,** NONLINEAR SYSTEMS, Macmillan, New York, 1992.
- [114] **M. Sato,** DESIGN METHOD OF GAIN-SCHEDULING CONTROLLERS NOT DEPENDING ON DERIVATIVES OF PARAMETERS, *Int. J. control*, vol. 81, No. 6, pp. 1013-1025, 2008.

- [115] **E. Prempain, I. Postlethwaite, A. Benchaib**, A LINEAR PARAMETER VARIANT H CONTROL DESIGN FOR AN INDUCTION MOTOR, Control engineering practice, vol. 10, No. 6, June 2002, pp. 633-644.
- [116] **S. Drid, M. Tdjne, M.S. Nait-said**, ROBUST BACKSTEPPING VECTOR CONTROL FOR DOUBLY FEED INDUCTION MOTOR, IET Control theory and applications, vol. 1, No. 4 July 2007, pp. 861-868.
- [117] **Fezzani Amor**, COMMANDE ROBUSTE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, Thèse de doctorat, 2015, Université de Batna.
- [118] **K. Marouani, A. Khloui**, Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC, Conférence internationale ICEE 2000.
- [119] **A. Tripathi, C. Paresh**, Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverter, IEEE Vol, 39, No. 1, February 1992.
- [120] **M.Hadef**, Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique, Thèse de magister en électrotechnique Université de Bejaia [2002]
- [121] **T.Rekioua**, Contribution à la Modélisation et à la Commande Vectorielle des Machines Synchrones à Aimants permanents, thèse de doctorat présenté le 11 Juillet 1991 institut national polytechnique de Lorraine.
- [122] **M. Khadjoudj, M. Hachemiboubouid, R. Abdessemed, C. Ghannai**, Current Control of PMSM Fed By Two and Three Level Voltage Source inverter.
- [123] **R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum**, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN EXTENDED KALMAN FILTER FOR THE STATE ESTIMATION OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR, Power Electronics, IEEE Trans, vol. 6, pp. 491- 497, July 1991

- [124] **K. Marouani, A. Khloui**, COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR PC, Conférence internationale ICEE 2000
- [125] **T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, I. Takahashi**, High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of Induction Motor, IEEE, October 5-9, 1997.
- [126] **L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu and K. W. Lim**, A DIRECT TORQUE CONTROLLER FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES, IEEE vol 14, No. 3, September 1999.
- [127] **TOSHIHIKO NOGUCHI YAMAMOTO,SEIJI KONDO AND IAO TAKAHASHI**,HIGH FREQUENCY SWITCHING OPERATION OF PWM INVERTER FOR DTC CONTROL OF PMSM, IEEE vol 2, No. 3, 1994.
- [128] **M. Kdjoudj**, Contribution à la commande d'un MSAP, Thèse de Doctorat 2003. Batna Algérie
- [129] **I. MESSAÏFI, M. BERKOUK AND N. SAADIA**, RIPPLE REDUCTION IN DTC DRIVES BY USING A THREE-LEVEL NPC VSI, Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2007, 14th IEEE International Conference on Volume, pp. 1179 – 1182, 11-14 Dec. 2007.
- [130] **L. Zhong, M. F. Rahman**, AN INVESTIGATION OF DIRECT AND INDIRECT TORQUE CONTROLLERS FOR PM SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES, IEEE 1997.