



Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : détection des courts-circuits par suivi paramétrique

Makara Khov

► To cite this version:

Makara Khov. Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : détection des courts-circuits par suivi paramétrique. Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2009. Français. NNT : 2009INPT060H . tel-04411651

HAL Id: tel-04411651

<https://theses.hal.science/tel-04411651>

Submitted on 23 Jan 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse*
Discipline ou spécialité : *Systèmes Automatiques*

Présentée et soutenue par *Makara KHOV*
Le 17 Décembre 2009

Titre : *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents :
Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*

JURY

M. Jean-Claude TRIGEASSOU (Rapporteur)
M. Luc LORON (Rapporteur)
M. Dominique ALEJO (Examineur)
M. Ludovic PROTIN (Examineur)
M. Jérémie REGNIER (Co-encadrant de thèse)
M. Jean FAUCHER (Directeur de thèse)

Ecole doctorale : *Ecole Doctorale Systèmes*
Unité de recherche : *Laboratoire LAPLACE - UMR5213*
Directeur(s) de Thèse : *M. Jean FAUCHER*

Résumé

Ce travail de thèse traite du problème de surveillance en ligne de défaillances électriques dans les entraînements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) par une méthode de suivi paramétrique. Les défauts de court-circuit entre spires au stator sont souvent critiques et doivent être détectés au plus tôt avec un bon taux de confiance afin d'informer un système superviseur de la présence d'une défaillance pour limiter les risques encourus par l'environnement matériel et humain situé autour de la machine en défaut. La méthode que nous proposons de mettre en œuvre pour la détection des courts-circuits statoriques est basée des techniques d'identifications récursives. Nous proposons d'identifier en ligne les paramètres d'un modèle diphasé électrique de l'actionneur synchrone et d'analyser les variations des paramètres identifiées lors de l'apparition d'un défaut. Pour assurer les performances des méthodes d'identification, il est souvent nécessaire de disposer d'un signal d'excitation additionnel pour assurer les bonnes performances des algorithmes. Ces signaux peuvent cependant perturber le fonctionnement normal de la machine et entraîner des pertes additionnelles. Dans ce contexte, nous proposons une approche par identification faisant appel à un modèle diphasé spécifique appelé « le repère de Park à courants orientés ». Ce repère permet, tout en réduisant la complexité du problème d'identification, d'obtenir des propriétés d'auto-excitation intéressantes et donc d'éviter l'utilisation d'une excitation additionnelle. Des simulations sont menées à l'aide d'un modèle fin de la machine permettant de reproduire des situations de défaillances de manière virtuelle et d'éprouver l'efficacité des algorithmes dans ces situations dégradées. Cette machine, pouvant fonctionner en générateur ou en moteur, est intégrée dans un environnement complet, incluant le cas échéant une alimentation, une charge mécanique et éventuellement une commande, ce qui permet également de tester les algorithmes pour des fonctionnements en boucle ouverte et en boucle fermée. Les résultats présentés permettent de valider les techniques proposées et montrent qu'elles permettent d'extraire automatiquement, à partir des variations des paramètres identifiés, un indicateur de défaut. Des résultats expérimentaux sont également présentés en fonctionnement générateur sur une machine spécialement re-bobinée pour permettre la réalisation de défaut statoriques. Les algorithmes sont implantés sur une cible de calcul numérique afin de démontrer la faisabilité temps réelle de la détection.

Mots clés :

- Machine synchrone à aimants permanents
- Surveillance, courts-circuits statoriques
- Modélisation, Park classique, Park Etendu à flux/courants orientés
- Identification récursive, MCR

Abstract

This work deals with the on-line monitoring of electrical faults in permanent magnet synchronous machine (PMSM) by parameter monitoring method. The inter-turns short-circuits faults in stator are often critical and have to be detected as early as possible with a high confidence rate to inform the supervisor system of the fault presence in order to limit the risk for the material and human environment. The proposed method is focus on the detection of short-circuits in stator and based on recursive identification technique. The on-line parameter identification uses an electrical diphas model of the PMSM and the analysis of the estimated parameter variations is performed to detect the presence of stator faults. In a general way, to ensure the performance of identification algorithms, it is necessary to have additional excitation signals. Consequently, those signals could disturb the normal operation of the drive. To overcome this problem, a specific diphas model in currents oriented Park reference frame is introduced for identification process. By reducing the complexity of identification problem, this reference frame provides an interesting auto-excitation property that leads to avoid the utilisation of additional excitation signals. The simulations are performed using an accurate model of PMSM that allows reproducing the failure situation and prove the efficiency of algorithms in degraded situations. This machine, operating as generator or motor, is integrated in a complete environment, included a power supply, mechanical load and control process. The detection scheme is then tested in open and closed loop operation. The results obtained from the simulation process underline the ability of the proposed technique to detect a stator fault occurrence and show that a fault indicator can be extracted automatically from the variation of estimated parameters. Experimental results are also achieved. A PMSM, with a specific winding including additional connexion points for stator short-circuit realisation is used. The algorithms are implemented in a numerical calculator in order to demonstrate the feasibility of the real-time faults detection for a generator operation mode.

Keywords:

- Permanent magnets synchronous machine
- Monitoring, Short-circuits faults
- Modelling, Classical Park, Flux/currents oriented extended Park
- Recursive identification, RLS algorithms

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du groupe Commande et Diagnostic des Systèmes Electriques (CoDiaSE) du laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE). Le laboratoire est situé à l'Ecole National Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH) de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT).

Tout d'abord, je voudrais exprimer mes remerciements à tous les membres du jury :

- Monsieur Luc LORON, Professeur des universités à l'université de Nantes, pour avoir fait l'honneur de présider le jury et d'être rapporteur. J'ai beaucoup apprécié son intérêt pour notre travail et les remarques très constructives que l'on a pu échanger.
- Monsieur Jean-Claude TRIGEASSOU, Professeur des universités à l'université de Poitiers, pour m'avoir d'accepté la lourde tâche de rapporteur et pour ses remarques et commentaires pertinents sur ce travail.
- Monsieur Ludovic PROTIN, Professeur des universités à l'Institut de Technologie du Cambodge, d'avoir participé à ce jury, pour ses commentaires et remarques constructives par rapport au mémoire, pour sa gentillesse et sa sincérité.
- Monsieur Dominique ALENJO, Docteur d'Ingénieur à l'AEROCONSEIL, d'avoir participé à ce jury, d'avoir porté autant d'intérêt à nos travaux et nous avoir communiqué à travers ses expériences industrielles son avis sur la pertinence de notre approche.
- Monsieur Jérémie REGNIER, Maître de Conférences à l'ENSEEIH, pour le co-encadrement de cette thèse. Je voudrais le remercier pour l'excellente ambiance de travail pendant les trois années, sa gentillesse, son intérêt et sa motivation. Je voudrais exprimer particulièrement ma gratitude pour son aide à la rédaction de ce mémoire. J'ai toujours beaucoup apprécié nos échanges scientifiques ou non-scientifiques et c'était un très grand plaisir de travailler ensemble.
- Monsieur Jean FAUCHER, Professeur des universités, qui a dirigé ces travaux de thèse. Je voudrais lui exprimer toute ma gratitude très profonde pour la grande confiance qu'il m'a accordée tout au long de ces trois années. Merci de m'avoir proposé un sujet très enrichissant, de m'avoir laissé de la liberté et de m'avoir toujours soutenu de puis mon DEA. A part des grandes qualités scientifiques, j'ai également beaucoup apprécié sa personnalité qui m'a fait que tout s'est déroulé dans une ambiance très agréable.

Mes remerciements vont également au personnel technique du laboratoire : Oliver DURRIEU, Jaque LUGA et Jean-Marc BLAQUIERE pour leur aide sur le banc d'essai. Je suis également reconnaissant envers les personnels administratifs pour leur gentillesse et pour m'avoir facilité de nombreuses tâches. Merci à Fatima MEBREK, Valérie SCHWARZ, Cécile DAGUILLANES et Catherine MOLL.

Parmi les autres permanents, je voudrais remercier Pascal MAUSSION (pour la bonne ambiance de travail dans le groupe CoDiaSE), Stéphane CAUX (pour sa disponibilité), Guillaume GATEAU (pour sa disponibilité), Maurice FADEL (pour la bonne ambiance dans le laboratoire), Maria DAVID (pour sa gentillesse), et d'autres que je n'ai pas cités.

Je voudrais saluer et remercier les doctorants avec lesquels j'ai partagé les joies pendant ces trois années: Labo CHHUN, Nadia BOUIALI, Alexandre LEREDDE, Meriem ABDELLATIF, Bernardo COUGO, Baptiste TRANJIN, Damien BIDART, Sébastien CARRIERE, Francois DEFAY, Nicolas MARTINEZ, Luc-Antony LOWINSKY, et autres personnes que je n'est pas cités.

Un grand merci aux familles cambodgiennes et aux étudiants cambodgiens à Toulouse avec lesquels j'ai eu le plaisir de partager ma vie sociale durant les trois années.

Les derniers mots vont naturellement à ma famille. Je tiens à exprimer ma gratitude et mes grands remerciements à mes parents (surtout à ma maman même si elle n'est plus là) et aux familles de mes frères et sœurs pour leurs soutiens et leurs encouragements tout au long de mes études.

Table des matières

Introduction générale.....	1
1 Etude préliminaire en vue de la surveillance et du diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
1. Notion de la sûreté de fonctionnement.....	5
1.1 Maintenance, surveillance et diagnostic.....	5
1.2 Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité	6
1.3 Défaillance et panne	7
2. Mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement.....	8
2.1 Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement.....	8
2.2 La sûreté de fonctionnement des machines électriques	9
3. Défaillance au stator des machines électriques	10
3.1 Origine des défauts de courts circuits statoriques	10
3.2 Conséquences des défauts statoriques.....	12
4. Etat de l'art de la surveillance de défauts au stator des machines électriques	14
4.1 Approche signal.....	15
4.2 Approche modèle	15
4.2.1 Approche à base d'observateurs.....	16
4.2.2 Approche par la projection dans espaces de parité	17
4.2.3 Approche par l'estimation paramétrique.....	17
5. Surveillance et diagnostic des défauts de courts circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants	19
5.1 Constitution de la machine synchrone à aimants	19
5.2 Importance de la surveillance des machines synchrones à aimants	21
5.3 Objectif du travail proposé.....	22
6. Conclusion	23
2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	24
1. Modélisation de la MSAP par l'approche CEMC	25
1.1 Modélisation des aimants permanents.....	25
1.2 Modélisation de la MSAP saine.....	26
1.2.1 Principe de la modélisation par l'approche CEMC.....	26
1.2.2 Définition des inductances	26
1.2.3 Equations électriques au stator de la MSAP	28
1.2.4 Conversion électromagnétique de l'énergie.....	28
1.2.5 Structure du modèle	29
1.2.6 Système d'équation final.....	30
1.3 Modélisation de la MSAP en présence de défauts statoriques.....	33

1.3.1	Modélisation des défauts en courts circuits.....	33
1.3.2	Modification de la structure du modèle.....	34
1.3.3	Système d'équation final.....	36
1.4	Exploitation du modèle CEMC.....	39
1.4.1	Méthode de détermination des paramètres.....	39
1.4.2	Application à la machine d'étude.....	40
1.4.3	Résultats de simulation de modèle CEMC.....	44
2.	Modélisation de la MSAP saine dans un repère diphasé.....	45
2.1	Modèle initial de la MSAP dans le repère triphasé.....	46
2.2	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park.....	48
2.2.1	Transformation de Concordia.....	48
2.2.2	Transformation de Park.....	49
2.2.3	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à flux orientés.....	50
2.2.4	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à courants orientés.....	56
2.3	Validation des modèles en régime stationnaire.....	58
3.	Conclusion	61
3	Identification récursive des paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanents.....	62
1.	Algorithmes d'identification récursifs	63
1.1	Algorithmes des MCR.....	63
1.2	Algorithmes des MCR avec facteur d'oubli.....	66
1.3	Effet de bruit sur la mesure	68
1.4	Signaux d'entrées et stabilité de processus d'identification.....	69
1.5	Exemple d'application au circuit RLE	70
2.	Choix du modèle pour le suivi paramétrique de la MSAP.....	73
2.1	Principe de choix.....	73
2.2	Comparaison structurelle, estimation paramétrique de la MSAP	74
2.2.1	Etude en fonctionnement en génératrice	74
2.2.2	Etude en fonctionnement en moteur en boucle ouvert.....	80
2.2.3	Etude en fonctionnement en moteur en boucle fermé.....	84
2.3	Effet de bruit de mesures.....	90
3.	Exemple d'application en cas de paramètres lentement variables.....	92
4.	Conclusion	94
4	Surveillance de défauts de court-circuit statorique de la MSAP par le suivi paramétrique.....	95
1.	Procédure de surveillance de la MSAP par suivi paramétrique	96
2.	Détection de défauts de court-circuit inter-spores de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale.....	97
2.1	Fonctionnement moteur en boucle ouvert.....	98
2.2	Fonctionnement moteur en boucle fermé.....	105
2.3	Fonctionnement génératrice	112
3.	Résultats expérimentaux de la surveillance de court circuit inter-spores de la MSAP à distribution de flux quasi-sinusoïdale en fonctionnement génératrice	117

3.1 Description du système expérimental	117
3.2 Détection de défaut de court circuit inter-spires	118
4. Conclusion	127
 Conclusion Générale	 129
 Annexe A : Caractéristiques de banc expérimental	 133
 Annexe B: Outils logiciels pour la simulation	 138
 Annexe C: Calcul des inductances internes	 139
 Annexe D: Mise en équations des modèles de Park pour l'identification et la commande	 151
 Bibliographie	 159

Table des figures

1.1	Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	9
1.2	Répartition des causes de défaillance des machines électriques	10
1.3	Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique	11
1.4	Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques	13
1.5	Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre	13
1.6	Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut	14
1.7	Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle	16
1.8	Schéma de principe de l'approche à base d'observateur	17
1.9	Schéma de bobinages statoriques	20
1.10	Structure de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface	21
1.11	Structure de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface	22
2.1	Illustration du modèle ampérien pour un aimant de forme cylindrique	26
2.2	Modélisation de l'onduleur	30
2.3	Alimentation électrique et phases statoriques couplées en étoile	32
2.4	Bobine élémentaire avec une spire en court circuit	34
2.5	Modification des circuits électriques équivalents des phases statoriques	35
2.6	Alimentation et phases statoriques couplées en étoile en présence d'un court-circuit entre spires	37
2.7	Inductances mutuelles et dérivées de inductances mutuelles entre les phases statoriques et une bobine fictive rotorique en absence de défauts	40
2.8	Inductances mutuelles et dérivées de inductances mutuelles entre voies statoriques et une bobine fictive rotorique en cas de court-circuit de 12 spires sur la phase s_a	41
2.9	Organigramme de calcul	43
2.10	Modèle CEMC sous l'environnement Matlab-Simulink	44
2.11	Courants de phases en cas sain et en présence d'un court-circuit de 12 spires	44
2.12	Courants dans la boucle de court circuit	45
2.13	Dérivée du flux induit par les aimants du rotor dans la phase 'a' du stator en fonction de la position électrique obtenue à partir du modèle CEMC	47
2.14	Repère de Park et repère de Concordia	49
2.15	Orientations des flux dans le repère de Park pour la MSAP à distribution de flux sinusoïdale	51
2.16	Orientation de flux dans le repère de Park classique pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	53
2.17	Variation des flux direct et en quadrature dans le repère de Park classique pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	53
2.18	Orientations des flux dans le repère de Park Etendu pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	54
2.19	Variation de l'angle μ dans le repère de Park Etendu à flux orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	54

2.20	Variation des flux direct et quadrature dans le repère de Park Etendu à flux orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	55
2.21	Orientations des courants dans le repère de Park à courants orientés pour la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale.....	56
2.22	Variation de l'angle μ_c d'une MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale dans le repère de Park à courants orientés	58
2.23	Variation des courants directs et quadrature dans le repère de Park à courants orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale	58
2.24	Test de validation comportementale des modèles diphasés de la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale	59
2.25	Variation de couples du modèle CEMC, Park classique et Park Etendu	60
2.26	Variation de courants du modèle CEMC, Park classique et Park Etendu.....	60
2.27	Variation de courants direct et quadrature de modèle de Park classique et de modèle de Park Etendu (-PC, --PE)	61
3.1	Principe de l'algorithme MCR	63
3.2	Illustration des problèmes liées à l'excitation pour l'identification d'un processus	69
3.3	Exemple d'estimation paramétrique d'un circuit RLE	70
3.4	Suivi paramétrique pour l'exemple du circuit RLE	72
3.5	Illustration de la divergence d'une composante de la matrice de gain d'adaptation en régime permanent et en absence de bruit	73
3.6	Fonctionnement en génératrice de la MSAP	75
3.7	Couple et courants de ligne de Modèle CEMC en fonctionnement génératrice	75
3.8	Paramètres estimés par l'algorithme des moindres carrés récursif pour les différents modèles d'axe q testés en fonctionnement génératrice.....	77
3.9	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement génératrice	78
3.10	Paramètres estimés par l'algorithme des moindres carrés récursif pour les différents modèles d'axe d testés en fonctionnement génératrice.....	79
3.11	Résultats de l'estimation avec le modèle de Park Etendu à flux orienté avec $\phi'_{rde} = \phi'_{rqe}$	79
3.12	Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour le modèle de PC sur l'axe q testé en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation sinusoïdale.....	81
3.13	Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI de 5KHz	82
3.14	Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI de 10KHz.....	83
3.15	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle ouvert	84
3.16	Schéma d'identification paramétrique de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en boucle fermé	85
3.17	Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d \neq 0$)	86
3.18	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle fermé ($i_d \neq 0$)	87

3.19	Résistance et inductance estimées des modèles de Park Etendu testés en fonctionnement moteur en boucle fermé ($i_d = 0$)	87
3.20	Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d = 0$)	89
3.21	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle fermé ($i_d = 0$)	90
3.22	Affectation de bruit de mesures sur le processus d'identification avec modèle de Park à courants orientés.....	90
3.23	Paramètres estimés par le modèle de Park à courants orientés	91
3.24	Paramètres estimés par le modèle de Park à courants orientés	92
3.25	Profil de vitesse imposé et couple moteur lors du fonctionnement moteur en BF.....	93
3.26	Suivi de la variation de la résistance statorique due à la température en fonctionnement moteur en BF.....	93
4.1	Procédure de surveillance de la MSAP par suivi paramétrique.....	96
4.2	Représentation de paramètres estimés et distances structurelles en absence et en présence de défauts.....	97
4.3	Signature de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à $t=0.5s$) sur le courant en quadrature dans le repère de PEC en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25Hz$	98
4.4	Paramètres estimés en cas de court-circuit de 5 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$	99
4.5	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$	99
4.6	Distances structurelles moyennes et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 8Hz$	100
4.7	Distances structurelles instantanées pour les paramètres estimés avec 5 spires en court-circuit en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI à $f_s = 8Hz$	101
4.8	Distances structurelles instantanées pour les paramètres estimés en cas de courts-circuits 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$	102
4.9	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI à $f_s = 25Hz$	103
4.10	Distances structurelles moyennes et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25Hz$	103
4.11	Distances structurelles en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 25Hz$	104
4.12	Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$	104

4.13	Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8\text{Hz}$	105
4.14	Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 25\text{Hz}$	105
4.15	Courant d'axe q dans le repère PEC pour un court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple	106
4.16	Couple électromagnétique d'axe q dans le repère PEC pour un court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple	106
4.17	Fréquence électrique en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple	107
4.18	Pulsation électrique en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) en fonctionnement moteur en boucle fermé (régulation en vitesse)	107
4.19	Signature de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) sur le courant quadrature dans le repère de PEC en fonctionnement moteur en boucle fermé (régulation en vitesse)	108
4.20	Couple moteur en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5\text{s}$) en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)	108
4.21	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires à l'instant $t=0.5\text{s}$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)	109
4.22	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires à l'instant $t=0.5\text{s}$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)	109
4.23	Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)	110
4.24	Distances structurelles en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires à l'instant $t=0.5\text{s}$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)	110
4.25	Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)	111
4.26	Distances structurelles en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires à l'instant $t=0.5\text{s}$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)	111
4.27	Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)	112
4.28	Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)	112
4.29	Signature du défaut de court-circuit inter-spires en fonctionnement génératrice à $f_s = 25\text{Hz}$	113
4.30	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$)	113

4.31	Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 8Hz$	114
4.32	Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 25Hz$	115
4.33	Distances structurelles instantanées en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) à $f_s = 8Hz$	115
4.34	Distances structurelles instantanées en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) à $f_s = 25Hz$	116
4.35	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 10\Omega, L = 10mH$) à $f_s = 8Hz$	116
4.36	Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires en fonctionnement génératrice charge ($R = 10\Omega, L = 10mH$) à $f_s = 25Hz$	116
4.37	Banc d'essais	117
4.38	Mesure expérimentale de la dérivée de flux sur la phase A de la MSAP et contenu harmonique	118
4.39	Signature de défaut de courts-circuits (16%) en fonctionnement génératrice pour une charge équilibrée	119
4.40	Résistances estimées en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en courts-circuits	120
4.41	Inductances estimées en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en courts-circuits	121
4.42	Distances structurelles paramétriques en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée	122
4.43	Distance structurelle pour R_q en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit	122
4.44	Distance structurelle de L_q en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit	123
4.45	Signature de défaut pour 16% de spires en court-circuit en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée ($f_s = 50Hz$)	124
4.46	Résistances estimés en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	125
4.47	Inductances estimées pour 4%, 8% , 12% et 16% de spires en court-circuit en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	125
4.48	Distances structurelles en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	126
4.49	Distances structurelles de R_q en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	127
4.50	Distances structurelles pour 4%, 8%, 12% et 16% de spires en courts-circuits en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	127
A.1	Enroulements statoriques avec prises intermédiaires	134
A.2	Circuit de limitation de courant dans la boucle de courts-circuits	135
A.3	Courant dans la boucle de courts-circuits	135
A.4	Synoptique de la carte dédiée	136
A.5	Synoptique interne de la carte MPAB	137
A.6	Photo de l'environnement numérique proposé	137

B.1	Génération des fichiers par le logiciel MAPSud	138
C.1	Notations	140
C.2	Trajet des lignes de champs dans l'entrefer	141
C.3	Fonction de tours d'une bobine statorique	142
C.4	Fonction de tours d'une bobine rotorique	142
C.5	Champ magnétique issu du calcul analytique et du calcul par éléments finis	143
C.6	Différentes géométries courantes d'encoches	149

Liste des tableaux

2.28	Distance d'états entre le modèle CEMC et les modèles de Park	59
3.27	Distances structurelles des modèles diphasés d'axe d pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement génératrice	78
3.28	Distances structurelles des modèles diphasés en cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle ouvert	84
3.29	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle fermé ($i_d \neq 0$)	87
3.30	Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle fermé ($i_d = 0$)	89
3.31	Paramètres estimés de modèle de Park à courants orientés en fonction de bruit de mesures	92
4.51	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 8\text{Hz}$	100
4.52	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25\text{Hz}$	103
4.53	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple).....	110
4.54	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)	111
4.55	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 8\text{Hz}$	114
4.56	Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 25\text{Hz}$	115
4.57	Distances structurelles moyennes en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée.....	121
4.58	Distances structurelles moyennes en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée	126
A.1	Caractéristique de la MSAP	133
A.2	Caractéristique de la MCC	134

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. De par leur présence grandissante dans des 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. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application.

Dans la démarche « sûreté de fonctionnement », une des étapes consiste à assurer la détection des défauts pouvant survenir au sein d'un actionneur à aimants permanents. Cette fonctionnalité consiste en la mise en place de procédures automatiques d'alertes ciblées qui ont pour rôle d'alerter un étage hiérarchique supérieur de l'occurrence d'un défaut et éventuellement de son degré de criticité. L'objectif est d'être capable, à partir de grandeurs directement prélevées sur la machine, de construire des indicateurs donnant une image de l'état de santé du dispositif. Il est nécessaire pour cela de bien caractériser les défauts surveillés. Ces derniers peuvent en effet être de natures très différentes et posséder de ce fait des vitesses d'évolution très différentes, comme par exemple les défauts de nature électrique et les défauts de nature mécanique. Les premiers présentent des dynamiques d'évolution plutôt rapides alors que les seconds sont généralement à dégradation plus lente. Les techniques à mettre en œuvre pour satisfaire les exigences liées à leur détection seront de ce fait très différentes.

Dans ce travail, nous nous intéresserons spécifiquement aux défauts électriques pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répandus. La machine à aimants possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence des aimants au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les courts-circuits inter-spire sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut. La présence d'un flux variable dans la spire en court-circuit entretient la présence d'une force électromotrice donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur. Ces défauts, auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leur criticité, nécessitent donc l'emploi de techniques de détection particulièrement réactives pour en connaître au plus tôt l'occurrence.

Pour répondre à ces critères, l'orientation méthodologique choisie est le suivi paramétrique de modèles électriques de la MSAP. Parmi les techniques disponibles, notre choix s'est porté sur l'identification récursive. Associée à la notion de facteur d'oubli, elle permet de mettre au point des algorithmes de suivi paramétriques possédant des dynamiques compatibles avec les exigences d'une surveillance en ligne.

Dans ce contexte, le choix du modèle à identifier est primordial. C'est en grande partie ses propriétés qui vont garantir la bonne performance des algorithmes qui lui seront associés. Ce modèle doit être suffisamment précis pour reproduire de manière fidèle le comportement de la machine surveillée mais pas trop complexe pour permettre une formulation réaliste du

problème d'identification à résoudre. Les modèles diphasés des machines électriques, largement utilisés pour la commande, offrent également pour la surveillance de nombreux avantages. Ils permettent d'aboutir à des modèles simples bien adaptés à la formulation d'un problème récuratif et il est possible, à l'aide de certaines améliorations, de les enrichir d'un point de vue harmonique pour reproduire fidèlement le comportement d'une machine à distribution de flux non-sinusoïdale.

L'utilisation adéquate de l'association algorithme-modèle est enfin indissociable des conditions d'utilisation de la machine surveillée. On entend par conditions d'utilisation l'ensemble des sollicitations, appelés également excitations, qui seront appliqué à la machine, donc au modèle. Les excitations doivent de manière générale être suffisamment riches en fréquence pour permettre la sollicitation de toutes les dynamiques que l'on cherche à identifier sur le dispositif, avec bien sûr comme condition que le modèle soit apte à les reproduire. Dans le contexte du suivi paramétrique, le maintien de ces conditions d'excitation est une contrainte difficile à assurer. Elle nécessite souvent l'adjonction d'un signal supplémentaire pour entretenir ces conditions d'excitation. Le travail présenté dans ce mémoire permet par la prise en compte d'harmoniques d'espace au sein même du modèle de la MSAP, de générer des propriétés d'auto-excitation qui peuvent être avantageusement utilisées pour palier en partie à ce problème.

Organisation du mémoire :

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord l'étude préliminaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) en vue de la surveillance et du diagnostic. Quelques notions générales relatives à la sûreté de fonctionnement seront présentées. Nous évoquerons également la constitution physique de la machine synchrone à aimants permanents pour mieux appréhender les différents défauts dont elle peut être l'objet. Les défauts relatifs au stator des MSAP sont ensuite parcourus ainsi que leurs origines et les risques qu'ils entraînent. Un état de l'art relatif aux techniques de détection des défauts statoriques est ensuite proposé afin de mettre en avant les principales techniques déjà utilisées dans le domaine et les principaux travaux réalisés sur ces thèmes. Un positionnement de nos travaux de recherche sera réalisé à cette occasion.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP. Deux principales catégories de modèles sont présentées. La première met en œuvre une approche de modélisation fine basée sur l'approche par Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). L'utilisation de cette catégorie de modèle est motivée par la nécessité de disposer d'outils permettant de simuler, avec une grande souplesse et un bon réalisme, les comportements de la machine en présence de court-circuit statorique. Ce modèle sera par la suite utilisé pour se substituer au dispositif réel afin d'aider à la mise au point des algorithmes de surveillance. La seconde catégorie concerne les modèles diphasés dans les repères tournants de la famille des « repères de Park ». L'utilisation de ces modèles se justifie par leur bonne adaptation à la formulation de problèmes d'estimation paramétrique en ligne. Différents types de transformation triphasé-diphasé et leurs propriétés seront évoqués.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration des méthodes d'identification paramétrique en ligne. La famille des algorithmes des moindres carrés récuratifs sera présentée. Différents modèles diphasés abordés au chapitre précédent seront alors testés pour réaliser un suivi paramétrique du modèle électrique de la machine en régime sain pour plusieurs modes de

fonctionnement. Il s'agira d'étudier l'adéquation des modèles aux techniques d'identification et également d'étudier les performances de ces algorithmes par rapport aux problèmes d'excitation persistante, d'auto-excitation et d'influence du bruit de mesure.

Finalement, nous aborderons dans le chapitre 4, à l'aide des modèles identifiées comme les plus performants dans le chapitre précédent, la surveillance en ligne de défauts de courts-circuits de bobinages au stator de la MSAP. Lors de l'occurrence d'un défaut inter-spires, la topologie du stator est modifiée entraînant des déséquilibres de structure. L'algorithme de suivi va lui aussi percevoir ces changements de structure et réagir par des variations de paramètres. Nous proposerons différentes façons d'exploiter ces variations pour établir la présence d'un défaut ainsi que sa criticité. La démarche sera illustrée en simulation dans un premier temps à partir du modèle CEMC. Dans un second temps, un dispositif expérimental, constitué d'une machine synchrone bobinée spécialement pour permettre la réalisation de courts-circuits inter-spires et d'un organe de calcul numérique, nous permettra de valider expérimentalement la technique proposée.

Chapitre 1

Etude préliminaire en vue de la surveillance et du diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents

Sommaire

1. Notion de la sûreté de fonctionnement.....	5
1.1 Maintenance, surveillance et diagnostic.....	5
1.2 Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité	6
1.3 Défaillance et panne	7
2. Mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement.....	8
2.1 Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	8
2.2 La sûreté de fonctionnement des machines électriques	9
3. Défaillance au stator des machines électriques	10
3.1 Origine des défauts de courts circuits statoriques	10
3.2 Conséquences des défauts statoriques.....	12
4. Etat de l'art de la surveillance de défauts au stator des machines électriques	14
4.1 Approche signal.....	15
4.2 Approche modèle	15
4.2.1 Approche à base d'observateurs.....	16
4.2.2 Approche par la projection dans espaces de parité	17
4.2.3 Approche par l'estimation paramétrique.....	17
5. Surveillance et diagnostic des défauts de courts circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants	19
5.1 Constitution de la machine synchrone à aimants	19
5.2 Importance de la surveillance des machines synchrones à aimants	21
5.3 Objectif du travail proposé.....	22
6. Conclusion	23

Dans ce chapitre, nous aborderons tout d'abord les notions de base liées à la sûreté de fonctionnement et à ses enjeux. Un parcours du vocabulaire lié à cette approche sera proposé. Nous verrons ensuite les principales étapes intervenant dans la mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement, car chacune d'elles fait appel à des connaissances et à des objectifs bien spécifiques.

Nous nous focaliserons par la suite sur certains objets particuliers du Génie Electrique, à savoir les actionneurs électriques. De par leur forte implantation dans les systèmes industriels, la mise en place de dispositifs de surveillance des défaillances pouvant survenir lors de leur utilisation constitue un intérêt majeur. Les phénomènes de court-circuit au stator de ces machines seront particulièrement étudiés et leurs origines et conséquences seront examinées. Nous réaliserons alors un rapide état de l'art des techniques utilisés pour détecter et diagnostiquer ce type de défaut, notamment à travers l'évocation de deux grandes familles de méthodes : les méthodes utilisant des signaux et celles faisant appel à des modèles comportementaux.

Parmi les actionneurs électriques, nous avons été amenés à étudier plus spécifiquement les défauts de court-circuit inter-spores affectant les actionneurs à aimants permanents. Ces défauts, en plus d'être statistiquement les plus répandus, sont particulièrement critiques pour ce type de machine dans la mesure où l'excitation permanente induite par la présence des aimants entretient la « vie » du défaut tant que l'actionneur est en rotation avec des conséquences qui peuvent être graves.

Enfin, nous préciserons où se situe précisément notre contribution dans le contexte de la sûreté de fonctionnement et quelles techniques nous comptons mettre en œuvre pour appliquer les techniques d'estimation paramétriques à des fins de détection et de diagnostic.

1. Notion de sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances. La démarche "sûreté de fonctionnement" s'appuie sur quelques notions de base, qui se sont précisées au cours de l'évolution de cette discipline, et qui continuent à s'affiner. La sûreté de fonctionnement possède, comme toute science, ses propres concepts terminologiques [Vill88]. Parcourir ce vocabulaire de base est donc une introduction nécessaire à cette discipline.

1.1 Maintenance, surveillance et diagnostic

La notion de maintenance revêt une importance particulière dans le contexte de la sûreté de fonctionnement. Elle englobe en effet les concepts liés à la surveillance et au diagnostic auxquels nous nous intéressons plus particulièrement. Nous donnons ci-après quelques définitions relatives à ce terme.

- **Maintenance** : ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement pour accomplir une fonction requise.
- **Maintenance préventive** : maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre

prédéterminé d'unités d'usages, et/ou des critères prédéterminés significatifs de l'état de dégradation du bien ou du service.

- **Maintenance corrective** : ensemble des activités réalisées après la défaillance d'un bien, ou la dégradation de sa fonction, pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement. La maintenance corrective comprend en particulier : la localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement.
- **Maintenance curative** : activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces activités peuvent être : des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances.

Il apparaît donc que si un composant d'une entité est jugé défaillant, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance corrective. Si celui-ci est jugé non défaillant mais dégradé, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance préventive. En fonction des problèmes constatés sur une entité, il est nécessaire de choisir le mode de maintenance adéquat. Cette décision est intimement liée aux informations fournies par les étapes de surveillance/détection et de diagnostic que nous précisons ci-dessous.

- **Surveillance / détection de comportement**: actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes.
- **Diagnostic** : action consistant à identifier la (ou les) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Le diagnostic permet de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaires.

La surveillance / détection consiste en la mise en œuvre de techniques reposant sur l'analyse des variations de paramètres ou de grandeurs de fonctionnement de l'entité, visant à évaluer son état de dégradation, pour décider de la nécessité d'une inspection ou d'une réparation préventive afin d'éviter sa défaillance. Si la surveillance permet de détecter une défaillance, le diagnostic consiste d'une part à observer les effets de la défaillance et, d'autre part, à identifier si possible les causes et l'importance de cette défaillance. Un examen strict des définitions de la surveillance et du diagnostic montre que ce sont des outils de la maintenance qui visent à améliorer la sûreté de fonctionnement d'une entité à laquelle ils sont appliqués.

1.2 Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité

La surveillance et le diagnostic constituent des leviers majeurs pour améliorer la fiabilité, la maintenabilité, la disponibilité et la sécurité d'une entité. Définissons plus précisément ces différents concepts.

- **Fiabilité** : Aptitude d'une entité à accomplir les fonctions requises dans des conditions données pendant une durée donnée. Elle est caractérisée par la probabilité pour que l'entité accomplissant ces fonctions à l'instant 0 puisse les accomplisse à l'instant t .
- **Maintenabilité** : Aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t , d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0. La maintenabilité ne se différencie de la fiabilité que sur ce dernier point : elle caractérise la promptitude de reprise du service attendu après interruption. La maintenabilité, c'est la brièveté des pannes.
- **Disponibilité** : Aptitude d'une entité à être en état d'accomplir les fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t , d'accomplir les fonctions requises.
- **Sécurité** : Aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages ou à ne pas faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques.

1.3 Défaillance et panne

Enfin, pour finir ce parcours non exhaustif du vocabulaire lié à la sûreté de fonctionnement, nous proposons de définir avec précision les termes de défaillance et panne.

- **Défaillance** : cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après défaillance d'une entité, cette entité est en état de panne. Une défaillance est un passage d'un état à un autre par opposition à une panne qui est un état.
- **Défaillance partielle** : défaillance à la suite de laquelle le bien ne peut accomplir qu'une partie des fonctions requises ou ne peut les accomplir qu'avec des performances limitées.
- **Défaillance complète** : défaillance qui entraîne l'incapacité totale de l'entité à accomplir toutes les fonctions requises.
- **Panne** : état d'une entité incapable d'accomplir une fonction requise dans des conditions données d'utilisation.
- **Panne complète** : panne résultant d'une défaillance complète.

Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation d'une entité à accomplir sa fonction, celle-ci est déclarée en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

2. Mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

2.1 Les principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

La mise en place d'une démarche de sûreté de fonctionnement présente différentes étapes que nous nous proposons de synthétiser ci-après.

▪ **Etape 1 – Recherche de signatures des défaillances**

Dans la mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement, l'une des premières étapes consiste à s'intéresser aux phénomènes et aux situations critiques pouvant mettre en péril la fonction, l'environnement et la mission d'un système. Ceci amène alors à s'interroger sur les phénomènes pouvant conduire à une situation critique et sur les conséquences des défauts à forte probabilité d'occurrence. Cette réflexion fait partie intégrante de la démarche de sûreté de fonctionnement. Il est donc important de bien connaître l'objet à surveiller afin d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence de défauts. Dans ce contexte, la sûreté de fonctionnement est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié et de l'état des sciences concernées. La difficulté pour le concepteur est alors d'être a priori capable de spécifier quels sont les éléments les plus sensibles d'une installation, à travers quelles grandeurs va-t-on être le plus à même d'observer les effets des défauts et comment vont se manifester les défauts sur ces grandeurs. Ce dernier point, que l'on nomme recherche de signatures des défaillances, constitue une étape majeure dans la mise au point d'un dispositif de sûreté de fonctionnement. Cette recherche peut être menée par différents moyens. Elle peut se nourrir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances "théoriques" du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de modélisation, de simulation ou encore à des essais expérimentaux.

▪ **Etape 2 – Mise au point de méthodes de Surveillance / détection**

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus critiques et sur les signes de leur manifestation. L'étape de mise au point de méthodes de surveillance/détection se nourrit de ces éléments, les exploite, pour mettre au point des techniques permettant de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. Comme nous l'avons déjà évoqué, les méthodes de surveillance/détection s'appuient généralement sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

▪ **Etape 3 - Diagnostic des défaillances :**

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

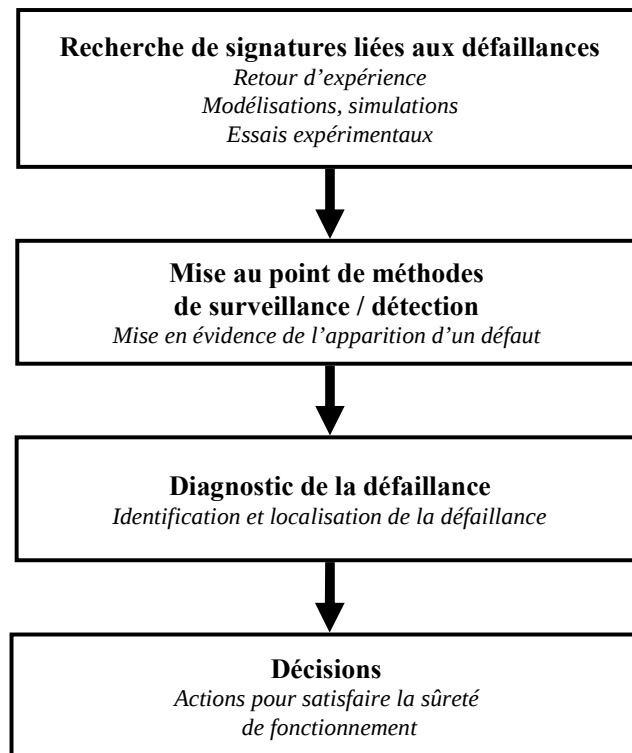


Fig. 1.1. Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

▪ Etape 4 - Décision d'actions :

Enfin, l'étape décisionnelle intervient pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences du cahier des charges de sûreté de fonctionnement (maintien de la fonction, sécurisation, maintenance,...).

La figure (1.1) synthétise ces différentes étapes. Pour résumer, la sûreté de fonctionnement consiste à connaître, détecter, analyser, et maîtriser les défaillances des systèmes.

2.2 La sûreté de fonctionnement des machines électriques

Les principes généraux liés à la sûreté de fonctionnement précédemment évoqués peuvent s'appliquer à n'importe quel dispositif. Dans le domaine du Génie Electrique, les systèmes modernes tendent de plus en plus à intégrer cette notion de sûreté de fonctionnement. Dans les domaines du ferroviaire, de l'aéronautique ou du spatial par exemple, mais également dans les domaines de la production ou du stockage d'énergie, la surveillance de l'état de santé des systèmes, les dispositifs de détection de pannes et de sécurisation sont recherchés pour limiter les coûts de maintenance et augmenter la disponibilité ainsi que la fiabilité des installations.

Parmi les composants les plus couramment rencontrés dans ces systèmes, du fait de leur omniprésence dans une large variété de processus, les actionneurs électriques tiennent une place de premier ordre. Les questions liées à leur sûreté de fonctionnement sont donc d'un très grand intérêt pour les exploitants et les fabricants.

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, défauts de la charge (déséquilibre, défaut de réducteur mécaniques ou tout autre défaut pouvant survenir dans la charge entraînée)
- les défauts électriques : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts de cage dans les machines asynchrones, défauts d'alimentation,...

Dans notre travail, nous nous focaliserons plus particulièrement sur les défauts de nature électrique et plus spécifiquement encore sur les défauts relatifs au bobinage statorique. 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 surveillance et la détection.

3. Défaillances au stator des machines électriques

Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus occurrence après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [IEE 85a][IEE 85b][Eng 95]. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 35% des pannes totales (Fig. 1.2).



Fig. 1.2. Répartition des causes de défaillance des machines électriques

3.1 Origines des défauts de courts-circuits statoriques

On classe les origines de cette dégradation en quatre classes : thermique, électrique, mécanique et environnementale.

▪ Origine électrique

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination 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 (cavités, découlements, ...) plus en moins importantes selon son degré de 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 (voir figure 1.3). 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 [Zot94]. L'utilisation croissante des convertisseurs statiques génère, pour les mêmes raisons, des contraintes encore plus sévères sur le matériau isolant [Bel97].

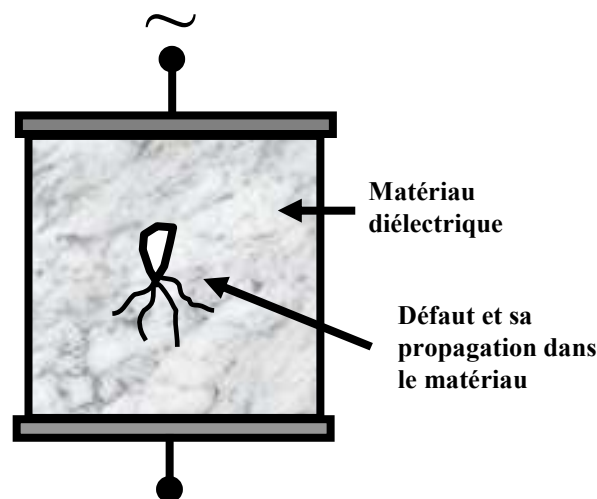


Fig. 1.3. Illustration du phénomène de décharges partielles dans un matériau diélectrique

▪ Origine Thermique

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise aux 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 [Lee05]

L'entraînement d'une charge mécanique trop important engendre les mêmes effets. Un cyclage thermique peut également résulter d'un grand nombre de démarrage successif 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.

▪ Origine mécanique

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 morceau 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.

▪ Origine environnementale

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.

3.2 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 [Ali05a][Ali05b][Dev02]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants (voir figure 1.4). Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs (Fig. 1.5.a).

Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases (Fig. 1.5.b) ou entre phase et terre (Fig. 1.5.c). Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection [Ali05b].

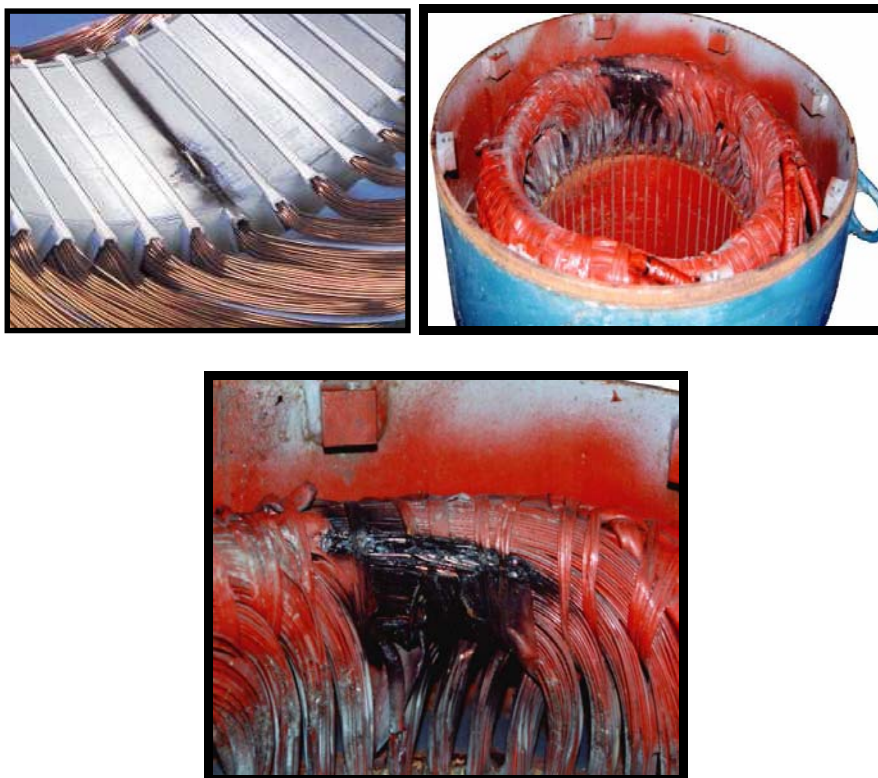


Fig. 1.4. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques

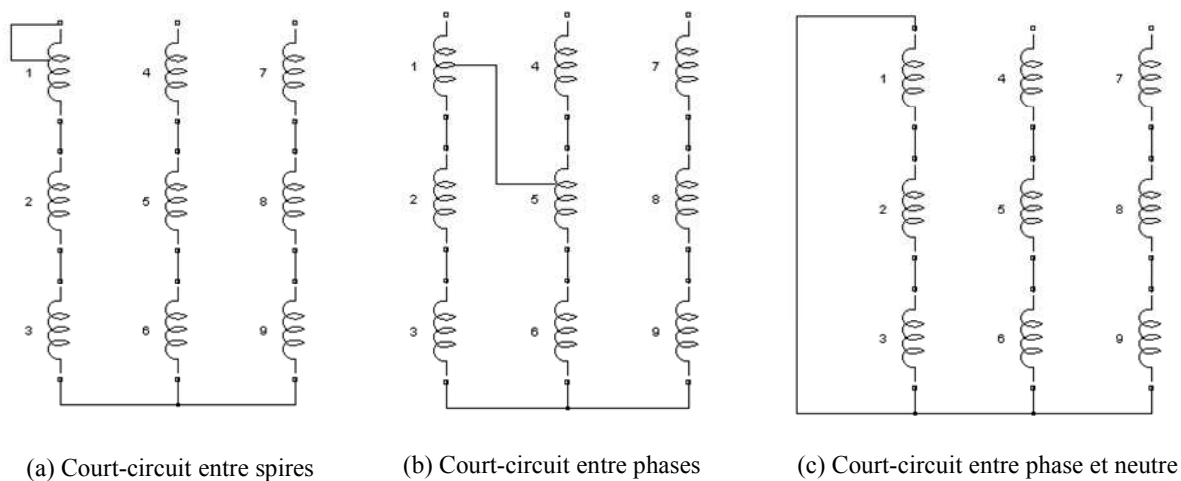


Fig. 1.5. Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre

4. Etat de l'art de surveillance des défauts au stator des machines électriques

De manière générale, lors d'un défaut de bobinage au stator d'une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Les manifestations de ces défauts sont perceptibles :

- soit par l'intermédiaire des modifications des propriétés de certains signaux que l'on peut capter sur le dispositif ;
- soit par l'intermédiaire de modifications de certains paramètres physiques du dispositif.

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillance et de diagnostic : une approche dite **signal** et une approche dite **modèle** (Fig. 1.6).

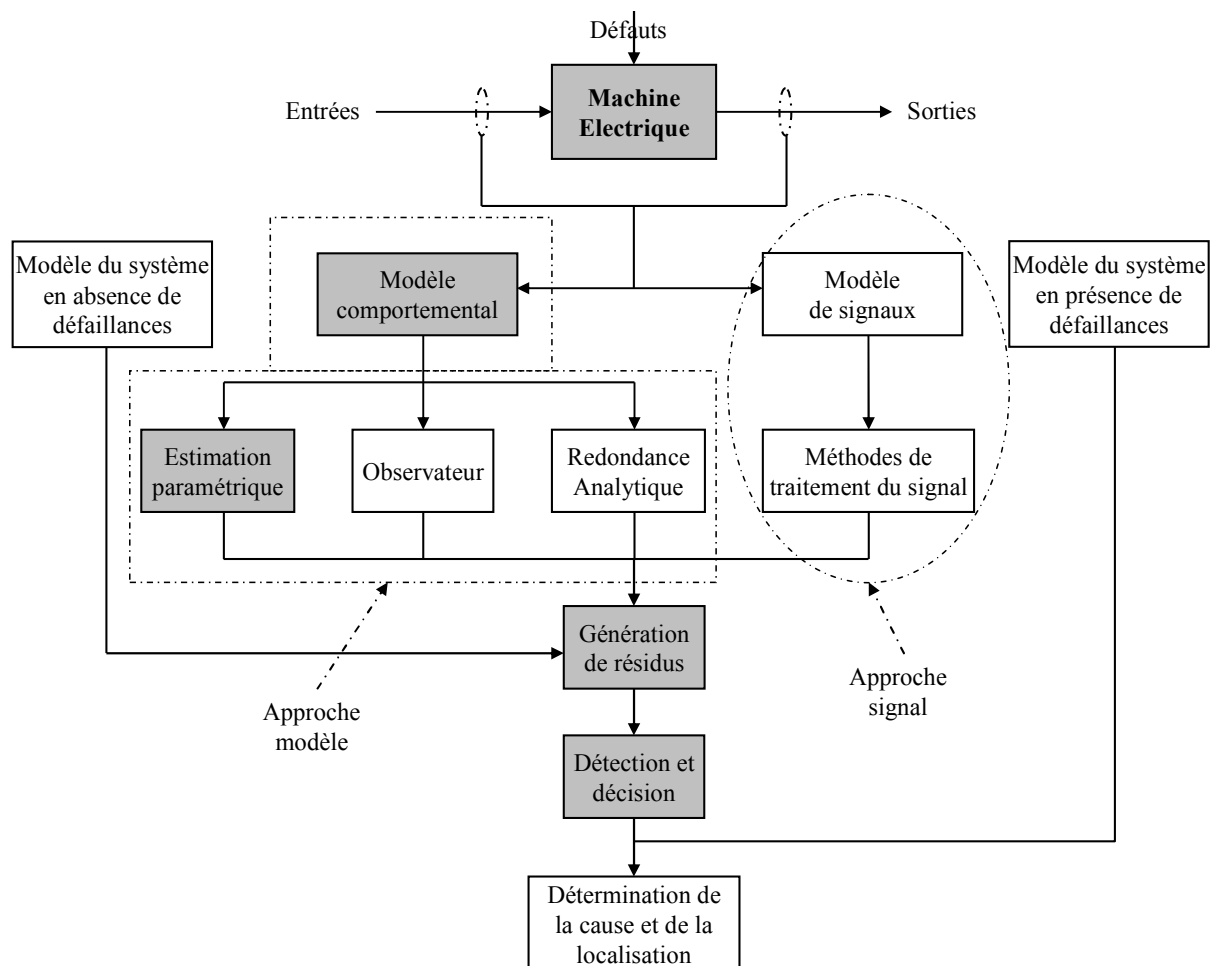


Fig. 1.6. Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut

4.1 Approche signal

Le principe de la détection d'un défaut statorique par une approche signal repose sur l'existence, en cas de court-circuit inter-spire, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, établis analytiquement, ou à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine.

Par exemple, dans [Hem02][Cho95], des mesures vibratoires sont exploitées à l'aide d'outils fréquentiels pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques témoignant de l'apparition de défaillances statoriques. Dans [Pen94][Cap98][Mel03][Hen03][Rom05], c'est le flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements fréquentiels appropriés, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage.

Les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection /diagnostic des défauts statoriques des machines. Les perturbations des forces magnétomotrices induites par les court-circuits statoriques induisent la présence d'harmoniques supplémentaires sur les courants statoriques des machines. Dans [Wil09][Thom01][Sta01][Jok00][Nan02], ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts.

Dans certains travaux, les courants statoriques sont exploités par l'intermédiaire de transformation comme la transformation de Park [Ser01][Mar99][Kos00][Cru03]. Le vecteur courant ainsi obtenu présente alors des propriétés intéressantes pour réaliser une détection des défaillances liées aux court-circuits statoriques. Par des traitements appropriés, l'amplitude et la phase du vecteur de Park sont analysées pour mettre en évidence l'apparition de composantes fréquentielles témoignant de l'apparition du défaut.

D'autres transformations sont également réalisées à partir des courants, comme les transformations en séquences inverses et directes. Dans [Kli96][Kli00] par exemple, l'apparition d'une séquence inverse sur les courants de ligne, synonyme de déséquilibre de la machine, est utilisée comme indicateur de défaut. Des mesures de tensions sont parfois également utilisées pour compléter les informations issues des courants, comme dans [Xu04][Koh02][San03][Sot02] où sont évaluées des impédances inverses pour construire un indicateur de défaut de court-circuit statorique.

On trouve également dans les approches signal des travaux faisant appel, toujours à partir de l'exploitation directe des propriétés des signaux prélevés en fonctionnement, à des techniques neuronales [Gha09][Han06][Kow03], des méthodes de traitement temps-échelle [Les07][Lee04], des méthodes de traitement temps-fréquence [Leb09][Leb08], ...

4.2 Approche modèle

Le principe de la détection de défauts statoriques par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système

réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts. Ce principe est illustré sur la figure (1.7).

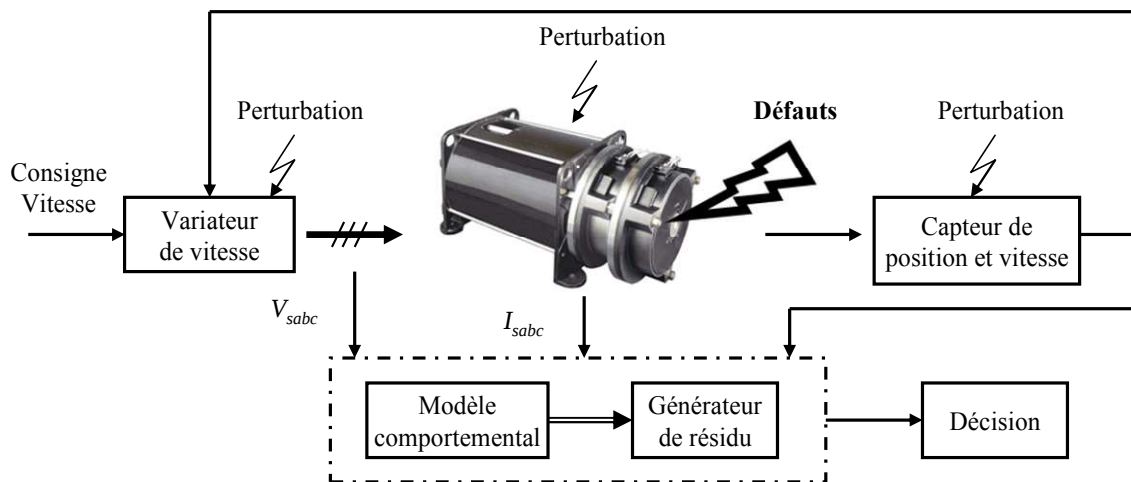


Fig. 1.7. Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle

Il apparaît ainsi que la génération de résidus et son exploitation jouent un rôle primordial dans la procédure de surveillance/diagnostic puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision. Trois grandes approches de génération de résidus se sont développées:

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

4.2.1 Approche à base d'observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie. Ce principe est illustré sur la figure (1.8). Plusieurs techniques existent pour la synthèse d'un générateur de résidus par exemple: observateur de Luenberger, observateurs à entrées inconnue [Hen99], observateur proportionnel intégral. Les résidus ainsi générés sont exploités par un système de décision permettant de déterminer l'action à mener en fonction des propriétés du résidu.

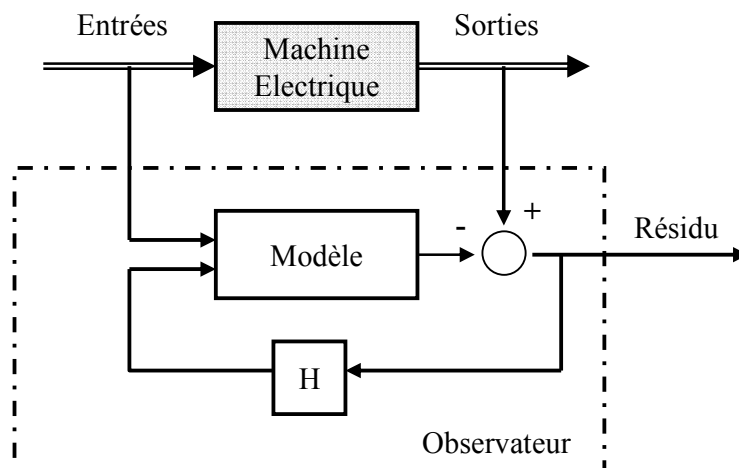


Fig. 1.8. Schéma de principe de l'approche à base d'observateur

4.2.2 Approche par la projection dans l'espace de parité

La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisation du dispositif surveillé. On cherche à établir des relations de redondance analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations de redondance servent à construire, par des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Ce dernier représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. L'analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [Hen99][Cho84][Coc92].

4.2.3 Approche par estimation paramétrique

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

Les techniques d'identification paramétrique sont appliquées depuis de nombreuses années sur des applications utilisant des machines électriques.

Plusieurs difficultés principales ont été identifiées par rapport à l'utilisation des techniques d'identification.

Tout d'abord, le choix du modèle à identifier est primordial. Selon sa structure, selon les hypothèses simplificatrices réalisées lors de sa formulation, selon le choix des paramètres qui lui sont associées, il va être plus ou moins bien adapté à décrire le comportement de la

machine et réagira de manière différente aux sollicitations qui lui sont imposées et aux éventuelles changements de structure induits par la présence d'un défaut. Lorsqu'un modèle est associé avec une procédure d'identification, on conçoit aisément dans quelles mesures la réponse du modèle choisi conditionnera les valeurs des paramètres obtenus et les exploitations qui pourront en être faite.

Le choix de l'algorithme de détermination des paramètres fait également partie des éléments importants. Plusieurs techniques se côtoient dans ce domaine, certaines étant mieux adaptées à une identification off-line, d'autres plus efficaces dans un contexte on-line. La sensibilité aux bruits de mesures, aux bruits liés à la quantification et à la précision des capteurs, entrent également en ligne de compte pour évaluer les performances d'un algorithme.

Enfin, les conditions d'excitation imposées au modèle conditionnent largement les qualités des valeurs obtenues pour les paramètres [Ric71][Tri88]. Il est important qu'une excitation suffisamment riche soit appliquée pour garantir la convergence, la stabilité et la précision des algorithmes. Cette contrainte est souvent difficilement compatible avec les modes de fonctionnement naturels des machines surveillées et l'injection d'une excitation adaptée n'est pas toujours possible.

C'est historiquement la machine asynchrone qui la première a fait l'objet de travaux d'identification sur les machines électriques. Plusieurs articles de synthèse sur ce thème existent, comme par exemple [Vel01][Tol03][Mic05], où sont apportées des réflexions quand à l'applicabilité des techniques d'identification de paramètres. Différentes formulations de modèles de machines asynchrones sont confrontés à des techniques d'identification off-line et on-line. Les travaux décrits dans [Sug87][Atk91][Chu01][Lor93a][Lor93b] utilisent des techniques d'estimations basées sur des observateurs de paramètres électriques (statorique et rotorique), comme par exemple filtre de Kalman étendu. Dans [Tel03][Cir02][Rib00], des méthodes récursives basées sur la méthode des moindres carrés sont mise en œuvres pour identifier les paramètres de modèles comportementaux de la machine asynchrone.

Des travaux similaires ont été réalisés des machines synchrones à aimants permanents comme dans [Lon97][Lon08][Hyu02][Tan04] ou sont appliqués des méthodes d'identification on-line pour identifier certaines paramètres électriques ou comme dans [Nao06][Mor04] où sont plutôt privilégiées des méthodes off-line.

Qu'il s'agisse de la machine asynchrone ou de la machine synchrone, la plupart des travaux réalisés dans le domaine concernent l'utilisation des techniques d'identification paramétrique pour permettre une meilleure connaissance des paramètres d'une machine afin d'améliorer les performances de robustesse et de précision des algorithmes de contrôle, comme par exemple dans le cadre de la commande adaptative.

L'intérêt croissant pour la sûreté de fonctionnement a plus récemment conduit à utiliser ces méthodes d'identification paramétrique au service de la détection et du diagnostic des machines électriques. Par exemple, dans [Mor99b] [Sch99] [Bac02b] [Bac06] [Bag07] [Lei07] [Tou07] [Liu06] [Liu07] [Hon07], des modèles d'actionneurs asynchrones couplés à des techniques d'identification paramétriques sont mis en œuvre pour détecter/diagnostiquer les défauts statoriques des machines asynchrones.

En revanche, les travaux sur les techniques d'identification paramétrique appliquées à la détection de défauts statoriques sur les machines synchrones à aimant permanents sont

nettement plus rares. Bien évidemment, les techniques employées pour les machines asynchrones restent proches mais les modèles sont différents et leur comportement en association avec des algorithmes d'identification reste à étudier.

Dans la littérature consacrée aux thèmes évoqués précédemment, il est toujours mis en évidence la nécessité, pour mener une bonne identification, de disposer de signaux d'excitation adéquats et d'adapter les modes de fonctionnement de la machine pour satisfaire à certaines exigences liées aux techniques algorithmiques employées. Le travail de [Bac 02b] a montré la nécessité d'injecter en permanence une excitation forte en tension ou en vitesse pour assurer la stabilité des algorithmes d'identification afin d'estimer les paramètres d'une machine asynchrone. On retrouve d'ailleurs cette tendance dans [Atk91][Chu01][Tel03][Cir02] ou certains modes de fonctionnement spécifiques de l'actionneur sont proposés pour faciliter l'identification. Dans [Ben03], il est proposé d'adjoindre des séquences binaires pseudo aléatoires à l'excitation en tension fournie par la commande en modulation de largeur d'impulsion. D'autres techniques où l'excitation du modèle est constituée uniquement des harmoniques de tensions liée à la MLI sont aussi proposées dans [Rib99][Kar97][Rib00], mais avec des modes de fonctionnement particuliers (machine à vitesse nulle par exemple). Il est cependant peu de techniques qui conjuguent à la fois une liberté totale par rapport au point de fonctionnement de l'actionneur et un signal d'excitation ne nécessitant pas d'injection de signaux supplémentaires à ceux naturellement présent dans le dispositif d'alimentation de l'actionneur.

5. Surveillance et Diagnostic des défauts de courts-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants

Comme nous l'avons évoqué précédemment, nous avons choisi de nous intéresser plus particulièrement aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Ces machines connaissent en effet depuis quelques décennies une forte progression dans les systèmes industriels modernes. On les trouve dans de nombreuses applications telles que l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, le spatial, le médical, les automatismes industrielles,... Les progrès réalisées sur les matériaux magnétiques, sur les systèmes numériques de commande et sur les composants de l'électronique de puissance ont permis de rendre ces machines très compétitives par rapport aux actionneurs asynchrones. Les MSAP possèdent de meilleurs caractéristiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesse de fonctionnement importantes, de bonnes durées de vies, ... De plus, elles possèdent des couples massiques très élevés, les rendant bien adaptés aux applications où l'encombrement et la masse sont d'importants critères, comme dans les applications embarquées.

Dans le paragraphe qui suit, nous proposons de décrire succinctement la constitution de ce type d'actionneurs.

5.1 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation (Fig. 1.10)

▪ Le stator :

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase. La figure (1.8) présente un exemple de bobinage statorique régulier à une seule voie par phase et deux paires de pôles.

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé. Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. L'isolation des bobines par rapport à la masse est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche. De plus amples détails sur les topologies et les technologies de bobinages sont largement développées dans [Sai01].

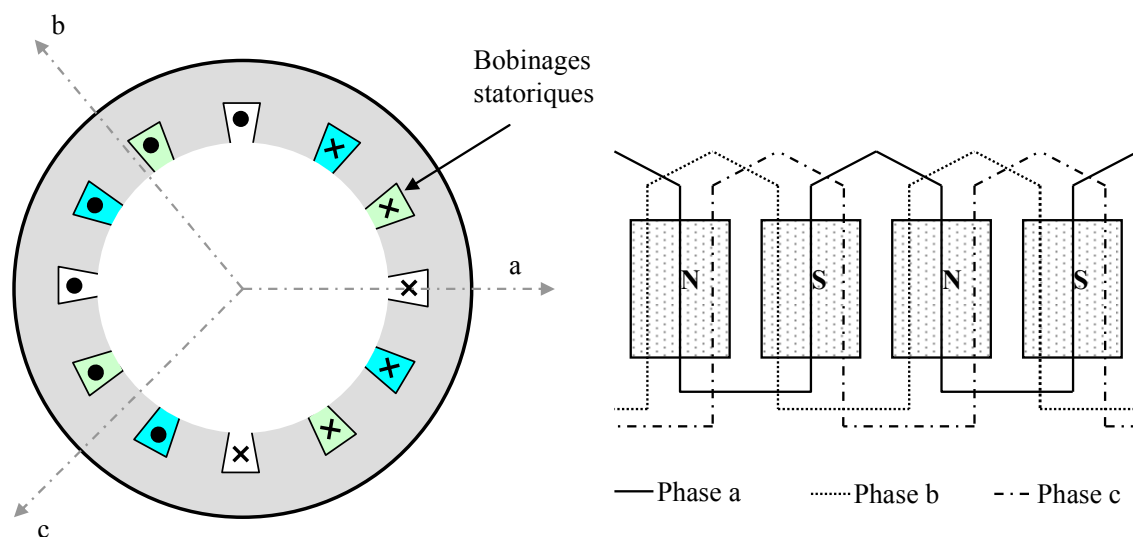


Fig. 1.9. Schéma de bobinages statoriques

▪ Le rotor :

Le rotor est quant à lui constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents sont des

matériaux magnétiques « durs », c'est-à-dire des matériaux qui, une fois aimantés, conservent leur aimantation à la température d'utilisation. Leurs propriétés magnétiques sont déterminées tout d'abord par les propriétés intrinsèques des composés qui les constituent. Elles dépendent aussi fortement de la microstructure du matériau liée au procédé de fabrication. Les aimants permanents peuvent être montés en surface ou insérés dans le rotor. Dans ce travail, on s'intéresse à la machine synchrone à aimants montés en surface (Fig. 1.10). La perméabilité des aimants permanents étant voisine de la perméabilité de l'air, on peut considérer que cette machine possède un entrefer large et constant. Dans ces conditions, la machine peut être considérée à pôles lisses.

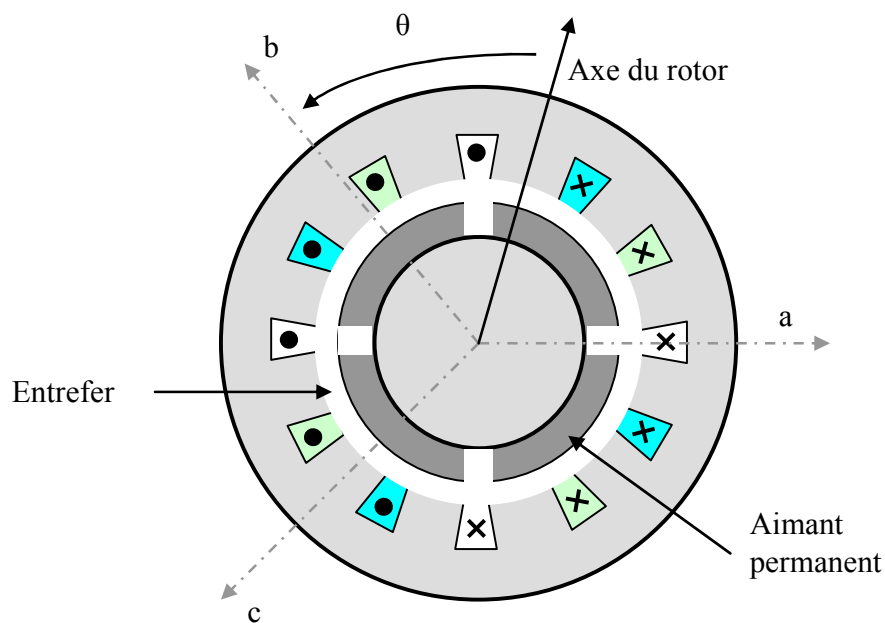


Fig. 1.10. Structure de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface

5.2 Importance de la surveillance des MSAP

Du fait de leurs qualités, les MSAP sont de plus en plus utilisées dans des applications critiques de hautes performances. Dans ce contexte, la détermination de leur état de santé prend une grande importance.

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

5.3 Objectifs du travail proposé

Comme nous l'avons vu précédemment, les techniques de diagnostic des défauts de court-circuit au stator des machines électriques peuvent être réalisées par de nombreuses méthodes faisant appel à des outils de traitement très différents.

Comme le montre la figure (1.11), le cœur de nos recherches concerne la définition et la mise en place d'algorithmes de surveillance / détection concernant uniquement les défauts électriques pouvant survenir au stator de ces machines. Nous essaierons, autant que possible, d'apporter également une information liée au diagnostic des défauts investigués et plus particulièrement concernant la criticité des défauts.

Nous ne traiterons pas des aspects décisionnels suivant l'étape de surveillance/diagnostic, ceux-ci sont fortement liés à la nature du système dans lequel s'insère la machine surveillée. De manière générale, si la défaillance est de niveau tolérable, on peut donner l'autorisation de faire fonctionner la machine en mode dégradé. Par une reconfiguration de la loi de commande, on permet alors à l'actionneur de poursuivre sa mission malgré la présence de la défaillance. Dans le cas contraire, il faut arrêter l'actionneur pour empêcher une dérive de la défaillance pouvant mener à des dégâts matériels importants et/ou des risques pour les personnes.

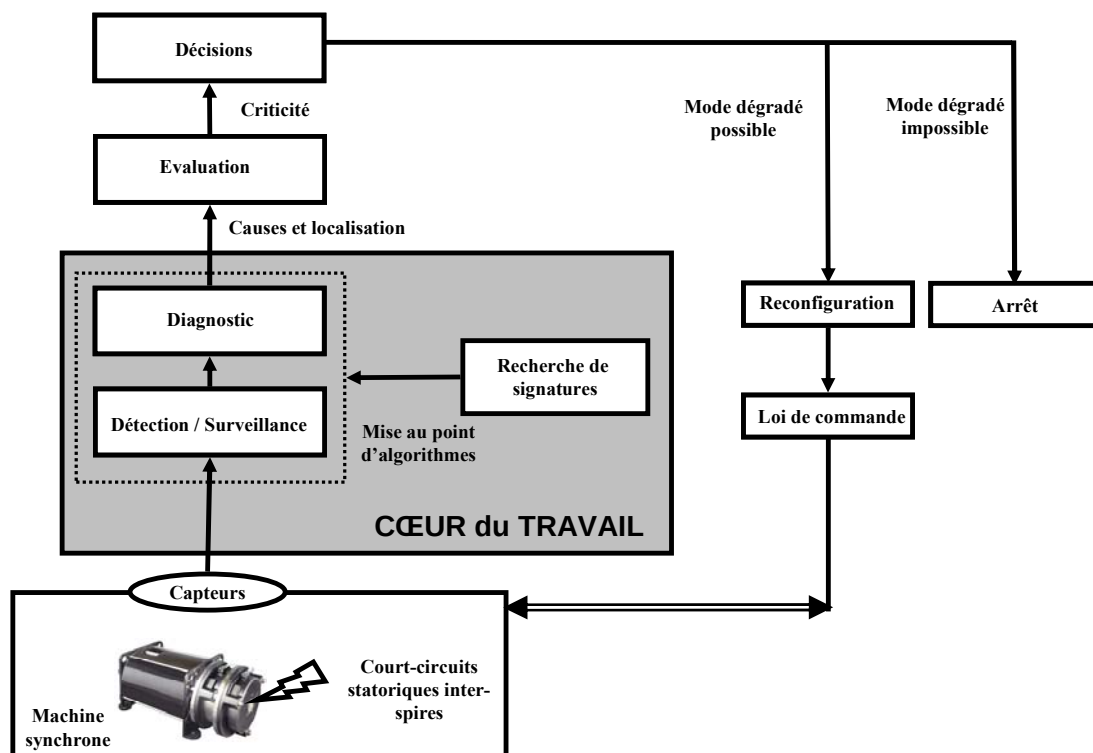


Fig. 1.11. Structure de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface

Nous focaliserons notre travail sur la mise au point d'algorithmes de détection basés sur une approche utilisant un modèle comportemental de la machine. L'objectif est de réaliser un suivi paramétrique en temps-réel de certains paramètres sensibles aux défauts investigués. Lors de l'apparition d'un défaut du bobinage statorique, nous étudierons dans quelle mesure les variations induites sur les paramètres estimés peuvent être exploitées pour fournir des informations pertinentes pour la surveillance de l'état de santé de la machine.

Alors que les algorithmes off-line traitent simultanément toutes les mesures recueillies sur le processus, l'algorithme récursif traite les mesures au fur et à mesure. Dès qu'un nouveau jeu de mesures prélevées sur le système est disponible, il est exploité par l'algorithme pour traitement. Les résultats de l'identification peuvent donc être instantanément utilisés pour prendre des décisions immédiates à partir des données traitées, sans devoir attendre de disposer de l'ensemble des mesures. Les défauts de court-circuit statorique étant des défauts à dégradations rapides (contrairement aux défauts mécaniques par exemple), nous avons tout intérêt à privilégier un algorithme le plus réactif possible.

Nous ferons pour cela appel à des méthodes d'identification récursives, qui seront plus précisément décrites dans les chapitres suivants. L'objectif est de réaliser un suivi temps-réel des paramètres électriques d'un modèle de la machine synchrone.

6. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, présenté des éléments génériques relatifs à la sûreté de fonctionnement dans les systèmes du Génie Electrique. Les machines électriques sont parmi les composants les plus répandus dans ces systèmes. Compte tenu des différents types de défaillances dont elles peuvent être victimes, les dispositifs de surveillance de leur état de santé présentent un intérêt tout particulier pour les fabricants et les exploitants.

Parmi les défaillances possibles, les défauts de court-circuit statorique ont plus spécifiquement été étudiés. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordés. Nous avons choisis de nous intéresser plus particulièrement dans ce travail aux défauts de court-circuit pouvant intervenir au stator des machines à aimants permanents.

Plusieurs méthodes de surveillance et de diagnostic relatifs à ce type de défauts ont également été évoquées. Nous nous sommes focalisés sur des méthodes basées sur une identification de certains paramètres de la machine, ces dernières étant les moins explorées dans le contexte de la surveillance et du diagnostic. De manière générale, lors de l'apparition d'un défaut, la topologie de la machine est modifiée ce qui implique l'apparition des signatures particulières sur certaines grandeurs physiques ou certains paramètres représentatifs de sa structure. L'extraction, l'exploitation et l'analyse de ces changements constituent le cœur même de la mise en place des algorithmes de détection auxquels nous nous intéressons.

Chapitre 2

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Sommaire

1. Modélisation de la MSAP par l'approche CEMC	25
1.1 Modélisation des aimants permanents.....	25
1.2 Modélisation de la MSAP saine.....	26
1.2.1 Principe de la modélisation par l'approche CEMC.....	26
1.2.2 Définition des inductances	26
1.2.3 Equations électriques au stator de la MSAP	28
1.2.4 Conversion électromagnétique de l'énergie	28
1.2.5 Structure du modèle	29
1.2.6 Système d'équation final.....	30
1.3 Modélisation de la MSAP en présence de défauts statoriques.....	33
1.3.1 Modélisation des défauts en courts circuits.....	33
1.3.2 Modification de la structure du modèle.....	34
1.3.3 Système d'équation final.....	36
1.4 Exploitation du modèle CEMC	39
1.4.1 Méthode de détermination des paramètres.....	39
1.4.2 Application à la machine d'étude.....	40
1.4.3 Résultats de simulation de modèle CEMC.....	44
2. Modélisation de la MSAP saine dans un repère diphasé.....	45
2.1 Modèle initial de la MSAP dans le repère triphasé.....	46
2.2 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park.....	48
2.2.1 Transformation de Concordia.....	48
2.2.2 Transformation de Park.....	49
2.2.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à flux orientés	50
2.2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à courants orientés	56
2.3 Validation des modèles en régime stationnaire.....	58
3. Conclusion	61

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à différentes approches de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents. Le choix d'un modèle doit s'effectuer en fonction d'objectifs spécifiques à atteindre. La modélisation peut être orientée vers la simulation comportementale, vers la mise au point d'algorithmes de commande ou encore vers la mise en place de dispositifs de surveillance et de diagnostic.

Par rapport au contexte de notre travail, nous allons nous intéresser plus particulièrement à deux aspects de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. La modélisation comportementale sera utilisée pour disposer d'un modèle adapté à la simulation

de défauts au stator des machines. Nous abordons donc tout d'abord la synthèse d'un modèle basé sur un ensemble d'hypothèses peu restrictives s'appuyant sur une description de la topologie constitutive et géométrique réelle de la machine sous la forme de circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). Ce modèle riche et flexible autorise des changements de topologie du bobinage statorique et permet de disposer d'une « expérimentation virtuelle » permettant de simuler le comportement d'une MSAP en présence de défauts statoriques. L'objectif de ce modèle n'est pas d'occulter le recours à l'expérimentation mais de disposer d'un outil spécifiquement orienté vers la détection et le diagnostic qui nous permettra d'éprouver et de mettre au point les algorithmes d'identification avant la phase d'expérimentation sur le banc de test.

La modélisation liée à la mise en place d'un dispositif de surveillance sera quant à elle abordée pour la recherche d'un modèle adapté à l'identification. On s'intéressera dans ce contexte à l'élaboration de modèles des MSAPs dans différents repères tournants de la famille des « repère de Park ». Cette modélisation s'appuie sur la projection des composants triphasés de la machine dans un repère tournant.

1. Modélisation de la MSAP par l'approche CEMC

L'approche de modélisation par circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC) repose sur une modélisation semi-analytique de la machine synchrone à aimants permanents. Cette méthode de modélisation est assez générique au sens où elle s'appuie sur une description des couplages électromagnétiques au sein de la machine en se basant sur la topologie géométrique et constitutive de la machine. Cette approche a déjà fait ses preuves pour la modélisation des machines asynchrones à cage d'écureuil [Dev02]. Elle a également été adaptée à la machine synchrone à aimants permanents dans [Abd05b]. Nous allons dans ce paragraphe présenter plus précisément ce modèle où la prise en compte des aimants permanents est réalisée, pour conserver la notion de couplage magnétique avec le stator, par l'emploi de bobines dites « fictives ».

1.1 Modélisation des aimants permanents

La modélisation des aimants consiste à considérer les aimants situés au rotor comme des circuits électriques équivalents, ce qui nous permettra par la suite de mettre en œuvre l'approche par circuits électriques magnétiquement couplés. On exploite un modèle ampérien qui permet d'identifier un aimant d'aimantation $\vec{M}$ à une distribution de courants fictifs (courants ampériens) constituée par :

- Une densité de courant surfacique $\vec{\sigma}$ sur une surface élémentaire $\vec{ds}$ représentée vectoriellement par sa normale normée par ds :

$$\vec{\sigma}ds = \vec{M} \wedge \vec{ds} \quad (2.1)$$

- Une densité de courants volumique $\vec{\rho}$ sur un volume (v) de la forme :

$$\vec{\rho} = r\vec{\otimes}t(\vec{M}) \quad (2.2)$$

On considère par exemple le cas d'un aimant de forme cylindrique, caractérisé par une aimantation constante $\vec{M}$ orientée selon l'axe Z. En appliquant les résultats précédents, on peut représenter cet aimant par une distribution de courant sur la surface latérale de l'aimant (figure 2.1), la densité des courants volumiques étant nulle. On peut donc remplacer cet aimant par une bobine fictive parcourue par un courant fictif i_f constant

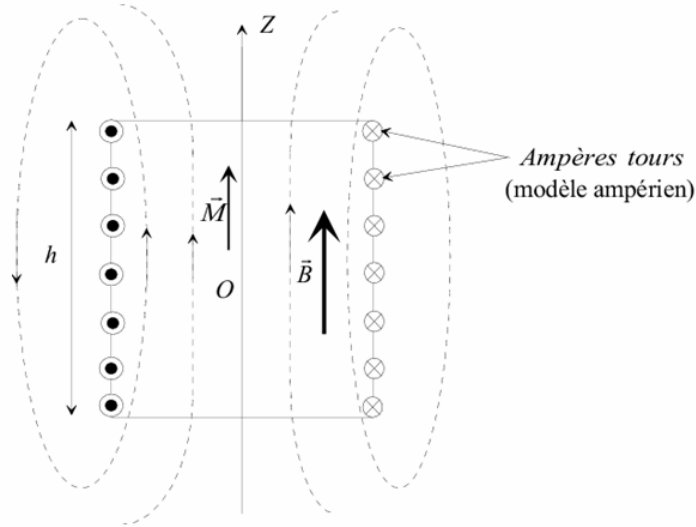


Fig. 2.1. Illustration du modèle ampérien pour un aimant de forme cylindrique

1.2 Modélisation de la MSAP en régime sain par approche CEMC

1.2.1 Principe de la modélisation par CEMC

La machine est constituée de n circuits électriques magnétiquement couplés qui représentent les enroulements statoriques, et de m circuits fictifs parcourus par des courants fictifs i_{ff} qui représentent les m briques d'aimants situées au rotor. On suppose ici que les circuits électriques magnétiquement couplés sont indéformables et fixes les uns par rapport aux autres. On suppose de plus qu'ils sont situés dans un milieu de perméabilité constante : on peut donc appliquer le principe de superposition.

Le flux total ϕ_k à travers le circuit k est considéré comme étant la somme de 3 termes :

Le premier terme constitue ce qu'on appelle le flux total propre du circuit k et il sera noté ϕ_{kk} , le second terme représente le flux total mutuel des circuits k et l noté ϕ_{kl} , le troisième terme représente le flux total mutuel des circuits k et du courant fictif j qu'on notera $\phi_{\beta j}$:

$$\phi_k = \phi_{kk} + \sum_{l=1}^n \phi_{kl} + \sum_{j=1}^m \phi_{\beta j} \quad \text{avec } l \neq k \quad (2.3)$$

1.2.2 Définition des inductances

L'inductance propre L_{kk} est le quotient du flux total propre ϕ_{kk} par le courant i_k . L'inductance mutuelle M_{kl} entre les circuits k et l est le quotient par le courant i_l du flux ϕ_{kl} créée par le

seul circuit l à travers les spires du circuit k . Enfin, l'inductance mutuelle fictive M_{kf} entre les circuits k et fl est le quotient par le courant i_f du flux ϕ_{kf} créée par le circuit fictif fl à travers les spires du circuit k . On obtient alors :

$$L_{mkk} = \frac{\phi_{mkk}}{i_k}, \quad L_{\beta kk} = \frac{\phi_{\beta kk}}{i_k}, \quad L_{kk} = \frac{\phi_{kk}}{i_k}, \quad M_{kl} = \frac{\phi_{kl}}{i_l}, \quad M_{\beta kl} = \frac{\phi_{\beta kl}}{i_l} \quad (2.4)$$

En ce qui concerne les n circuits électriques, les inductances mutuelles caractérisant l'effet du circuit l sur le circuit k et celui du circuit k sur le circuit l sont égales. On peut donc écrire : $M_{kl} = M_{lk}$

Forme matricielle :

Les inductances permettent d'exprimer chacun des n flux totaux à travers les n circuits en fonction des n courants réels et des m courants fictifs. Une mise sous forme matricielle est alors possible.

$$\phi_k = L_{kk} \cdot i_k + \sum_{l=1}^n M_{kl} \cdot i_l + \sum_{j=1}^m M_{\beta kj} \cdot i_{fj} \quad \text{avec } l \neq k \quad (2.5)$$

Dans le cadre de notre étude, nous avons repris le modèle développé dans [Abd06]. Les paramètres de cette machine sont donnés en Annexe C. Cette machine comporte un nombre de paires de pôles p égal à 2 et trois phases statoriques que l'on nomme a , b et c . Compte tenu de cette topologie, le rotor comporte 4 bobines fictives parcourues par des courants $[i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3} \ i_{f4}]$. Ces bobines sont couplées magnétiquement avec les phases du stator par l'intermédiaire de mutuelles regroupées dans la matrice $[M_f]$. Ainsi, la contribution des aimants rotoriques au flux reçu par le stator peut s'écrire suivant la relation (2.6).

$$[\Phi_f] = \begin{bmatrix} M_{s_a f1} & M_{s_a f2} & M_{s_a f3} & M_{s_a f4} \\ M_{s_b f1} & M_{s_b f2} & M_{s_b f3} & M_{s_b f4} \\ M_{s_c f1} & M_{s_c f2} & M_{s_c f3} & M_{s_c f4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \\ i_{f4} \end{bmatrix} = [M_f] \cdot [I_f] \quad (2.6)$$

Où : $[M_f]$ la matrice mutuelle fictive et $[I_f]$ le vecteur des courants fictifs dus aux aimants.

En notant $[\Phi_s]$ le vecteur flux statorique, $[L_s]$ la matrice des inductances propres et $[I_s]$ le vecteur courant statorique, on peut écrire le flux total reçu au stator sous forme matricielle :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_f] \cdot [I_f] \quad (2.7)$$

La matrice $[L_s]$ (voir équation 2.8) fait apparaître les inductances propres $L_{s_a s_a}$, $L_{s_b s_b}$ et $L_{s_c s_c}$ des phases statoriques. Elles se décomposent en la sommes des inductances magnétisantes $L_{ms_a s_a}$, $L_{ms_b s_b}$ et $L_{ms_c s_c}$ et des inductances de fuites $L_{fs_a s_a}$, $L_{fs_b s_b}$, $L_{fs_c s_c}$. Les termes de mutuelles $M_{s_x s_y}$ représentent quant à eux les couplages magnétiques entre les différentes phases du stator.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s_a s_a} & M_{s_a s_b} & M_{s_a s_c} \\ M_{s_b s_a} & L_{s_b s_b} & M_{s_b s_c} \\ M_{s_c s_a} & M_{s_c s_b} & L_{s_c s_c} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_{s_a s_a} = L_{ms_a s_a} + L_{fs_a s_a} \\ L_{s_b s_b} = L_{ms_b s_b} + L_{fs_b s_b} \\ L_{s_c s_c} = L_{ms_c s_c} + L_{fs_c s_c} \end{cases} \quad (2.8)$$

1.2.3 Equations électriques au stator de la MSAP

Compte tenu de la définition précédente des flux, le système d'équations électriques de la machine peut s'écrire :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (2.9)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{s_a} & v_{s_b} & v_{s_c} \end{bmatrix}^t : \text{vecteur de tensions statoriques} \quad (2.10)$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{s_a} & i_{s_b} & i_{s_c} \end{bmatrix}^t : \text{vecteur de courants statoriques} \quad (2.11)$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{s_a} & \phi_{s_b} & \phi_{s_c} \end{bmatrix}^t : \text{vecteur de flux totales au stator} \quad (2.12)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{s_a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s_b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s_c} \end{bmatrix} : \text{matrice des résistances statoriques} \quad (2.13)$$

1.2.4 Conversion électromagnétique de l'énergie

■ Bilan énergétique

La MSAP est un système électromécanique assurant une conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire de champs magnétiques. L'expression du couple est basée sur la variation de la coénergie magnétique notée dW_{comag} en ne perdant pas de vue qu'il existe, en l'absence d'énergie électrique absorbée, une coénergie magnétique W_{comag0} stockée dans la machine et due à la présence des aimants.

■ Coénergie magnétique

La variation de coénergie magnétique s'écrit :

$$dW_{comag} = \sum_{k=a,b,c} (\phi_{sk} \cdot di_{sk}) + dW_{comag0} \Rightarrow W_{comag} = \int_{0,0,0}^{i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}} \left[\sum_{k=a,b,c} (\phi_{sk} \cdot di_{sk}) + dW_{comag0} \right] \quad (2.14)$$

▪ Couple électromagnétique

En effectuant un bilan d'énergie, on montre que le couple électromagnétique est égal à la dérivée partielle de la coénergie magnétique par rapport à la position.

$$C_{em} = \frac{\partial W_{comag}}{\partial \theta} \quad (2.15)$$

En utilisant la relation (2.14), on a :

$$C_{em} = \frac{\partial W_{comag0}}{\partial \theta} + [I_s^t] \frac{\partial [M_f]}{\partial \theta} [I_f] + \frac{1}{2} [I_s^t] \frac{\partial [L_s]}{\partial \theta} [I_s] \quad (2.16)$$

A partir de l'expression (2.16) du couple électromagnétique, on peut distinguer trois termes:

- Le premier terme correspond au couple de détente qui existe en l'absence de tout courant dans les enroulements. Il découle d'une variation du flux produit par les aimants avec la position du rotor en raison de la présence au stator de pièces magnétiques ne présentant pas une symétrie de révolution suivant l'axe de rotation. La contribution de ce couple est négligée dans cette étude.
- Le second terme provient d'une interaction des courants circulant dans les enroulements statoriques avec les flux induits dans ces enroulements par les aimants rotoriques.
- Le troisième terme désigne le couple de réluctance qui correspond à des termes associés aux courants circulants dans les enroulements du stator en raison des variations, avec la position du rotor, des inductances propres et mutuelles de ces enroulements, suite à la présence au rotor de pièces magnétiques n'ayant pas une symétrie de révolution autour de l'axe de rotation. La machine étudiée étant considérée à pôles lisses, les inductances de magnétisation et les inductances mutuelles des phases statoriques sont constantes. Ce couple est par conséquent nul.

L'expression du couple peut donc s'écrire :

$$C_{em} = [I_s^t] \frac{\partial [M_f]}{\partial \theta} [I_f] \quad (2.17)$$

1.2.5 Structure du modèle

A ce stade du développement on introduit les équations mécaniques. Nous appelons C_{charge} le couple de charge sur l'arbre de la machine. Le principe fondamental de la dynamique appliqué au rotor s'écrit :

$$J_{inertie} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_{frottement} \cdot \Omega = C_{em} - C_{charge} \quad (2.18)$$

La position et la vitesse de rotation du rotor sont liées par la relation suivante :

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (2.19)$$

À partir de l'ensemble des équations (2.7), (2.9), (2.16), (2.18), (2.19) on propose finalement une synthèse des équations natives de la MSAP:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_f] \cdot [I_f] \\ C_{em} = [I_s^t] \frac{\partial [M_f]}{\partial \theta} [I_f] \\ J_{inertie} \frac{d\Omega}{dt} + f_{frottement} \Omega = C_{em} - C_{charge} \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{cases} \quad (2.20)$$

1.2.6 Système d'équation finale

A ce stade de l'étude, le système d'équations natives est complètement déterminé et ce dernier pourrait alors être résolu numériquement dans le but d'observer l'évolution temporelle des différentes grandeurs. En réalité les machines électriques sont souvent couplées en étoile ou en triangle. Ces couplages imposent des nouvelles contraintes sur la topologie finale du réseau électrique à résoudre.

▪ Modélisation de l'onduleur et du câble d'alimentation

Qu'elle soit couplée en étoile ou en triangle, nous considérons que la machine est reliée à un onduleur par un câble triphasé. Le point neutre n'étant pas toujours disponible sur la machine, nous adaptons une topologie à neutre non relié. Nous choisissons pour l'onduleur une structure à trois sources de tensions indépendantes, comme illustré sur la figure 2.2. Nous modélisons donc chaque bras de l'onduleur par une source de tension dont la valeur est imposée par la commande. De plus, si la machine est éloignée de l'onduleur (plusieurs dizaines de mètres), il est possible d'ajouter les inductances et les résistances des trois conducteurs du câble d'alimentation.

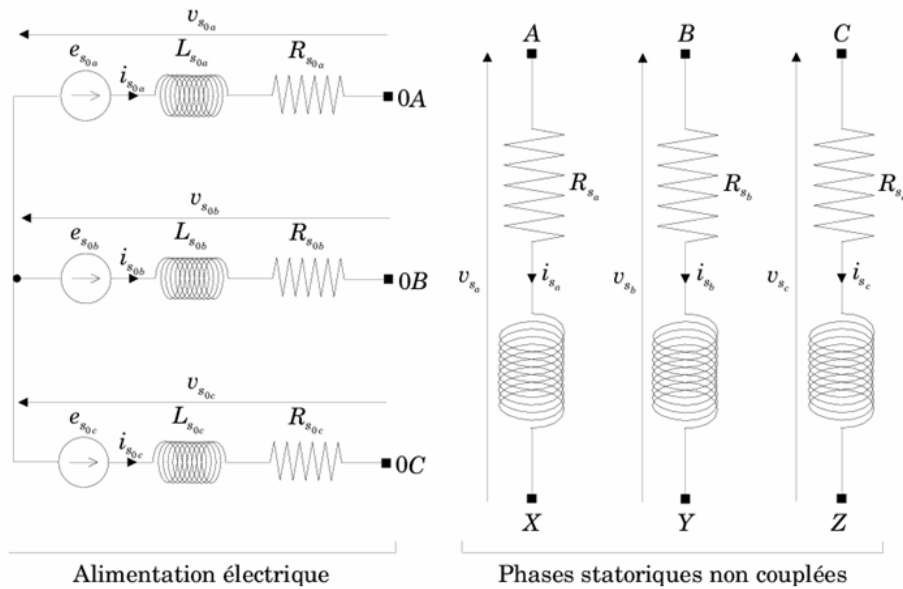


Fig. 2.2. Modélisation de l'onduleur

On regroupe dans le vecteur $[E_{s0}]$ les sources de tensions indépendantes :

$$[E_{s0}] = [e_{s0_a} \quad e_{s0_b} \quad e_{s0_c}]^t \quad (2.21)$$

On regroupe dans le vecteur $[I_{s0}]$ les courants de lignes :

$$[I_{s0}] = [I_{s0_a} \quad I_{s0_b} \quad I_{s0_c}]^t \quad (2.22)$$

On regroupe dans la matrice diagonale $[R_{s0}]$ les résistances de lignes :

$$[R_{s0}] = \begin{bmatrix} R_{s0_a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s0_b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s0_c} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

On regroupe enfin dans la matrice diagonale $[L_{s0}]$ les inductances de lignes :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0_a} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s0_b} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0_c} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

▪ Couplage en étoile des phases statoriques

En fixant le mode de couplage des phases statoriques, nous déterminons la topologie finale du réseau électrique associé au stator. Pour aboutir au système d'équations final intégrant le couplage, il suffit d'appliquer une méthode de résolution des réseaux électriques [Fel81].

L'interconnexion de l'alimentation électrique et des phases statoriques selon un couplage en étoile est présentée à la figure 2.3. On remarque que le circuit est constitué de trois branches et de deux nœuds. Les trois branches découpent le circuit en deux boucles auxquelles on associe deux courants de boucles statoriques j_{s_1} , j_{s_2} que l'on oriente conformément à la figure 2.3. On désigne par $[J_s]$ le vecteur regroupant les courants de boucles statoriques :

$$[J_{s_s}] = \begin{bmatrix} j_{s_1} \\ j_{s_2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

On exprime les trois courants de branches statoriques en fonction des deux courants de boucles statoriques par l'intermédiaire d'une matrice de connexion statorique $[D_{s_s}]$ de dimension 3×2 :

$$[I_{s0}] = [I_s] = [D_{s_s}] \cdot [J_s] \quad \text{Avec : } [D_{s_s}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

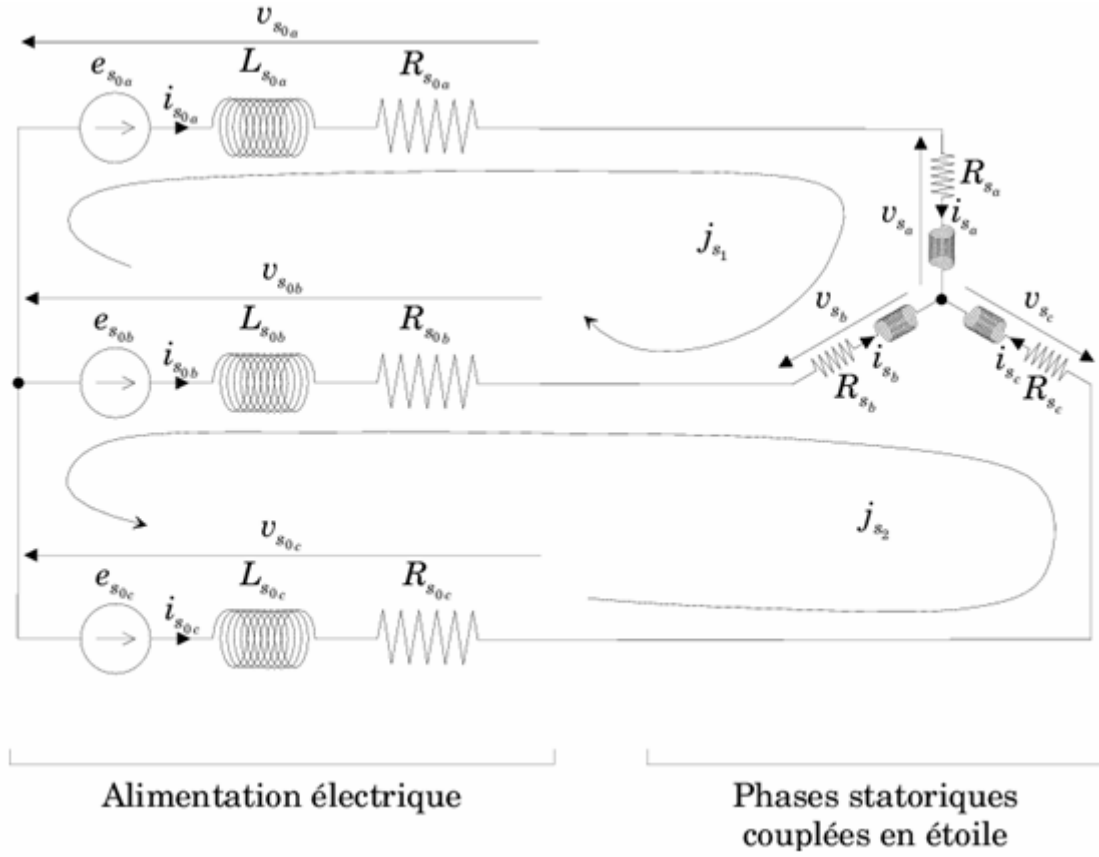


Fig. 2.3. Alimentation électrique et phases statoriques couplées en étoile

D'un point de vue rotorique, on peut considérer les différents courants fictifs rotoriques comme des courants de boucle qu'on note $[J_{f_*}]$:

$$[J_{f_*}] = [I_f] = [j_{f1} \quad j_{f2} \quad j_{f3} \quad j_{f4}]^t \quad (2.27)$$

À partir des équations précédentes, on peut exprimer les tensions de branches statoriques en fonction des courants de boucles statoriques par l'écriture des équations de constitution aux bornes de chacune de ces branches. En utilisant la loi de Kirchhoff des tensions et en fusionnant par blocs les équations statoriques, on aboutit à une équation synthétique du réseau électrique complet.

Par souci de notation, on introduit le vecteur $[E_*]$ regroupant les sources des tensions indépendantes :

$$[E_*] = [E_{s0}] \quad (2.28)$$

On introduit la matrice globale des résistances $[R_*]$ de dimensions 3×3 :

$$[R_*] = [R_s] + [R_{s0}] \quad (2.29)$$

On introduit la matrice des inductances statoriques $[L_*]$ de dimensions 3×3 :

$$[L_*] = [L_s] + [L_{s0}] \quad (2.30)$$

En considérant les matrices rassemblées par blocs, l'équation finale du réseau électrique complet, exprimé en fonction des courants de boucles, s'écrit alors :

$$\underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [R_*] \cdot [D_{s_*}]}_{[\mathfrak{R}_*]} \cdot [J_{s_*}] + \frac{d}{dt} \left(\underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [L_*] \cdot [D_{s_*}]}_{[\mathfrak{S}_*]} \cdot [J_{s_*}] + \underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [M_f]}_{[M_*]} \cdot [J_{f_*}] \right) - \underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [E_*]}_{[E_*]} = [0]_{(2 \times 1)} \quad (2.31)$$

En introduisant des variables synthétiques, on peut écrire à nouveau cette équation :

$$[\mathfrak{R}_*] \cdot [J_{s_*}] + \frac{d}{dt} ([\mathfrak{S}_*] \cdot [J_{s_*}] + [M_*] \cdot [J_{f_*}]) = [E_*] \quad (2.32)$$

En développant la dérivée temporelle contenue dans cette équation, on obtient :

$$\left([\mathfrak{R}_*] + \Omega \cdot \left(\frac{\partial [\mathfrak{S}_*]}{\partial \theta} \right) \right) \cdot [J_{s_*}] + \Omega \cdot \frac{\partial [M_*]}{\partial \theta} \cdot [J_{f_*}] + [\mathfrak{S}_*] \cdot \frac{d[J_{s_*}]}{dt} = [E_*] \quad (2.33)$$

Le système d'équations natives a donc été entièrement transformé pour prendre en compte l'interconnexion de l'alimentation électrique et des phases statoriques couplées en étoile. En résumé, on aboutit au système d'équation dynamique suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d[J_{s_*}]}{dt} = [\mathfrak{S}_*]^{-1} \cdot \left[[E_*] - \left([\mathfrak{R}_*] + \Omega \cdot \left(\frac{\partial [\mathfrak{S}_*]}{\partial \theta} \right) \right) \cdot [J_{s_*}] - \Omega \cdot \frac{\partial [M_*]}{\partial \theta} \cdot [J_{f_*}] \right] \\ C_{em} = [J_{s_*}]^T \frac{\partial [M_*]}{\partial \theta} [J_{f_*}] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_{inertie}} \cdot (C_{em} - f_{frottement} \cdot \Omega - C_{charge}) \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{array} \right. \quad (2.34)$$

1.3 Modélisation de la MSAP en présence de défauts statoriques

1.3.1 Modélisation des défauts de courts circuits

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent, les défauts de court-circuits statoriques apparaissent nativement sous la forme de court-circuit entre spires dégénérant par la suite en court-circuits entre phases, court-circuits entre phase et neutre, ... C'est la raison pour laquelle nous nous limitons dans ce travail à la défaillance initiatrice.

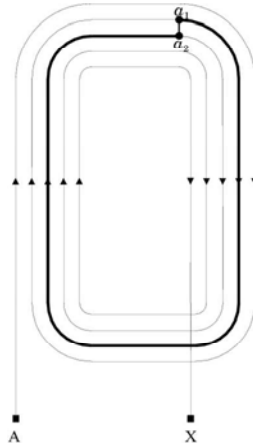


Fig. 2.4. Bobine élémentaire avec une spire en court circuit

On représente sur la figure 2.4 une bobine élémentaire dont les conducteurs d'entrée et de sortie sont respectivement notés A et X. L'aller et le retour de cette bobine composée de cinq spires en série sont placés dans deux encoches statoriques distinctes. On suppose ensuite l'apparition d'un court-circuit des conducteurs aux points de contact a_1 et a_2 entre la deuxième et la troisième spire de la bobine considérée. Cette dernière est alors composée de quatre spires en série et d'une spire en court-circuit représentée en gras sur la figure 2.4. En conclusion, lors de l'occurrence d'un court-circuit des conducteurs entre spires, la bobine concernée comporte un nombre réduit de spires et elle produit par conséquent une force magnétomotrice diminuée ; une boucle dite de « court-circuit » est de plus créée.

1.3.2 Modification de la structure du modèle

On vient de voir que l'occurrence d'un court-circuit entraîne une modification des circuits électriques équivalents des phases statoriques. Si ce court-circuit apparaît au sein de la phase statorique s_a , on propose la modification présentée à la figure 2.5. Deux nouvelles branches notées respectivement s_d et $s_{contact}$ sont introduites. La branche s_d représente les spires en court-circuit. Celle-ci est couplée magnétiquement avec l'ensemble des phases statoriques et des bobines fictives rotoriques et on lui associe la résistance R_{s_d} .

La branche $s_{contact}$ relie les points de contact a_1 et a_2 où se produit le court-circuit ; celle-ci n'est pas couplée magnétiquement avec l'ensemble des phases statoriques et des bobines fictives rotoriques et on lui associe la résistance $R_{s_{contact}}$. Ce dernier paramètre constitue un degré de liberté permettant d'introduire le court-circuit. En effet, si on affecte une valeur assez grande à cette résistance, le courant $i_{s_{contact}}$ circulant dans la branche $s_{contact}$ sera faible et la phase statorique s_a retrouve sa configuration nominale ; si on affecte une valeur nulle à cette résistance, on provoque un court-circuit franc des conducteurs entre spires.

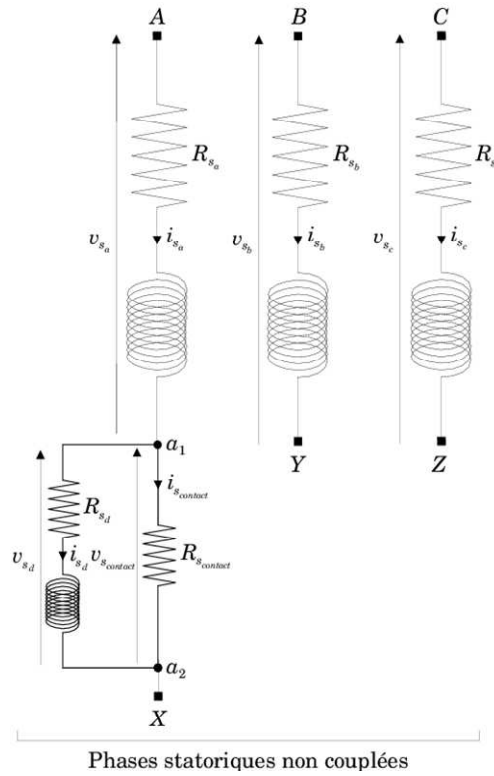


Fig. 2.5. Modification des circuits électriques équivalents des phases statoriques

Equations natives

Cette altération de la configuration des circuits électriques équivalents nécessite la formulation de nouvelles équations natives.

On regroupe dans le vecteur $[V_s]$ les tensions différentes branches :

$$[V_s] = [v_{s_a} \quad v_{s_b} \quad v_{s_c} \quad v_{s_d} \quad v_{s_{contact}}]^t \quad (2.35)$$

On regroupe dans le vecteur $[I_s]$ les courants de branches :

$$[I_s] = [i_{s_a} \quad i_{s_b} \quad i_{s_c} \quad i_{s_d} \quad i_{s_{contact}}]^t \quad (2.36)$$

On regroupe dans le vecteur $[\Phi_s]$ les flux totaux:

$$[\Phi_s] = [\phi_{s_a} \quad \phi_{s_b} \quad \phi_{s_c} \quad \phi_{s_d} \quad \phi_{s_{contact}}]^t \quad (2.37)$$

On regroupe dans la matrice diagonale $[R_s]$ de dimension 5×5 les différentes résistances :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sb} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s_{contact}} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Il reste maintenant à définir les inductances du modèle en tenant compte des modifications topologiques introduites par le court-circuit. Hormis la branche de contact, celles-ci sont toujours magnétiquement couplées entre elles mais également avec les boucles rotoriques.

On introduit la matrice des inductances $[L_s]$ de dimension 5×5 :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s_a s_a} & M_{s_a s_b} & M_{s_a s_b} & M_{s_a s_d} & 0 \\ M_{s_b s_a} & L_{s_b s_b} & M_{s_b s_c} & M_{s_b s_d} & 0 \\ M_{s_c s_a} & M_{s_c s_b} & L_{s_c s_c} & M_{s_c s_d} & 0 \\ M_{s_d s_a} & M_{s_d s_b} & M_{s_d s_c} & L_{s_d s_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_{s_a s_a} = L'_{ms_a s_a} + L'_{fs_a s_a} \\ L_{s_b s_b} = L_{ms_b s_b} + L_{fs_b s_b} \\ L_{s_c s_c} = L_{ms_c s_c} + L_{fs_c s_c} \\ L_{s_d s_d} = L_{ms_d s_d} + L_{fs_d s_d} \end{cases} \quad (2.39)$$

On peut ensuite introduire la matrice des inductances mutuelles stator/rotor. On reprend les notations précédemment introduites concernant les bobines fictives rotoriques. La matrice $[M_f]$ est de dimension 5×4 :

$$[M_f] = \begin{bmatrix} M'_{s_a f_1} & M'_{s_a f_2} & M'_{s_a f_3} & M'_{s_a f_4} \\ M_{s_b f_1} & M_{s_b f_2} & M_{s_b f_3} & M_{s_b f_4} \\ M_{s_c f_1} & M_{s_c f_2} & M_{s_c f_3} & M_{s_c f_4} \\ M_{s_d f_1} & M_{s_d f_2} & M_{s_d f_3} & M_{s_d f_4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Les équations natives s'obtiennent de manière identique au cas sain.

1.3.3 Système d'équation finale

L'interconnexion de l'alimentation électrique et des phases statoriques selon un couplage en étoile est présenté à la figure 2.6. Le réseau électrique comporte alors cinq branches et trois nœuds. Ces cinq branches découpent le circuit en trois boucles et on choisit comme boucles fondamentales ces trois boucles. On leur associe trois courants de boucles statoriques j_{s_1} , j_{s_2} et j_{s_3} que l'on oriente conformément à la figure 2.6.

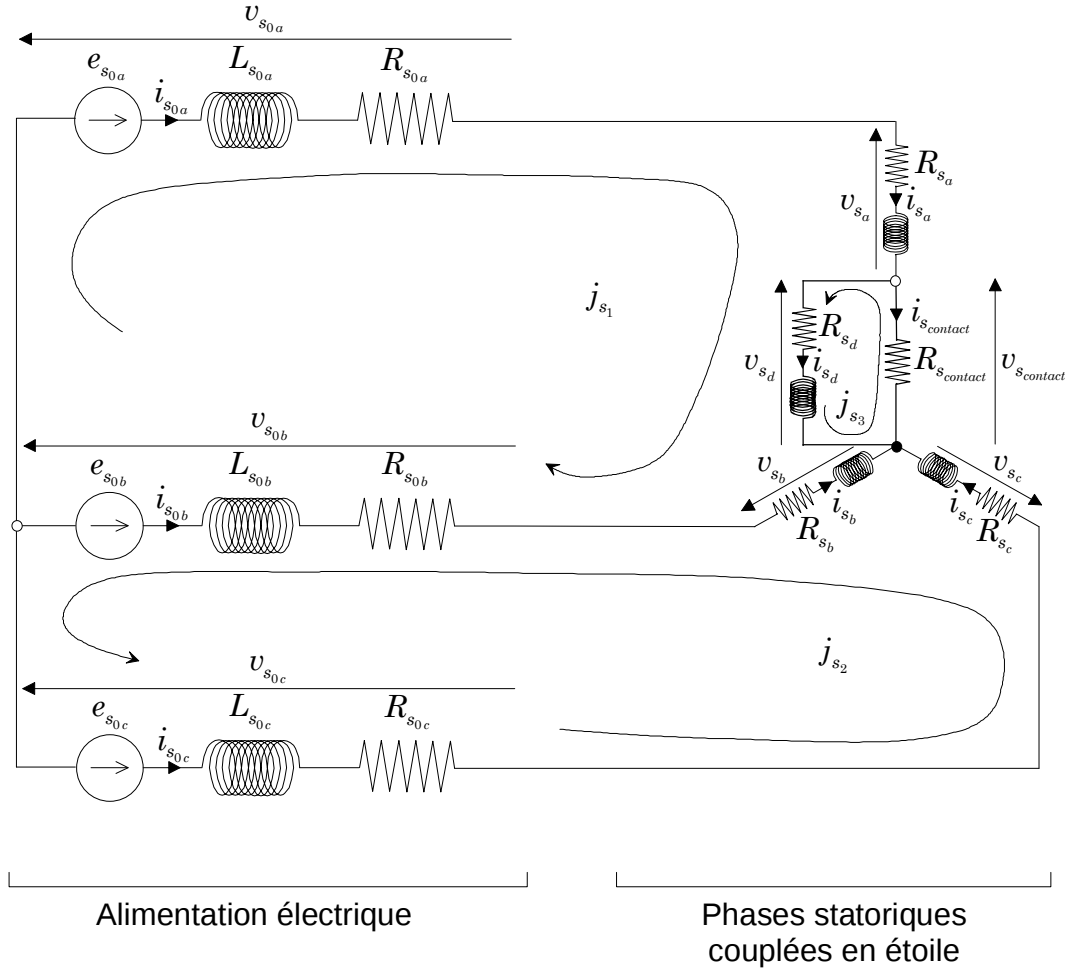


Fig. 2.6. Alimentation et phases statoriques couplées en étoile en présence d'un court-circuit entre spires

On regroupe dans le vecteur $[J_{s_*}]$ les courants de boucles statoriques :

$$[J_{s_*}] = \begin{bmatrix} j_{s1} \\ j_{s2} \\ j_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

On exprime les cinq courants de branches en fonction des trois courants de boucles statoriques par l'intermédiaire de la matrice de connexion statorique $[D_{s_*}]$:

$$\begin{bmatrix} [I_{s0}] \\ i_{s_d} \\ i_{s_{contact}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I_s] \\ i_{s_d} \\ i_{s_{contact}} \end{bmatrix} = [D_{s_*}] \cdot [J_{s_*}] \quad (2.42)$$

Avec :

$$[D_{s_*}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

On regroupe dans le vecteur $[E_*]$ les sources de tensions indépendantes :

$$[E_*] = \begin{bmatrix} [E_{s_0}] \\ [0]_{(2 \times 1)} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

On introduit la matrice globale des résistances $[R_*]$ de dimensions (5×5) :

$$[R_*] = \begin{bmatrix} [R_{s_0}] & [0]_{(3 \times 2)} \\ [R_s] & [0]_{(2 \times 3)} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

On introduit la matrice globale des inductances $[L_*]$ de dimension (5×5) :

$$[L_*] = \begin{bmatrix} [L_{s_0}] & [0]_{(3 \times 2)} \\ [L_s] & [0]_{(2 \times 3)} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Grâce à la définition par blocs précédente, l'équation finale du réseau électrique complet, exprimée en fonction des courants de boucles, s'écrit :

$$\underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [R_*] \cdot [D_{s_*}]}_{[\mathfrak{R}_*]} \cdot [J_{s_*}] + \frac{d}{dt} \left(\underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [L_*] \cdot [D_{s_*}]}_{[\mathfrak{L}_*]} \cdot [J_{s_*}] + \underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [M_f]}_{[M_*]} \cdot [J_f] \right) - \underbrace{[D_{s_*}]^T \cdot [E_*]}_{[E_*]} = [0]_{(2 \times 1)} \quad (2.47)$$

En introduisant des variables synthétiques, on peut écrire à nouveau cette équation :

$$[\mathfrak{R}_*] \cdot [J_{s_*}] + \frac{d}{dt} ([\mathfrak{L}_*] \cdot [J_{s_*}] + [M_*] \cdot [J_f]) = [E_*] \quad (2.48)$$

En développant la dérivée temporelle contenue dans cette équation, on obtient :

$$\left([\mathfrak{R}_*] + \Omega \cdot \left(\frac{\partial [\mathfrak{L}_*]}{\partial \theta} \right) \right) \cdot [J_{s_*}] + \Omega \cdot \frac{\partial [M_*]}{\partial \theta} \cdot [J_f] + [\mathfrak{L}_*] \cdot \frac{d[J_{s_*}]}{dt} = [E_*] \quad (2.49)$$

Le système d'équation natives a donc été entièrement transformé pour prendre en compte l'interconnexion de l'alimentation électrique et des phases statoriques couplées en étoile. En résumé, on aboutit au système d'équation dynamique suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d[J_{s_*}]}{dt} = [\mathfrak{S}_*]^{-1} \cdot \left[[E_*] - \left([\mathfrak{R}_*] + \Omega \cdot \left(\frac{\partial [\mathfrak{S}_*]}{\partial \theta} \right) \right) \cdot [J_{s_*}] - \Omega \cdot \frac{\partial \mathbf{M}_*}{\partial \theta} \cdot [J_f] \right] \\ \\ C_{em} = [J_{s_*}]^T \frac{\partial [\mathbf{M}_*]}{\partial \theta} [J_f] \\ \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_{inertie}} \cdot (C_{em} - f_{frottement} \cdot \Omega - C_{charge}) \\ \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{array} \right. \quad (2.50)$$

1.4 Exploitation du modèle CEMC de la MASAP

La finesse des phénomènes physiques pris en compte dans le modèle va dépendre directement des hypothèses simplificatrices adoptées. On tente néanmoins d'imposer un minimum d'hypothèses restrictives afin d'aboutir à un modèle riche et flexible. Aucune hypothèse simplificatrice n'est réalisée concernant les propriétés générales de symétrie des machines étudiées. La topologie réelle des bobinages est par ailleurs respectée. On tient également compte de l'ouverture des encoches du stator et l'entrefer n'est donc pas supposé lisse. En vertu de ces hypothèses, une grande partie des variables d'espace est incluse dans le modèle. Parmi les hypothèses restrictives indispensables pour la construction du modèle, on suppose la perméabilité infinie du fer. Il n'y a donc ni saturation, ni hystérésis au sein de ce matériau. Tous les effets thermiques et capacitifs sont par ailleurs négligés.

1.4.1 Méthode de détermination des paramètres

Pour déterminer les paramètres de la machine nécessaires à la simulation du modèle, une description géométrique du bobinage statorique est réalisée. On considère pour cette description que les bobinages statoriques et les aimants permanents au rotor sont divisés en encoches élémentaires et indépendantes. Pour construire le bobinage complet de la machine, on procède par une mise en série de plusieurs spires pour obtenir une bobine dont l'aller et le retour sont placés dans deux encoches distinctes. Cette notion de bobine est fondamentale puisqu'elle constitue la brique de base du modèle. Les différentes bobines sont alors mises en série pour former des groupes de bobines. Ces groupes de bobines sont enfin mis en série pour former une phase statorique. Pour mener à bien ces calculs, des fonctions de description géométriques semi-analytiques appelés « fonction de tours » [Jok99] et « fonction de bobinages » [Dev02][Abd05] sont introduites. Les détails de calculs relatifs à ces fonctions sont exprimés dans l'annexe C. L'introduction d'un défaut au stator de la machine nécessite, par rapport à une topologie saine, de spécifier la localisation géométrique de ce court-circuit et de paramétrer le nombre de spires en court-circuit. Les fonctions de bobinages sont alors modifiées en conséquence pour intégrer la présence du défaut dans la topologie du bobinage.

Du point de vue de l'implantation informatique, nous utiliserons le logiciel MAPSuD (Modélisation des Machines à Aimants Permanents en vue de la Surveillance et de Diagnostic) [Ald05] développées au sein du laboratoire LAPLACE. Développé entièrement en langage C, ce logiciel permet à partir d'une description topologique et géométrique de la machine, de disposer des valeurs des différentes inductances mises en jeu dans la machine en

fonction de la position du rotor. Les inductances ainsi calculées par l'approche semi-analytique sont sauvegardées dans des fichiers pour une exploitation ultérieure au sein d'un simulateur comportemental de la machine.

1.4.2 Application à la machine d'étude

▪ Inductances magnétisantes et inductances mutuelles

Comme nous l'avons déjà évoqué, la machine étudiée est une machine à pôles lisses, ce qui implique que les inductances magnétisantes et les mutuelles statoriques soient constantes par rapport à la position angulaire du rotor. Pour notre machine, les inductances de magnétisation et les mutuelles des différentes phases statoriques pour une topologie saine valent :

$$L_{ms_a s_a} = L_{ms_b s_b} = L_{ms_c s_c} = 17.7 \text{ mH} \quad (2.51)$$

$$M_{s_a s_b} = M_{s_a s_c} = M_{s_b s_c} = -7.49 \text{ mH} \quad (2.52)$$

En présence d'un défaut, sur la phase s_a par exemple, les inductances magnétisantes sont bien évidemment à nouveau évaluées et se décomposent alors en un terme relatif à la partie saine de la phase $L'_{ms_a s_a}$ et un terme relatif à la partie défaillante de la phase $L_{ms_d s_d}$.

Les inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine sont quant à elles dépendantes de la position du rotor. A titre d'exemple, nous donnons sur la figure 2.7, pour une topologie saine, l'allure des inductances mutuelles et de leurs dérivées entre les phases du stator et la bobine fictive du rotor f_1 . On constate sur les dérivées des inductances la présence des harmoniques d'espace due à la prise en compte des encoches statoriques.

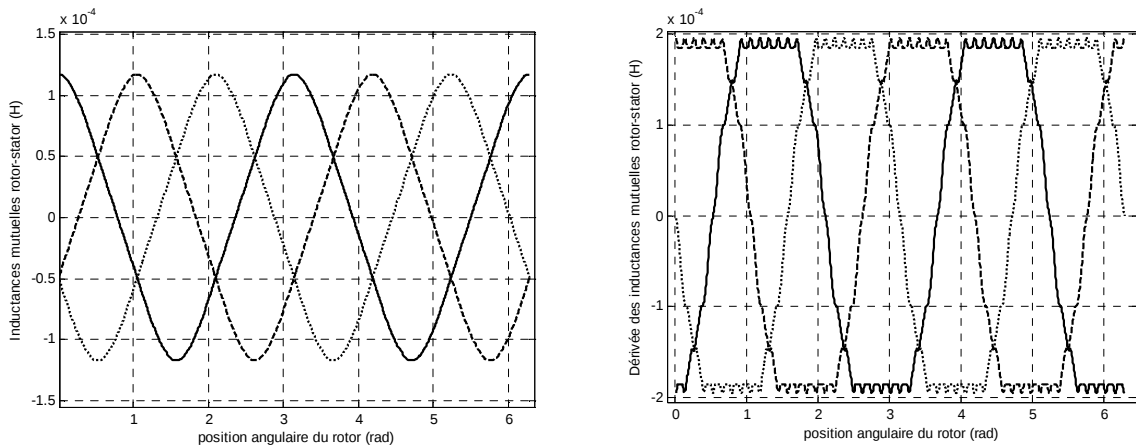


Fig. 2.7. Inductances mutuelles ($-M_{s_a f_1}$, $-M_{s_b f_1}$, $\dots M_{s_c f_1}$) et dérivées de inductances mutuelles ($-dM_{s_a f_1}$, $-dM_{s_b f_1}$, $\dots dM_{s_c f_1}$) entre les phases statoriques et une bobine fictive rotorique en absence de défauts

Sur la figure 2.8, un défaut de court-circuit de 12 spires est introduit sur la phase s_a . En conséquence, les mutuelles stator-rotor entre la phase s_a en défaut et la bobine fictive f_1 du rotor comportent dorénavant 2 termes : un terme relatif à la partie saine de la phase ($M'_{s_a f_1}$) et un terme relatif à la partie en défaut ($M_{s_d f_1}$). Les autres termes de mutuelles ($M_{s_b f_1}$ et $M_{s_c f_1}$) restent inchangés.

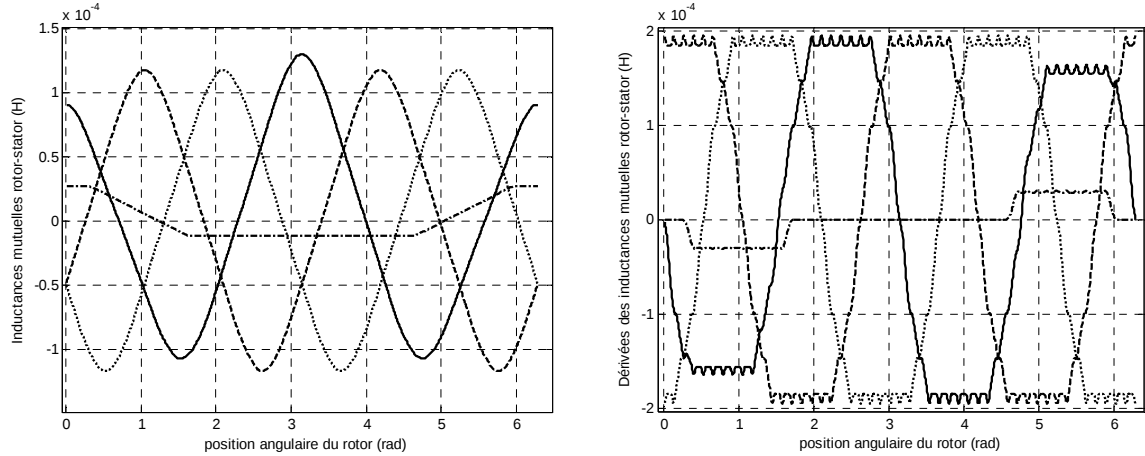


Fig. 2.8. Inductances mutuelles ($-M'_{saf1}$, $--M_{sbf1}$, $\dots M_{scfl}$, $-.- M_{sdf1}$) et dérivées de inductances mutuelles ($-dM'_{saf1}$, $--dM_{sbf1}$, $\dots dM_{scfl}$, $-.- dM_{sdf1}$) entre voies statoriques et une bobine fictive rotorique en cas de court-circuit de 12 spires sur la phase s_a

■ Inductances de fuites

Les inductances de fuites rendent compte, par définition, des flux de fuites qui ne participent pas directement à la conversion électromécanique de l'énergie. Concernant les machines synchrones à aimants permanents, seules les inductances de fuites statoriques seront prises en compte, les inductances de fuites rotoriques étant négligées.

Les flux de fuites comportent plusieurs termes selon la région de l'espace où ils se développent. On distinguera ici les flux de fuites d'encoches et d'extrémités. On associe à chacun de ces flux de fuites une inductance de fuites dont la valeur dépend de la géométrie de la zone concernée. On peut admettre que la valeur des inductances de fuites est très peu affectée par l'état magnétique et qu'elles demeurent en première approximation constantes quel que soit le régime de fonctionnement [Fog99].

■ Inductances de fuites d'encoches et de têtes de bobines

Le stator des machines électriques est souvent composé d'encoches dont la forme est assez générique. A partir d'expressions analytiques rappelées dans l'annexe C, on arrive à évaluer les inductances de fuites d'encoches et de têtes de bobines. L'application numérique de ces expressions analytiques pour la machine étudiée donne :

$$L_{f_{s_a s_a}}^{encoches} = L_{f_{s_b s_b}}^{encoches} = L_{f_{s_c s_c}}^{encoches} = 1.3 \text{ mH} \quad (2.53)$$

$$L_{f_{s_a s_a}}^{têtes} = L_{f_{s_b s_b}}^{têtes} = L_{f_{s_c s_c}}^{têtes} = 1.8 \text{ mH} \quad (2.54)$$

Dans les précédents travaux, ces valeurs ont été confrontées à celles issues du calcul numérique de champs et ont montrés une bonne cohérence. On note enfin qu'il existe d'autres termes de fuites statoriques, mais leur détermination est délicate. Dans notre approche, on se contentera de sommer les inductances de fuites d'encoches et de têtes de bobines pour chacune des phases statoriques s_a , s_b et s_c . On obtient finalement les inductances de fuites $L_{f_{s_a s_a}}$, $L_{f_{s_b s_b}}$ et $L_{f_{s_c s_c}}$ définitives. En sommant ces inductances de fuites avec les inductances magnétisantes, on obtient finalement les inductances propres $L_{s_a s_a}$, $L_{s_b s_b}$ et $L_{s_c s_c}$ de chacune des phases. En présence de défaut, nous considérons que ces inductances de fuites sont proportionnelles au carré du nombre de spires de la bobine considérée.

▪ Résistances statoriques

Les résistances des phases statoriques sont souvent obtenues à partir des données constructeur ou bien expérimentalement à partir d'essai en courant continu. Si on dispose de la longueur totale, du type de matériau utilisé et de la section des conducteurs statoriques, on peut éventuellement calculer analytiquement les résistances des phases statoriques [Abd05]. Pour une machine correspondant à la machine considérée, on obtient :

$$R_{s_a} = R_{s_b} = R_{s_c} = 1.1 \Omega \quad (2.55)$$

En présence de défaut, nous considérons que les résistances statoriques sont proportionnelles au nombre de spires.

▪ Implantation du modèle de simulation

La démarche complète liée à l'utilisation du modèle CEMC est décrite sur la figure 2.9. Une fois les paramètres du modèle calculés en fonction de la position du rotor (hors-ligne), il nous faut résoudre numériquement les équations du modèle pour déterminer l'évolution temporelle des différentes grandeurs.

Comme le montre la figure 2.10, le modèle est implanté dans l'environnement de simulation Matlab-Simulink®. Il est dans ce contexte associé à une alimentation électrique spécifique (source triphasée, alimentation carré, MLI, ...) et à une charge mécanique considérée ici comme un premier ordre. De plus, dans cet environnement de travail, nous pouvons adjoindre divers algorithmes de commande, ce qui nous permettra également de tester les méthodes d'identification en boucle ouverte et en boucle fermée.

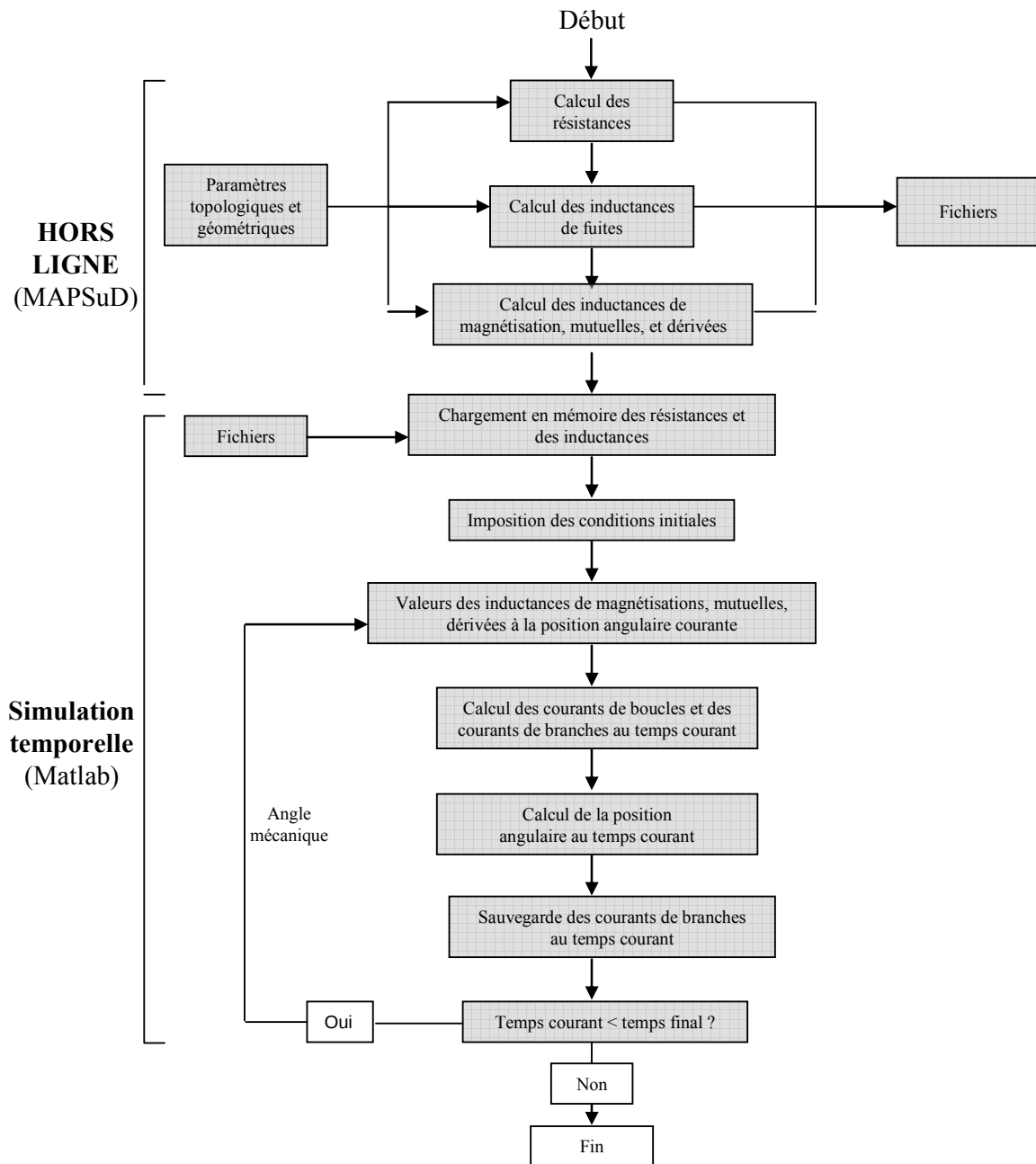


Fig. 2.9. Organigramme de calcul

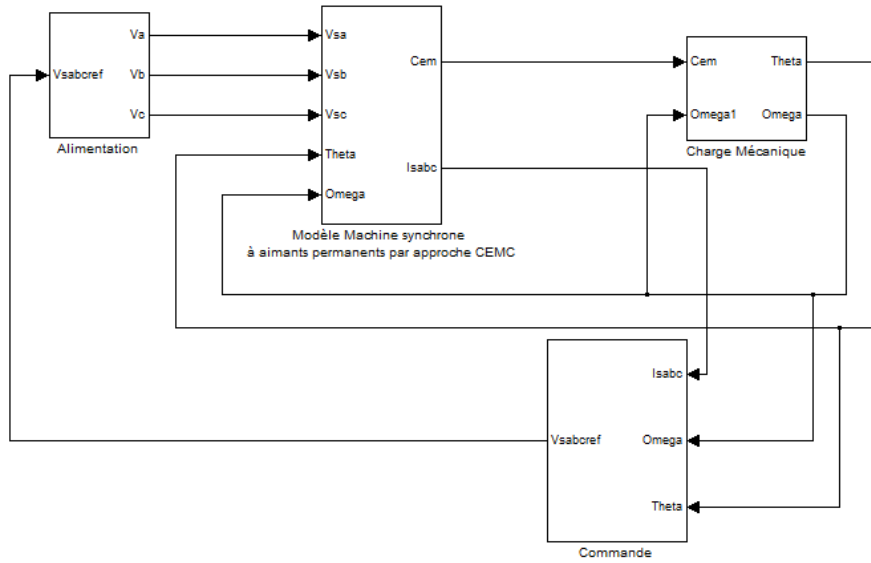
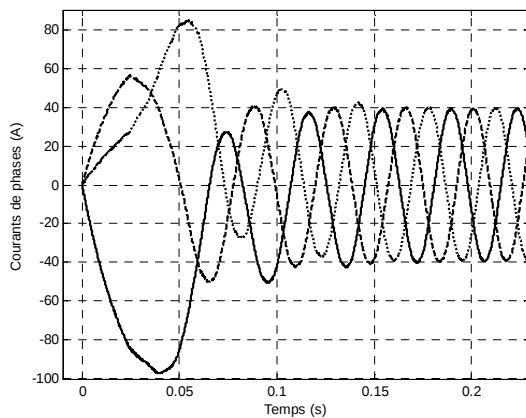


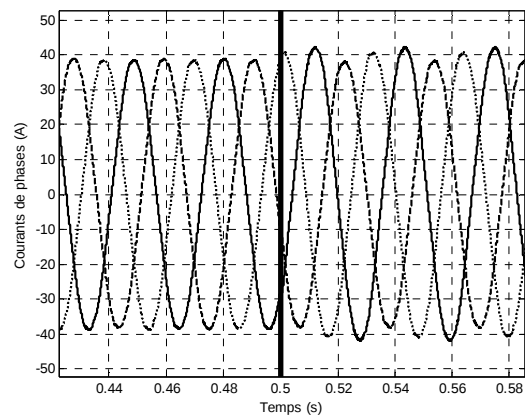
Fig. 2.10. Modèle CEMC sous l'environnement Matlab-Simulink

1.4.3 Résultats de la simulation du modèle CEMC

Nous donnons à titre d'exemple le résultat de la simulation du modèle pour un fonctionnement moteur en boucle ouverte. On applique une source d'alimentation sinusoïdale pure triphasée de 130V efficace. La figure (2.11a) montre les courants de phases issues de la résolution du système d'équations (2.40). Ils sont parfaitement équilibrés en absence de défaut. En exploitant le système d'équation (2.57), à l'instant $t=0.5s$, on déclenche le court-circuit franc de 12 spires sur la phase s_a (la phase comporte au total 152 spires soit pour ce cas 7.89% de spires en court-circuit). La figure (2.11b) montre le déséquilibre de courants de phases après l'occurrence du court-circuit.



(a) Cas sain



(b) Cas défaillant

 Fig. 2.11. Courants de phases $(-i_{s_a}, -i_{s_b}, \dots, i_{s_c})$ en cas sain et en présence d'un court-circuit de 12 spires

Notons que ce modèle nous permet également de visualiser le courant induit dans la boucle de court-circuit (figure 2.12).

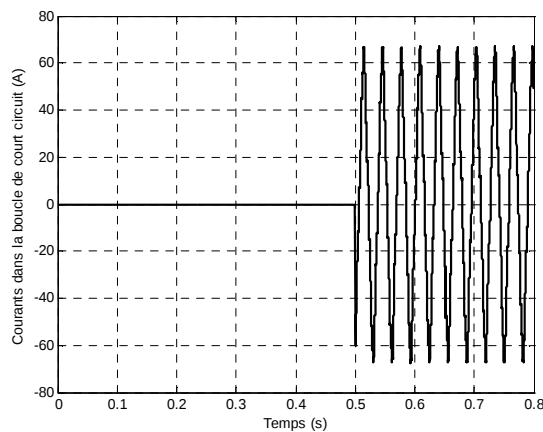


Fig. 2.12. Courants dans la boucle de court circuit

Grâce au modèle comportemental que nous avons implanté, nous disposons d'un outil nous permettant de simuler avec une grande finesse le comportement de la machine synchrone à aimants en présence de défaillances et lorsqu'elle est plongée dans un environnement complet incluant son alimentation, une charge mécanique et des algorithmes de contrôle. Ainsi, en parallèle à ce modèle, nous allons pouvoir implanter et tester les algorithmes récurrents d'identification que nous avons développé avec, à chaque instant, la possibilité d'introduire un défaut topologie du bobinage et d'apprécier le comportement des techniques d'identification proposées.

La suite du travail consiste maintenant à définir un second modèle de la machine synchrone à aimants permanents, mais dont les spécificités ne sont plus relatives à une description précise du comportement de la machine en régime de défaillances. Il s'agit de disposer d'un modèle orienté vers la détection de défauts et adapté aux techniques d'identification que nous souhaitons mettre en œuvre. Nous allons voir que la forme de ce modèle est très éloignée des techniques de modélisation mises en œuvre avec le modèle par CEMC. Nous avons choisi dans ce contexte des représentations basées sur des modèles diphasés de la machine synchrones. Nous allons préciser et détailler la construction et les spécificités de ces modèles.

2. Modélisation de la MSAP dans les repères diphasés

La modélisation de la MSAP dans les repères diphasés est déjà très utilisée pour établir des modèles compacts et adaptés à la synthèse des lois de la commande. La spécificité de la transformation permettant le passage du modèle triphasé classique à un modèle diphasé implique différentes structures des modèles. Nous allons dans cette partie présenter les principales approches de transformation triphasée-diphasée et tenterons de mettre en avant les particularités des modèles obtenus et leur adéquation avec la mise en place d'une procédure d'identification. Notons que dans cette étude, la modélisation de la MSAP n'est pas restreinte aux cas des machines à distribution de flux sinusoïdale mais intègre également les actionneurs à distribution non-sinusoïdale du flux.

2.1. Modèle initial de la MSAP dans le repère triphasé

Considérons tout d'abord un modèle triphasé classique de machine à aimants permanents montés en surface et à rotor lisse. La matrice $[L_s]$ des inductances propres et mutuelles des bobinages statoriques est donc une matrice qui ne dépend pas de la position du rotor. On considère que l'entrefer est constant et on négligera les effets de saturation magnétique. Dans ces conditions, on peut établir l'expression de l'équation électrique au stator sous la forme suivante :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{s_a} \\ v_{s_b} \\ v_{s_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s_a} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s_b} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_a} \\ i_{s_b} \\ i_{s_c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.56)$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{s_a} \\ \phi_{s_b} \\ \phi_{s_c} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{s_a} \\ i_{s_b} \\ i_{s_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{r_a} \\ \phi_{r_b} \\ \phi_{r_c} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\frac{d}{dt} [\Phi_s] = \frac{d}{dt} [[L_s][I_s] + [\Phi_r]] = \frac{d}{dt} [L_s][I_s] + \omega \frac{d}{d\theta_e} [\Phi_r] \quad (2.58)$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \omega \frac{d[\Phi_r]}{d\theta_e} \quad (2.59)$$

Dans l'hypothèse d'une variation sinusoïdale du flux en fonction de la position, on peut écrire :

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{r_a} \\ \phi_{r_b} \\ \phi_{r_c} \end{bmatrix} = \phi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \Rightarrow \frac{d}{d(\theta_e)} \begin{bmatrix} \phi_{r_a} \\ \phi_{r_b} \\ \phi_{r_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r_a}' \\ \phi_{r_b}' \\ \phi_{r_c}' \end{bmatrix} = -\phi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Dans l'hypothèse d'une variation non sinusoïdale du flux en fonction de la position, il est possible de décomposer le flux rotorique en série harmonique :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r_a}(\theta_e) = \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n \cos[n\theta_e + \varphi_n] \\ \phi_{r_b}(\theta_e) = \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n \cos[n\theta_e + \varphi_n'] \\ \phi_{r_c}(\theta_e) = \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n \cos[n\theta_e + \varphi_n''] \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Où : ϕ_n désigne l'amplitude de l'harmonique de rang n .

La figure 2.13 montre un exemple de répartition non sinusoïdale du flux lié aux aimants obtenu à partir du modèle CEMC. En pratique, on peut obtenir ce flux à partir de mesure des tensions à vide en fonctionnement génératrice.

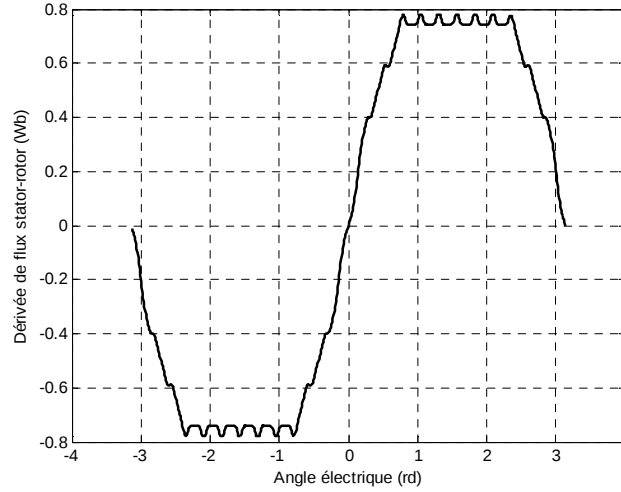


Fig. 2.13. Dérivée du flux induit par les aimants du rotor dans la phase 'a' du stator en fonction de la position électrique obtenue à partir du modèle CEMC

Avec ce modèle, le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_{em} = p(i_{s_a}\phi'_{r_a} + i_{s_b}\phi'_{r_b} + i_{s_c}\phi'_{r_c}) \quad (2.62)$$

En incluant les équations (2.59), (2.62) et les équations mécaniques, on obtient un système d'équations représentant la machine :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + [L_s]\frac{d}{dt}[I_s] + \omega\frac{d[\Phi_r]}{d\theta_e} \\ C_{em} = p(i_{s_a}\phi'_{r_a} + i_{s_b}\phi'_{r_b} + i_{s_c}\phi'_{r_c}) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_{inertie}} (C_{em} - f_{frottement} \Omega - C_{charge}) \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{cases} \quad (2.63)$$

Ce modèle initial, même s'il peut permettre de simuler le comportement de la machine en absence de défaut, ne nous semble pas adapté à la mise en place d'un système de détection/surveillance. Il comporte en effet trop de paramètres à identifier (inductances propres, mutuelles, résistances statoriques). Nous allons donc rechercher des modèles plus compacts donc mieux adaptés à un processus d'identification. Nous nous orientons pour cela vers les modèles de type diphasés qui sont par ailleurs, rappelons-le, très utilisés pour la commande.

2.2. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

La projection de grandeurs triphasées dans le repère de Park consiste à exploiter la transformation de Concordia et la transformation de Park. On écrit :

$$\begin{bmatrix} X_{s_a} \\ X_{s_b} \\ X_{s_c} \end{bmatrix} = T_{33} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = T_{33} P(\theta_x) \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Où : $P(\theta_x)$ est la matrice de la transformation de Park
 T_{33} est la matrice de la transformation de Concordia

2.2.1 Transformation de Concordia

La transformation de Concordia exploite les propriétés résultant de la structure triphasée de la machine. Plus particulièrement, elle permet une diagonalisation de la matrice d'inductance $[L_s]$. Les colonnes des matrices T_{31} et T_{32} intervenant dans cette transformation sont en effet des vecteurs propres associés respectivement aux valeurs propres correspondant à l'inductance homopolaire ($L_s - 2M$) et l'inductance cyclique ($L_s - M$). Cette propriété s'applique aussi bien aux machines à distribution de flux sinusoïdale qu'aux machines à distribution de flux non sinusoïdale.

La transformation de Concordia est caractérisée par la matrice suivante:

$$T_{33} = [T_{31} \quad T_{32}] \quad (2.65)$$

$$T_{31} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = T_{31} X_0 + T_{32} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

En appliquant cette transformation à l'équation (2.66), on a :

$$v_0 = R.i_0 + (L - 2.M)\frac{di_0}{dt} + \omega\phi'_{r0} \quad (2.69)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L - M)\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

L'équation du couple (2.62) devient :

$$C_{em} = p(i_0\phi'_{r0} + i_\alpha\phi'_{r\alpha} + i_\beta\phi'_{r\beta}) \quad (2.71)$$

Nous considérons dans ce travail que le système triphasé formé par les forces contre-électromotrices de la machine constitue un système parfaitement équilibré. Dans ce cas, la composante homopolaire ϕ_{r0} du flux est nulle. De plus, nous considérons une machine à neutre non relié, ce qui implique, la machine soit équilibré ou non, que la composante homopolaire i_0 du courant est nulle. Dans ces conditions, on obtient à partir des équations (2.70) et (2.71), le système d'équations (2.72) représentant le modèle de la machine synchrone dans le repère de Concordia :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_s - M)\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} \\ C_{em} = p(i_\alpha\phi'_{r\alpha} + i_\beta\phi'_{r\beta}) \end{cases} \quad (2.72)$$

2.2.2 Transformation de Park

Le repère de Park est un repère orthogonal (X_d, X_q) tournant faisant un angle $\theta_x(t)$ avec le repère fixe (voir figure 2.14).

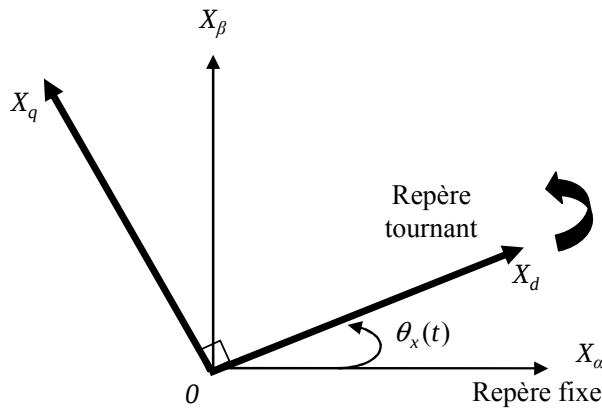


Fig. 2.14. Repère de Park et repère de Concordia

La matrice de Park s'écrit :

$$P(\theta_x) = \begin{bmatrix} \cos[\theta_x(t)] & -\sin[\theta_x(t)] \\ \sin[\theta_x(t)] & \cos[\theta_x(t)] \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = P(\theta_x(t)) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

La transformation de Park repose sur deux propriétés principales :

- **Propriété P_1** : le repère défini par la transformation de Park est orthogonal. Tant la matrice de la transformation de Concordia (concaténation de T_{31} et de T_{32}) que la rotation de Park $P(\theta_x(t))$ sont des matrices orthogonales (en particulier, le produit scalaire de leurs colonnes prises deux à deux est nul).
- **Propriété P_2** : le repère défini par la transformation de Park est normé. Les matrices de transformation de Concordia et de Park sont des matrices normées (le produit scalaire de leurs colonnes par elles-mêmes est égal à 1).

Des propriétés P_1 et P_2 , on déduit que la matrice de transformation est orthonormale. Son inverse est donc égale à sa transposée :

$$P(\theta_x(t))^{-1} = P(\theta_x(t))^t \quad (2.75)$$

On remarque qu'il y a une infinité de valeurs pour $\theta_x(t)$ qui permettent à la transformation de Park de satisfaire les propriétés P_1 et P_2 . Pour l'application aux systèmes électriques triphasés, en particulier les machines électriques, la valeur de $\theta_x(t)$ est déterminée à partir des grandeurs (X_α, X_β) afin de rendre les variables indépendantes de la position électrique dans le repère de Park. Les grandeurs (X_α, X_β) peuvent être les tensions, les courants ou les dérivées de flux dans le repère de Concordia. Plusieurs transformations diphasés sont donc possibles en fonction du choix des grandeurs (X_α, X_β) utilisées comme référence pour le calcul de $\theta_x(t)$. Parmi ces transformations, on peut citer deux repères qui possèdent des caractéristiques intéressantes pour la synthèse des lois de la commande et/ou pour l'identification paramétrique. Ce sont le repère de Park « à flux orientés » et le repère de Park « à courants orientés ».

2.2.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à flux orientés

Traditionnellement, en vue de la commande (dans le but d'optimiser la conversion électromécanique et de simplifier la synthèse de correcteurs), on calcul de $\theta_x(t)$ à partir de la dérivée des flux $(\phi'_{r\alpha}, \phi'_{r\beta})$. En choisissant d'éliminer la dérivée du flux sur l'axe direct (axe d), on oriente sur l'axe en quadrature (axe q) la dérivée du flux total induit par l'aimant au rotor (voir figure 2.15). De ce fait, on obtient le repère de Park à flux orientés qui s'étend aux propriétés P_3 et P_4 :

- **Propriété P₃** : la dérivée $\phi'_{rd}(\theta_x) = 0$, quelque soit θ_x .
- **Propriété P₄** : le facteur de proportionnalité entre le courant et le couple est constant.

Selon la propriété P₃, on obtient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \phi'_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \sin(\theta_x) \\ -\sin(\theta_x) & \cos(\theta_x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

On en déduit :

$$\begin{cases} \sin(\theta_x) = -\frac{\phi'_{r\alpha}}{\phi'_r} \\ \cos(\theta_x) = \frac{\phi'_{r\beta}}{\phi'_r} \end{cases} \quad \text{avec : } \phi'_{rq} = \phi'_r \quad (2.77)$$

Où :

$$\phi'_r = \sqrt{(\phi'_{r\alpha})^2 + (\phi'_{r\beta})^2} \quad \text{est le flux total induisant par l'aimant} \quad (2.78)$$

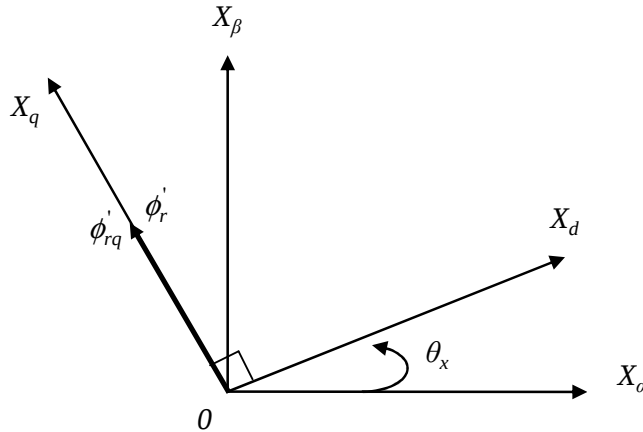


Fig. 2.15. Orientations des flux dans le repère de Park pour la MSAP à distribution de flux sinusoïdale

- **Cas de la MSAP à distribution de flux sinusoïdale**

Par les relations (2.60) et (2.67), on a :

$$\begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} \phi'_{ra} \\ \phi'_{rb} \\ \phi'_{rc} \end{bmatrix} = T_{32}^t (-\phi_m) \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

Grâce à la relation (2.84) et (2.86), on en déduit :

$$\theta_x(t) = \theta_e(t) \quad (2.80)$$

On obtient, dans ce cas, la matrice de transformation de Park classique :

$$P(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

En appliquant la relation (2.81) dans (2.72), on a un système d'équations représentant la MSAP à distribution sinusoïdale de flux dans le repère de Park classique :

$$\begin{cases} v_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \phi'_{rq} \\ C_{em} = p \phi'_{rq} i_q \end{cases} \quad \text{avec : } \begin{cases} \phi'_{rd} = 0 \\ \phi'_{rq} = cte \end{cases} \quad (2.82)$$

Où :

$$\begin{cases} L_d = L_q = L_s - M \\ R_d = R_q = R_s \end{cases}$$

$$\phi'_{rq}(\theta_e) = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_m = cte, \text{ indépendant de la position du rotor.}$$

On remarque que le couple du moteur ne dépend que du courant i_q . Cette transformation assure le respect de la propriété **P₄**. Le modèle de la MSAP représenté par le système d'équations (2.82) est très utilisé pour la commande autopilotée des machines synchrones et, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, peut également servir pour effectuer l'estimation de paramètres électriques.

▪ Cas des machines à distribution de flux non-sinusoïdale

La transformation de Park classique précédente est basée sur l'approche du premier harmonique, les harmoniques d'espace contenus dans la MSAP à distribution non-sinusoïdale du flux ne sont donc pas pris en compte. Dans le cas où la distribution du flux est non-sinusoïdale, on peut faire apparaître les contributions des harmoniques de flux et constater que le flux des aimants n'est alors plus en permanence calé sur l'axe q (voir figure 2.16).

Si on suppose que l'on ne s'intéresse pas aux propriétés **P₃** et **P₄**, on peut toujours appliquer la transformation de Park classique au système d'équations (2.72). Selon les relations (2.61), (2.81) et (2.72), on obtient le modèle présenté en (2.83).

$$\begin{cases} v_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + \omega \phi'_{rd} \\ v_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \phi'_{rq} \\ C_{em} = p(\phi'_{rd} i_d + \phi'_{rq} i_q) \end{cases} \quad \text{Avec : } \begin{cases} \phi'_{rd} \neq cte \\ \phi'_{rq} \neq cte \end{cases} \quad (2.83)$$

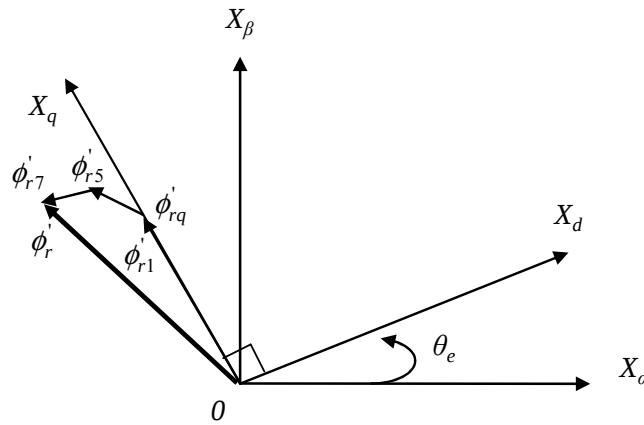


Fig. 2.16. Orientation de flux dans le repère de Park classique pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

La principale différence avec une machine à distribution sinusoïdale de flux vient des termes liés à la dérivée des flux. Le terme ϕ'_{rd} n'est plus nul et ϕ'_{rq} n'est plus une constante mais ces deux quantités dépendent maintenant de la position angulaire du moteur (voir figure 2.17).

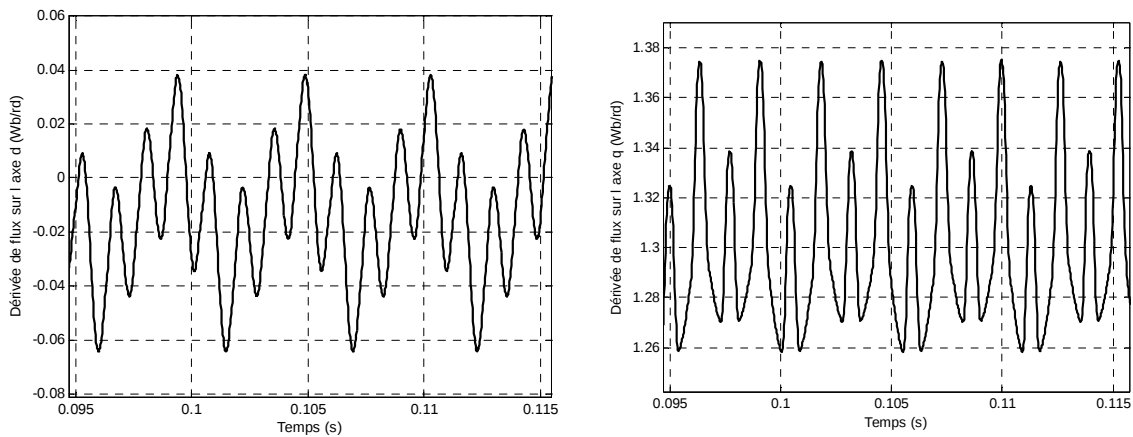


Fig. 2.17. Variation des flux direct et en quadrature dans le repère de Park classique pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

On remarque que le modèle représenté par le système d'équations (2.83) n'est pas bien adapté pour la commande car l'expression de couple du moteur dépend des dérivées des flux et des courants d'axe d et q . Par contre, nous verrons que cette formulation nous permet de procéder, sous certaines conditions, à une approche d'identification des paramètres électriques ce qui laisse envisager la possibilité d'exploiter ce modèle pour la surveillance.

▪ Alignement sur l'axe q de la dérivée du flux total induit par l'aimant

Reprenons le calcul de $\theta_x(t)$ afin de respecter la propriété P_3 (Alignement sur l'axe q de la dérivée du flux total induit par l'aimant) dans le cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale. On construit alors un nouveau repère appelé « repère de Park Etendu à flux orientés » [Gre98][Lou04] qui est illustré sur la figure (2.18).

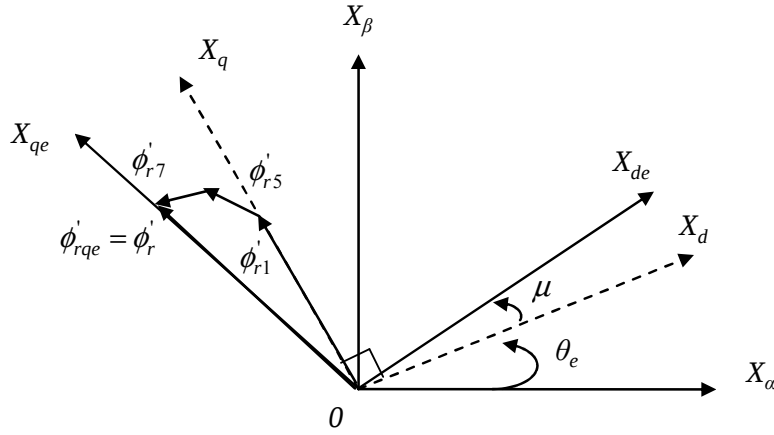


Fig. 2.18. Orientations des flux dans le repère de Park Étendu pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

Par les relations (2.61) et (2.67), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} \phi'_{ra} \\ \phi'_{rb} \\ \phi'_{rc} \end{bmatrix} = T_{32}^t \cdot (-\phi_n) \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \sin[n\theta_e + \phi_n] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sin[n\theta_e + \phi_n] \\ \sum_{n=1}^{\infty} \sin[n\theta_e + \phi_n] \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Grâce à la relation (2.77) et (2.78), on en déduit :

$$\theta_x(t) = \theta_e(t) + \mu(t) \quad (2.85)$$

où μ représente l'angle de décalage du aux harmoniques d'espace dans le repère de Park Étendu à flux orientés (voir figure 2.19).

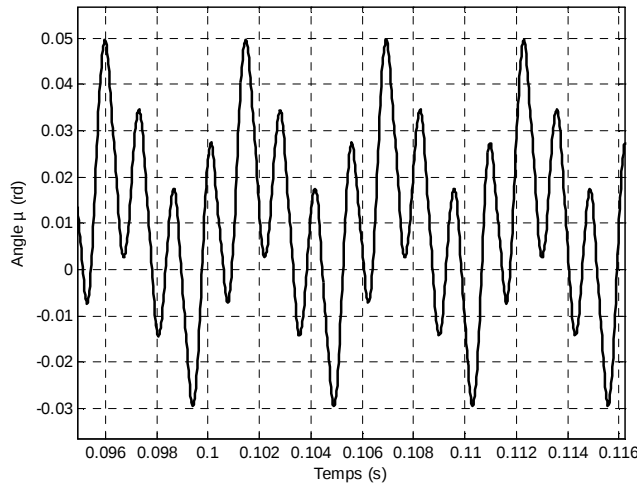


Fig. 2.19. Variation de l'angle μ dans le repère de Park Étendu à flux orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

On obtient donc la matrice de transformation de Park Étendu à flux orientés [Gre98] dans le cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale :

$$P(\theta_e + \mu) = P_e(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \mu) & -\sin(\theta_e + \mu) \\ \sin(\theta_e + \mu) & \cos(\theta_e + \mu) \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

En appliquant la transformation précédemment présentée, on obtient le système d'équations (2.87) représentant la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale dans le repère de Park Etendu à flux orienté :

$$\begin{cases} v_{de} = R_d i_{de} + L_d \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qe} \\ v_{qe} = R_q i_{qe} + L_q \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{de} + \omega \phi'_{r_{qe}} \\ C_{em} = p \phi'_{r_{qe}} i_{qe} \end{cases} \quad \text{Avec : } \begin{cases} \phi'_{r_{de}} = 0 \\ \phi'_{r_{qe}} \neq \text{cte} \end{cases} \quad (2.87)$$

On voit que la dérivée du flux sur l'axe d est toujours nulle quelle que soit la valeur de la position électrique (voir figure 2.20). Comme le modèle (2.83), nous verrons que le modèle de Park Etendu (2.87) est adapté à la formulation de l'algorithme d'identification.

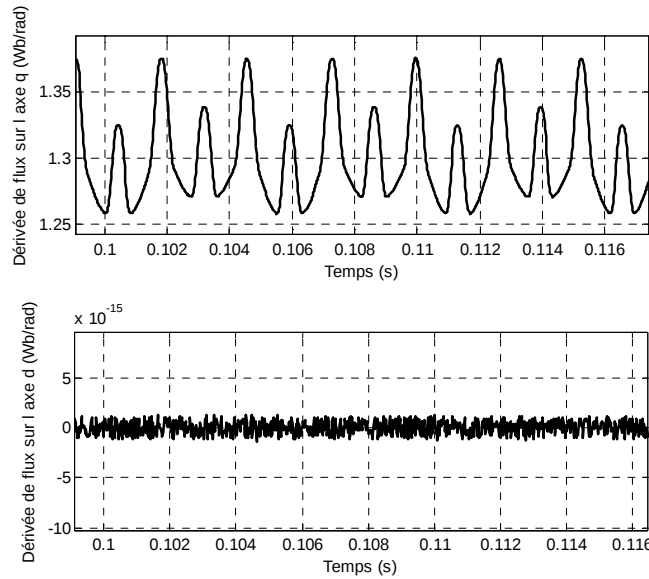


Fig. 2.20. Variation des flux direct et quadrature dans le repère de Park Etendu à flux orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdal

Nous avons vu que dans le repère de Park à flux orientés, plusieurs formulations du modèle diphasé de la MSAP sont possibles. Pour chacune de ces formulations, le modèle obtenu comporte quatre paramètres électriques à savoir R_d , R_q , L_d , L_q . Afin de réduire le nombre de paramètres à identifier et donc de simplifier le problème d'identification, nous proposons d'étudier les propriétés d'une autre transformation diphasée, la transformation de Park à « courants orientés ».

2.2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park à courants orientés

Nous avons vu que la modélisation de la MSAP dans le repère de Park à flux orientés s'effectue dans le but initial de respecter la propriété $\mathbf{P}_4$ qui facilite la synthèse des lois de commande. Par contre, si on ne s'intéresse qu'à l'estimation des paramètres électriques de la machine, cette propriété n'est plus une condition requise. Un degré de liberté supplémentaire est alors offert pour effectuer une autre orientation du repère de Park afin d'établir des modèles à nombre réduit de paramètres permettant ainsi d'obtenir une simplification dans la formulation du modèle pour l'identification.

Nous proposons pour répondre à cet objectif d'effectuer la modélisation de la MSAP dans le repère de Park à courants orientés. Dans cette transformation, le calage du repère est réalisé en imposant la propriété $\mathbf{P}_3$ de sorte que $i_{dc}(\theta_x) = 0$ (voir figure 2.21).

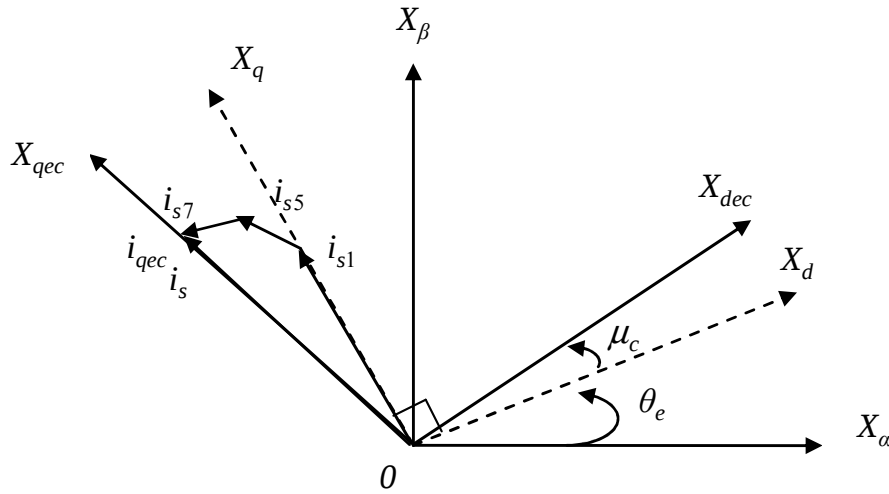


Fig. 2.21. Orientations des courants dans le repère de Park à courants orientés pour la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale

On écrit alors la matrice de Park à courants orientés par l'intermédiaire de l'équation (2.88).

$$P_c(\theta_e) = P(\theta_e + \mu_c) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \mu_c) & \sin(\theta_e + \mu_c) \\ -\sin(\theta_e + \mu_c) & \cos(\theta_e + \mu_c) \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Pour obtenir la propriété $\mathbf{P}_3$, l'angle μ_c doit vérifier :

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \mu_c) & \sin(\theta_e + \mu_c) \\ -\sin(\theta_e + \mu_c) & \cos(\theta_e + \mu_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

On en déduit :

$$\begin{cases} \sin(\theta_e + \mu_c) = -\frac{i_\alpha}{\sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}} \\ \cos(\theta_e + \mu_c) = \frac{i_\beta}{\sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}} \end{cases} \quad (2.90)$$

- **Cas des machines à distribution de flux non-sinusoïdale**

En tenant compte des harmoniques d'espace de la machine à distribution de flux non-sinusoïdale, l'angle de décalage μ_c dépend de la position électrique (figure 2.22), et l'on peut écrire le modèle selon l'équation (2.91).

$$\begin{cases} v_{dec} = -\omega L_q \left(1 + \frac{d\mu_c}{d\theta_e} \right) i_{qec} + \omega \phi'_{rdec} \\ v_{qec} = R_q i_{qec} + L_q \frac{di_{qec}}{dt} + \omega \phi'_{rqec} \\ C_{em} = p \phi'_{rqec} i_{qec} \end{cases} \quad \text{avec : } \begin{cases} i_{dec} = 0 \\ i_{qec} \neq \text{cte} \end{cases} \quad (2.91)$$

■ Cas des machines à distribution de flux sinusoïdale

Dans le cas d'une machine à distribution sinusoïdale de flux, l'expression du système dans le repère de Park étendu est identique à celle développée dans le système (2.91). Notons cependant dans le cas sinusoïdal, une propriété intéressante de ce modèle. Si les courants sont en régime établis, l'angle de décalage μ_c est une valeur constante et ne dépend pas de la position électrique du moteur. Ainsi, le système d'équations (2.91) peut s'écrire de manière simplifiée en supprimant le terme lié à la dérivée de l'angle μ_c . On obtient alors l'équation (2.92).

$$\begin{cases} v_{dc} = -\omega L_q i_{qc} + \omega \phi'_{rdc} \\ v_{qc} = R_q i_{qc} + L_q \frac{di_{qc}}{dt} + \omega \phi'_{rqc} \\ C_{em} = p \phi'_{rqc} i_{qc} \end{cases} \quad \text{avec : } \begin{cases} i_{dc} = 0 \\ i_{qc} \neq \text{cte} \end{cases} \quad (2.92)$$

L'application de cette transformation conduit à l'annulation du courant direct (voir figure 2.23). Il ne nous reste donc qu'une seule composante de courant sur l'axe en quadrature q .

Selon les relations (2.91) et (2.92), il n'y a donc plus qu'une seule équation différentielle dans le système final qui est liée à l'axe quadratique. Le problème de l'estimation des paramètres électriques de la machine à partir de ce modèle différentiel se réduit donc à deux paramètres à estimer (R_q , L_q) que nous exploiterons dans le cadre de la mise en place de notre procédure de surveillance.

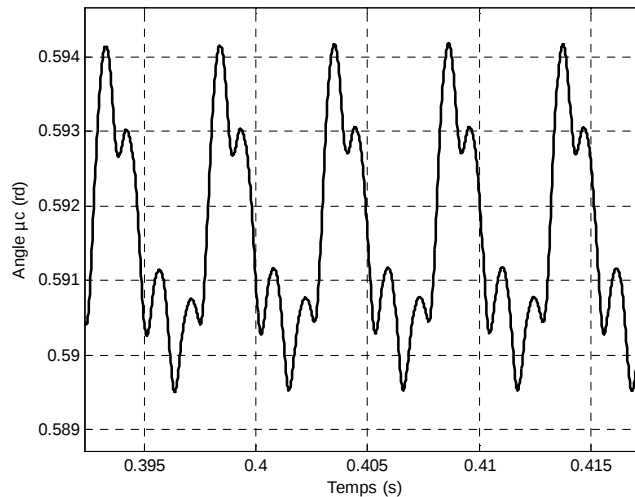


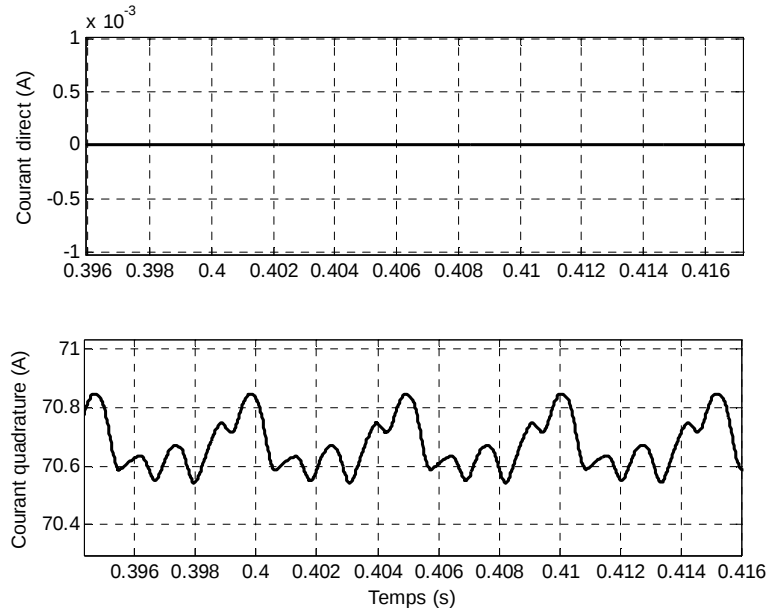
Fig. 2.22. Variation de l'angle μ_c d'une MSAP à distribution de flux non-sinusoidale dans le repère de Park à courants orientés


Fig. 2.23. Variation des courants direct et en quadrature dans le repère de Park à courants orientés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

2.3. Validation comportementale en régime stationnaire

Nous avons présenté précédemment différents modèles diphasés basés sur des transformations de Park spécifiques. On les classifie en deux groupes : les modèles de Park classiques qui sont basés sur l'approche du premier harmonique et les modèles de Park Etendu qui tiennent compte des harmoniques d'espaces de la machine. Avant d'exploiter ces modèles pour l'estimation paramétrique, on s'intéresse à la validation de leurs comportements par rapport au modèle fin que nous utilisons comme modèle de référence. On considère que la machine à distribution de flux non-sinusoidale est bien représentée par le modèle CEMC. Nous comparons les réponses des modèles diphasés de Park classique (2.83) et de Park Etendu (2.87) à flux orienté avec le modèle CEMC. Les modèles subissent la même excitation en tension (voir figure 2.24). Pour mieux exprimer les comportements fréquentiels de chaque modèle, nous choisissons une alimentation de type Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). L'écart de sorties (courants et couple) entre les modèles diphasés et le modèle CEM, caractérisé par une grandeur appelée « distance d'état », est évaluée par l'intermédiaire de la formule (2.93).

$$D_E = \frac{\sum_i^N (s_{pi} - s_{mi})^2}{\sum_i^N (s_{pi})^2} \quad (2.93)$$

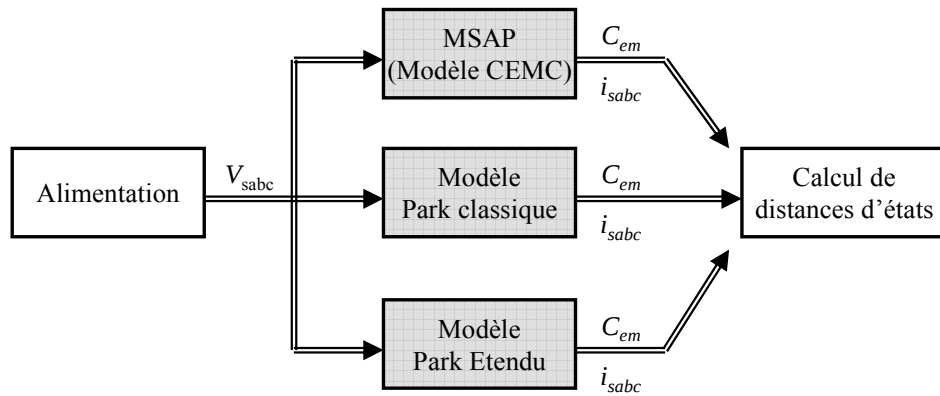


Fig. 2.24. Test de validation comportementale des modèles diphasés de la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale

La comparaison entre les différentes distances d'états est donnée dans le tableau (2.1).

	Distance d'états			
	D_{isa}	D_{isb}	D_{isc}	D_{Cem}
CEMC et PC (2.90)	$2.81*10^{-5}$	$8.49*10^{-6}$	$2.97*10^{-5}$	$2.95*10^{-5}$
CEMC et PE (2.94)	$3.41*10^{-5}$	$1.00*10^{-5}$	$4.17*10^{-5}$	$2.27*10^{-5}$

Tableau 2.1 : Distance d'états entre le modèle CEMC et les modèles de Park

L'application de la transformation de Park classique ou de Park Etendu dans le cas d'une machine à distribution de flux non-sinusoïdale conduit à des valeurs de couple et de courants de ligne identiques au modèle CEMC. En l'absence de défaut, ces deux modèles sont capables, en injectant le contenu harmonique de la distribution de flux, de présenter le même comportement que le modèle CEMC en absence de défauts (figure 2.25 et 2.26).

Par contre, lorsque l'on observe les grandeurs diphasées comme les courants i_d et i_q par exemple, on constate qu'elles n'ont pas les mêmes contenus harmoniques (voir figure 2.27). Les mêmes conclusions peuvent être établies en ce qui concerne les flux, comme le montre les figures 2.17 et 2.20. Dans le cadre de la mise en place d'une procédure d'estimation récursive, nous verrons l'importance que revêt le contenu harmonique de ces grandeurs par rapport aux sources d'excitation nécessaires au processus d'identification.

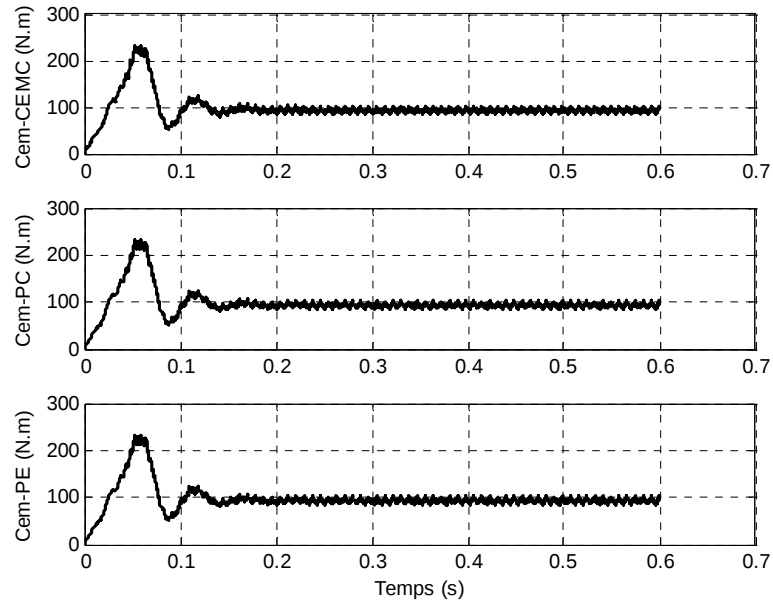


Fig. 2.25. Variation de couples du modèle CEMC, Park classique et Park Etendu

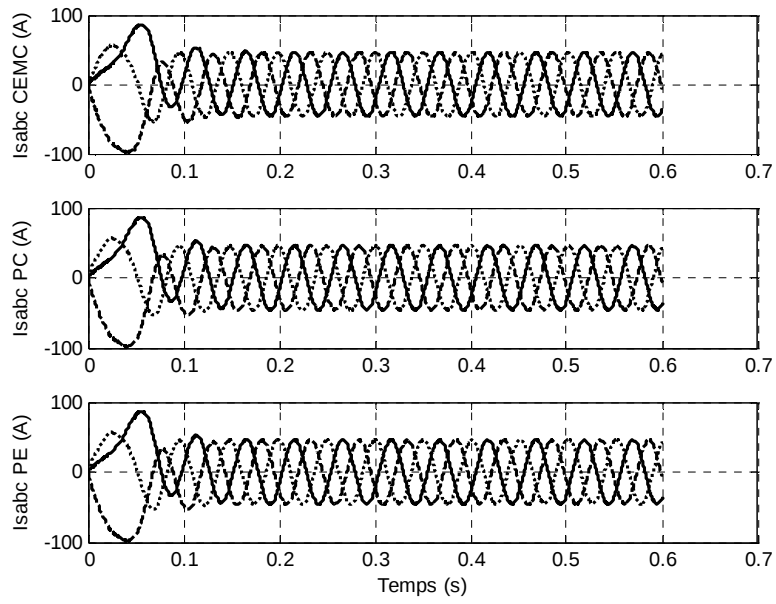


Fig. 2.26. Variation de courants du modèle CEMC, Park classique et Park Etendu
 $(-i_{s_a}, -i_{s_b}, \dots, i_{s_c})$

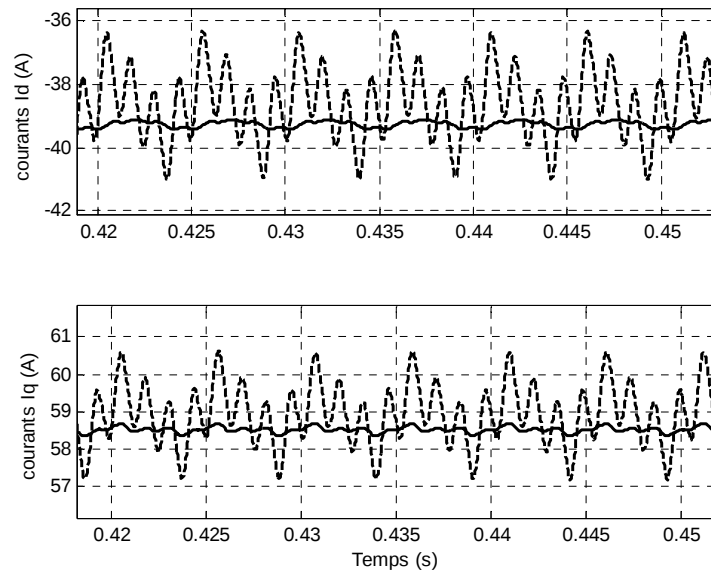


Fig. 2.27. Variation des courants direct et en quadrature du modèle de Park classique et du modèle de Park Etendu (-PC, --PE)

3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de modèles de la MSAP à distribution de flux non sinusoïdale en vue, d'une part, de disposer d'un outils de simulation comportemental fin de la machine en présence de court-circuit au stator et, d'autre part, en vue d'établir des modèles adaptés à l'estimation paramétrique.

Le modèle CEMC a donc été introduit pour permettre la simulation de scénarii de défauts de court-circuit inter-spores. Il permet de disposer d'une plate-forme « d'expérimentation virtuelle », permettant de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans avoir systématiquement recours à une mise en œuvre expérimentale coûteuse, parfois complexe et pouvant s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants de court-circuit ne sont pas correctement maîtrisés.

Concernant les aspects liés à la recherche de modèles orientées vers les techniques d'identification, nous avons montré dans quelle mesure l'utilisation des transformations diphasées de type Park pouvait contribuer à la définition de modèles compacts. Différentes fonctions de transformation ont été étudiées, incluant ou non la présence des harmoniques d'espace, et ont permis d'aboutir à des modèles présentant des propriétés spécifiques. Nous avons vu plus particulièrement une transformation dite à « courants orientés » qui permet d'obtenir un modèle électrique réduit à deux paramètres. L'utilisation de ces modèles et leurs performances en association avec les techniques d'estimation paramétriques fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Identification récursive des paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanents

Sommaire

1. Algorithmes d'identification récursifs	63
1.1 Algorithmes des MCR.....	63
1.2 Algorithmes des MCR avec facteur d'oubli.....	66
1.3 Effet de bruit sur la mesure	68
1.4 Signaux d'entrées et stabilité de processus d'identification.....	69
1.5 Exemple d'application au circuit RLE	70
2. Choix du modèle pour le suivi paramétrique de la MSAP.....	73
2.1 Principe de choix.....	73
2.2 Comparaison structurelle, estimation paramétrique de la MSAP	74
2.2.1 Etude en fonctionnement en génératrice	74
2.2.2 Etude en fonctionnement en moteur en boucle ouvert.....	80
2.2.3 Etude en fonctionnement en moteur en boucle fermé.....	84
2.3 Effet de bruit de mesures.....	90
3. Exemple d'application en cas de paramètres lentement variables.....	92
4. Conclusion	94

Nous allons, dans ce chapitre, élaborer la mise en place de techniques d'identification récursive des paramètres électriques de la MSAP. Nous focaliserons l'étude sur l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR) avec facteur d'oubli. Un exemple d'application est tout d'abord abordé sur un circuit *RLE* afin d'illustrer la démarche de mise en équation et d'aborder ainsi la stabilité et la convergence des algorithmes vis-à-vis du signal d'excitation.

Nous menons ensuite l'étude sur le choix du modèle de la MSAP à identifier qui est un problème primordial pour l'identification paramétrique. L'idée est trouver un modèle, parmi les candidatures de modèles présentés, qui possède une liberté totale par rapport aux points de fonctionnements (boucle ouverte ou boucle fermé ...) de l'actionneur et ne nécessite pas d'injection de signaux de sollicitation supplémentaire par rapport à l'excitation naturellement présente dans le dispositif d'alimentation de l'actionneur. On présentera une étude de cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale.

1 Algorithmes d'identification récursifs

Les algorithmes d'identification récursifs consistent à estimer récursivement dans le temps les paramètres d'un modèle. Le principe élémentaire de cet algorithme consiste à utiliser un vecteur de paramètres estimé $\hat{\theta}(t-1)$ à partir de mesures à l'instant $(t-1)$, pour évaluer, à partir de mesures prélevées à l'instant t , le vecteur de paramètres $\hat{\theta}(t)$. De ce point de vue, et contrairement aux techniques non récursives, ce type d'algorithme est adapté à des applications où la détection rapide de variations des paramètres au cours du temps est requise. Les défauts de court-circuit des machines électriques appartiennent à cette catégorie car ce sont des défaillances à dégradation rapide pour lesquelles une dynamique importante de détection est nécessaire. La détection de certains défauts à dégradation plus lente, comme les défauts mécaniques par exemple, est moins contraignante d'un point de vue temporel. Un autre avantage des algorithmes récursifs est lié à leur l'implantation sur cible numérique. Là où les algorithmes non récursifs nécessitent de disposer d'une profondeur de mémoire importante pour stocker les informations relatives à une fenêtre de mesures, les algorithmes récursifs traitent les informations « au fur et à mesure » et ne sollicitent en comparaison qu'une modeste taille de mémoire.

De nombreux algorithmes faisant appel à des techniques récursives existent dans la littérature, parmi lesquels on peut citer [Lju06][Lan01][Tri88] :

- La méthode des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli
- La méthode de la variable instrumental récursive
- La méthode du Filtre de Kalman Etendu

Pour la simplicité de son implantation et ses performances en termes de suivi paramétrique, l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli est ici privilégié pour l'application de détection des défaillances de la MSAP.

1.1 Algorithme des MCR (Moindres Carrés Récursifs)

Le principe de cette méthode est basé sur un modèle qui doit impérativement posséder un caractère de linéarité par rapport aux paramètres. De ce fait, pour les systèmes dont les comportements sont décrits à l'aide d'équations différentielles, une opération de discrétisation est nécessaire. Elle permet une transformation des équations différentielles en équations aux différences, ces dernières permettant de se ramener à un modèle possédant les propriétés adéquates de linéarité par rapport aux paramètres.

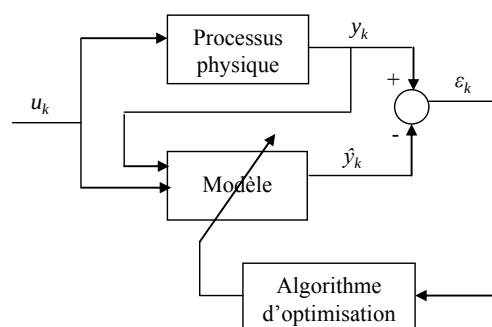


Fig. 3.1. Principe de l'algorithme MCR

Considérons donc un modèle discret généralisé permettant d'exprimer à l'aide d'une relation de récurrence la sortie y_k à l'instant k d'un système à partir de la connaissance de la sortie et de l'entrée d'excitation à des instants précédents (3.1).

$$y_k = -\sum_{n=1}^{n_A} a_n \cdot y_{k-n} + \sum_{n=1}^{n_B} b_n \cdot u_{k-n} \quad (3.1)$$

Si l'on examine dans un premier temps une formulation non récursive, le critère à optimiser pour assurer un écart minimum entre un ensemble de N mesures et le modèle formulé en (3.1) s'exprime par :

$$J = \sum_{i=1}^N (\varepsilon_i)^2 = \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2 = \sum_{i=1}^N (y_i - \varphi_i^t \cdot \hat{\theta})^2 \quad (3.2)$$

où :

$$\begin{cases} \hat{\theta}^t = [\hat{a}_1 \dots \hat{a}_{n_A} \hat{b}_1 \dots \hat{b}_{n_B}] \\ \varphi_i^t = [-y_{i-1} \dots -y_{i-n_A} u_{i-1} \dots u_{i-n_B}] \end{cases} \quad \text{et} \quad \hat{y}_k = \varphi_k^t \cdot \hat{\theta} \quad (3.3)$$

Dans ces conditions, l'annulation de la dérivée du critère J (minimum de J) par rapport au vecteur de paramètre $\hat{\theta}$ conduit, pour les N mesures considérées, à l'obtention du vecteur de paramètre optimal θ_{opt} :

$$\theta_{opt} = \left[\sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right]^{-1} \sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot y_i) \quad (3.4)$$

L'approche récursive consiste à s'interroger sur la formulation de l'estimateur (3.4) lorsque qu'arrive une mesure supplémentaire. Reprendre l'ensemble des mesures pour y inclure la dernière et calculer à nouveau l'estimateur pour les $N+1$ mesures nécessite des calculs lourds, notamment par rapport à l'inversion matricielle qui doit dans ces conditions être évaluée chaque fois qu'une nouvelle mesure est disponible. Pour palier à ce problème, l'idée de l'algorithme récursif est d'exprimer, pour l'instant k d'arrivée d'une nouvelle mesure, la nouvelle valeur du paramètre $\hat{\theta}_k$ en fonction de $\hat{\theta}_{k-1}$.

Reprenons l'expression du paramètres estimé liée à la formulation des moindres carrés pour N mesures. A l'instant k , on peut alors écrire :

$$\theta_k = \left[\sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right]^{-1} \sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot y_i) \quad (3.5)$$

Posons alors :

$$P_k = \left[\sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right]^{-1} \quad \text{et} \quad Q_k = \sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot y_i) \quad (3.6)$$

Il vient :

$$\hat{\theta}_k = P_k \cdot Q_k \quad (3.7)$$

A l'instant k , en considérant connue l'estimation du vecteur de paramètres $\hat{\theta}_{k-1}$, on peut déterminer un modèle tel que la sortie estimée $\hat{y}_k$ du modèle s'écrive :

$$\hat{y}_k = \varphi_k^t \cdot \hat{\theta}_{k-1} \quad (3.8)$$

Il est alors possible d'exprimer $\hat{\theta}_k$ en fonction de $\hat{\theta}_{k-1}$ sous la forme :

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k \varepsilon_k \quad \text{avec} \quad \varepsilon_k = y_k - \varphi_k^t \cdot \hat{\theta}_{k-1} \quad (3.9)$$

où K_k est un vecteur de gain variable permettant de prendre en compte l'information ε_k . Pour établir une formulation récursive de l'algorithme, on établit tout d'abord que :

$$\begin{aligned} Q_k &= \sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot y_i) = Q_{k-1} + \varphi_k \cdot y_k \\ [P_k]^{-1} &= \sum_{i=1}^N (\varphi_i \cdot \varphi_i^T) = [P_{k-1}]^{-1} + \varphi_k \cdot \varphi_k^T \end{aligned} \quad (3.10)$$

Le lemme d'inversion matricielle permet d'écrire :

$$(A)^{-1} = (B)^{-1} + C \cdot C^t \quad \text{soit} \quad A = B - B \cdot C (1 + C^t \cdot B \cdot C)^{-1} \cdot C^t \cdot B \quad (3.11)$$

En appliquant ce lemme à la matrice $(P_k)^{-1}$, nous pouvons établir que :

$$(P_k)^{-1} = (P_{k-1})^{-1} + \varphi_k \cdot \varphi_k^t \quad \text{soit} \quad P_k = P_{k-1} - P_{k-1} \cdot \varphi_k \cdot (1 + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k)^{-1} \cdot \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \quad (3.12)$$

On définit le gain K_k , appelé « gain d'adaptation », à l'aide de l'équation (3.13).

$$K_k = \frac{P_{k-1} \cdot \varphi_k}{1 + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k} \quad (3.13)$$

On obtient finalement la formulation complète (3.14) de l'algorithme des moindres carrés récursifs [Tri88].

$$\begin{cases} P_k = P_{k-1} - \frac{P_{k-1} \cdot \varphi_k \cdot \varphi_k^t \cdot P_{k-1}}{1 + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k} \\ K_k = \frac{P_{k-1} \cdot \varphi_k}{1 + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k} \\ \hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k (y_k - \varphi_k^t \cdot \hat{\theta}_{k-1}) \end{cases} \quad (3.14)$$

La formulation sous forme récursive ne nécessite donc pas de calcul lourd (comme le calcul de l'inverse d'une matrice), ce qui facilite grandement son implantation sur une cible de calcul informatique. Cependant, lorsque cet algorithme a convergé, c'est-à-dire que $\hat{\theta}_k \rightarrow \hat{\theta}_{k-1}$, cela signifie que le gain d'adaptation $K_k \rightarrow 0$ et que l'erreur $\varepsilon_k = y_k - \varphi_k^t \cdot \hat{\theta}_{k-1}$ n'apporte plus aucune information supplémentaire au processus d'identification. L'estimation obtenue est donc figée. Ainsi, si une variation structurelle survient sur le processus surveillé, l'erreur engendrée par rapport au modèle d'identification ne permettra de faire évoluer le vecteur de paramètres estimés $\hat{\theta}_k$. Cette contrainte n'est pas compatible avec les exigences d'un processus d'identification orienté vers la détection de défauts.

1.2 Algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli

Comme nous l'avons évoqué, la formulation précédemment établie conduit à des estimations de paramètres ne pouvant évoluer quand le gain d'adaptation tend vers 0. Elle convient donc pour les systèmes à paramètres stationnaires, c'est-à-dire les systèmes dont les paramètres ne varient pas en fonction du temps. En cas de variations paramétriques brutales, cette méthode ne peut convenir. Or, pour le cas de courts-circuits statoriques, nous sommes en présence de phénomènes rapides et l'algorithme d'identification ne sera pas adapté à la détection de l'occurrence du défaut. Par palier à ce problème, on introduit dans la suite de ce travail l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli, qui permet d'améliorer les performances dynamiques de l'algorithme et de prendre en compte plus efficacement l'aspect non stationnaire du système à identifier. L'algorithme permet alors de procéder à un suivi paramétrique.

Cette algorithme utilise une nouvelle formulation du critère à optimiser de sorte que :

$$J_\lambda = \sum_{i=1}^N (\varepsilon_i)^2 \cdot \lambda^{k-i} \text{ avec } 0 \leq \lambda \leq 1 \text{ facteur d'oubli.} \quad (3.15)$$

Dans ce critère, on affecte le « poids » maximal au dernier échantillon ce qui permet d'oublier progressivement les anciennes valeurs grâce à un coefficient $0 < \lambda < 1$. Plus λ est voisin de 0, plus on « oublie » rapidement les anciennes valeurs de ε_i , ce qui permet de donner une plus grande importance aux dernières mesures. Pour $\lambda = 1$, on retrouve l'estimateur de moindres carrés précédemment présenté.

En effectuant la même démonstration que pour l'exemple ci-dessus, on obtient [Tri88]:

$$\begin{cases} P_k = \lambda^{-1} \left[P_{k-1} - \frac{P_{k-1} \cdot \varphi_k \cdot \varphi_k^t \cdot P_{k-1}}{1 + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k} \right] \\ K_k = \frac{P_{k-1} \cdot \varphi_k}{\lambda^{-1} + \varphi_k^t \cdot P_{k-1} \cdot \varphi_k} \\ \hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k \cdot (y_k - \varphi_k^t \cdot \hat{\theta}_{k-1}) \end{cases} \quad (3.16)$$

L'avantage de cette méthode est de pouvoir jouer sur la rapidité de convergence, la précision et la stabilité de l'algorithme en fonction de la dynamique des paramètres estimés. Nous

allons maintenant voir comment initialiser cet algorithme et comment choisir la valeur du facteur d'oubli.

▪ Initialisation de l'algorithme

Alors que la méthode des moindres carrés donne l'estimation $\hat{\theta}$ en une seule étape et ne nécessite pas d'initialisation, l'algorithme récursif doit être initialisé, c'est-à-dire que l'on doit fournir les valeurs initiales P_0 et $\hat{\theta}_0$. $\hat{\theta}_0$ est l'estimation initiale des paramètres. Si on ne dispose d'aucune information, on peut choisir $\hat{\theta}_0 = 0$ (sans préjudice pour la convergence de l'algorithme).

Par définition $P_k \equiv \left(\sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right)^{-1}$, P_0 est obligatoirement inversible de dimension $(n_A + n_B) \times (n_A + n_B)$. On prend par exemple :

$$P_0 = \alpha \cdot I = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } \alpha \gg 1 \quad (3.17)$$

L'initialisation de la matrice P_0 permet également, par un choix approprié de différentes valeurs de α , de pondérer la variation de chaque paramètre θ_k :

- Si $P_0 \gg 1$, l'estimation initiale $\hat{\theta}_0$ manque de précision, θ_k pourra varier.
- Si P_0 voisin de 0, l'estimation initiale $\hat{\theta}_0$ est considérée comme précise, le vecteur des paramètres θ_k pourra varier, mais faiblement par rapport à sa valeur initiale.

▪ Choix du facteur d'oubli

Comme nous l'avons déjà évoqué, l'utilisation du facteur d'oubli est destinée à obtenir un algorithme adapté au suivi de paramètres, ce qui permet d'améliorer les performances d'identification en cas de changements brusques de l'état du système. Pour adapter l'algorithme à la dynamique souhaitée pour les paramètres à estimer, plusieurs profils de facteur d'oubli ont été proposés [Lan01], parmi lesquels on peut citer :

- le facteur d'oubli fixe $0 < \lambda = cte \leq 1$. Il convient pour le suivi paramétrique des paramètres à la variation rapide car on réduit la fenêtre d'observation pour augmenter la sensibilité mais l'on perd en précision.
- le facteur d'oubli variable $\lambda_k = 1 - \alpha + \alpha \cdot \lambda_{k-1}$. On obtient un facteur d'oubli tendant asymptotiquement vers 1 ce qui, en évitant une décroissance trop rapide du gain, permet une accélération de la convergence, en particulier pour les systèmes stationnaires.

Pour l'application à la surveillance des défauts courts-circuits, il est nécessaire de détecter le plus rapidement possible la variation des paramètres lors d'un défaut. On a donc besoin de privilégier une bonne sensibilité de l'algorithme. Nous retenons donc le profil du facteur d'oubli fixe.

1.3 Effet du bruit sur la mesure

Supposons qu'à la sortie $y(t)$ du système se superpose un bruit de mesure $w(t)$. La grandeur mesurée utilisée par l'algorithme d'identification s'écrit alors :

$$\tilde{y}(t) = y(t) + w(t) \quad (3.18)$$

Reprenons la formulation de la solution optimale d'un problème d'identification non récursif en intégrant la présence d'un bruit sur la mesure :

$$\hat{\theta}_{\text{bruit}} = \theta_{\text{opt}} + \left(\sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right)^{-1} \cdot \sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot w_i) \quad (3.19)$$

En présence de bruit, les variables estimées $\hat{\theta}_{\text{bruit}}$ revêtent un caractère aléatoire et peuvent donc être assimilées à des variables stochastiques. Quand le nombre d'échantillons k tend vers l'infini, peut-on alors considérer que $\hat{\theta}_{\text{bruit}}$ est une bonne estimation de θ_{opt} ? En considérant que $\lim_{k \rightarrow \infty} [\hat{\theta}_{\text{bruit}}] = E[\hat{\theta}_{\text{bruit}}]$, deux cas peuvent alors apparaître :

- Si $\lim_{k \rightarrow \infty} [\hat{\theta}_{\text{bruit}}] \neq \theta_{\text{opt}}$ alors $\hat{\theta}_{\text{bruit}}$ est une estimation asymptotiquement biaisée de θ_{opt} .
- Si $\lim_{k \rightarrow \infty} [\hat{\theta}_{\text{bruit}}] = \theta_{\text{opt}}$ alors $\hat{\theta}_{\text{bruit}}$ est une estimation asymptotiquement non biaisée de θ_{opt} .

En multipliant et en divisant par k le deuxième terme du second membre, on obtient :

$$\hat{\theta}_{\text{bruit}} = \theta_{\text{opt}} + \left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot \varphi_i^t) \right)^{-1} \cdot \frac{1}{k} \cdot \sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot w_i) \quad (3.20)$$

Examinons alors l'équation (3.20). Comme $\lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot \varphi_i^t)$ est supposée non singulière, il en résulte que la condition pour une estimation non biaisée asymptotiquement est [Lan01]:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\varphi_i \cdot w_i) \right) = E\{\varphi_i \cdot w_i\} = 0 \quad (3.21)$$

On obtiendra donc des estimations paramétriques non biaisées uniquement si φ_i et w_i sont non corrélés. Malheureusement, ceci n'aura lieu que dans le cas où $w(t)$ est un pur bruit blanc, ce qui en pratique n'est jamais le cas. On en déduit que l'algorithme des moindres carrés produit en général des estimations paramétriques biaisées en présence de bruit autre

qu'un bruit blanc. Malgré cet inconvénient, l'utilisation de l'algorithme des moindres carrés en présence de bruit n'est pas remise en cause pour une application liée à la surveillance de défauts. En effet, même si la détermination des paramètres est sujette à un biais, on s'intéresse plus aux variations des paramètres estimés qu'à la justesse de leurs valeurs physiques.

1.4 Précision et Stabilité du processus d'identification

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le choix d'un modèle d'identification est crucial pour la mise en place d'un processus de surveillance. En plus de ces considérations, un autre facteur capital par rapport à la stabilité et à la précision des signaux est lié aux propriétés fréquentielles des signaux d'excitation utilisés par le processus d'identification [Sod98][Lan01]. Comme le montre la figure 3.2, pour identifier correctement un modèle, il est nécessaire d'appliquer des excitations dont le contenu fréquentiel permet au modèle de disposer de suffisamment d'informations pour caractériser le système auquel il doit s'identifier. D'un point de vue fréquentiel, cette affirmation revient à dire que les signaux d'excitation doivent couvrir une gamme de fréquences suffisamment large pour que les différentes dynamiques du modèle soient convenablement excitées. Si seule l'excitation 1 est présente, le comportement en haute fréquence ne peut être caractérisé (et réciproquement pour l'excitation 2 avec le comportement en basses fréquences).

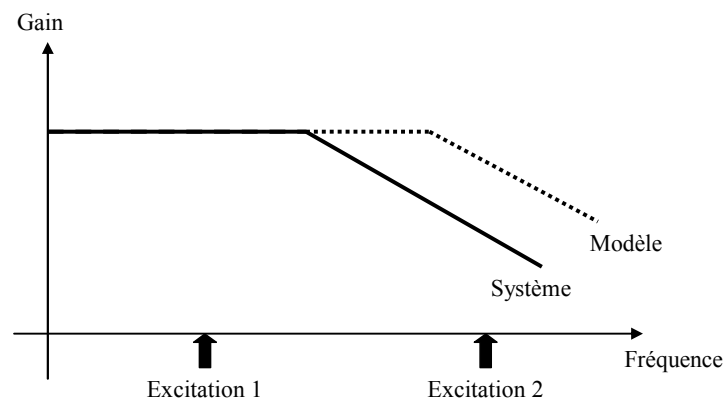


Fig. 3.2. Illustration des problèmes liés à l'excitation pour l'identification d'un processus

Dans le cas d'une estimation récursive, les problèmes de stabilité sont du premier ordre car la qualité de l'excitation imposée au processus d'identification permet d'entretenir au cours du temps la qualité de l'identification réalisée quel que soit le mode de fonctionnement du système. La stabilité ne garantit pas forcément la bonne estimation des paramètres mais permet d'obtenir un jeu de paramètres ne divergeant pas au cours du temps. Le signal d'excitation doit présenter, nous l'avons vu, des propriétés adéquates pour assurer une identification précise mais doit en plus posséder ces propriétés de manière permanente. Or, les propriétés des signaux délivrés au processus d'identification sont intimement liées au régime de fonctionnement de l'actionneur. Un changement de point de fonctionnement peut par exemple perturber l'algorithme d'identification. Sous certaines conditions de fonctionnement, le système d'équations différentielles peut se transformer en un simple système d'équations arithmétiques (quand certaines variables liées aux termes différentiels sont constantes ou nulles à cause d'un pilotage particulier par exemple). De ce fait, certains paramètres, liés justement aux termes différentiels, ne peuvent correctement être identifiés ce qui engendre l'instabilité du processus d'identification. De même, nous verrons que les caractéristiques

intrinsèques du modèle sont également un facteur déterminant par rapport à la stabilité. La présence d'harmoniques, non pas induits par l'excitation cette fois, mais par la topologie même du modèle, peuvent constituer un facteur d'amélioration de la stabilité des algorithmes d'identification. Parmi les autres facteurs d'instabilité, on trouve le réglage du profil de calcul du gain d'adaptation de l'algorithme ainsi que l'influence du bruit de mesure.

1.5 Exemple d'application au circuit *RLE*

On prend ici un exemple d'estimation paramétrique d'un simple circuit *RLE*, topologie proche de celle d'un circuit équivalent de la MSAP dans le repère de Park, afin d'illustrer la mise en place de l'algorithme des moindres carrés récursifs ainsi que la stabilité et la précision de cet algorithme par rapport aux signaux d'excitation et aux caractéristiques propres des modèles.

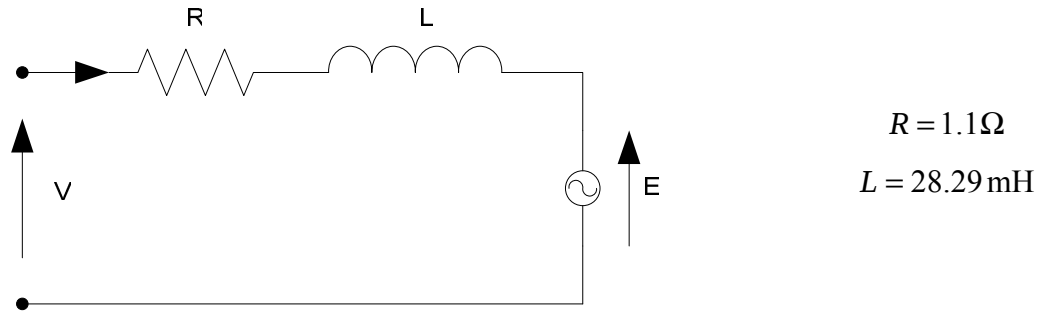


Fig. 3.3. Exemple d'estimation paramétrique d'un circuit *RLE*

Selon le circuit électrique de la figure 3.3, on écrit l'équation différentielle :

$$v(t) = R.i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E(t) \quad (3.22)$$

$$\Rightarrow \frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}.i(t) + \frac{1}{L}[v(t) - E(t)] \quad (3.23)$$

Comme l'algorithme des MCR avec facteur d'oubli n'est applicable que pour un système discret linéaire par rapport aux paramètres, on discrétise la relation (3.23) à l'aide de la transformée bilinéaire.

$$X = \int W(t)dt \Rightarrow x_K = x_{K-1} + \frac{T_e}{2}w_K + \frac{T_e}{2}w_{K-1} \quad (3.24)$$

On obtient l'équation aux différences suivantes :

$$i_k = i_{k-1} + \frac{T_e}{2} \left(-\frac{R}{L}(i_k + i_{k-1}) + \frac{1}{L}(v_k + v_{k-1} - E_k - E_{k-1}) \right) \quad (3.25)$$

$$\Rightarrow i_k = a.i_{k-1} + b.(v_k + v_{k-1} - E_k - E_{k-1}) \quad (3.26)$$

Où :

$$a = \left(\frac{2.L - T_e.R}{2.L + T_e.R} \right) \quad b = \left(\frac{T_e}{2.L + T_e.R} \right) \quad (3.27)$$

$$R = \frac{1-a}{b} \quad L = \frac{1+a}{4b} T_e \quad (3.28)$$

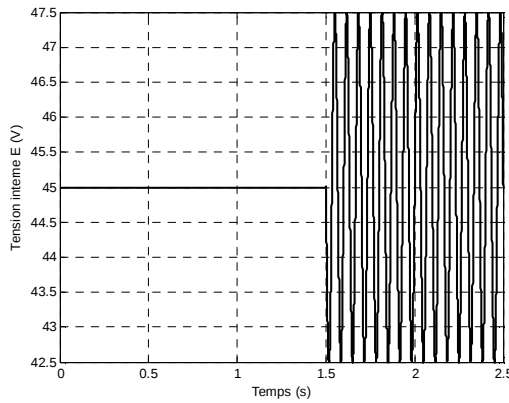
A partir de la relation (3.33), on obtient la formulation de l'algorithme des MCR suivante :

$$\begin{cases} i_k = \theta \cdot \varphi_k^t \\ \varphi_k^t = \begin{bmatrix} i_{k-1} \\ (v_k + v_{k-1} - E_k - E_{k-1}) \end{bmatrix} \\ \theta = [a \ b] \end{cases} \quad (3.29)$$

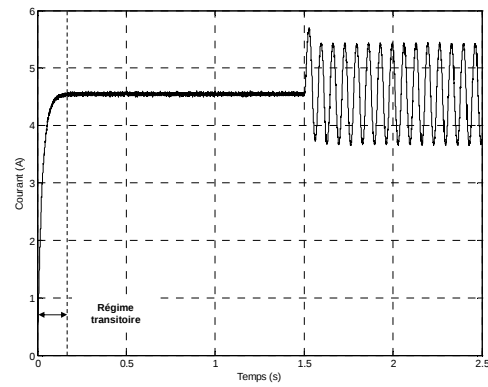
On choisit le facteur d'oubli $\lambda = 0.995$. On applique un échelon $v = 50V$ comme signal d'excitation. On effectue l'identification des paramètres sur deux segments consécutifs selon les caractéristiques suivantes :

- la tension interne E est d'abord imposée avec une source de tension continue de 40V.
- une source de tension sinusoïdale de fréquence 50Hz et amplitude 2.5V est ajoutée à E à l'instant 1.5s (voir figure 3.4.a).

La période d'échantillonnage des grandeurs utilisées par l'algorithme d'identification est fixée à $T_e = 20\mu s$. Un bruit blanc possédant un rapport signal à bruit de 100dB est ajouté sur les grandeurs mesurées $i(t)$ et $v(t)$.

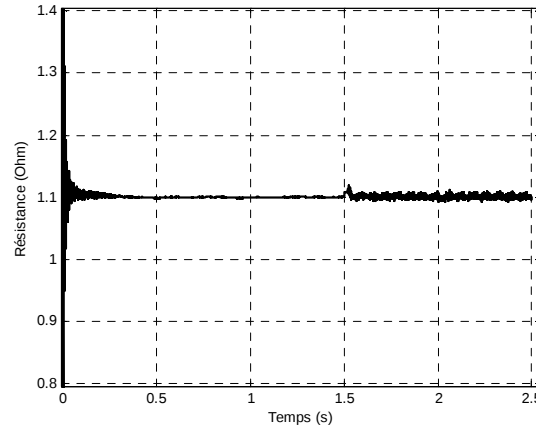


Source de tension interne E

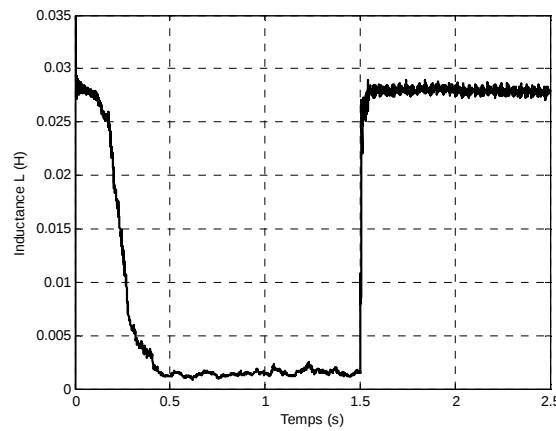


Courant dans l'inductance

(a). Variation de la source de tension interne E et du courant dans le circuit RLE



(b). Variation de la résistance estimée



(c). Variation de l'inductance estimée

Fig. 3.4. Suivi paramétrique pour l'exemple du circuit RLE

On remarque, pendant le régime transitoire du courant, sur la figure 3.4.a, que l'algorithme des MCR donne une bonne estimation de paramètres R et L (voir figure 3.4.b et 3.4.c). En régime permanent ($I = \text{cte}$), on obtient donc de l'équation :

$$0 = -\frac{R}{L} \cdot i(t) + \frac{1}{L} [v(t) - E(t)] \quad \Rightarrow \quad 0 = -R \cdot i(t) + [v(t) - E(t)] \quad (3.30)$$

Le circuit RLE est maintenant représenté par une simple équation arithmétique (3.30) avec un seul paramètre R . C'est la raison pour laquelle l'algorithme des MCR fournit une bonne estimation sur la résistance mais une mauvaise estimation de l'inductance (cette inductance estimée n'est plus réellement dans ce cas un paramètre du modèle et sa valeur est directement liée au bruit sur les mesures). S'il n'y a pas de bruit, la matrice de gain d'adaptation de l'algorithme va diverger (voir figure 3.5) et provoquer l'instabilité dans le processus d'identification. Cet exemple illustre bien la nécessité de disposer d'une excitation persistante au risque de mettre le modèle face à des modes de fonctionnement ne permettant pas d'obtenir une identification correcte.

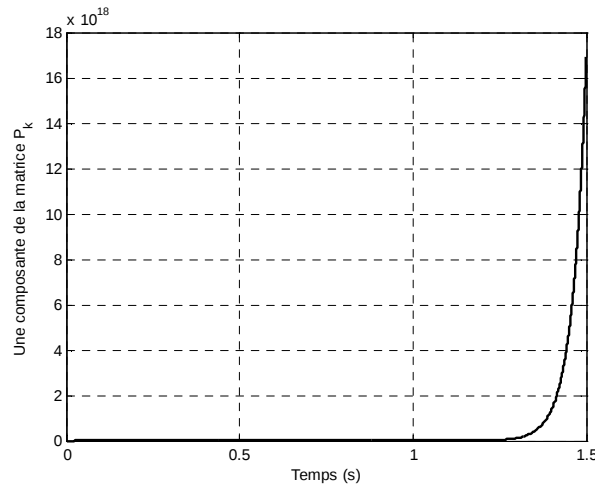


Fig. 3.5. Illustration de la divergence d'une composante de la matrice de gain d'adaptation en régime permanent et en absence de bruit

A l'instant $t=1.5s$, grâce à la présence de la composante sinusoïdale sur la tension interne E (donnée intrinsèque au modèle à identifier), nous obtenons une forme d'excitation persistante qui garantit la sollicitation des termes différentiels du modèle (3.23). Par rapport au cas précédent, il n'existe plus à proprement parler dans cette configuration de régime stationnaire puisque le courant dans le circuit est enrichi avec les harmoniques de la source interne E . Cette forme d'excitation interne fait indirectement partie des sources d'excitation du modèle et les caractéristiques harmoniques contenues dans le modèle constituent alors une propriété d'auto-excitation qui permet à l'algorithme des MCR de garantir une bonne stabilité au processus d'identification. A partir de cet exemple, on peut conclure que même en absence de source d'excitation riche et persistante, il est toujours possible de faire le suivi des paramètres d'un modèle s'il possède une caractéristique intrinsèque d'auto-excitation. C'est le cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale. Cela nous permet d'envisager l'utilisation de cette propriété pour réaliser l'identification récursive des paramètres du modèle électrique de la MSAP sans injection de signaux d'excitation supplémentaires à ceux naturellement utilisés dans l'environnement du dispositif.

4. Choix du modèle pour le suivi paramétrique de la MSAP

2.1 Principe du choix

Le choix du modèle pour le suivi paramétrique consiste à sélectionner un modèle (parmi les différentes candidatures évoqués au chapitre précédent) qui soit capable d'assurer une bonne performance du processus d'identification avec le moins de contraintes possibles sur les signaux d'entrées. Ce choix est basé sur trois facteurs : la flexibilité, la parcimonie de la structure et la complexité de l'algorithme d'identification [Sod88]:

- **Flexibilité (F_1)** : le modèle doit être capable de décrire les différents comportements dynamiques du système quelque soit le point de fonctionnement.

- **Parcimonie (F_2)** : la propriété de parcimonie implique que le modèle contienne le moins de paramètres possibles pour représenter le système réel de manière suffisamment réaliste.
- **Complexité d'algorithme (F_3)** : la structure du modèle doit être adaptée à la mise en équation avec les algorithmes d'identification. Par exemple, l'algorithme des moindres carrés récursifs n'est applicable qu'avec les modèles linéaires par rapport aux paramètres.

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre 2, la formulation de modèles diphasés de la MSAP peut être obtenue par différentes transformations. Toutes sont candidates pour servir de modèle de base pour le suivi paramétrique. En considérant la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale, on peut citer les trois modèles suivants :

- Modèle de Park classique (2.90)
- Modèle de Park Etendu à flux orientés (2.94)
- Modèle de Park à courants orientés (2.98)

Nous allons dans la suite de ce travail comparer les structures de ces modèles afin de pouvoir en déduire la mieux adaptée à l'identification.

2.2 Comparaison structurelle, estimation paramétrique de la MSAP

Dans le cadre de notre étude, la MSAP à distribution non-sinusoïdale de flux est simulée à l'aide du modèle CEMC. On cherche à déterminer les distances structurelles entre la MSAP et les modèles diphasés en effectuant l'estimation récursive des paramètres électriques pour différents modes de fonctionnements de l'actionneur, à savoir le fonctionnement en génératrice, le fonctionnement moteur en boucle ouverte, le fonctionnement moteur en boucle fermée. On réalise tout d'abord les tests de l'algorithme en l'absence de bruits de mesure.

La comparaison des structures des modèles consiste à déterminer l'écart structurel entre le processus physique de référence (assimilé au modèle CEMC dont on peut déduire les valeurs exactes des paramètres à identifier) et le modèle d'identification dans l'espace paramétrique. On caractérise cet écart par une grandeur appelé « Distance structurelle » qui s'exprime à l'aide de l'équation (3.31) :

$$D_{str} = \sum_i^M \frac{(\theta_{pi} - \theta_{mi})^2}{\theta_{pi}^2} \quad (3.31)$$

Où :

- θ_{pi} : Vecteur des paramètres du processus physique de référence
- θ_{mi} : Vecteur des paramètres du modèle
- M : Nombre de paramètres

2.2.1 Fonctionnement en génératrice

En fonctionnement en génératrice, la MSAP est entraînée à vitesse constante. Les bornes de sorties du stator sont connectées à un circuit RL triphasé équilibré (voir figure 3.6). Deux des

courants de phase sont prélevés avec une période d'échantillonnage $T_e = 20\mu s$, la fréquence électrique est fixée à $f_e = 50Hz$ et le facteur d'oubli de l'algorithme à $\lambda = 0.995$.

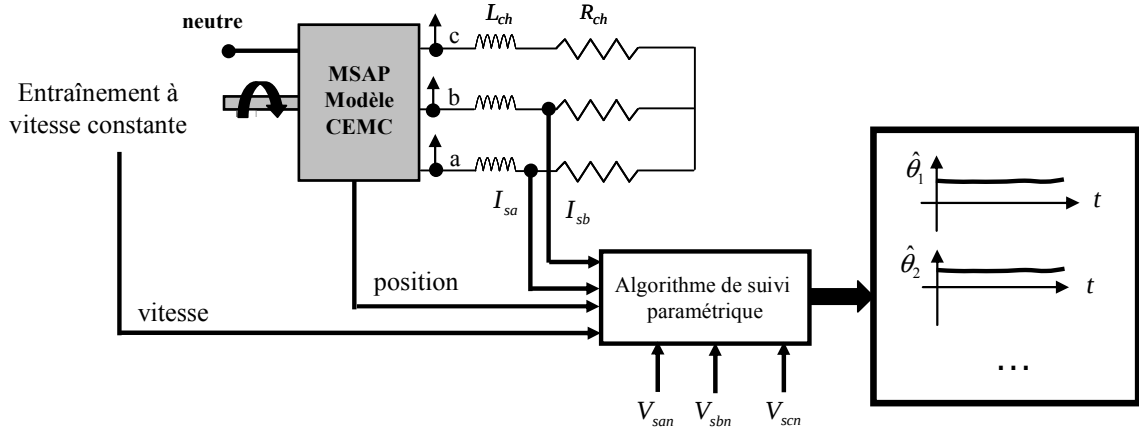


Fig. 3.6. Fonctionnement en génératrice de la MSAP

A titre d'exemple, nous donnons sur la figure 3.7 les allures du couple électromagnétique et des courants de ligne obtenus pour des valeurs de charge de $R_{ch} = 10\Omega$ et $L_{ch} = 10mH$.

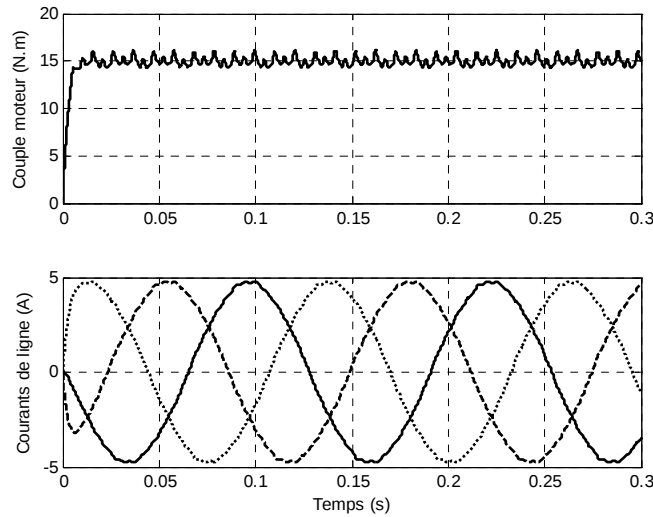


Fig. 3.7. Couple et courants de ligne de Modèle CEMC en fonctionnement génératrice.

Les équations électriques des modèles (2.90), (2.94) et (2.98) sont réécrites selon la convention génératrice. On obtient donc :

$$\text{Modèle de Park classique (PC)} \quad \begin{cases} \omega \phi'_{rd} = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + v_d & (3.32) \\ \omega \phi'_{rq} = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + v_q & (3.33) \end{cases}$$

$$\text{Modèle de Park Etendu à flux orientés (PE)} \quad \begin{cases} 0 = R_d i_{de} + L_d \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qe} + v_{de} & (3.34) \\ \omega \phi'_{r_{qe}} = R_q i_{qe} + L_q \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{de} + v_{qe} & (3.35) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{Modèle de Park} & \quad \left\{ \begin{aligned} \omega \phi'_{rdec} &= -\omega L_q \left(1 + \frac{d\mu_c}{d\theta_e} \right) i_{qec} + v_{dec} \end{aligned} \right. & (3.36) \\ \text{Etendu à courants} & \\ \text{orientés (PEC)} & \quad \left\{ \begin{aligned} \omega \phi'_{rqec} &= R_q i_{qec} + L_q \frac{di_{qec}}{dt} + v_{qec} \end{aligned} \right. & (3.37) \end{aligned}$$

L'adaptation de ces modèles à l'algorithme des MCR s'effectue comme dans l'exemple précédent à l'aide d'une discrétisation. Les calculs liés à la mise en équation sont détaillés en Annexe D. L'estimation récursive des paramètres électriques de chaque modèle est effectuée à partir des modèles d'axe d et q. La distance structurale associée à chaque paramètre est calculée en valeur moyenne sur une fenêtre d'observation de N mesures, exclusion faite du transitoire de l'algorithme, par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} D_{strRd} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(\hat{R}_{di} - R_d)^2}{R_d^2} & D_{strRq} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(\hat{R}_{qi} - R_q)^2}{R_q^2} \\ D_{strLd} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(\hat{L}_{di} - L_d)^2}{L_d^2} & D_{strLq} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(\hat{L}_{qi} - L_q)^2}{L_q^2} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Pour les modèles d'axe q , on obtient les résultats d'identification présentés sur la figure 3.8. On constate, pour les trois modèles, que l'algorithme d'identification se stabilise bien, même après les transitoires sur les grandeurs comportementales de la machine, à savoir les courants et le couple électromagnétique. Les modèles à flux et à courants orientés assurent, grâce à la prise en compte des harmoniques d'espace au sein même des angles utilisés dans les transformations diphasés, une bonne identification des paramètres du modèle électrique. Nous sommes typiquement en présence d'un cas où les propriétés intrinsèques du modèle vont contribuer à la stabilité du processus d'identification. En effet, même si l'excitation en vitesse est pauvre d'un point de vue fréquentielle (vitesse constante), les harmoniques d'espace de la MSAP vont générer des propriétés d'auto-excitation qui vont favoriser le suivi correct des paramètres du modèle. Le modèle de Park classique permet lui aussi dans ce cas une identification correcte, même si les paramètres obtenus comportent des oscillations plus importantes. A cause de l'angle utilisé dans la transformation, qui ne contient cette fois aucune information relative aux harmoniques d'espace, ce modèle diphasé ne contient en effet pas le même niveau d'harmonique que les modèles à flux et à courants orientés. L'excitation additionnelle intrinsèque au modèle est donc de plus faible niveau (voir chapitre 2 figure 2.27 sur les allures des courants I_q et I_d) et ne permet pas une aussi bonne identification qu'avec les modèles à grandeurs orientés. Le calcul de distances structurales (tableau 3.1 et fig. 3.9) permet de chiffrer les écarts entre les paramètres obtenus et les paramètres de référence. Ces résultats montrent que le modèle de Park à courants orientés produit la meilleure estimation des paramètres. Dans ce mode de fonctionnement en génératrice, un changement de vitesse ne perturbe aucunement les algorithmes qui parviennent toujours à identifier les paramètres.

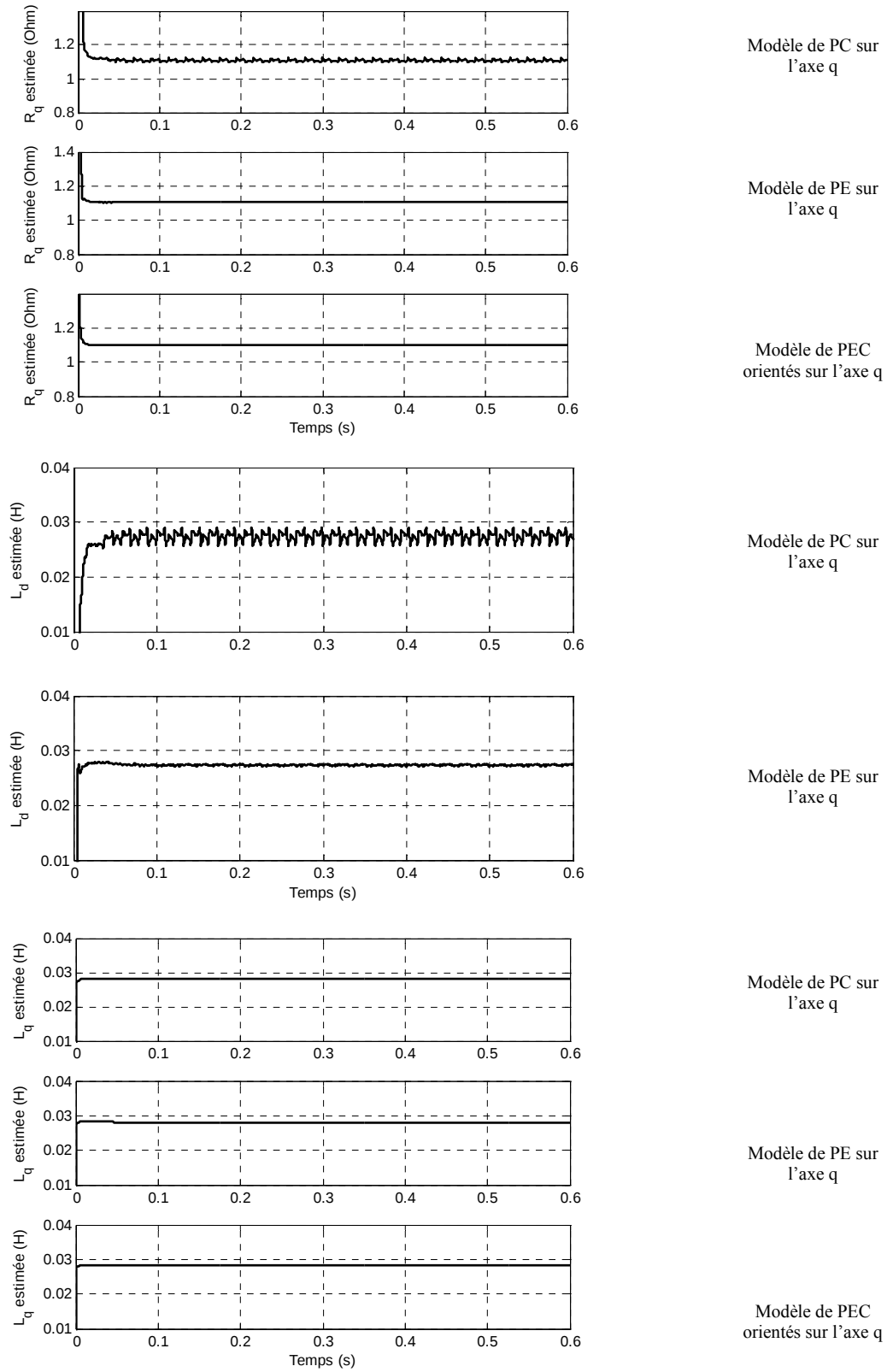
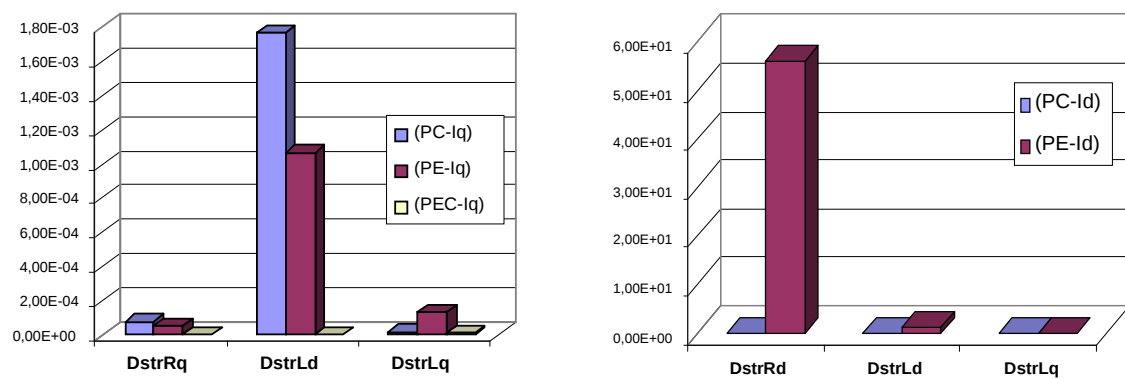


Fig. 3.8. Paramètres estimés par l'algorithme des moindres carrés récursif pour les différents modèles d'axe q testés en fonctionnement génératrice

Modèle	Distance structurelle			
	D_{strRd}	D_{strRq}	D_{strLd}	D_{strLq}
Park classique sur l'axe d	6.0140e-003	x	6.4581e-006	4.5873e-005
Park classique sur l'axe q	x	7.6293e-005	1.7701e-003	1.5456e-005
Park Etendu sur l'axe d	5.6191e+001	x	1.0069	1.0126
Park Etendu sur l'axe q	x	5.2323e-005	1.0672e-003	1.3129e-004
Park Etendu à courants orienté	x	4.8942e-007	x	8.7413e-006

Tableau 3.1 : Distances structurelles des modèles diphasés d'axe d pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement génératrice



(a) Distances structurelles des modèles sur l'axe q

(b) Distances structurelles des modèles sur l'axe d

Fig. 3.9. Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement génératrice

En complément de ces résultats, nous donnons sur la figure 3.10 les résultats d'identification pour les modèles d'axe d de Park classique et de Park Etendu à flux orienté. Le modèle de Park classique produit une estimation correcte mais le modèle de Park Etendu donne une mauvaise estimation. Le modèle de Park étendu à flux orienté sur l'axe d garantit l'annulation de la dérivée du flux sur l'axe d . Il en résulte une annulation des termes d'auto-excitation du modèle. L'information relative aux harmoniques d'espace n'est donc plus suffisante pour permettre au modèle de s'adapter au comportement du modèle CEMC.

Pour s'en convaincre, la transformation à flux orienté a été modifiée de façon à assurer $\Phi'_{rde} = \Phi'_{rqe}$ au lieu de $\Phi'_{rde} = 0$. Ainsi, les termes dits d'auto-excitation sont conservés sur les deux axes. La figure 3.11 montre l'allure des dérivées des flux sur les axes d et q . Nous pouvons alors observer que les informations relatives aux harmoniques sont dorénavant également présentes sur le terme Φ'_{rde} . Sur cette même figure, sont montrés les résultats du suivi paramétrique à partir de l'équation d'axe d . Les paramètres de résistance et d'inductance sont avec ce modèle correctement identifiés.

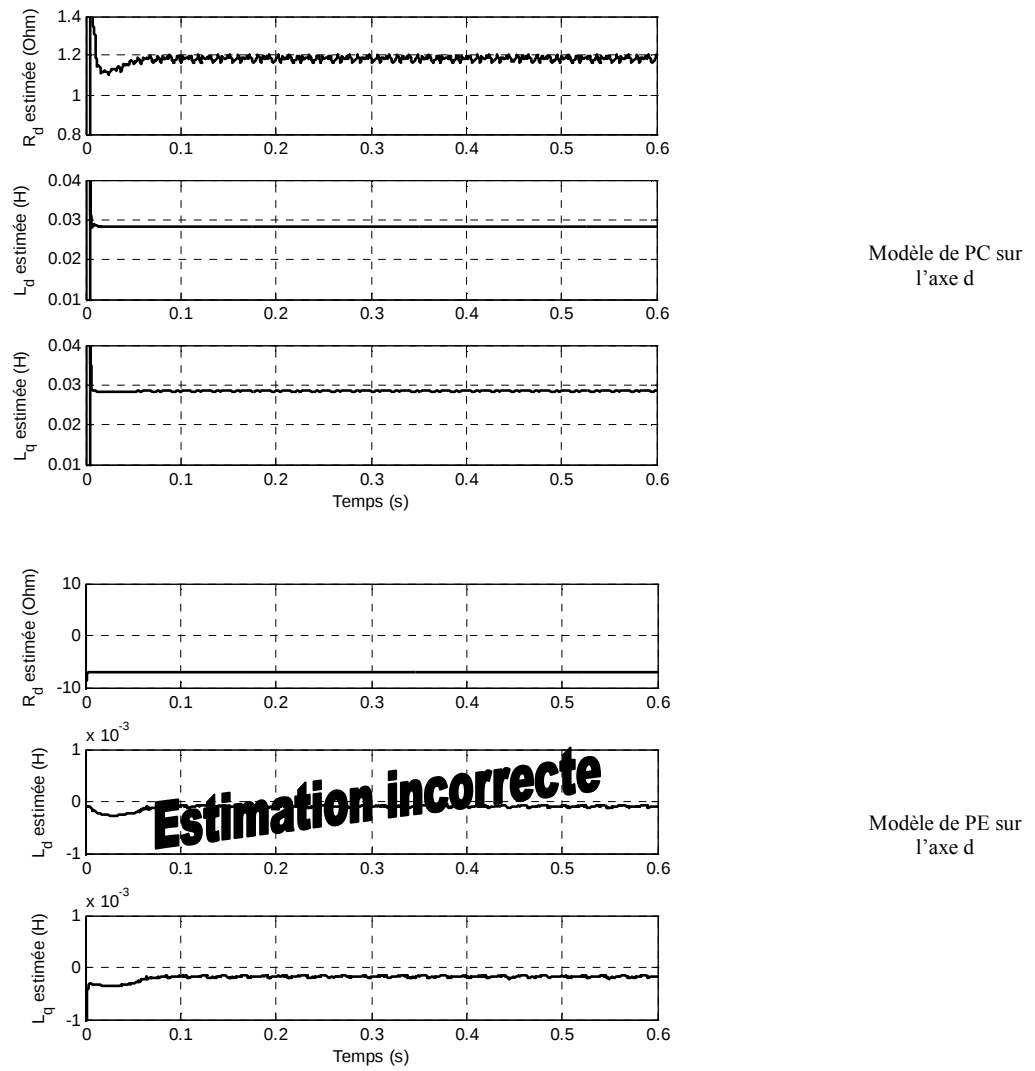


Fig. 3.10 : Paramètres estimés par l'algorithme des moindres carrés récursif pour les différents modèles d'axe d testés en fonctionnement génératrice.

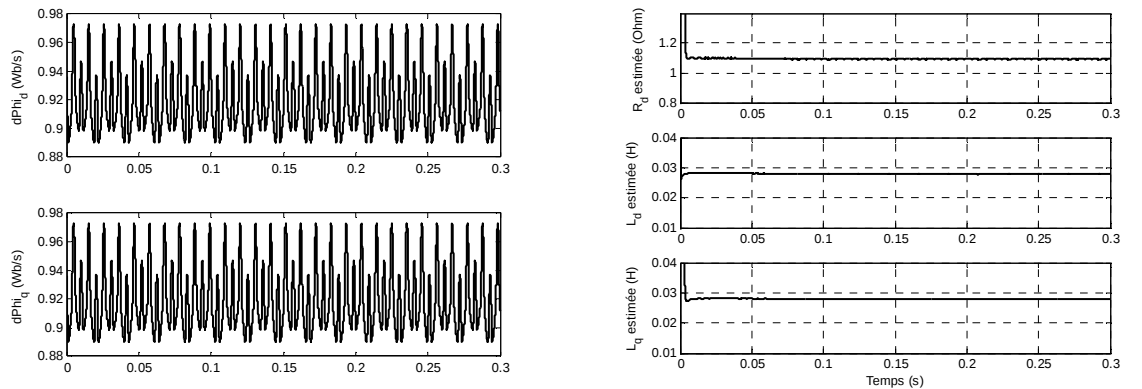


Fig. 3.11. Résultats de l'estimation avec le modèle de Park Etendu à flux orienté avec $\phi'_{rde} = \phi'_{rqe}$

2.2.2 Fonctionnement moteur en boucle ouvert

En fonctionnement moteur, l'actionneur est alimenté par une source de tension. Nous testons tout d'abord une source de tension parfaitement sinusoïdale puis, pour nous placer dans un cas le plus réaliste possible par rapport aux conditions de fonctionnement de la machine, nous alimentons la machine avec un onduleur de tension piloté en modulation de largeur d'impulsion à une fréquence de découpage f_{dec} . Le moteur est associé à une charge mécanique modélisée par un système du premier ordre. Les équations électriques des modèles de Park sont utilisées dans le processus d'identification. Pour ces cas, on se limite simplement aux équations liées à l'axe en quadrature.

Sur la figure 3.12, nous présentons les résultats du suivi paramétrique avec une alimentation sinusoïdale pure. Nous observons que les trois modèles permettent une évaluation correcte des paramètres. Notons cependant sur les identifications associées au modèle de Park Etendu à flux orienté une perte de précision par rapport aux autres modèles.

Sur la figure 3.13, la machine est alimentée en MLI avec une fréquence de découpage de 5KHz. Avec le modèle de Park classique, l'estimation de paramètres est correcte uniquement pendant le régime transitoire des grandeurs caractéristiques de la machine. L'algorithme perd sa précision et sa stabilité en régime permanent. Instinctivement, il vient à l'idée que le signal d'excitation MLI, plus riche en fréquence qu'une sinusoïde, aurait du contribuer à l'amélioration de la qualité de l'estimation. Avec le modèle de Park classique, il n'en est rien. En fait, rajouter des excitations haute fréquence contribue dans ce cas à masquer les informations sur les harmoniques d'espace contenu dans les courants d'axe d et q . Par rapport au comportement du système réel, ce modèle ne possède plus des conditions d'excitation intrinsèques suffisantes pour permettre à l'algorithme de déterminer à chaque instant un jeu de paramètres correct. Par contre, comme on peut le constater sur la figure 3.14, si l'on augmente la fréquence de découpage à 10KHz, l'estimation est à nouveau correcte. Le caractère passe bas naturel du modèle permet alors d'atténuer les harmoniques de MLI et de redonner une plus grande importance aux harmonique d'espace.

Avec l'alimentation MLI, les modèles orientés conduisent à une bonne estimation des paramètres quelle que soit la fréquence de découpage. Ces modèles sont donc plus robustes par rapport aux conditions d'alimentation de la machine. De plus, selon le tableau 3.2 et la figure 3.15, on voit que le modèle de Park à courants orientés produit encore la meilleure estimation des paramètres.

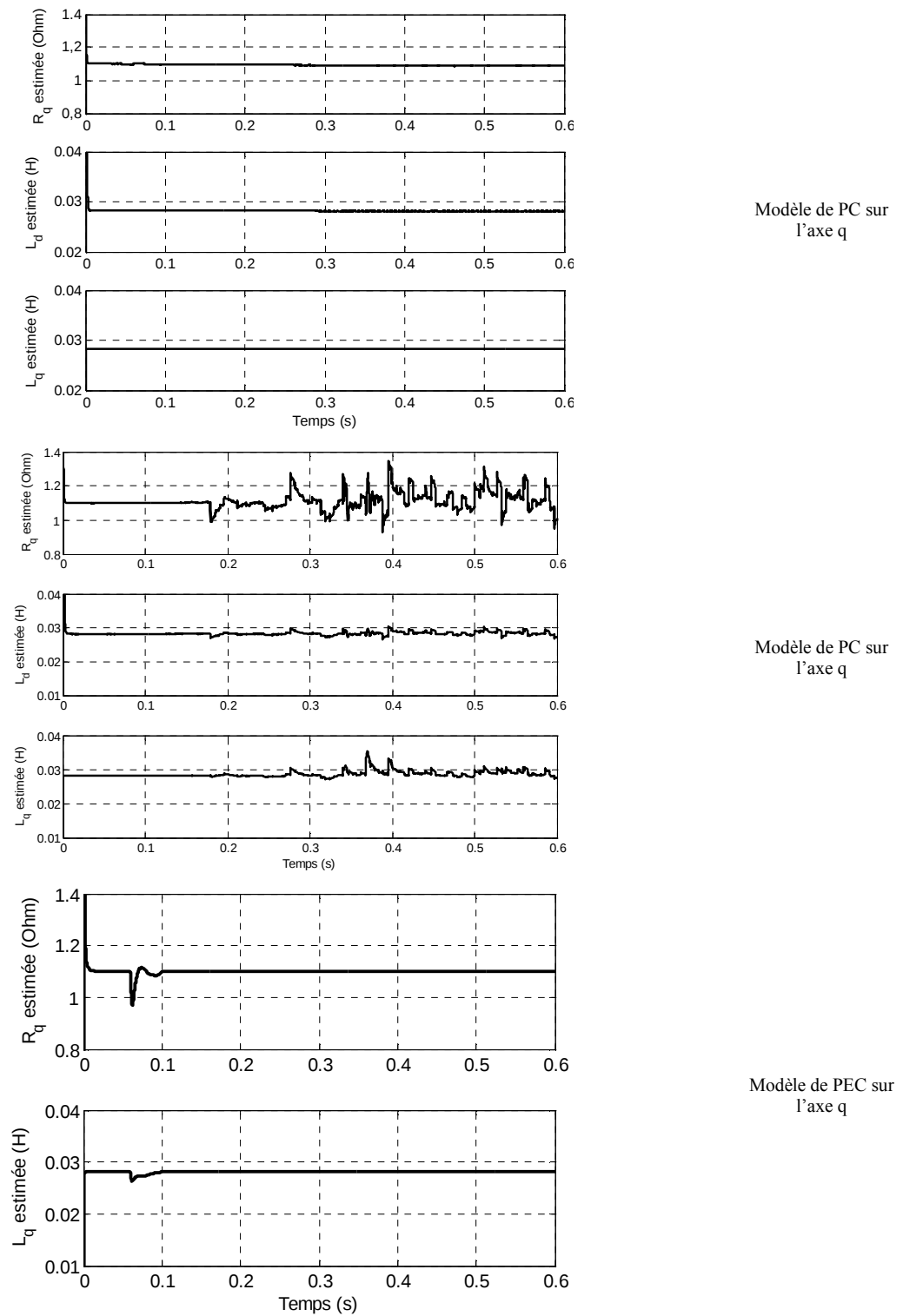


Fig. 3.12. Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour le modèle de PC sur l'axe q testé en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation sinusoïdale

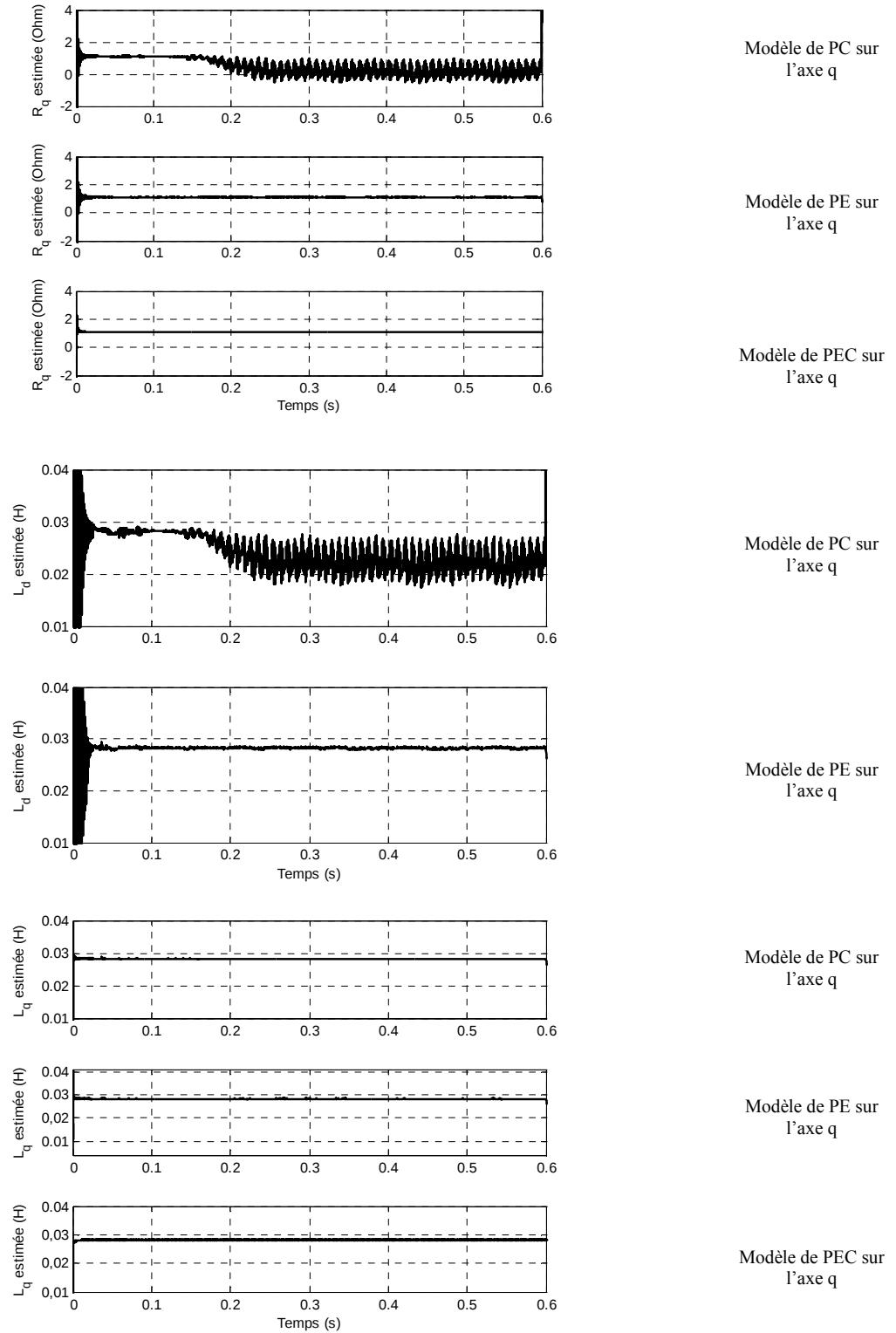


Fig. 3.13 : Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI de 5KHz

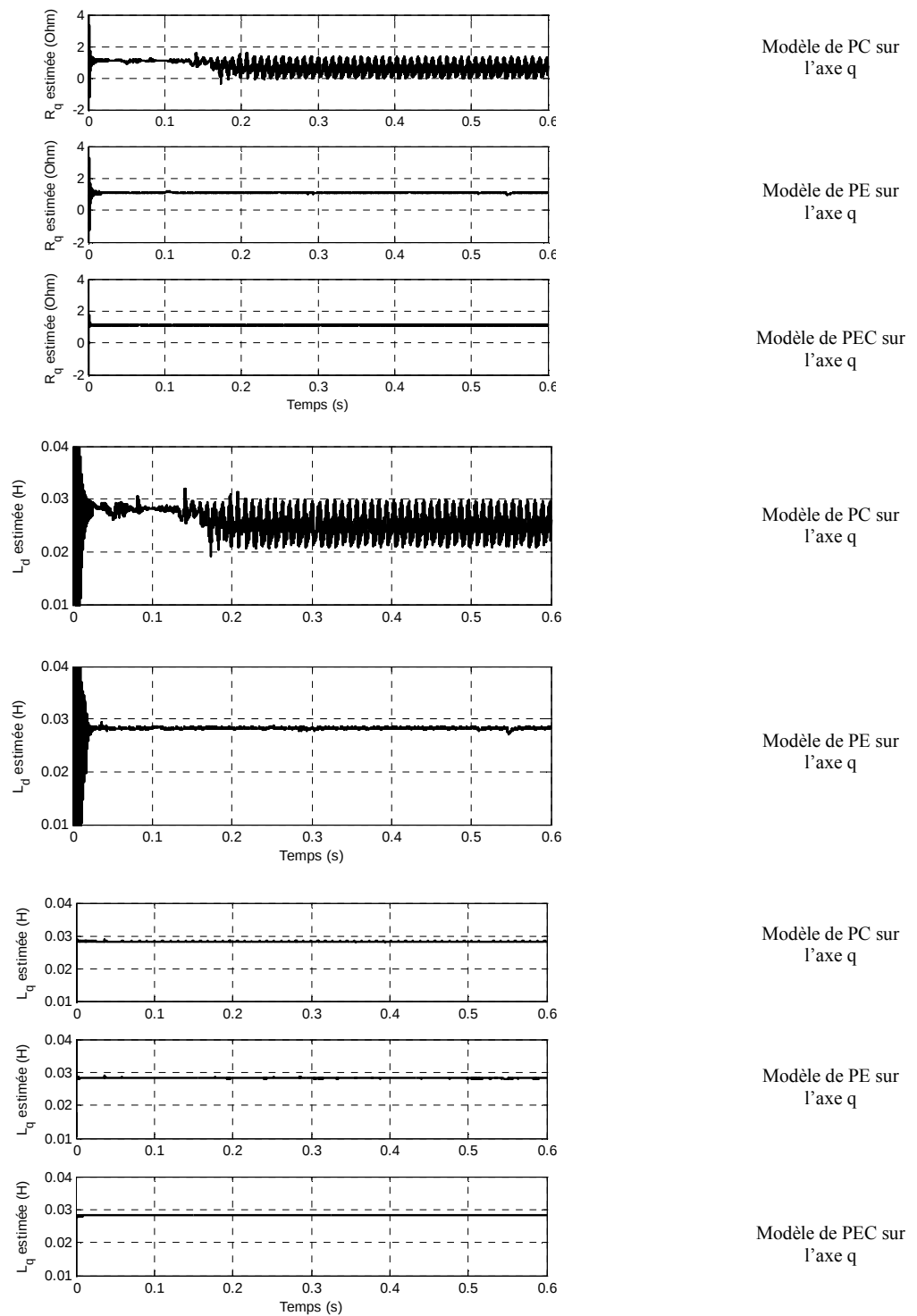
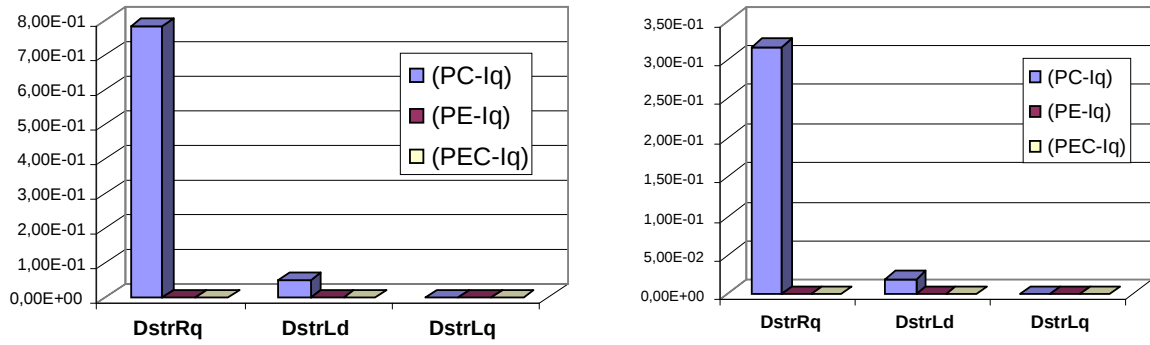


Fig. 3.14. Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI de 10KHz



(a) : Distances structurelles des modèles sur l'axe q avec alimentation MLI 5KHz

(b) : Distances structurelles des modèles sur l'axe q avec alimentation MLI 10KHz

Fig. 3.15. Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle ouverte

Modèle	Distance structurelle			Alimentation
	D_{strRq}	D_{strLd}	D_{strLq}	
Park classique sur l'axe q	7.8310e-001	4.9308e-002	1.5508e-005	MLI 5KHz
	3.1676e-001	1.9649e-002	1.2181e-005	MLI 10KHz
Park Etendu sur l'axe q	3.2892e-004	3.0159e-005	2.5256e-005	MLI 5KHz
	3.7235e-004	3.0086e-005	1.4944e-005	MLI 10KHz
Park Etendu à courants orientés sur l'axe q	6.9472e-006	x	9.8550e-006	MLI 5KHz
	4.4628e-006	x	1.0004e-005	MLI 10KHz

Tableau 3.2 : Distances structurelles des modèles diphasés en cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle ouverte

2.2.3 Fonctionnement moteur en boucle fermé

On s'intéresse dans cette partie au suivi paramétrique des modèles électriques de la MSAP dans le contexte d'un environnement incluant une régulation de courant et de vitesse. L'objectif est d'éprouver l'efficacité de l'algorithme d'identification en association à une commande en boucle fermée. Plusieurs algorithmes de contrôle sont envisageables. Dans le cas de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale, nous avons choisi d'effectuer une commande faisant appel au repère de Park Etendu Dénormalisé qui est obtenu par la dénormalisation de la transformation de Park Etendu à flux orientés [Gre98] et [Lou04]. L'annexe D comporte de plus amples détails sur la formulation de cette commande qui permet de produire un couple électromagnétique constant malgré la présence d'harmoniques d'espace. Compte tenu des résultats précédents, le modèle de Park classique n'est pas testé dans cette configuration en boucle fermée.

Le schéma complet du dispositif de commande et d'identification de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale est présenté sur la figure 3.16.

Supposons que l'on impose d'abord une consigne de vitesse fixe et une consigne de courant direct ($i_{dref} \neq 0$). On effectue une estimation des paramètres (R_d, R_q, L_d, L_q) à partir des modèles de Park étendus à flux orienté d'axe d et q, et des paramètres (R_q, L_q) à partir du modèle à courants orientés d'axe q.

On obtient les résultats d'identification de la figure 3.17. Le processus d'identification avec le modèle de Park Etendu à flux orientés ou le modèle de Park à courants orientés produisent de bonnes estimations des paramètres. De plus, selon le tableau 3.3 et la figure 3.18, on voit que le modèle de Park à courants orientés possède toujours les distances structurelle les plus faibles.

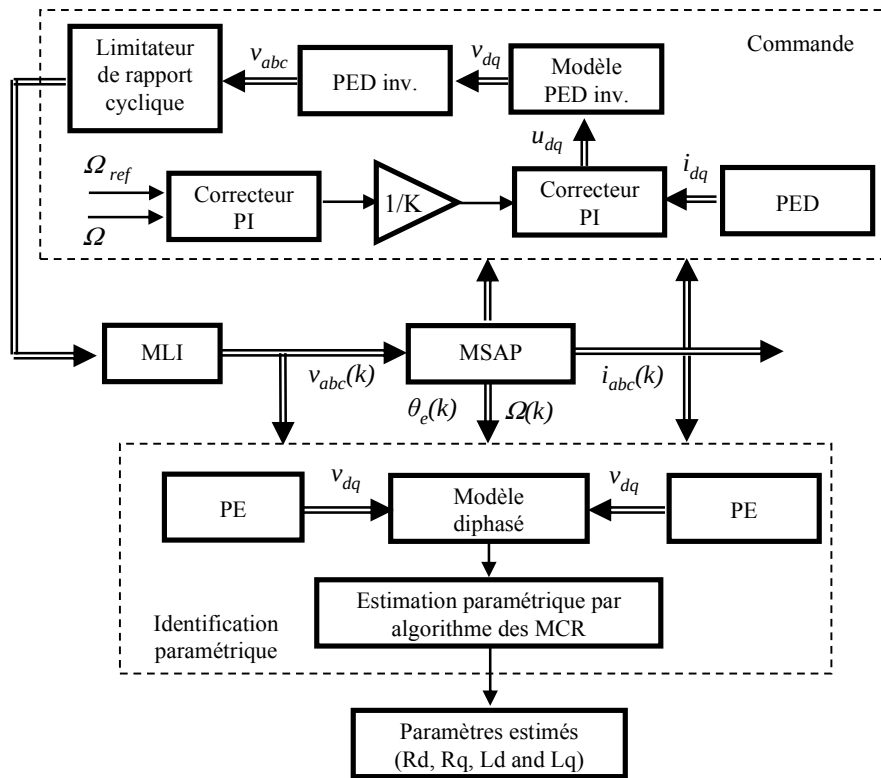


Fig. 3.16. Schéma d'identification paramétrique de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en boucle fermée

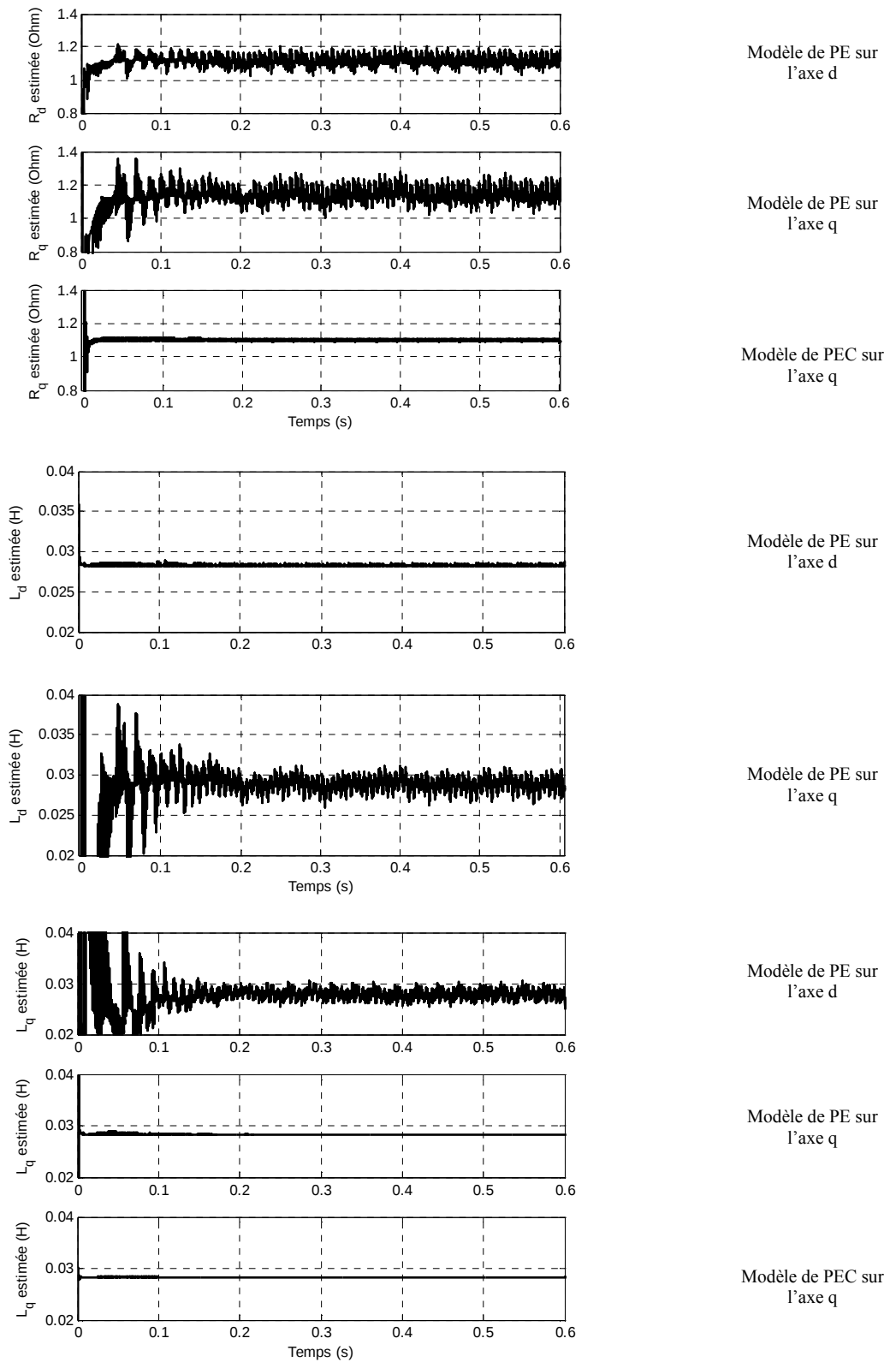


Fig. 3.17. Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d \neq 0$)

Modèle	Distance structurelle			
	D_{strRd}	D_{strRq}	D_{strLd}	D_{strLq}
Park Etendu sur l'axe d	0.5311e-3	x	0.0147e-3	0.8092e-3
Park Etendu sur l'axe q	X	1.6787e-3	0.7634e-3	0.0136e-3
Park Etendu à courants orientés sur l'axe q	X	0.0378e-3	x	0.0168e-3

Tableau 3.3 : Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d \neq 0$)

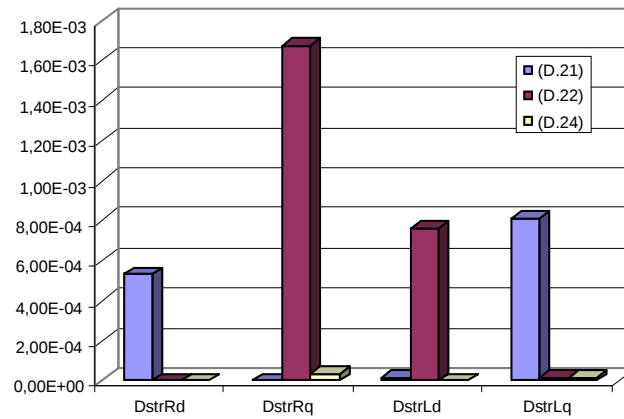


Fig. 3.18. Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d \neq 0$)

Si l'on considère maintenant une commande à couple maximum, c'est à dire que l'on impose à zéro la référence de courant d'axe direct ($i_{dref} = 0$), le processus d'identification avec le modèle de Park Etendu à flux orienté perd sa stabilité (voir figure 3.19).

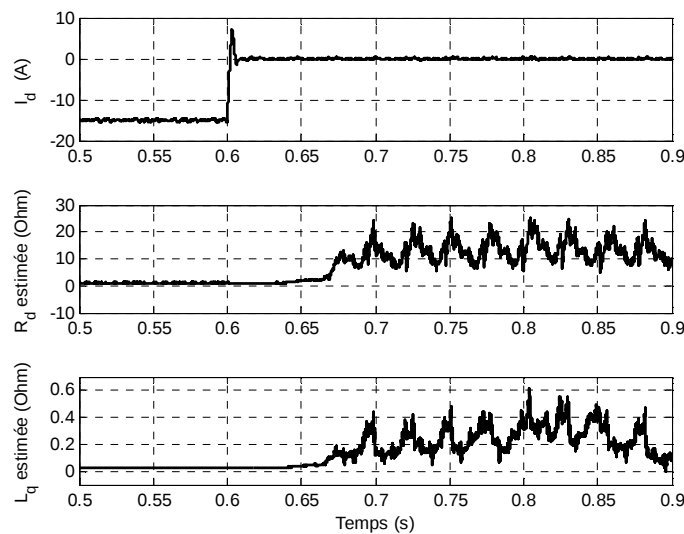


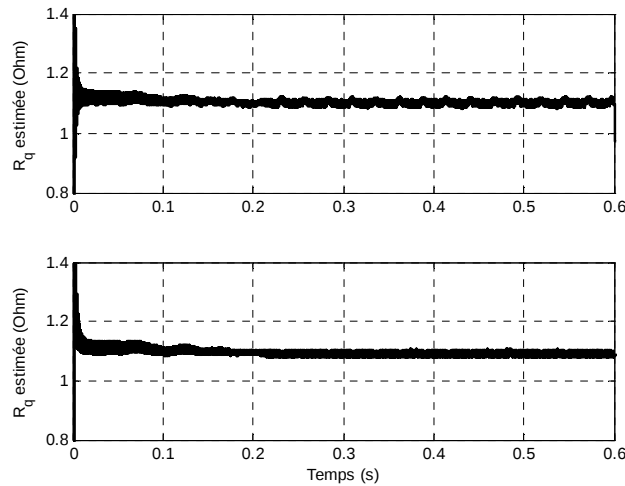
Fig. 3.19. Résistance et inductance estimées des modèles de Park Etendu testés en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d = 0$)

Ce résultat illustre les problèmes liés à la déstabilisation de l'algorithme suite à un changement du point de fonctionnement. Dans le cas où la commande impose ($i_d = 0$), tous les paramètres du modèle associés aux termes différentiels di_d/dt deviennent non identifiables. A partir du modèle de Park Etendu à flux orientés, la structure simplifiée de ce modèle s'écrit alors :

$$\begin{cases} v_{des} = L_d \frac{di_{des}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qes} \\ v_{qes} = R_q i_{qes} + L_q \frac{di_{qes}}{dt} + \omega \phi'_{rques} \end{cases} \quad \text{avec :} \quad \begin{cases} \phi'_{rdes} = 0 \\ \phi'_{rques} \neq cte \end{cases} \quad (3.39)$$

On remarque que ce nouveau modèle possède une structure plus petite que celle de son prédécesseur puisque tous les termes associés au courant i_{des} s'annulent. Le paramètre L_q de l'axe d disparaît, ainsi que le paramètre L_d de l'axe q . Une comparaison des performances de ce modèle par rapport au modèle de Park à courants orientés est alors réalisée.

On obtient les résultats d'identification présentés sur la figure 3.20. On voit que le processus d'identification avec le modèle de Park Etendu simplifié produit les bonnes estimations des paramètres. Selon le tableau 3.4 et la figure 3.21, l'équation (D.38) du modèle de Park Etendu simplifié possède des distances structurales légèrement plus petites que celle de modèle de Park à courants orientés. Cependant, le modèle simplifié n'est valable que pour un mode de fonctionnement spécifique de la machine. L'utilisation de cette formulation impliquerait de commuter d'un modèle complet à un modèle réduit en fonction du type de pilotage choisi. Le modèle de Park à courants orientés est beaucoup plus robuste par rapport à cet aspect.



Modèle de PE
simplifié sur l'axe q

Modèle de PEC sur
l'axe q

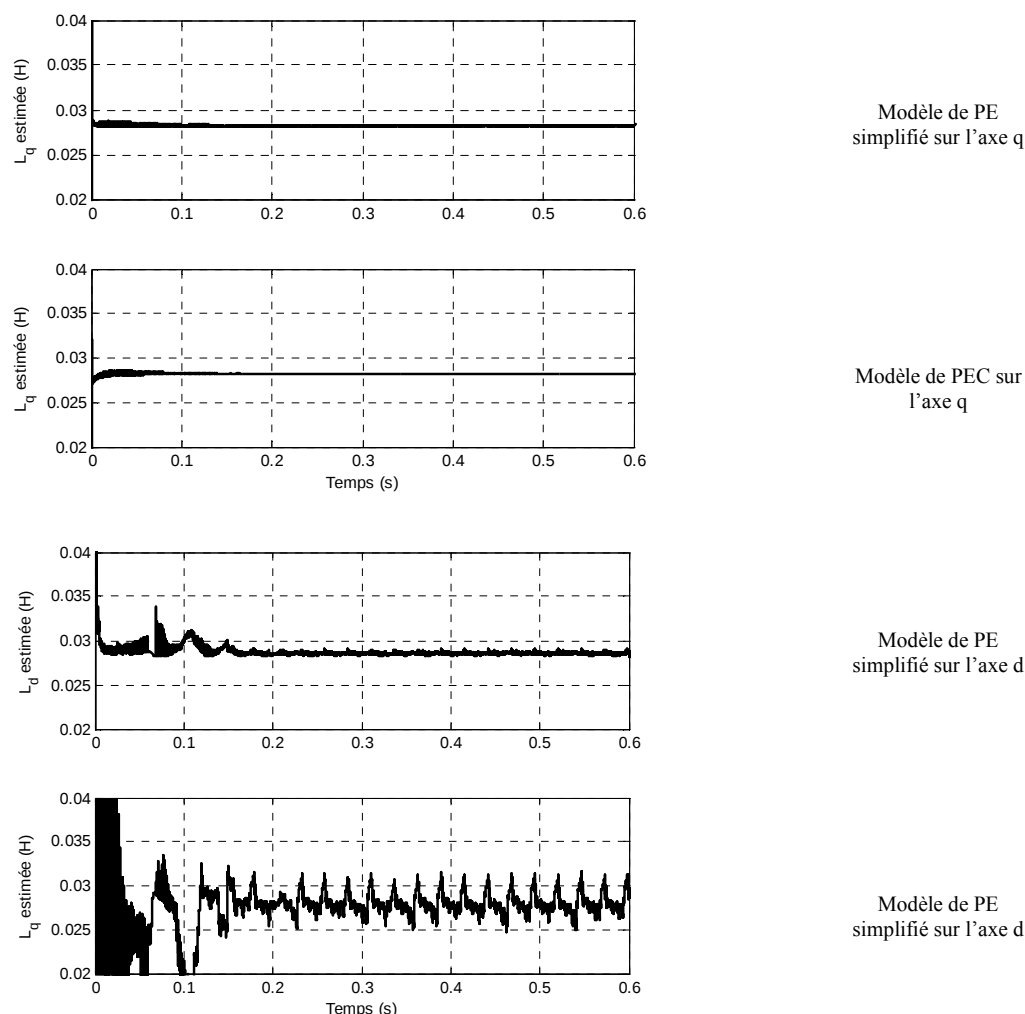


Fig. 3.20. Paramètres estimés par l'algorithme des MCR pour les différents modèles testés en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d = 0$)

En plus de posséder de bonnes performances en terme de stabilité et de précision, il permet de s'affranchir complètement des conditions de fonctionnement de la machine. Il est de taille réduite, ce qui favorise les propriétés de parcimonie. A ce stade, on peut conclure que le modèle de Park à courants orientés est le seul qui présente un bon compromis entre la flexibilité et la parcimonie de la structure.

Modèle	Distance structurelle			
	D_{strRd}	D_{strRq}	D_{strLd}	D_{strLq}
Park Etendu simplifié sur l'axe d	x	x	0.0538e-3	2.0070e-3
Park Etendu simplifié sur l'axe q	x	0.1117e-3	x	0.0098e-3
Park Etendu à courants orientés sur l'axe q	x	0.2307e-3	x	0.0225e-3

Tableau 3.4 : Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d = 0$)

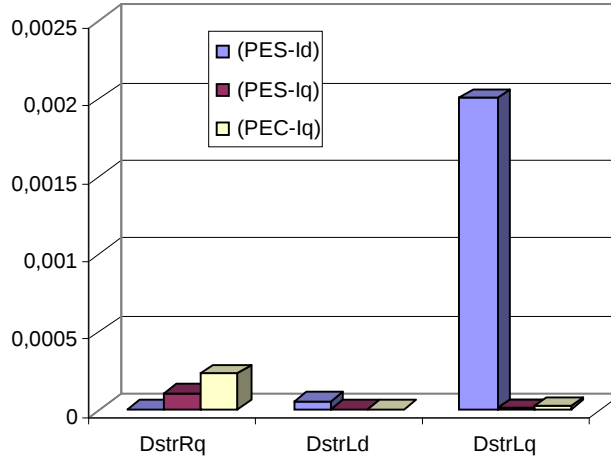


Fig. 3.21. Distances structurelles des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle fermée ($i_d = 0$)

2.3 Effet du bruit sur la mesure

Comme nous l'avons montré au cours des simulations de la partie précédente, le modèle de Park à courants orientés s'est révélé être le plus performant pour nos applications de suivi paramétrique. Comme l'algorithme des moindres carrés récursif est sensible aux bruits de mesures, notamment par rapport au biais qu'il engendre sur les paramètres estimés, nous proposons dans cette partie une étude de sensibilité pour évaluer la dégradation des résultats obtenus en fonction du niveau du bruit injecté sur les mesures.

L'origine du bruit que nous considérons peut provenir bien évidemment des chaînes de mesures utilisées pour capter les grandeurs sur le système en fonctionnement mais également des effets liés à la quantification de ces mêmes grandeurs pour leur utilisation au sein d'un processus numérique. Il affecte les entrées et les sorties du modèle (fig. 3.22). La figure 3.23 montre que lorsque le rapport signal sur bruit atteint les 30dB, le processus d'identification perd sa stabilité en fonctionnement génératrice mais produit une estimation acceptable en fonctionnement moteur. Le tableau 3.5 et la figure 3.24 confirment bien le caractère biaisé de l'estimation quand le niveau de bruit augmente. On remarque que le paramètre inductance est plus sensible aux bruits que la résistance.

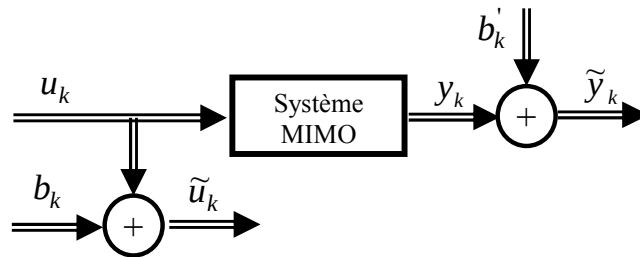
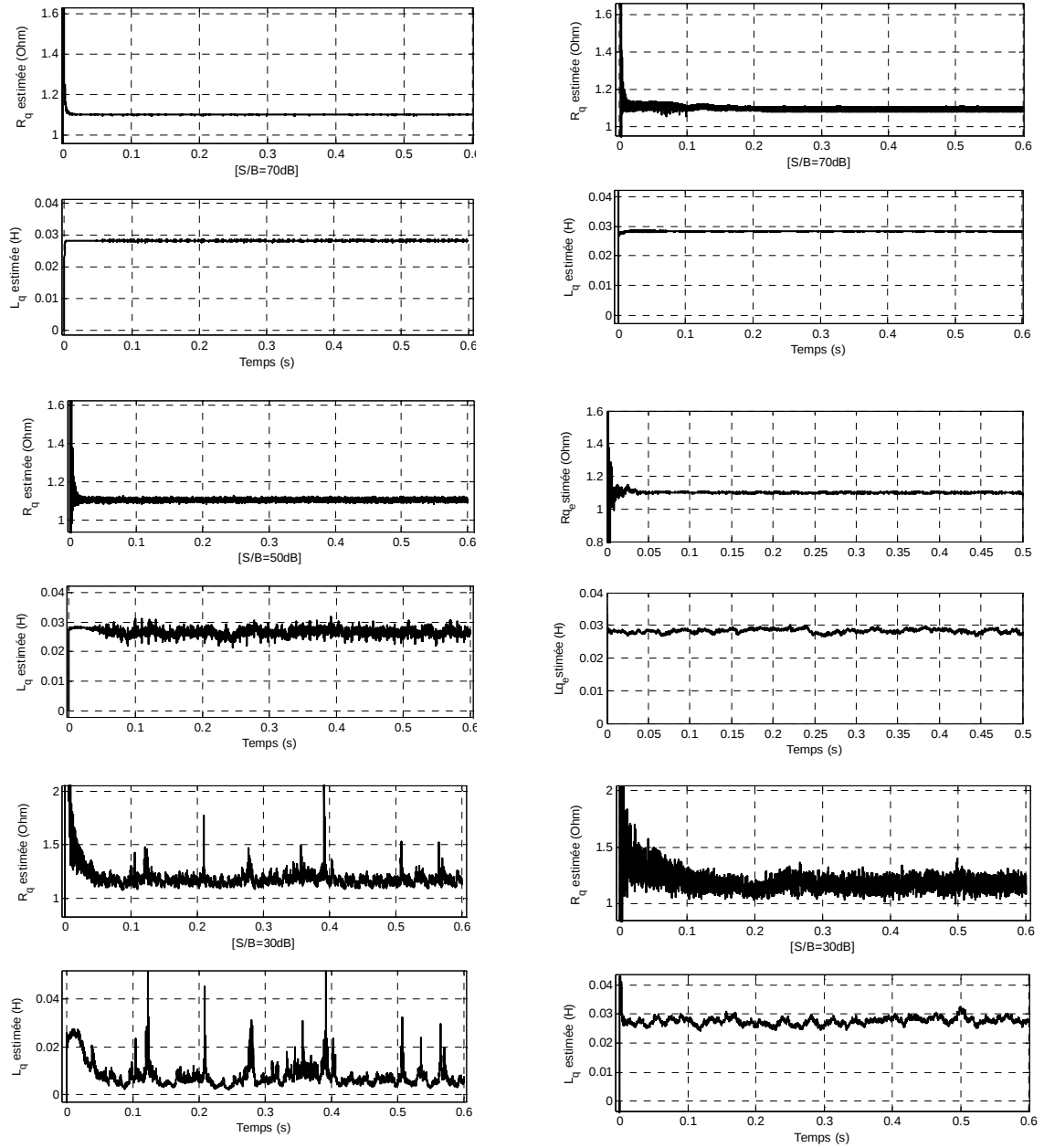


Fig. 3.22. Affectation d'un bruit de mesures sur le processus d'identification avec modèle de Park à courants orientés



(a) Fonctionnement génératrice

(b) Fonctionnement moteur en BO avec MLI

Fig. 3.23. Paramètres estimés par le modèle de Park à courants orientés

Bruit	Paramètres estimées (Modèle de Park à courants orientés)			
	Fonctionnement génératrice		Fonctionnement moteur en BF	
	$\hat{R}_q (\Omega)$	$\hat{L}_q (mH)$	$\hat{R}_q (\Omega)$	$\hat{L}_q (mH)$
70dB	1.1008	28.195	1.0864	28.145
50dB	1.1033	26.454	1.0823	28.098
40dB	1.1182	17.606	1.0929	27.940
30dB	1.1656	6.4516	1.1812	28.126
20dB	1.4673	3.6722	1.3961	27.906

Tableau 3.5 : Paramètres estimés de modèle de Park à courants orientés en fonction du bruit de mesure

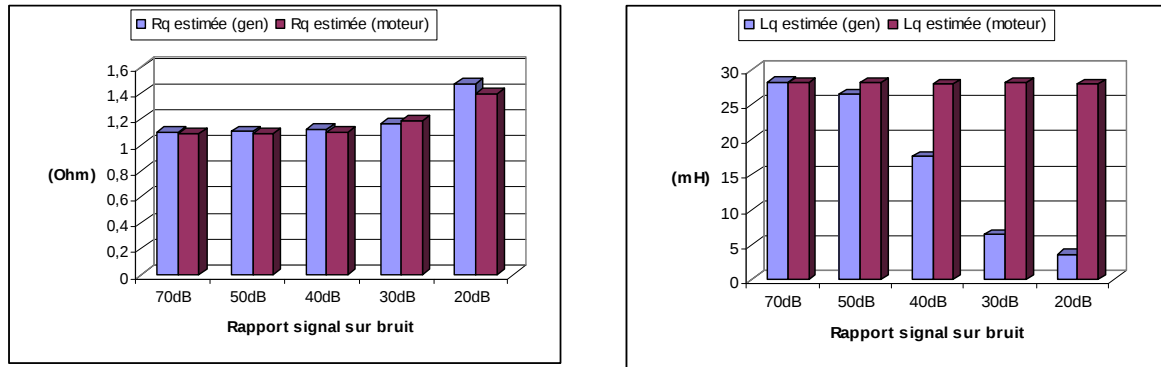


Fig. 3.24. Paramètres estimés par le modèle de Park à courants orientés

5. Exemple d'application en cas de paramètres lentement variables

Pour illustrer les performances de l'algorithme de suivi paramétrique en cas de variation lente des paramètres, nous proposons de simuler une variation de la température des résistances du bobinage statorique. Les résistances sur les trois phases du modèle CEMC subissent la même variation. La variation de la résistance statorique peut être modélisée en première approche par une loi de variation fonction de la température :

$$R_s = R_{s0} \cdot (1 + \rho \cdot \Delta T) \quad (3.41)$$

Où :

- R_{s0} : Résistance statorique à température 20°C
- ρ : Coefficient de dérive thermique du cuivre
- ΔT : Variation de la température par rapport à 20°C

On effectue le test en imposant un profil de variation de la résistance ($R_{s20} = 1.1\Omega$) de 20°C à l'instant $t=0.5s$ vers 100°C ($R_{s100} = 1.4388\Omega$) à l'instant $t=1s$. Un bruit est inclus dans le processus d'identification avec un rapport signal sur bruit fixé à 40dB. Nous nous plaçons dans un environnement comportant une commande en boucle fermée. Le modèle choisi est le modèle de Park à courants orientés. Pour tester la robustesse de l'identification proposée, nous appliquons également une consigne de vitesse variable et, une fois le régime permanent atteint, un impact de charge de 50% est imposé à la machine, comme le montrent les profils présentés en figure 3.25.

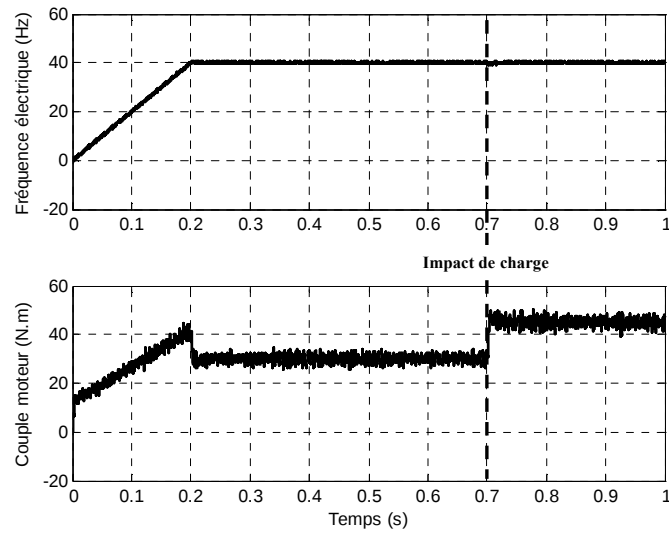


Fig. 3.25. Profil de vitesse imposé et couple moteur lors du fonctionnement moteur en BF

La figure 3.26 montre le bon suivi de la résistance en fonctionnement moteur. On remarque que la variation de la résistance n'affecte pas le paramètre estimé ($\hat{L}_q$). A l'instant $t = 0.7s$, on introduit un impact de charge de 50%. On constate que le processus d'identification est robuste, tant pour la résistance que pour l'inductance, par rapport aux points de fonctionnement variable.

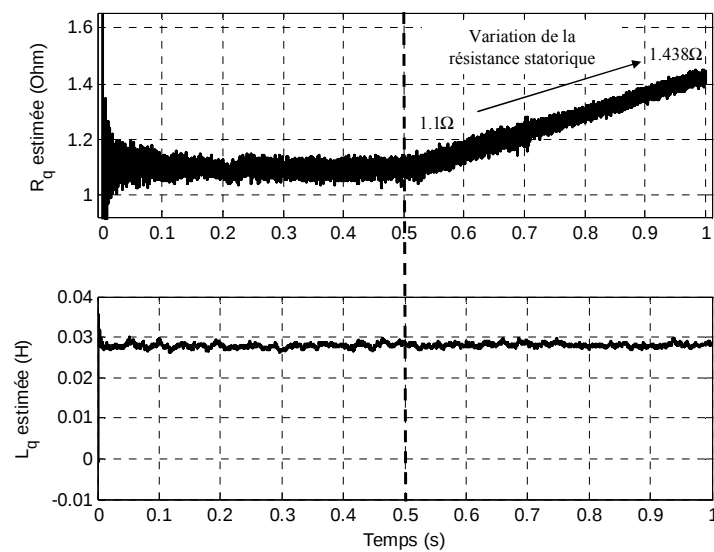


Fig. 3.26. Suivi de la variation de la résistance statorique due à la température en fonctionnement moteur en BF

6. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, présenté des éléments génériques relatifs à l'identification paramétrique par l'algorithme des MCR. Nous avons montré que la présence des harmoniques d'espace de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale contribue à la stabilisation de l'algorithme d'identification en régime permanent. Ce caractère, que nous avons assimilé à une source d'excitation persistante, peut être considéré comme une auto-excitation du modèle. Diverses formulations des modèles diphasés ont été testées dans le contexte du suivi paramétrique des modèles électriques de la MSAP. Une étude pour choisir le modèle diphasé le mieux adapté au suivi paramétrique a été réalisée en comparant les distances structurelles des différents modèles dans l'espace des paramètres. Divers modes de fonctionnement de l'actionneur ont de plus été testés, à savoir un fonctionnement en génératrice, un fonctionnement en moteur en boucle ouverte et un fonctionnement en moteur en boucle fermée. Nous avons pu mettre en évidence la pertinence des modèles diphasés à flux et à courants orientés par rapport au modèle de Park classique. De plus, lors d'un pilotage à couple maximal, nous avons montré qu'il est nécessaire de modifier la structure du modèle de Park à flux orienté pour satisfaire aux besoins de l'identification. Par rapport aux points de fonctionnement de l'actionneur, ce modèle ne présente pas la robustesse requise. Le modèle de Park à courant orienté se révèle donc être le meilleur candidat pour une utilisation dans le contexte du suivi paramétrique de la MSAP. Il présente un bon compromis entre les impératifs liés à la stabilité du processus d'identification, à la flexibilité par rapport au point de fonctionnement et à la taille réduite du vecteur de paramètres qui lui est associé. Il possède toujours en outre la distance structurelle minimale par rapport au modèle de référence utilisé, ce qui garantit qu'il possède la meilleure précision.

La sensibilité de ce modèle au bruit a ensuite été évaluée. Nous avons constaté que même en présence de bruit, la qualité de l'identification peut être préservée sur la résistance, jusqu'à certaines limites bien sûr l'algorithme conduit à des biais significatifs. L'inductance est quant à elle beaucoup plus sensible aux bruits et la valeur estimée se dégrade rapidement avec la diminution du rapport signal sur bruit. Pour finir, un test de suivi paramétrique dans le cas d'une variation lente de la résistance statorique induite par la température a été réalisé. Ce test a montré un bon comportement du suivi de la résistance en fonction de la variation de température, le paramètre inductance restant inchangé. Le processus d'identification a également montré un bon comportement vis-à-vis de la variation de charge.

A l'issue de ce chapitre, nous disposons d'un modèle et d'un algorithme éprouvés pour réaliser le suivi paramétrique d'une machine synchrone à aimants permanents à distribution de flux non sinusoïdale dans divers environnement de fonctionnement. Nous allons maintenant mettre cet outil au service de la détection des défaillances au stator de ces machines.

Chapitre 4

Surveillance de défauts de court-circuit statorique de la MSAP par suivi paramétrique

Sommaire

1. Procédure de surveillance de la MSAP par suivi paramétrique	96
2. Détection de défauts de courts-circuits inter-spires de la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdal.....	97
2.1 Fonctionnement moteur en boucle ouverte	98
2.2 Fonctionnement moteur en boucle fermée	105
2.3 Fonctionnement génératrice	112
3. Résultats expérimentaux de la surveillance de courts-circuits inter-spires de la MSAP à distribution de flux quasi-sinusoïdale en fonctionnement génératrice.....	117
3.1 Description du système expérimental	117
3.2 Détection de défaut de court circuit inter-spires	118
4. Conclusion	127

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que la transformation de Park Étendu à courants orientés présente d'intéressantes propriétés pour réaliser, en association avec un algorithme récursif, un suivi des paramètres électriques du modèle diphasé de la MSAP. Dans ce chapitre, nous exploitons les techniques de suivi paramétriques mises au point pour mettre en place une procédure de surveillance de défauts de courts-circuits statorique de la MSAP. Nous menons cette étude sur la MSAP à distribution de flux non-sinusoïdale. Le modèle CEMC exposé dans le chapitre 2 est utilisé pour simuler le comportement de la machine en présence de défauts de court-circuit statorique. Le comportement de l'algorithme sera évalué en simulation pour des fonctionnements en génératrice, en moteur avec boucle ouverte et boucle fermée. Par l'intermédiaire de différents critères d'analyse, nous montrerons comment les variations des paramètres en présence de défauts permettent de réaliser une détection des défaillances statoriques. Ces résultats seront ensuite appuyés par des réalisations expérimentales sur une machine bobinée spécialement pour permettre la réalisation de court-circuit inter-spires. L'algorithme de suivi paramétrique sera dans ce contexte implanté sur une cible numérique permettant le suivi en temps-réel des paramètres du modèle.

1. Procédure de la surveillance de la MSAP par suivi paramétrique

L'hypothèse de base pour la détection de défaillances par le suivi paramétrique est qu'un défaut sur le système surveillé se traduit par la variation d'un ou plusieurs paramètres du modèle utilisé dans le processus d'identification ou par la non concordance du modèle lui-même entraînant une instabilité du processus d'identification paramétrique. Ces variations paramétriques constituent des signatures du défaut recherché. Il faut alors être capable d'extraire ces signatures des paramètres obtenus pour constituer un indicateur pertinent de la présence du défaut. Partant de cette idée, la procédure de surveillance par suivi paramétrique est composée de deux étapes : la génération de résidus de défauts exploitant l'estimation récursive des paramètres du modèle et l'analyse de ces résidus pour valider la présence d'un défaut et éventuellement sa criticité (voir figure 4.1).

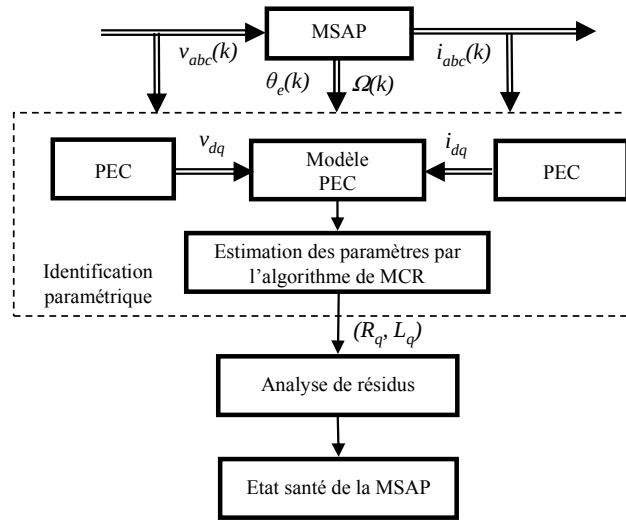


Fig. 4.1. Procédure de surveillance de la MSAP par suivi paramétrique

Pour analyser les résultats obtenus avec les algorithmes de suivi paramétrique lors des simulations de défauts, nous proposons d'utiliser la notion de distance structurale que nous avons déjà introduite dans le chapitre précédent. Cette distance structurale consistait rappelons-le à déterminer un écart entre un paramètre de référence, le paramètre en régime sain, et le paramètre correspondant issu de l'algorithme d'identification récursif. Comme le montre la figure 4.2, à partir d'un essai comportant une partie en régime sain et une partie en régime de défaillance, nous proposons d'évaluer par un traitement hors ligne dans un premier temps les distances structurales moyennes en régime sain et en régime de défaillance, ainsi que les amplitudes de variations des paramètres. Les expressions de ces distances moyennes sont données par l'équation 4.1. Ces quantités vont nous permettre d'évaluer le comportement des paramètres estimés en présence de défaut.

$$\begin{aligned}
 \langle D_{strRq_sain} \rangle &= \frac{1}{N_{sain}} \sum_i \frac{(\hat{R}_{qi} - R_{qsain})^2}{R_{qsain}^2} & \langle D_{strLq_sain} \rangle &= \frac{1}{N_{sain}} \sum_i \frac{(\hat{L}_{qi} - L_{qsain})^2}{L_{qsain}^2} \\
 \langle D_{strRq_defaut} \rangle &= \frac{1}{N_{defaut}} \sum_i \frac{(\hat{R}_{qi} - R_{qsain})^2}{R_{qsain}^2} & \langle D_{strLq_defaut} \rangle &= \frac{1}{N_{defaut}} \sum_i \frac{(\hat{L}_{qi} - L_{qsain})^2}{L_{qsain}^2}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

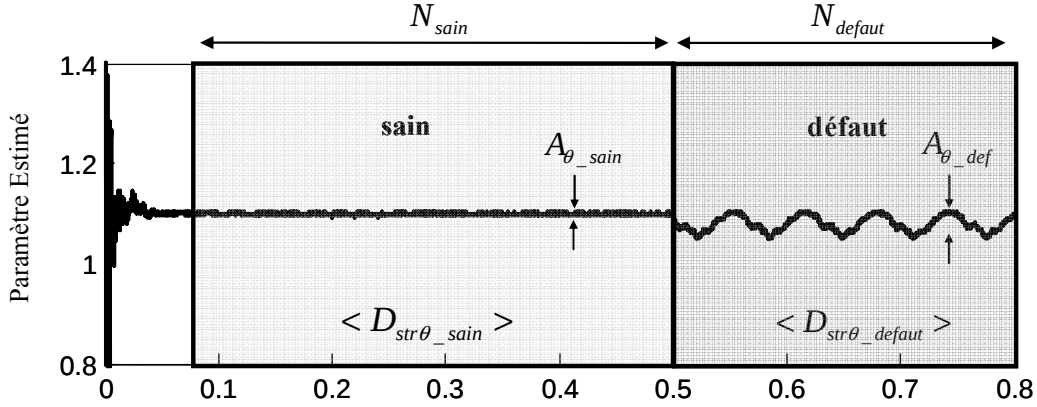


Fig. 4.2. Représentation de paramètres estimés et distances structurales en absence et en présence de défauts

Comme l'objectif du travail est de réaliser une détection en ligne des défauts, nous utiliserons également la notion de distance structurale instantanée. En effet, la distance structurale moyenne évaluée sur une moyenne de N points peut également être calculée de manière instantanée pour chaque nouveau jeu de paramètres obtenu à l'instant k .

$$D_{strRq}(k) = \frac{(\hat{R}_q(k) - R_{qsain})^2}{R_{qsain}^2} \quad D_{strLq}(k) = \frac{(\hat{L}_q(k) - L_{qsain})^2}{L_{qsain}^2} \quad (4.2)$$

2. Application à la détection de défauts de court-circuit inter-spires de la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale

L'objectif de cette partie est d'étudier le comportement de l'algorithme de suivi paramétrique en présence de défaut de court-circuit inter-spires. Le modèle CEMC présenté dans le chapitre deux est utilisé comme modèle de « référence » pour simuler le comportement de la MSAP en présence de défauts de court-circuit statorique. Pour notre étude, le modèle a été configuré pour permettre d'effectuer des courts-circuits francs de 5, 9 et 12 spires sur la phase A (équivalent à 3.29%, 5.92% et 7.89% du nombre de spires totale sur une phase). Le modèle utilisé dans le processus d'identification est toujours le modèle de Park Etendu à courants orientés.

Si l'on considère, par l'intermédiaire d'une transformation de Fortescue, les composantes directe et inverse du système triphasé constitué par les forces contre-électromotrices de la machine, on constate qu'un déséquilibre engendré au stator par l'apparition du défaut de court-circuit inter-spires se traduit par l'apparition de composantes indirectes. Ces composantes inverses présentent, en fonction du type de court-circuit réalisé et de la topologie du bobinage, des harmoniques génériques à kf_s . Lors de la projection dans le repère de Park Etendu, ces composantes indirectes se transforment en composantes à $2kf_s$ et viennent s'ajouter aux composantes dues aux harmoniques d'espace naturellement présentes. De ce fait, nous retrouvons sur le courant en quadrature d'axe q ces mêmes harmoniques, atténués

par le filtre passe bas que constitue le circuit RL de la machine. En présence de défauts, le modèle utilisé pour l'identification conserve pour sa part une topologie saine, c'est-à-dire que les forces contre-électromotrices sont toujours celles d'une topologie sans défaut. Ainsi, le processus d'identification utilisant le courant d'axe q , seuls les variations des paramètres d'identification pourront permettre de reproduire ce contenu fréquentielle additionnel lié au défaut. Ces paramètres seront donc, en présence de défaut, non plus de valeurs quasi constantes, mais présenteront des variations au cours du temps, variations liées à l'apparition des fréquences supplémentaires témoignant de l'apparition des défauts.

2.1 Fonctionnement en moteur en boucle ouverte en présence de défaut de court-circuit inter-spires

Pour cet exemple, l'actionneur est alimenté avec un onduleur de tension en boucle ouverte piloté en modulation de largeur d'impulsion à une fréquence de découpage $f_{dec} = 5\text{KHz}$. Le bruit de mesure est imposé à 50dB. L'actionneur est simulé tout d'abord en régime sain puis un défaut de court-circuit inter-spire est introduit à $t = 0.5\text{s}$. Deux fréquences statoriques sont testées, à savoir $f_s = 8\text{Hz}$ et 25Hz correspondant à des vitesses mécaniques de $\Omega = 480\text{tr/min}$ et 1500tr/min respectivement.

La figure 4.3 montre l'allure du courant d'axe q pour $f_s = 25\text{Hz}$. Le défaut produit une oscillation sur les courants diphasés dans le repère de Park Etendu à courants orientées. Une analyse harmonique du courant d'axe q montre que la principale composante fréquentielle liée à l'apparition du défaut est bien à la fréquence de $2f_s = 50\text{Hz}$. D'autres harmoniques de plus faibles amplitudes à $2kf_s$ sont également observables. L'amplitude de ces composantes dans le repère de Park est proportionnelle à la sévérité de défaut.

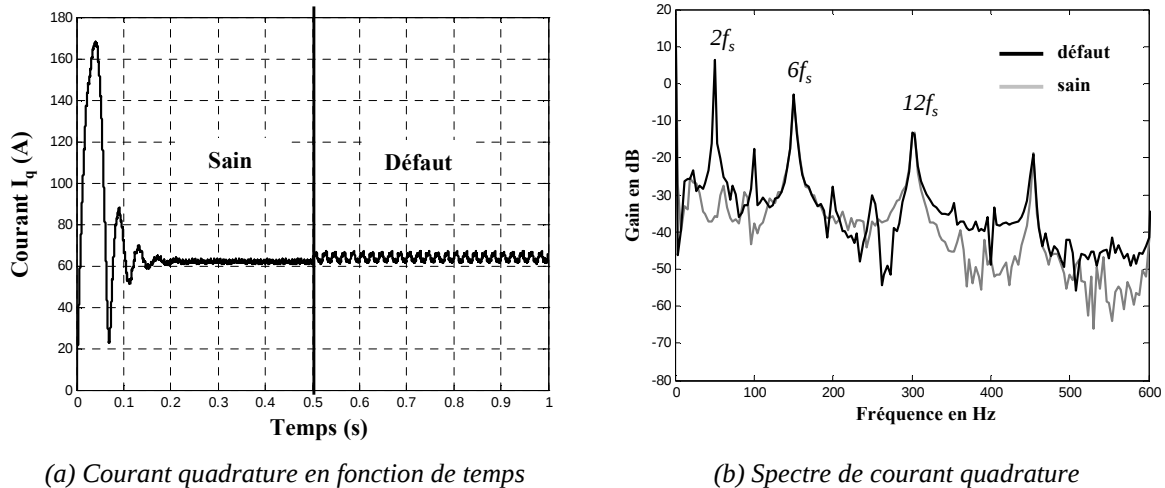


Fig. 4.3. Signature de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à $t=0.5\text{s}$) sur le courant en quadrature dans le repère de PEC en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25\text{Hz}$

Le suivi paramétrique est réalisé d'abord avec la fréquence $f_s = 8\text{Hz}$, on obtient les paramètres estimés $[\hat{R}_q, \hat{L}_q]$ présentés sur la figure 4.4. En régime sain, les paramètres estimés correspondent bien aux paramètres du modèle CEMC et l'estimation est stable. Quand le défaut apparaît, la variation des paramètres estimés est nettement perceptible. L'algorithme de

suivi paramétrique reste stable, au sens où il n'y a pas de divergence, mais les paramètres estimés ne sont plus constant comme en régime sain. Des composantes oscillatoires apparaissent à la fois sur l'inductance et la résistance. La fréquence de ces oscillations est liée aux fréquences mises en évidence sur le courant I_q .

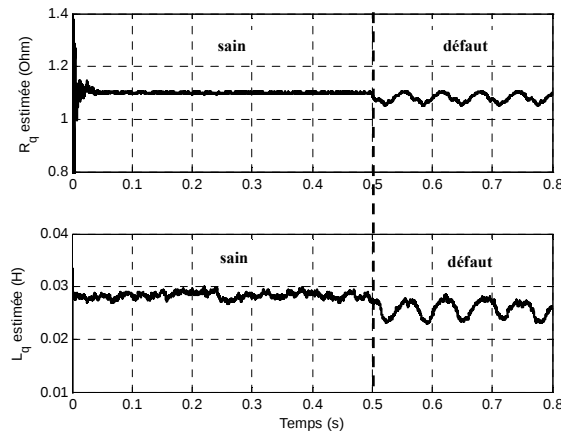


Fig. 4.4. Paramètres estimés en cas de court-circuit de 5 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$

Si l'on effectue le suivi paramétrique, toujours pour $f_s = 8Hz$, mais avec des nombres de spires en court-circuit différents (5, 9 et 12 spires en court-circuit), on observe sur la figure 4.5 que la résistance estimée est sensible à la criticité du défaut. Le paramètre inductance est quant à lui peu sensible au nombre de spire en court-circuit.

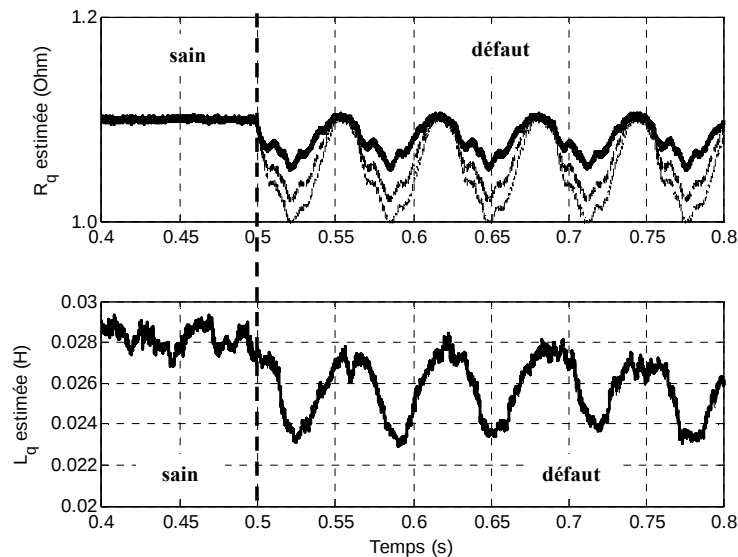


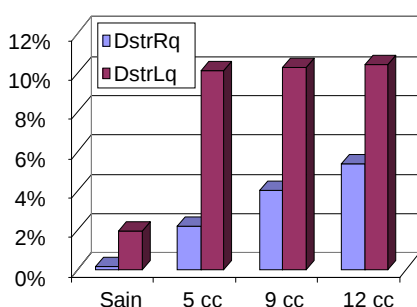
Fig. 4.5. Paramètres estimés en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8Hz$

Le tableau 4.1 et la figure 4.6 regroupent les évaluations des distances structurelles moyennes et des oscillations des paramètres pour $f_s = 8Hz$. Les distances structurelles sont également données en pourcentage de variation par rapport au cas sain. On retrouve sur les quantités calculées une bonne distinction entre les cas sain et les cas défaillants. On retrouve également

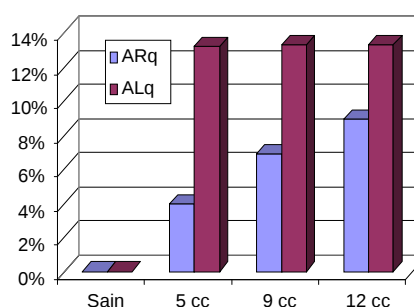
une bonne sensibilité du paramètre $\hat{R}_q$ à l'importance du défaut (nombre de spires en court-circuit). L'inductance $\hat{L}_q$, quant à elle, présente une plus grande variations lors de l'occurrence du défaut mais ne permet pas de distinguer l'importance du court-circuit réalisé. De plus, on remarque que les distances structurelles ainsi que les valeurs des oscillations calculées sur la résistance sont proportionnelles au nombre de spires en court-circuit. Ainsi, une augmentation de 5 à 9 spires en court-circuit, soit 80% d'augmentation du nombre de spires en court-circuit, engendre approximativement sur $\langle D_{strRq} \rangle$ et A_{Rq} la même augmentation de 80%. Une augmentation de 9 à 12 spires, soit une augmentation de 33%, engendre sur $\langle D_{strRq} \rangle$ et A_{Rq} la même augmentation de 33%.

Distance structurelle	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle D_{strRq} \rangle$	2.1292e-006	4.8109e-004	1.6042e-003	2.9165e-003
	0.14%	2.19%	4%	5.4%
$\langle D_{strLq} \rangle$	4.3299e-004	1.0198e-002	1.0560e-002	1.0798e-002
	2%	10.1%	10.3%	10.4%
A_{Rq}	X	4.4060e-002	7.6320e-002	9.8840e-002
	X	4%	6.94%	8.98%
A_{Lq}	X	3.75e-003	3.7700e-003	3.7720e-003
	X	13.25%	13.32%	13.33%

Tableau 4.1 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidalee en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 8\text{Hz}$



(a) Distances structurelles moyennes

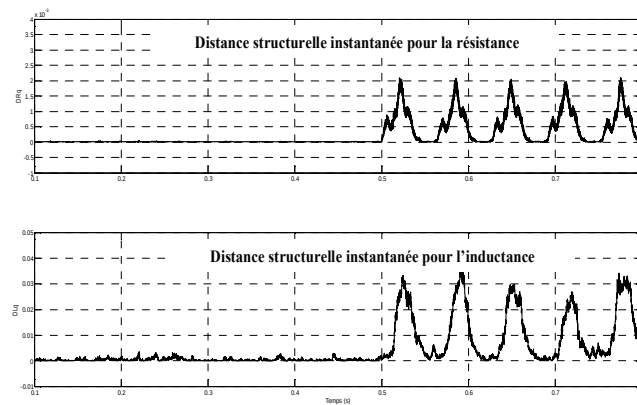


(b) Amplitude des oscillations paramétriques

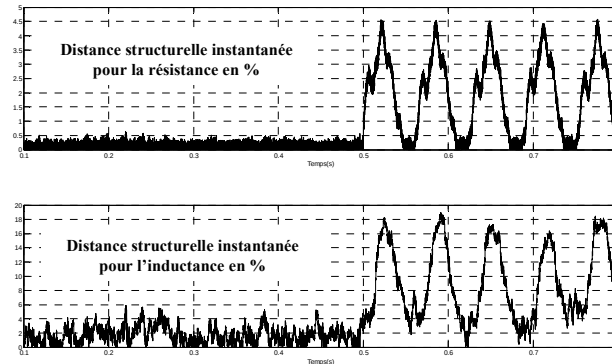
Fig. 4.6. Distances structurelles moyennes et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 8\text{Hz}$

Bien sûr, les quantités précédemment calculées, même si elles permettent d'établir des grandeurs quantitatives permettant d'évaluer les performances de l'algorithme proposé, ne sont pas adaptées à une approche « en ligne ». Pour favoriser la mise en place de stratégie de détection en ligne, nous privilégions la distance structurelle instantanée. Sur la figure 4.7.a, nous présentons pour une des simulations réalisées ($f_s = 8\text{Hz}$ et 5 spires en court-circuit), l'allure des distance structurelles instantanées sur les paramètres $\hat{R}_q$ et $\hat{L}_q$. Les distances

structurelles peuvent également être exprimées en % de variation par rapport à la valeur saine (voir figure 4.7.b). Ces quantités fournissent une valeur constituant un indicateur instantané intéressant pour détecter la présence du défaut. Notons la bonne dynamique de l'algorithme de suivi paramétrique qui réagit instantanément à l'occurrence du défaut. A partir de la distance structurelle instantanée, On peut facilement imaginer appliquer une technique de seuillage pour informer de la présence d'un tel défaut. De plus, comme le montre la figure 4.8, cette même distance nous permet également d'extraire des informations relatives à la criticité du défaut.



(a) Distances structurelles des paramètres estimés



(b) Distances structurelles des paramètres estimés en pourcentage

Fig. 4.7. Distances structurelles instantanées pour les paramètres estimés avec 5 spires en court-circuit en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI à $f_s = 8\text{Hz}$

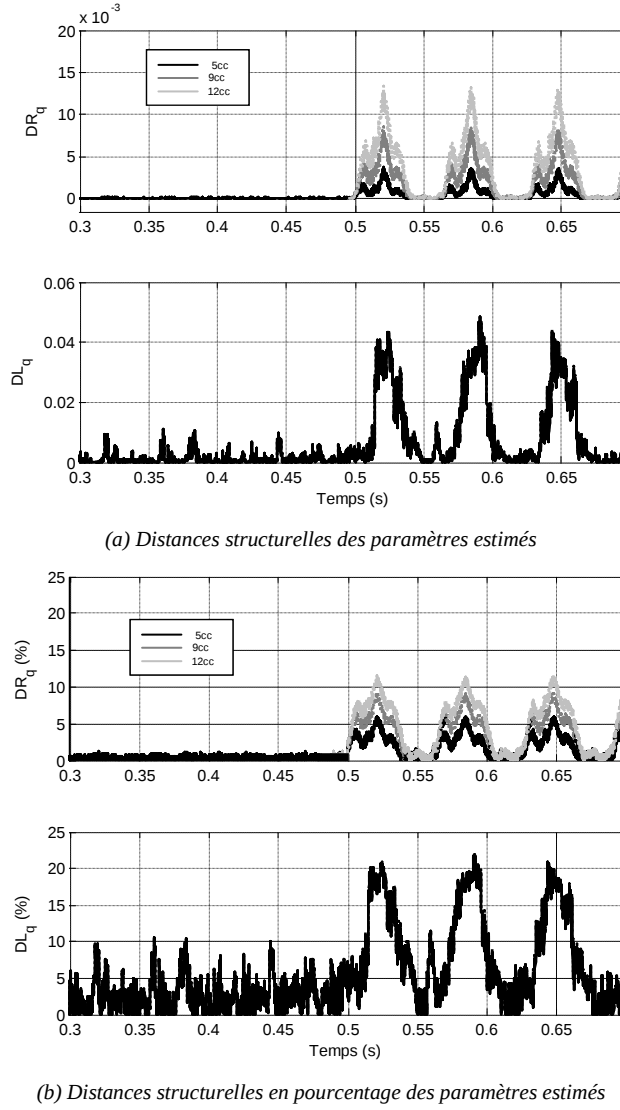


Fig. 4.8. Distances structurelles instantanées pour les paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8\text{Hz}$

Les figures 4.9 et 4.10 ainsi que le tableau 4.2 montrent les résultats du suivi paramétrique pour la fréquence statorique de $f_s = 25\text{Hz}$ avec les défauts de 5, 9 et 12 spires en court-circuits. Le cas sain et les cas défaillants sont la encore nettement séparables. Concernant la résistance $\hat{R}_q$, on constate que les distances structurelles ainsi que les oscillations en présence de défauts sont plus importantes que pour $f_s = 8\text{Hz}$. Les valeurs obtenues pour ces grandeurs sont quasi proportionnelles à la fréquence statorique, et conserve de plus leur proportionnalité par rapport au nombre de spires en court-circuit. Le paramètre $\hat{L}_q$ conserve quant à lui les mêmes amplitudes de variations que pour $f_s = 8\text{Hz}$ et reste indépendant du nombre de spires en court-circuit.

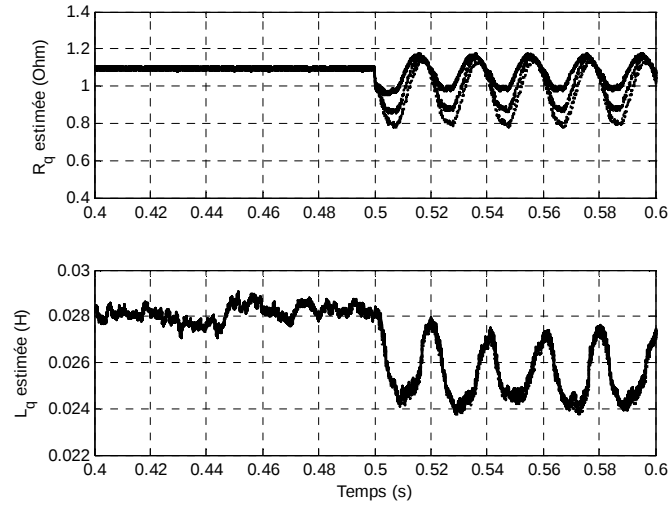
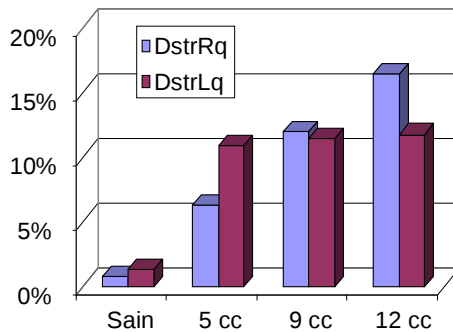


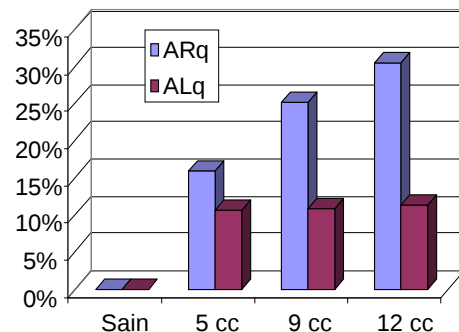
Fig. 4.9. Paramètres estimés en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI à $f_s = 25\text{Hz}$

Distance structurelle et amplitude d'oscillation	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle \bar{D}_{strRq} \rangle$	5.6432e-005	3.9534e-003	1.4271e-002	2.6945e-002
	0.75%	6.28%	11.94%	16.41%
$\langle \bar{D}_{strLq} \rangle$	1.5630e-004	1.1915e-002	1.3099e-002	1.3886e-002
	1.25%	10.91%	11.44%	11.78%
A_{Rq}	X	1.7516e-001	2.7740e-001	3.3500e-001
	X	15.92%	25.21%	30.45%
A_{Lq}	X	3.0100e-003	3.0340e-003	3.1760e-003
	X	10.64%	10.72%	11.22%

Tableau 4.2 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25\text{Hz}$



(a) Distances structurelles moyennes



(b) Amplitude des oscillations paramétriques

Fig. 4.10. Distances structurelles moyennes et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle ouverte pour $f_s = 25\text{Hz}$

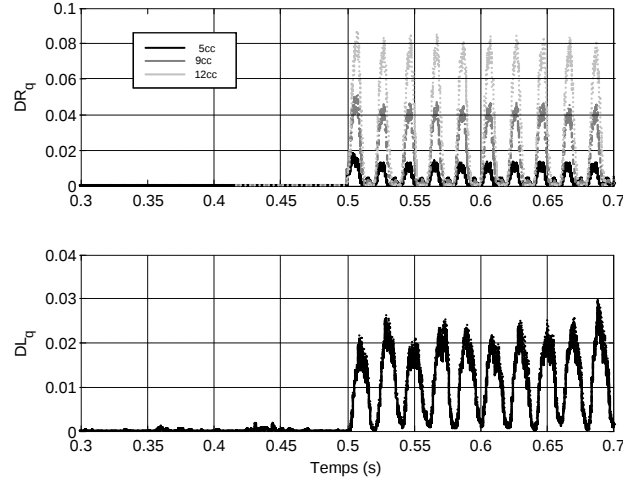


Fig. 4.11. Distances structurelles en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 25\text{Hz}$

Si l'on trace les distances structurelles instantanées, on obtient les résultats présentés sur la figure 4.11. On constate encore pour ces exemples une bonne réactivité de cet indicateur sur la résistance et une sensibilité à la sévérité du défaut.

On peut également pour exploiter les variations des paramètres estimés, représenter dans un même plan les distances structurelles instantanées $D_{strRq}(k)$ et $D_{strLq}(k)$ relatives aux paramètres $\hat{R}_q$ et $\hat{L}_q$. On obtient alors la représentation de la figure 4.12. En régime sain, les distances structurelles sur les paramètres estimés sont proches de zéro. On obtient donc une surface structurelle dans le plan $[D_{strRd}, D_{strLq}]$ quasi nulle et localisée près de l'origine du repère. En présence d'un défaut statorique, les distances structurelles sur $\hat{R}_q$ et $\hat{L}_q$ augmentent, ce qui conduit naturellement à une augmentation de la surface structurelle. Lorsque le nombre de spires en court-circuit augmente, nous pouvons observer sur les figure 4.13 et 4.14 une augmentation de la surface couverte par les distances structurelles des paramètres dans le plan $[D_{strRd}, D_{strLq}]$.

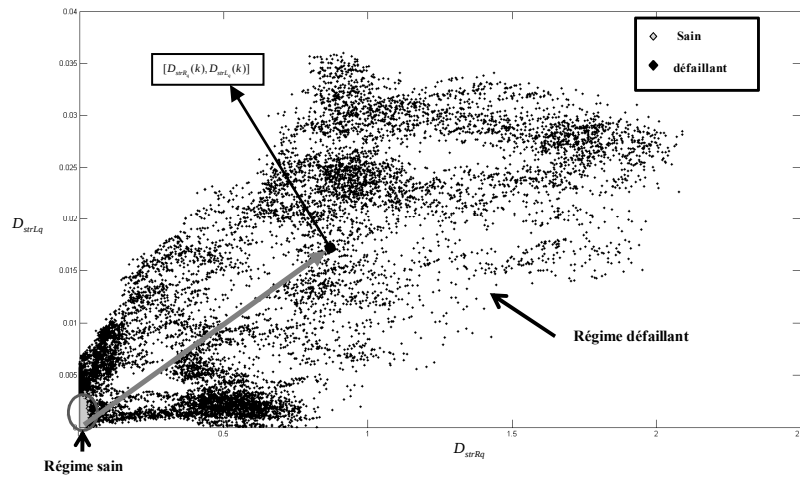


Fig. 4.12. Surface de distance structurelle en cas de court-circuit 5 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8\text{Hz}$

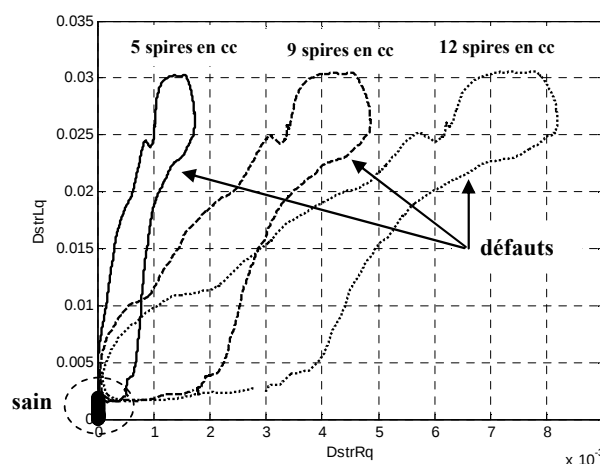


Fig. 4.13. Surface de distance structurelle en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 8\text{Hz}$

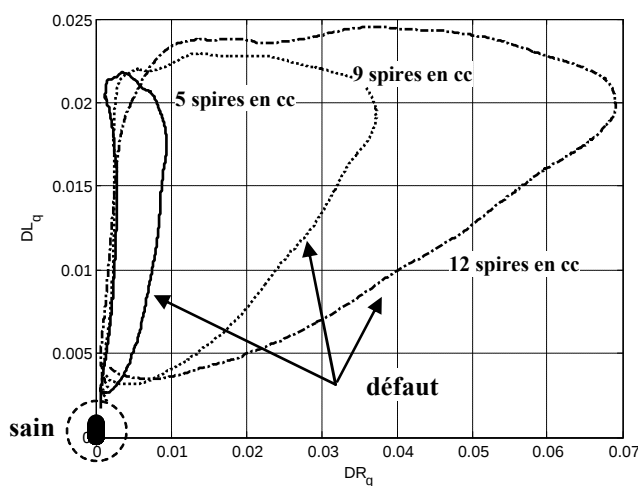


Fig. 4.14. Surface de distance structurelle en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle ouverte avec alimentation MLI pour $f_s = 25\text{Hz}$

2.2 Fonctionnement moteur en boucle fermée

L'algorithme de suivi précédemment testé en boucle ouverte est maintenant placé dans un contexte où la machine est commandée en boucle fermée. On utilise le modèle de Park Etendu dénormalisé à flux orientés pour la commande et le modèle de Park à courants orientés pour le processus d'identification. Deux architectures de commandes sont étudiées : une régulation en couple et une régulation en vitesse. L'objectif est d'évaluer l'influence des correcteurs sur le suivi paramétrique.

■ Signatures de défauts pour la régulation en couple

Le couple est imposé par une consigne constante de 40Nm. En absence de défaut, le courant I_q est l'image du couple et la régulation du couple revient donc à réguler le courant en quadrature. En présence de défaut au stator de la machine, le correcteur de la boucle de courant, s'il possède une bande passante suffisante, va compenser l'effet du défaut. Par rapport au comportement en boucle ouverte, les signatures fréquentielles sur le courant en quadrature sont quasiment éliminées (fig. 4.15). Par contre, comme le montre la figure 4.16, on retrouve sur le couple électromagnétique des ondulations dues à la perturbation de la répartition spatiale des composantes de flux qui contribuent à la production du couple. En conséquence, la fréquence de rotation de la machine présente elles aussi des ondulations, certes filtrées par le système mécanique, mais bien visibles comme l'illustre la figure 4.17.

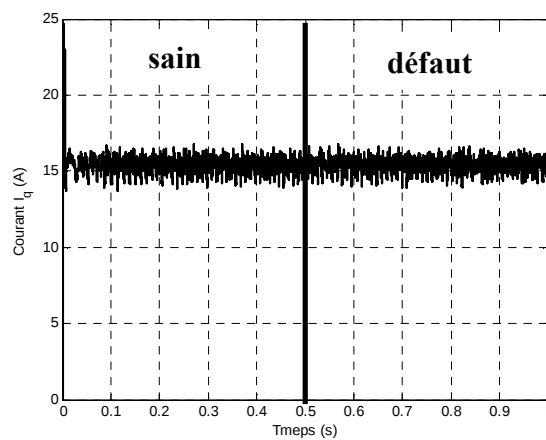


Fig. 4.15. Courant d'axe q dans le repère PEC pour un court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple

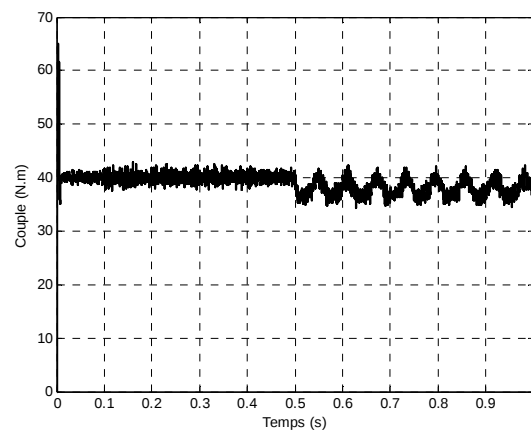


Fig. 4.16. Couple électromagnétique d'axe q dans le repère PEC pour un court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple

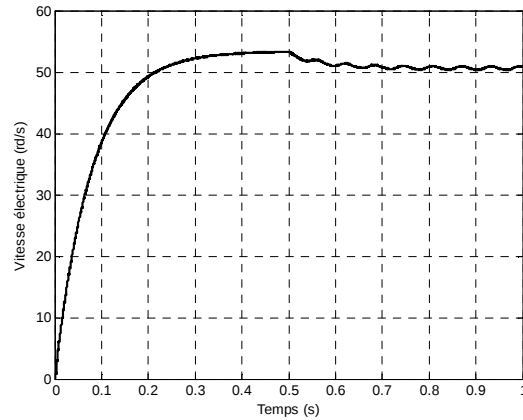


Fig. 4.17. Fréquence électrique en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) en fonctionnement moteur en boucle fermée avec une régulation en couple

■ Signatures de défauts pour la régulation en vitesse

Dans ce mode de fonctionnement, un profil de vitesse variable est imposé comme référence à la MSAP. Le défaut inter-spires est comme précédemment introduit à $t=0.5s$. Comme la vitesse est contrôlée par une boucle de régulation, les signatures des défauts sur la vitesse sont quasiment éliminées (fig. 4.18), contrairement, rappelons le, au cas précédent où la machine était régulée couple. En contrepartie, on retrouve sur le courant en quadrature I_q une ondulation due au défaut (fig. 4.19). En conséquence, le couple moteur (figure 4.20) présente également des ondulations.

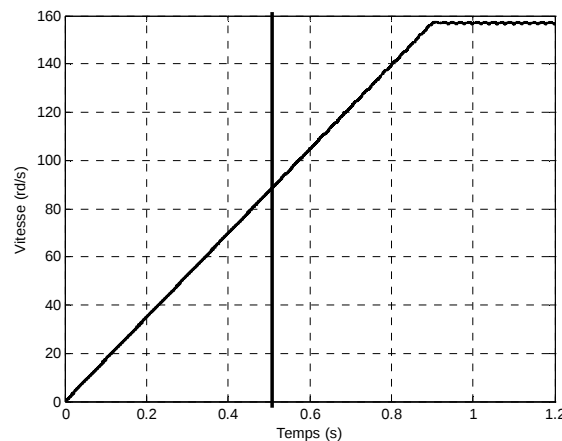


Fig. 4.18. Pulsation électrique en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) en fonctionnement moteur en boucle fermé (régulation en vitesse)

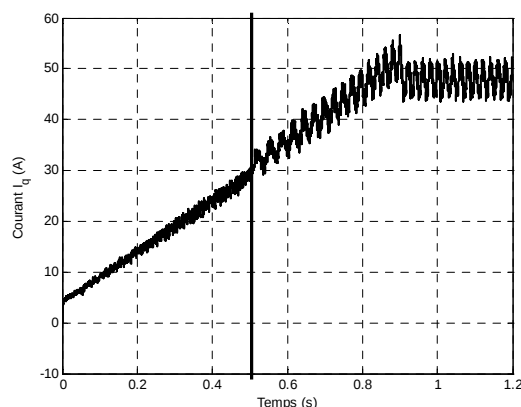


Fig. 4.19. Signature de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) sur le courant quadrature dans le repère de PEC en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)

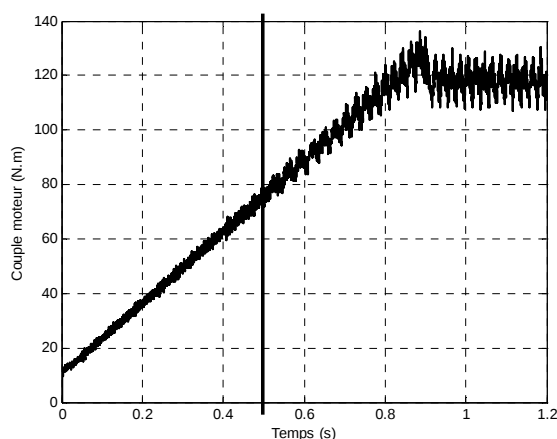


Fig. 4.20. Couple moteur en cas de défaut de court-circuit inter-spires (5 spires en cc à l'instant $t=0.5s$) en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)

▪ Détection de défauts

Dans les conditions précédemment présentées et avec les excitations résultant des modes de pilotage choisis, nous souhaitons vérifier que l'algorithme d'identification récursif permet toujours la détection des défaillances. En fait, même si certaines signatures des défauts sont quasiment éliminées de certaines grandeurs d'entrées, l'algorithme garde ses performances. En effet, en compensant les effets des défauts sur le courant ou la vitesse selon le mode de pilotage, les régulateurs modifient la tension appliquée à l'actionneur. On retrouve alors dans la tension présente dans le vecteur de mesure de l'algorithme suffisamment d'information pour assurer une détection du défaut tout en garantissant une stabilité de l'algorithme.

Les figures 4.21 et 4.22 montrent les résultats du suivi paramétrique pour la régulation en couple et la régulation en vitesse respectivement. Les tableaux 4.3 et 4.4, associés aux figures 4.23 et 4.25 présentent les résultats associées aux calculs des distances structurales moyennes et aux oscillations des paramètres. Même dans un contexte en boucle fermée, les cas sains et défaillants sont nettement séparables. Les mêmes conclusions que pour l'étude en boucle ouverte par rapport à la sensibilité peuvent être établies.

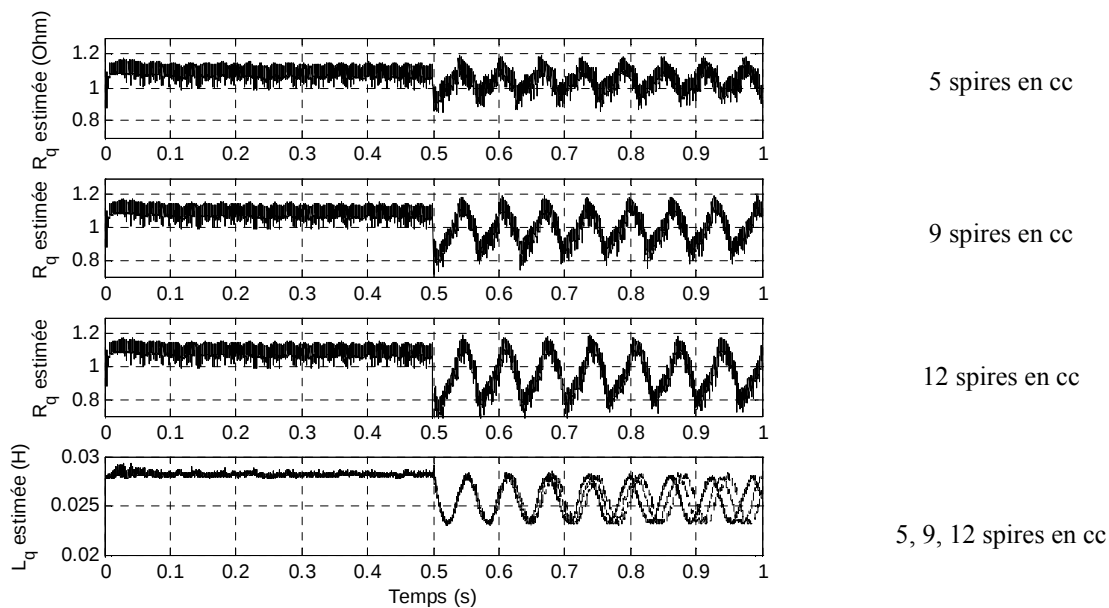


Fig. 4.21. Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)

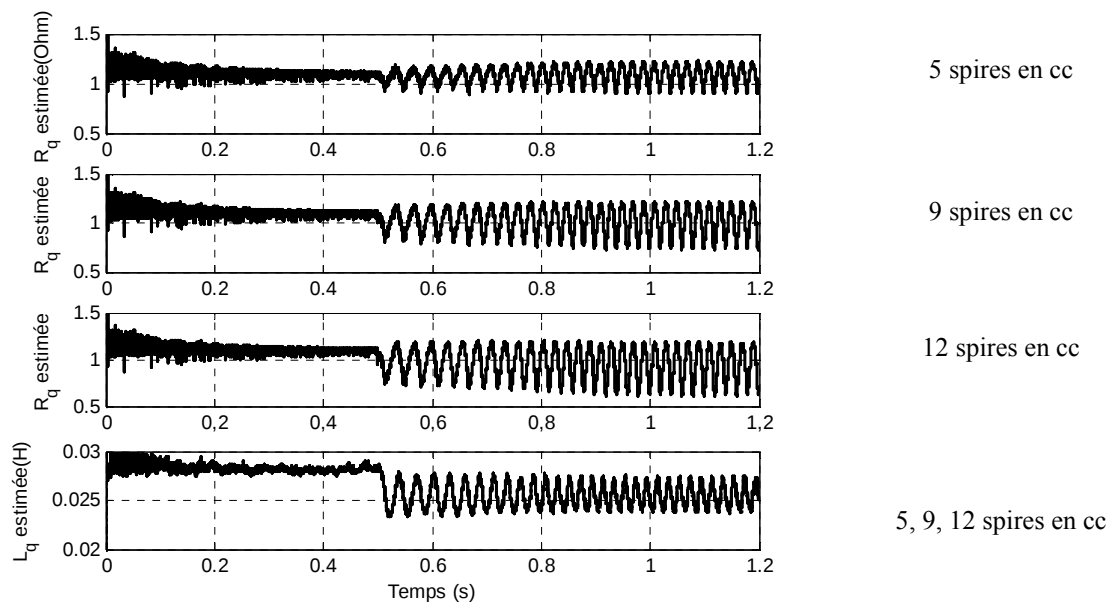
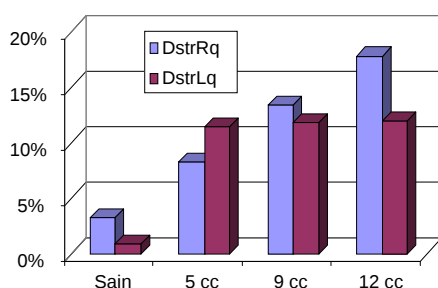


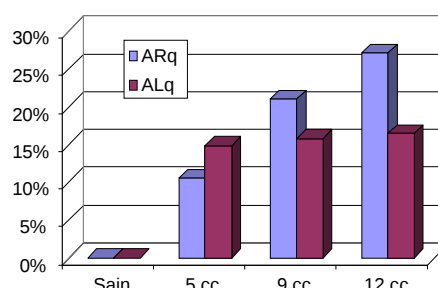
Fig. 4.22. Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)

Distance structurelle et amplitude d'oscillation	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle \bar{D}_{strRq} \rangle$	1.1064e-003 3.32%	6.8783e-003 8.29%	1.8148e-002 13.47%	3.1848e-002 17.84%
$\langle \bar{D}_{strLq} \rangle$	8.5968e-005 0.92%	1.3171e-002 11.47%	1.4020e-002 11.84%	1.4426e-002 12.01%
A_{Rq}	X X	1.1712e-001 10.64%	2.3220e-001 21.10%	2.9820e-001 27.10%
A_{Lq}	X X	4.2140e-003 14.89%	4.4840e-003 15.85%	4.6780e-003 16.53%

Tableau 4.3 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques des modèles diphasés pour la MSAP à distribution de flux non-sinusoidale en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)



(a) Distances structurelles moyennes



(b) Amplitude des oscillations paramétriques

Fig. 4.23. Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)

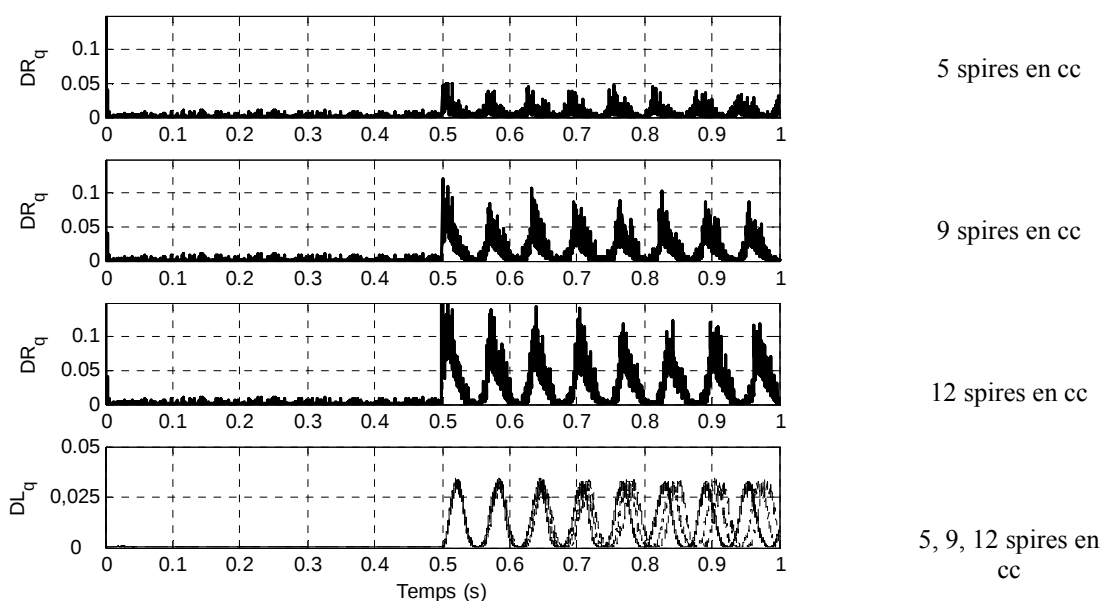
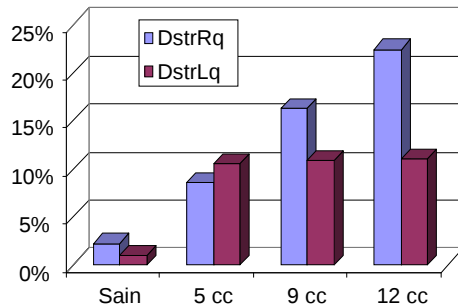


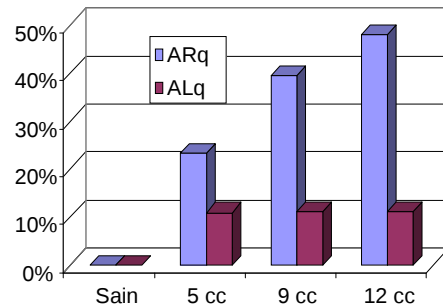
Fig. 4.24. Distances structurelles en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)

Distance structurelle et amplitude d'oscillation	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle \bar{D}_{strRq} \rangle$	4.8605e-004	7.3793e-003	2.6516e-002	5.0520e-002
	2.20%	8.59%	16.28%	22.47%
$\langle \bar{D}_{strLq} \rangle$	9.3578e-005	1.1040e-002	1.1710e-002	1.2101e-002
	0.967%	10.50%	10.82%	11%
A_{Rq}	X	2.5760e-001	4.3360e-001	5.2860e-001
	X	23.41%	39.41%	48.05%
A_{Lq}	X	3.1000e-003	3.1480e-003	3.1600e-003
	X	10.95%	11.12%	11.17%

Tableau 4.4 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)



(a) Distances structurelles moyennes



(b) Amplitude des oscillations paramétriques

Fig. 4.25. Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)

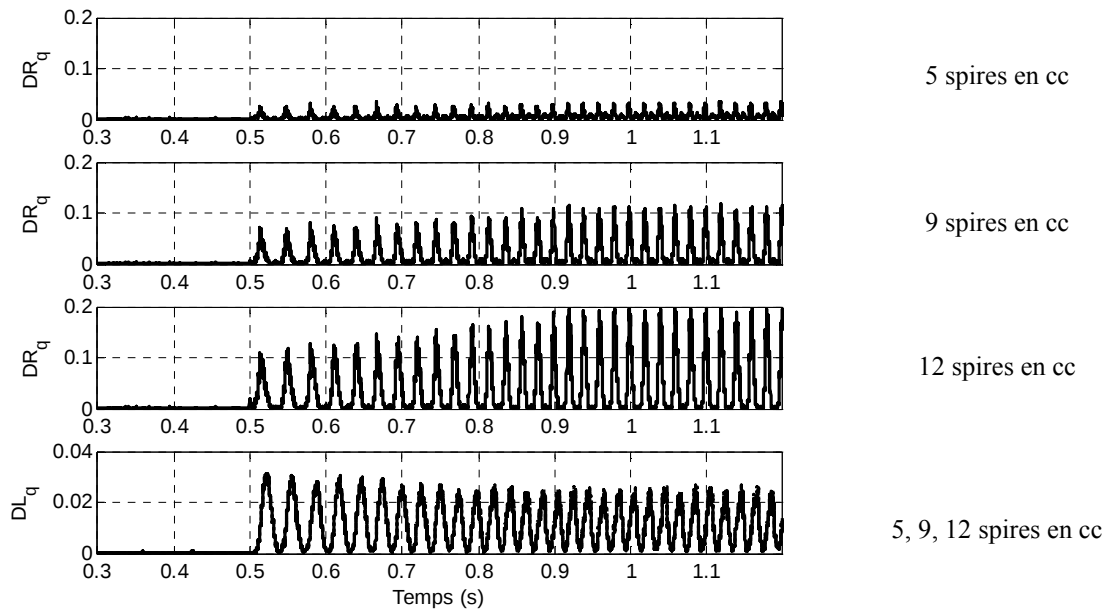


Fig. 4.26. Distances structurelles en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires, 12 spires à l'instant $t=0.5s$ en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)

Les figures 4.24 et 4.26 présentent les distances structurelles instantanées. Nous pouvons à nouveau constater qu'une technique de seuillage permet facilement de distinguer les cas sains des cas défaillants. Nous représentons également sur les figures 4.27 et 4.28 les limites des surfaces structurelles obtenues pour les deux modes de contrôle.

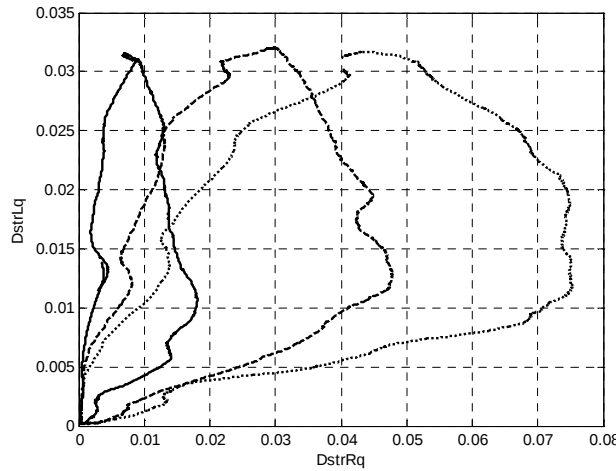


Fig. 4.27. Surface de distance structurelle en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en couple)

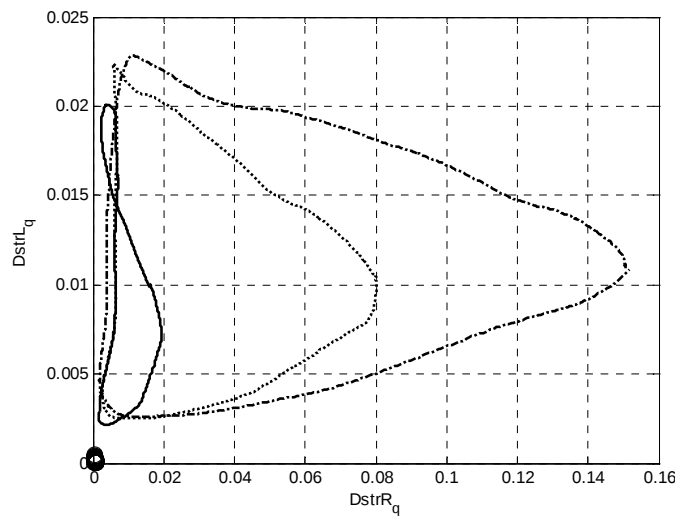


Fig. 4.28. Surface de distance structurelle en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement moteur en boucle fermée (régulation en vitesse)

2.3 Fonctionnement génératrice

En fonctionnement génératrice, le schéma de simulation est identique à celui présenté dans le chapitre 3. La charge de l'alternateur est tout d'abord choisie purement résistive. On utilise une charge résistive équilibrée telle que $R_{ch} = 20\Omega$. La signature du défaut sur le courant en quadrature I_q est donnée sur la figure 2.29. Comme pour le fonctionnement moteur en boucle ouverte, on constate sur le courant la présence d'une oscillation à $2.k.f_s$ en présence de défaut. Notons cependant par rapport au cas moteur une plus grande richesse harmonique. En effet, pour le fonctionnement en génératrice et à cause de la présence d'un terme résistif

important sur la charge, le filtrage des harmoniques de courant dus à la fem est plus faible qu'en fonctionnement moteur.

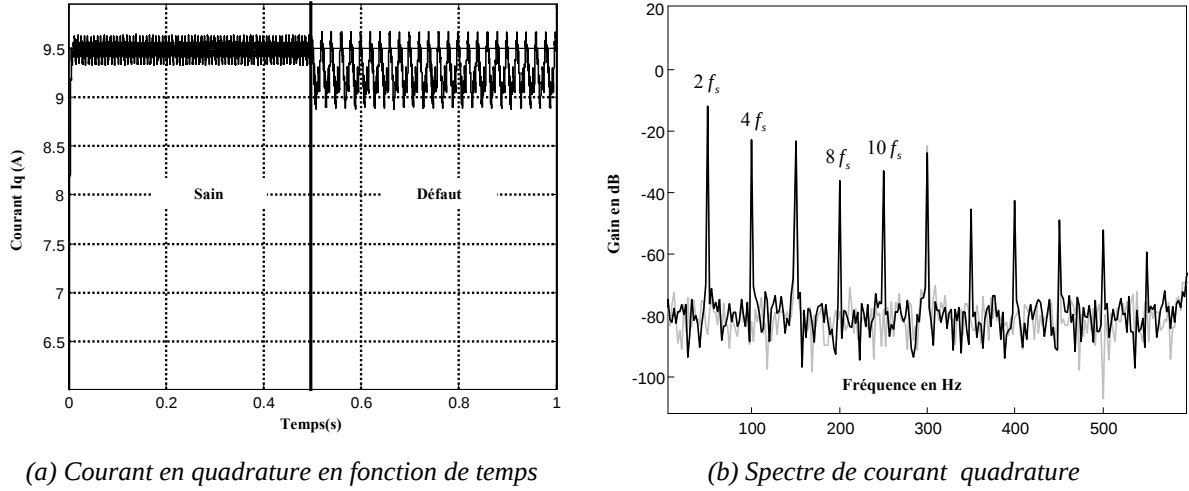


Fig. 2.29. Signature du défaut de court-circuit inter-spires en fonctionnement génératrice à $f_s = 25\text{Hz}$

La figure 4.30 montre, pour deux fréquences statoriques différentes, les résultats obtenus avec notre algorithme de suivi paramétrique.

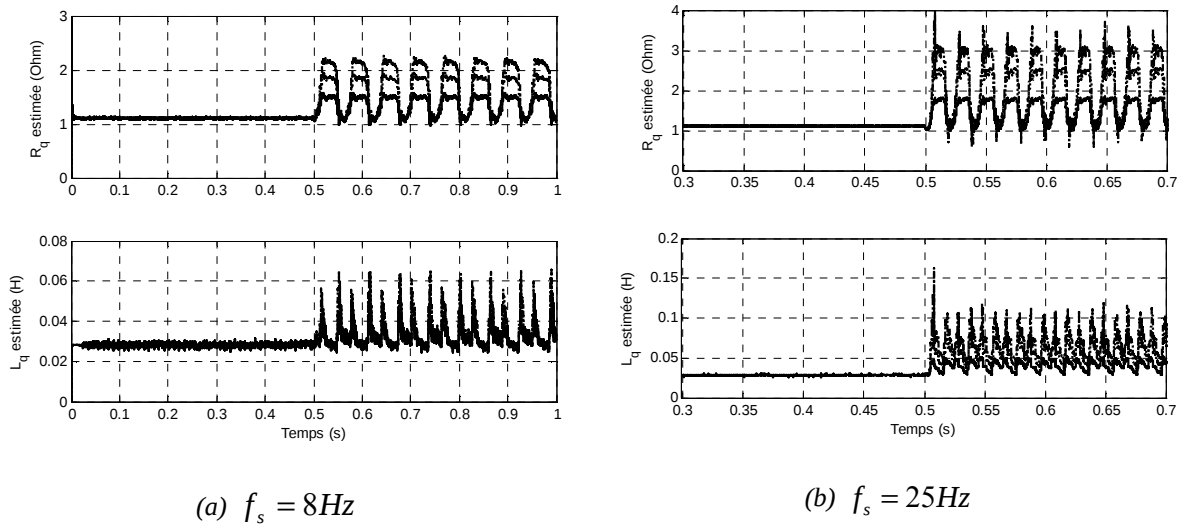


Fig. 4.30. Paramètres estimés en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$)

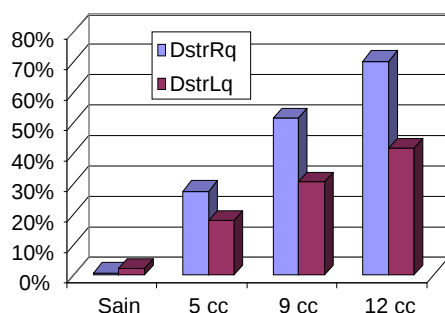
Les paramètres identifiés sont, en fonctionnement génératrice, également sensibles à l'occurrence de la défaillance statorique. La dynamique de détection est toujours rapide. Comme le montrent les résultats présentés dans les tableaux 4.5 et 4.6, contrairement au cas en fonctionnement moteur, la sensibilité de l'inductance au nombre de spire en court-circuit est présente en génératrice.

De plus, comme en attestent les distances structurelles moyennes et les distance structurelles instantanés présentés sur les figures 4.32 et 4.34, la sensibilité des paramètres aux défauts est accrue en fonctionnement génératrice. On observe des écarts entre le cas sain et les cas de défauts plus importants que pour un fonctionnement en moteur.

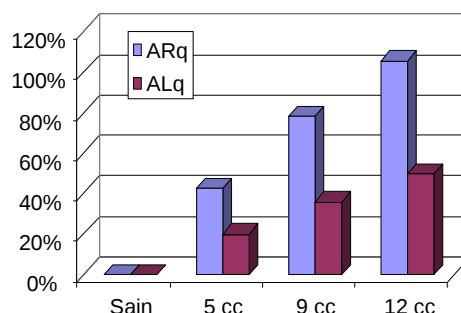
L'explication de ces différences de comportement de l'algorithme entre les fonctionnements moteur et génératrice n'est pas aisée. Nous pensons que le fonctionnement en génératrice entraîne une sensibilité aux défauts accrue car dans ce contexte la seule source d'excitation du modèle est constituée par les harmoniques des forces électromotrices. Le modèle est purement auto-excité. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, le contenu harmonique du courant étant plus fort en fonctionnement génératrice, l'impact d'un défaut topologique du stator est alors très influant.

Distance structurelle et amplitude d'oscillation	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle D_{strRq} \rangle$	4.9359e-005	7.6243e-002	2.6447e-001	4.9419e-001
	0.70%	27.61%	51.42%	70.29%
$\langle D_{strLq} \rangle$	4.1298e-004	3.1217e-002	9.2088e-002	1.7135e-001
	2.03%	17.66%	30.34%	41.39%
A_{Rq}	x	4.7060e-001	8.5960e-001	1.1618e+000
	x	42.78%	78.14%	105.62%
A_{Lq}	x	5.6420e-003	1.0144e-002	1.4150e-002
	x	19.94%	35.85%	50%

Tableau 4.5 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 8\text{Hz}$



(a) Distances structurelles moyennes

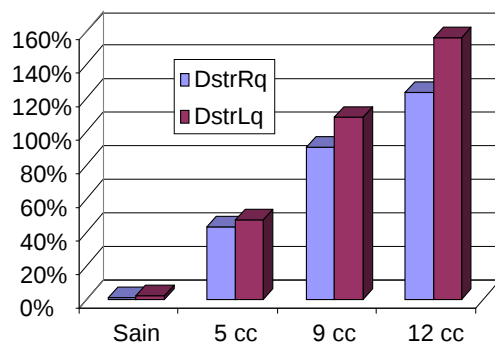


(b) Amplitude des oscillations paramétriques

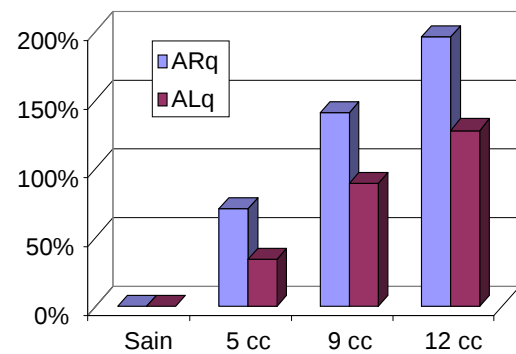
Fig. 4.31. Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 8\text{Hz}$

Distance structurelle et amplitude d'oscillation	Criticité des défauts			
	Sain	5 spires en cc	9 spires en cc	12 spires en cc
$\langle D_{strRq} \rangle$	8.1184e-005	1.9625e-001	8.2272e-001	1.5202e+000
	0.90%	43.30%	90.70%	123.30%
$\langle D_{strLq} \rangle$	2.3167e-004	2.2164e-001	1.1832e+000	2.4021e+000
	1.52%	47.07%	108.78%	156%
A_{Rq}	x	7.8480e-001	1.5508e+000	2.1640e+000
	x	71.34%	141%	196.73%
A_{Lq}	x	9.5040e-003	2.5360e-002	3.6340e-002
	x	33.59%	89.64%	128.46%

Tableau 4.6 : Distances structurelles moyennes et amplitudes des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 25\text{Hz}$



(a) Distances structurelles moyennes



(b) Amplitude des oscillations paramétriques

Fig. 4.32. Distances structurelles et amplitude des oscillations paramétriques en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) pour $f_s = 25\text{Hz}$

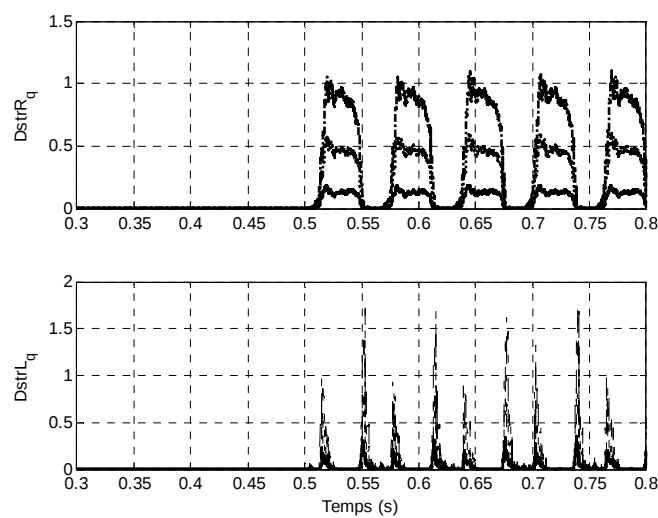


Fig. 4.33. Distances structurelles instantanées en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) à $f_s = 8\text{Hz}$

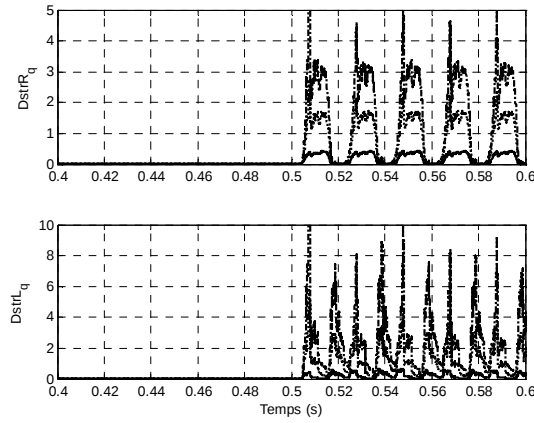


Fig. 4.34. Distances structurelles instantanées en cas de court-circuit (-) 5 spires, (- -) 9 spires, (-.-) 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 20\Omega$) à $f_s = 25\text{Hz}$

Des résultats pour un fonctionnement sur charge RL sont également données sur les figures 4.35 et 4.36. Les mêmes conclusions que pour une charge purement résistive peuvent être faites.

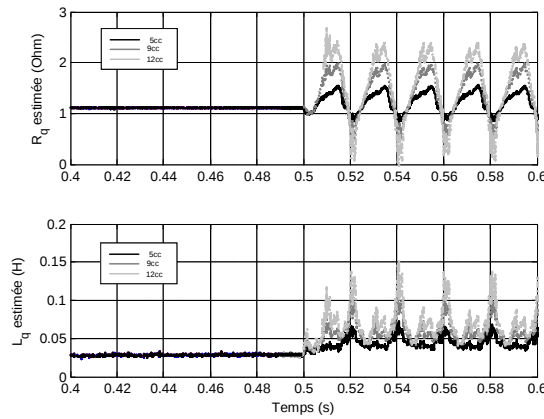


Fig. 4.35. Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires en fonctionnement génératrice (charge : $R = 10\Omega, L = 10\text{mH}$) à $f_s = 8\text{Hz}$

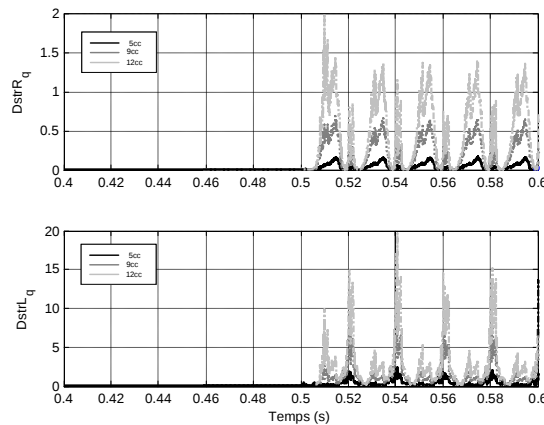


Fig. 4.36. Paramètres estimés en cas de court-circuit 5 spires, 9 spires et 12 spires en fonctionnement génératrice charge ($R = 10\Omega, L = 10\text{mH}$) à $f_s = 25\text{Hz}$

3. Résultat expérimentaux de la surveillance de court-circuit inter-spires de la MSAP à distribution de flux quasi-sinusoidale en fonctionnement génératrice

3.1 Description du système expérimental

Dans le but de vérifier expérimentalement les techniques de détection testées en simulation, un banc d'essai a été mis au point. Il comprend une machine à courant continu (MCC) de 3.35KW et une machine synchrone à aimants montés en surface re-bobinée de 3.6KW. Le bobinage statorique de cette machine a été modifié pour sortir des points de connections additionnels permettant de réaliser des court-circuits inter-spires de 4%, 8%, 12% et 16% sur les phases.

Les deux machines sont couplées mécaniquement. Notons que pour les essais expérimentaux présentés ici, par manque de temps, nous n'avons pas pu tester la procédure de suivi paramétrique en fonctionnement moteur. Seul le fonctionnement en génératrice sera donc évoqué. Pour ce mode de fonctionnement, la MCC fonctionne en moteur et entraîne la MSAP qui fonctionne en génératrice et alimente une charge résistive triphasée. La vitesse de la MCC est imposée par une source de tension continue réglable de 5kW (fig. 3.1).

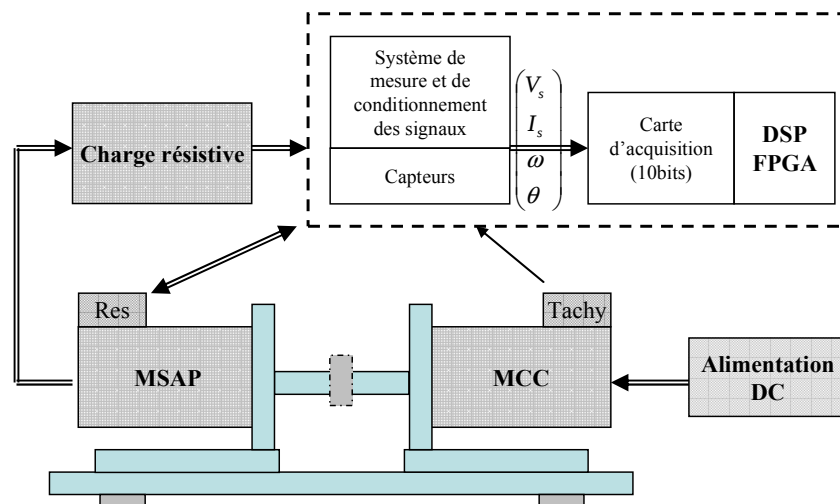


Fig.4.37. Banc d'essais

Le module de mesure des signaux électriques (tensions et courants de ligne) est constitué de deux capteurs de courant et de trois capteurs de tensions. Il permet d'obtenir la mesure des trois tensions statoriques $(v_{s_a}, v_{s_b}, v_{s_c})$ ainsi que de deux courants de ligne (i_{s_b}, i_{s_c}) .

La position du rotor est mesurée par un résolveur équipant nativement la MSAP. Afin d'acquérir la position, un signal porteur carré de fréquence 10KHz issu du FPGA et mis en forme est envoyé au résolveur. Les signaux modulés du résolveur (sin et cos) sont démodulés en les multipliant par le signal porteur et filtrés par un filtre analogique passe-bas du premier ordre et un filtre numérique du deuxième ordre de fréquence de coupure 500Hz. Ces filtrages ont pour effet de déphaser les signaux mesurés. Par conséquent, il est nécessaire d'effectuer un filtrage sur les signaux électriques mesurés avec un filtre numérique passe-bas de même fréquence de coupure afin que tous les signaux soient en phase. En plus, pour les besoins de l'identification, la vitesse de rotation est mesurée par un tachymètre placé sur la MCC. La vitesse mesurée est également filtrée par le même filtre numérique.

Les dispositifs d'acquisition se composent de deux modules de conversion analogique numérique. Chaque module possède 4 voies, chacune ayant une résolution de 10 bits. Pour nos essais, la fréquence d'échantillonnage a été fixée à 10KHz.

Les dérivées de flux $(\phi'_a, \phi'_b, \phi'_c)$ utilisées dans le modèle de Park Etendu ont été enregistrées par la mesure des forces contre-électromotrices à vide de la machine en fonction de la position mécanique. Ces grandeurs sont ensuite tabulées et seront utilisées dans le processus d'identification par l'intermédiaire d'une fonction d'interpolation permettant de déterminer la valeur instantanée de la fem par rapport à la position mécanique.

Les caractéristiques détaillées du banc d'essai et des machines utilisées sont données dans l'annexe B.

3.2 Détection de défaut de court-circuit inter-spires

La machine utilisée dans notre protocole expérimental est volontairement différente de celle utilisée en simulation. Nous n'avons pas effectué de modélisation par circuit électrique magnétiquement couplé de la machine d'essai. Les algorithmes mis au point sont directement testés sur la machine expérimentale sans connaissance a priori du comportement de cette machine en régime de défaillance. Sur la figure 4.38, nous présentons la fem à vide de la machine ainsi que son contenu harmonique. Comme nous pouvons le constater, la fem à vide comporte peu d'harmoniques, ce qui implique de faibles influences des caractéristiques d'auto-excitation. Les algorithmes de suivi paramétrique seront donc testés dans des conditions plutôt défavorables puisque nous avons montré l'importance de cette propriété pour la convergence et la précision au cours des chapitres précédents.

Les essais sont réalisés pour deux fonctionnements différents de la génératrice, celle-ci débitant tout d'abord sur une charge triphasée équilibrée puis sur une charge déséquilibrée. Lors de la réalisation d'un court-circuit, une résistance supplémentaire est insérée dans la boucle en défaut afin de limiter le courant de court-circuit. En conséquence, l'importance du court-circuit est moindre que lors d'un court-circuit franc. Ce mode de réalisation expérimental n'est pas en contradiction avec les modes de dégradation naturelle qui se manifestent souvent de manière progressive.

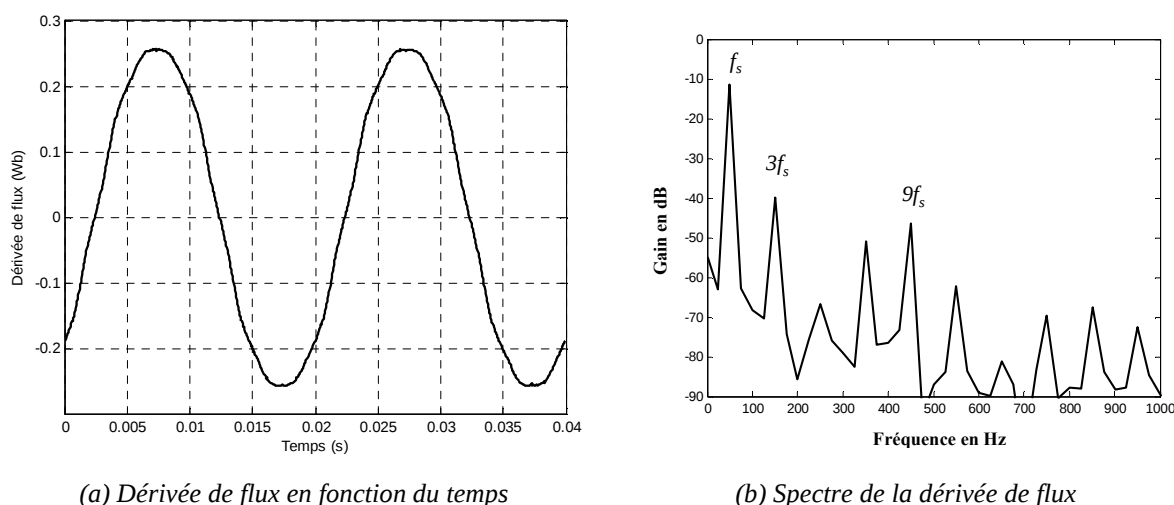
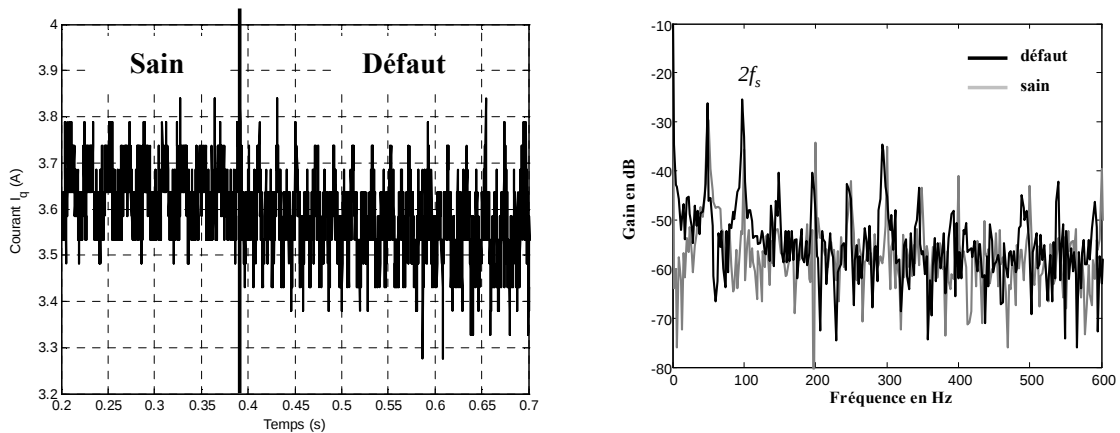


Fig. 4.38. Mesure expérimentale de la dérivée de flux sur la phase A de la MSAP et contenu harmonique

▪ Essais sur charge équilibrée

Pour cet essai, la MSAP alimente une charge purement résistive triphasée équilibrée avec $R_{ch} = 24\Omega$. La fréquence électrique est imposée à 50Hz, ce qui correspond à une fréquence de rotation mécanique de 3000tr/min.

Sur la figure 4.39, nous présentons le courant d'axe q du modèle de Park à courants orientés en absence puis en présence d'un court-circuit de 16%. En régime sain, on constate l'existence d'un harmonique à $2f_s$ témoignant d'un léger déséquilibre de la charge. Lorsque le défaut survient, on constate nettement l'augmentation de cette composante, conformément aux phénomènes que nous avons mis en évidence en simulation.



(a) Courant en quadrature en fonction de temps

(b) Spectre de courant quadrature

Fig. 4.39. Signature de défaut de courts-circuits (16%) en fonctionnement génératrice pour une charge équilibrée

Malgré le faible niveau d'excitation apporté par les harmoniques d'espace, l'algorithme d'identification parvient à se stabiliser en cas sain. Il produit cependant une estimation biaisée des paramètres. On obtient un effet $\hat{R}_q = 0.378\Omega$ et $\hat{L}_q = 0.0053H$ par rapport aux valeurs réelles attendues à savoir $R_q = 0.295\Omega$ et $L_q = 0.0035H$. Ce biais est comme nous l'avons déjà évoqué lié aux bruits des mesures, ainsi qu'aux bruits dus à la quantification des mesures analogiques. De plus, les caractéristiques d'auto-excitation de la machine étant faibles, la précision de l'estimation obtenue s'en trouve également diminuée. Notons cependant qu'il est surtout important dans le contexte de la détection que la stabilité de l'algorithme soit garantie et que ce sont principalement les variations des paramètres relativement au cas sain qui nous intéressent.

Comme le montre la figure 4.40, on constate que l'algorithme réagit en présence d'un défaut en ce qui concerne l'estimation de la résistance $\hat{R}_q$. Notons que l'estimation obtenue est réalisée avec une valeur du facteur d'oubli $\lambda_{exp} = 0.9985$, valeur légèrement plus forte que celle utilisée en simulation ($\lambda_{sim} = 0.995$) pour diminuer la sensibilité de l'algorithme d'identification. On constate que la résistance estimée présente également une bonne sensibilité à l'importance du défaut. Cependant, la proportionnalité par rapport au nombre de

spires en court-circuit n'est plus exactement respectée. La présence d'une résistance destinée à limiter le courant de défaut dans la boucle de court-circuit en est sans doute la principale raison.

Sur la figure 4.41, sont présentés les résultats d'estimation relatifs à l'inductance $\hat{L}_q$. Lors de l'occurrence du défaut, on remarque d'importantes variations de l'inductance estimée. L'estimation de ce paramètre est alors à la limite de la stabilité. Les variations obtenues sont, par rapport aux résultats présentées en simulation, beaucoup plus importantes, mais rappelons que les machines sont très différentes et que le contenu harmonique de la machine d'essai comporte peu d'harmonique d'auto-excitation. Même si ces variations semblent importantes et finalement assez peu physiques, elles sont exploitables pour la détection, ce qui reste notre principal objectif. Le tableau 4.6 et les figures 4.42, 4.43, 4.44 montrent les variations des distances structurales en fonction de la criticité de défaut.

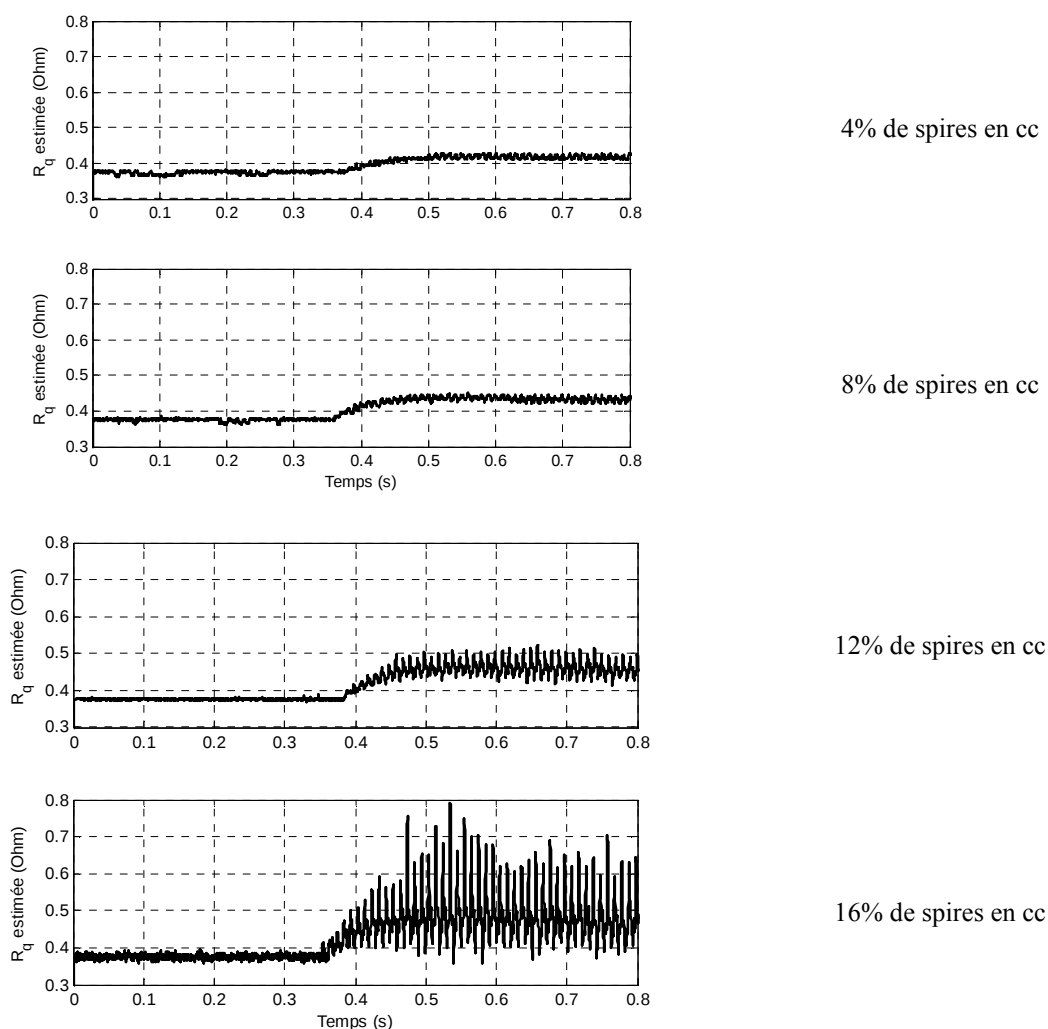


Fig. 4.40. Résistances estimées en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit

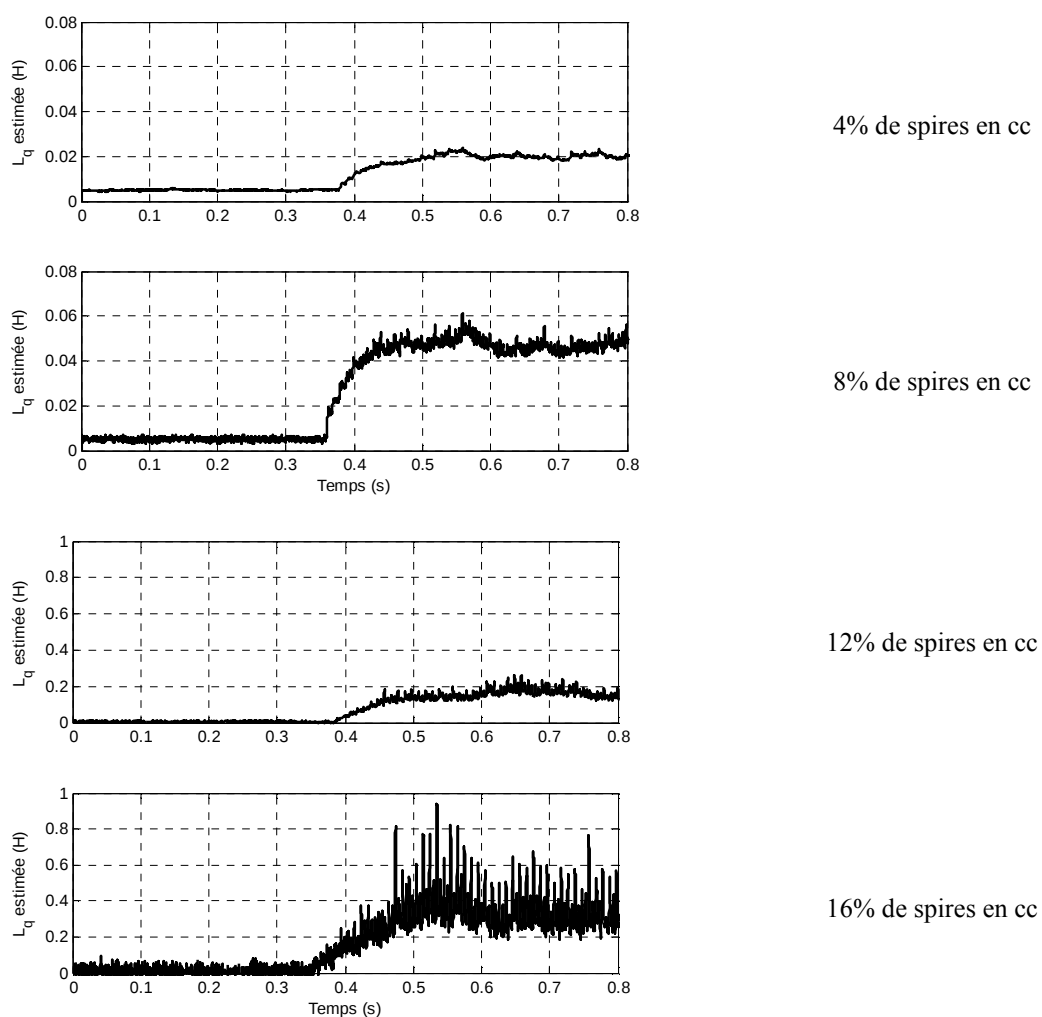
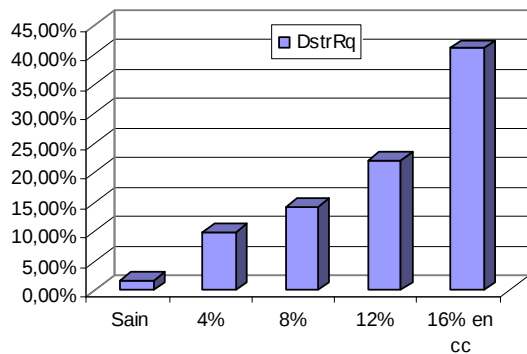


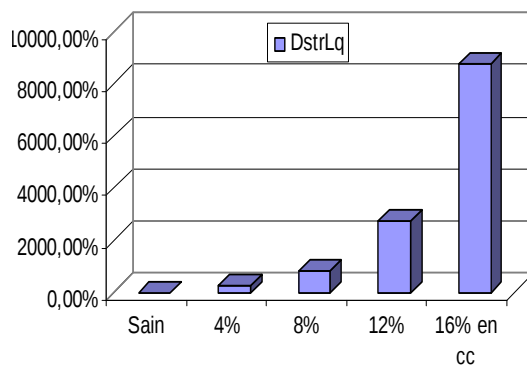
Fig. 4.41. Inductances estimées en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit

Distance structurelle	Criticité des défauts				
	Sain	4% de spires en cc	8% de spires en cc	12% de spires en cc	16% de spires en cc
$\langle D_{strRq} \rangle$	3.1301e-004	9.9639e-003	1.9896e-002	4.8666e-002	1.6847e-001
	1.76%	9.98%	14.10%	22%	41.04%
$\langle D_{strLq} \rangle$	5.5715e-003	6.5888e+000	7.3314e+001	7.5566e+002	7.6724e+003
	7.46%	256%	856%	2748%	8759%

Tableau 4.7 : Distances structurelles moyennes en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée

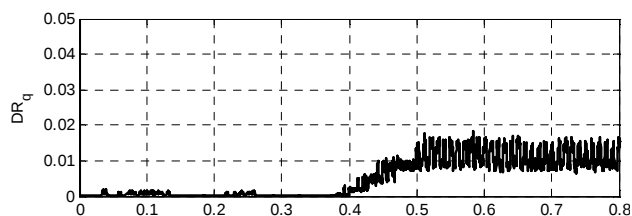


(a) Distances structurelles moyennes sur R_q

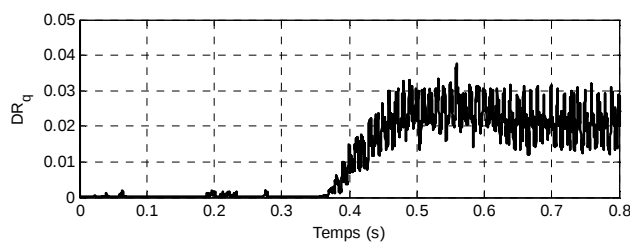


(b) Distances structurelles moyennes sur L_q

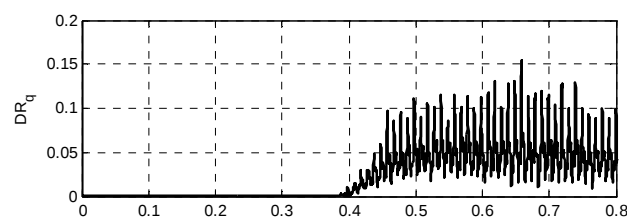
Fig. 4.42. Distances structurelles paramétriques en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée



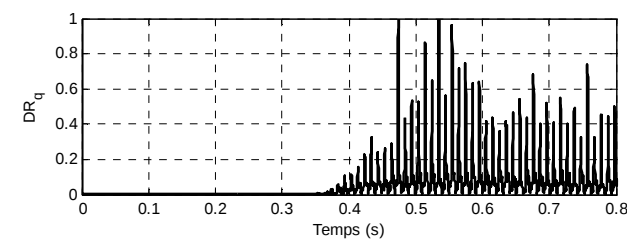
4% de spires en cc



8% de spires en cc



12% de spires en cc



16% de spires en cc

Fig. 4.43. Distance structurelle pour R_q en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit

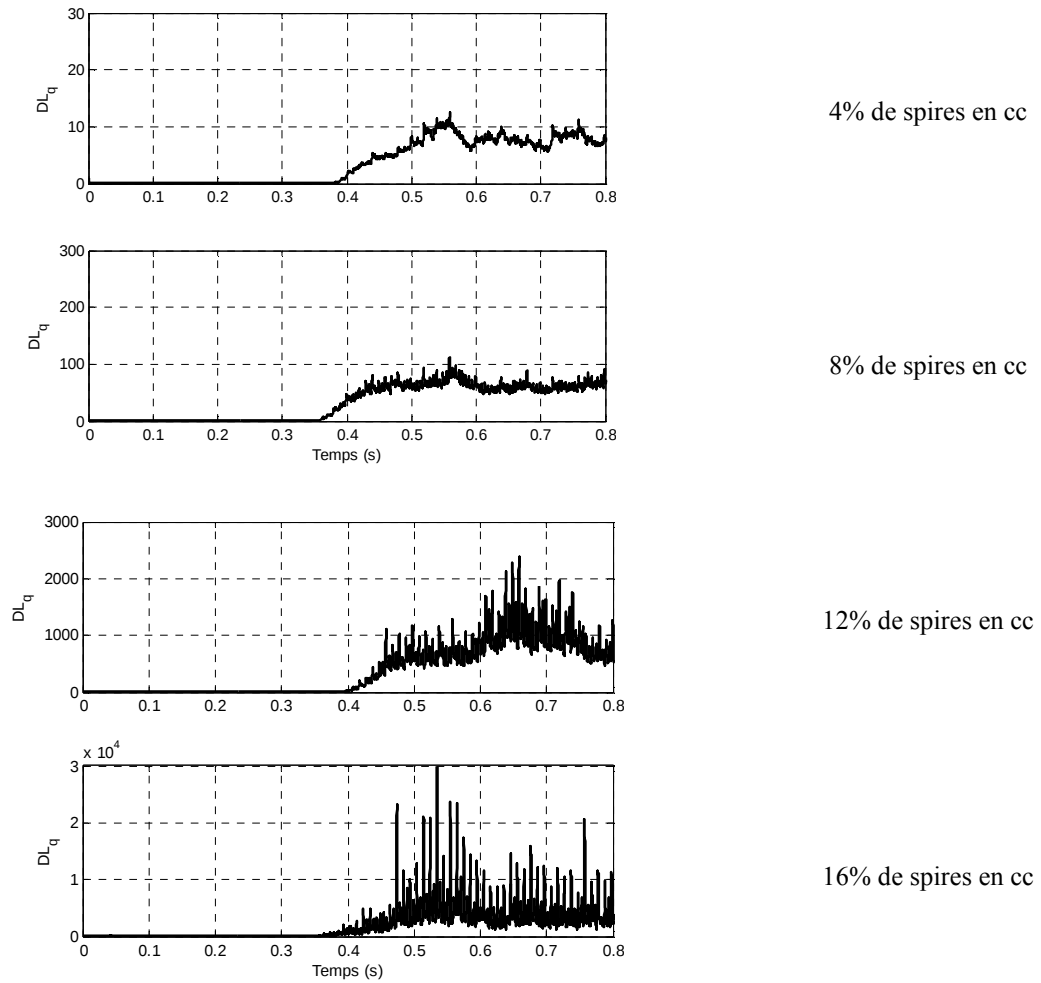
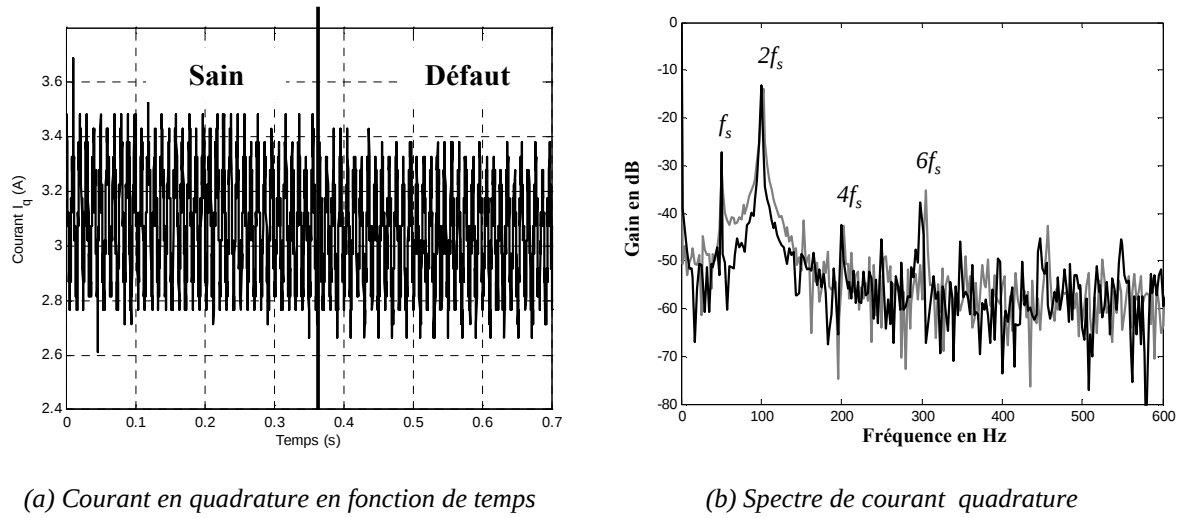


Fig. 4.44. Distance structurale de L_q en fonctionnement génératrice avec charge équilibrée pour différents nombres de spires en court-circuit

▪ Essais avec charge déséquilibrée

Les essais que nous présentons maintenant sont réalisés avec la machine fonctionnant toujours en génératrice mais débitant sur une charge déséquilibrée de sorte que $R_{ch_a} = 32\Omega$, $R_{ch_b} = 24\Omega$ et $R_{ch_c} = 28\Omega$. Ce déséquilibre permet en fait de générer une source d'excitation supplémentaire pour notre algorithme de suivi paramétrique. En effet, comme nous pouvons le constater sur la figure 4.46, le courant en quadrature I_q présente avec le déséquilibre introduit, un niveau de distorsion harmonique plus important avec notamment une forte augmentation de la raie à $2f_s$. Cet essai nous permet de vérifier si, en augmentant les sources d'excitation du modèle par ce déséquilibre, les résultats sont améliorés.



(a) Courant en quadrature en fonction de temps

(b) Spectre de courant quadrature

Fig. 4.45. Signature de défaut pour 16% de spires en court-circuit en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée ($f_s = 50\text{Hz}$)

En absence de défaut, l'algorithme d'identification est toujours stable et produit les estimations des paramètres suivantes : $\hat{R}_q = 0.382\Omega$ et $\hat{L}_q = 0.004H$. Nous pouvons alors noter une nette diminution du biais. Les paramètres estimés sont plus proches de ceux attendus en régime sain. La présence de termes d'excitation supplémentaires liée au déséquilibre est donc favorable à la précision de l'algorithme.

En présence de défaut, les variations des paramètres estimés sont données sur les figures 4.46 et 4.47 pour différents degrés de criticité du défaut. Nous remarquons que les variations du paramètre inductance sont très différentes par rapport au fonctionnement sur charge équilibrée. L'estimation obtenue semble beaucoup plus stable, ce qui montre cette fois encore l'importance du contenu harmonique des grandeurs utilisées par l'algorithme par rapport aux propriétés de convergence. Le tableau 4.8 et les figures 4.48, 4.49, 4.50 montrent les variations des distances structurelles en fonction de l'importance du défaut. La figure 4.51 présente dans le plan $[D_{strRq}, D_{strLa}]$, l'ensemble des réalisations obtenues pour les distances structurelles pour l'ensemble des défauts. Dans cet espace, les cas sains et défaillants sont nettement séparables, de même que les différents défauts de court-circuit qui se situent dans des espaces bien différents du plan.

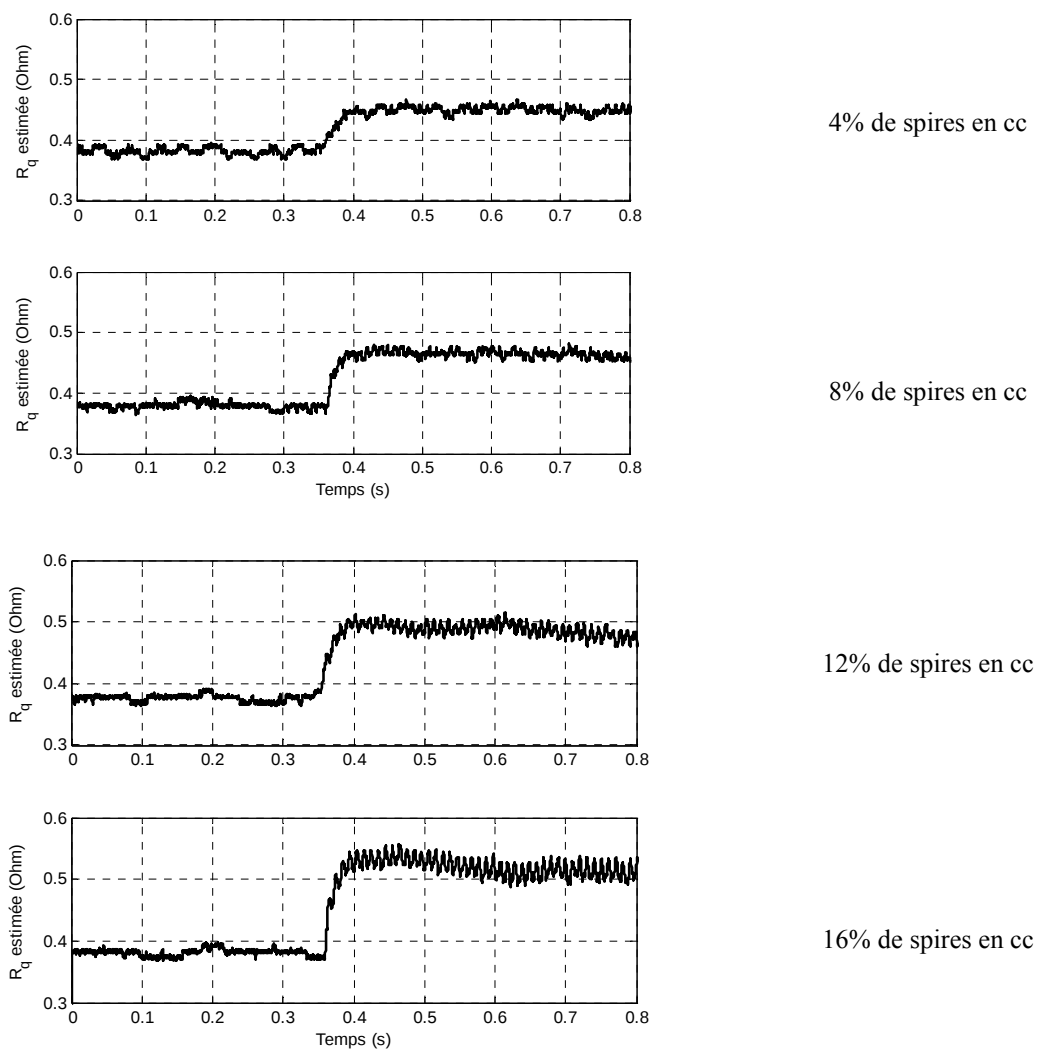


Fig. 4.46. Résistances estimées en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée

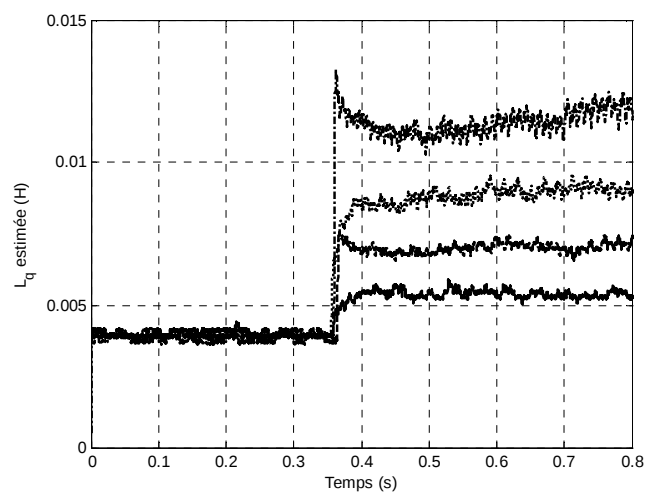
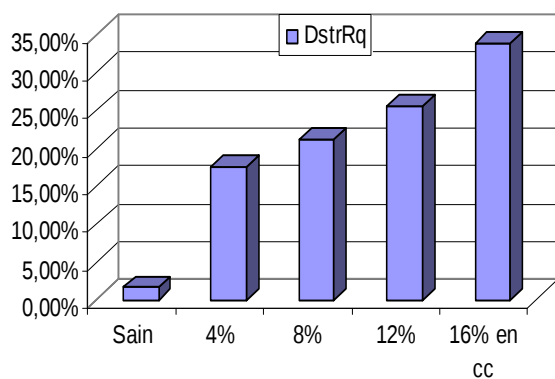


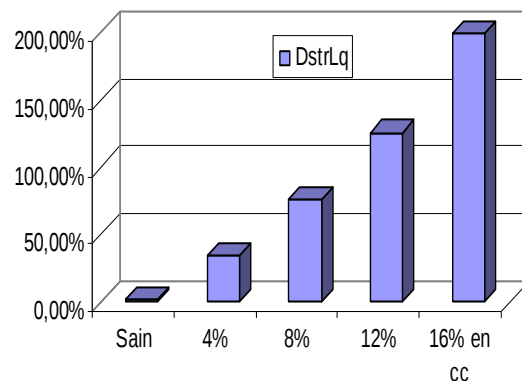
Fig. 4.47. Inductances estimées pour (-) 4%, (- -) 8%, (-.-) 12% et (...)16% de spires en court-circuit en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée

Distance structurelle	Criticité des défauts				
	Sain	4% de spires en cc	8% de spires en cc	12% de spires en cc	16% de spires en cc
$\langle D_{strRq} \rangle$	2.5583e-004	3.0531e-002	4.4980e-002	6.5337e-002	1.1374e-001
	1.6%	17.47%	21.20%	25.56%	33.72%
$\langle D_{strLq} \rangle$	7.4224e-004	1.1864e-001	5.7609e-001	1.5920	3.9893e
	2.72%	34.44%	75.90%	126%	200%

Tableau 4.8 : Distances structurelles moyennes en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée

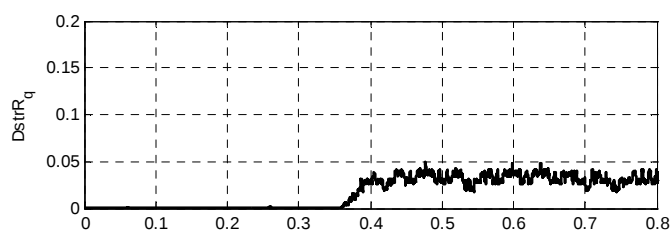


(a) Distances structurelles moyennes sur R_q

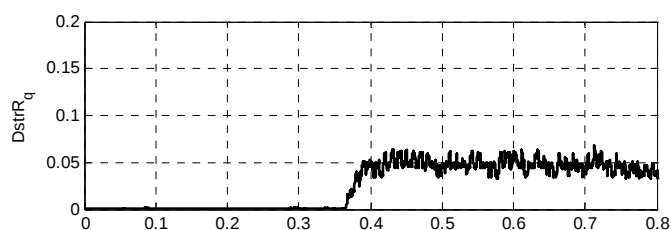


(b) Distances structurelles moyennes sur L_q

Fig. 4.48. Distances structurelles en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée



4% de spires en cc



8% de spires en cc

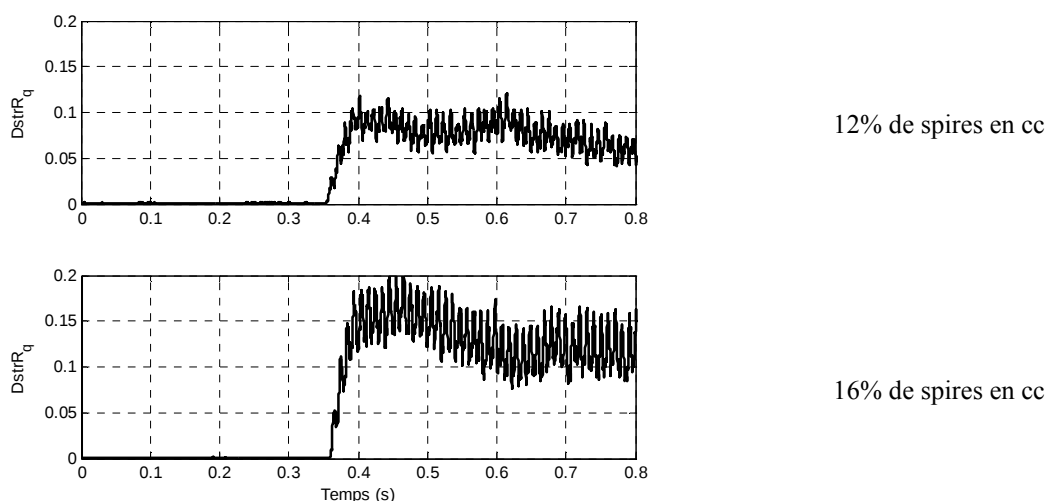


Fig. 4.49. Distances structurelles de R_q en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée

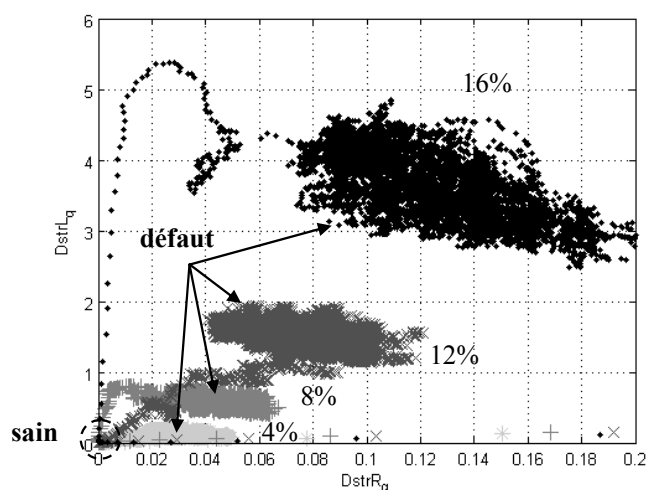


Fig. 4.50. Distances structurelles pour (*) 4%, (+) 8%, (x) 12% et (.)16% de spires en courts-circuits en fonctionnement génératrice avec une charge déséquilibrée

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les possibilités offertes par les algorithmes de suivi paramétriques pour la détection de défauts de courts-circuits inter-spires. Deux approches ont été abordées.

La première est purement menée en simulation. Le modèle CEMC, utilisé pour reproduire le comportement d'une machine en présence de défaillances au stator, est associé à l'algorithme de suivi paramétrique mettant en œuvre le modèle de Park à courants orientés. Le comportement de l'algorithme est testé pour différents modes de fonctionnement. Les résultats obtenus montrent un bon comportement de l'algorithme pour les différents cas envisagés. Nous avons notamment pu mettre en évidence le potentiel de l'algorithme à détecter, à partir des variations des paramètres estimés, les changements topologiques liées à une modification du bobinage statorique. Dans tous les cas, une technique de seuillage peut être envisagée sur les distances structurelles des paramètres estimés pour informer de la

présence du défaut. En moteur, quelque soit le mode de fonctionnement de la machine (boucle ouverte ou boucle fermée), la distance structurelle sur la résistance estimée est un bon indicateur de défaut. Elle permet, contrairement à la distance structurelle sur l'inductance, de donner également une image de la sévérité du défaut introduit. En fonctionnement génératrice, nous retrouvons sur l'inductance estimée la sensibilité à l'importance du défaut.

La seconde approche est expérimentale. Une machine spécialement bobinée pour permettre la réalisation de courts-circuits statoriques est utilisée en génératrice pour éprouver l'algorithme qui est implanté sur une cible temps réel. Les résultats obtenus par l'expérience confirment la faisabilité de l'utilisation du suivi paramétrique pour la détection de court-circuit statoriques. Les estimations des paramètres du modèle électrique diphasé permettent, toujours grâce aux distances structurelles, de détecter avec une bonne dynamique la présence des défauts inter-spires. La machine expérimentale possède par rapport à la machine utilisée en simulation, des harmoniques d'espace de plus faible amplitude. Nous avons pu dans ce contexte vérifier l'importance de la propriété d'auto excitation pour les performances de l'algorithme. Les paramètres estimés sont en effet beaucoup plus stables et précis pour une machine riche en harmoniques d'espace. Expérimentalement, l'introduction d'un déséquilibre de charge en fonctionnement génératrice nous a permis de vérifier ce point en rajoutant un contenu harmonique aux courants d'axe q . Le biais et la stabilité des paramètres obtenus s'en trouvent nettement améliorés. Les paramètres résistifs et inductifs sont, comme en simulation, tous deux sensibles à la sévérité du défaut.

Par manque de temps, les modes de fonctionnement en moteur n'ont pas été testés d'un point de vue expérimental mais compte tenu des résultats obtenus en fonctionnement génératrice, l'adaptabilité de la méthode à ce mode de fonctionnement nous semble largement envisageable.

Conclusion générale

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire était de mener une étude sur la mise en place de procédures temps réel de détection / surveillance des défauts électriques dans les actionneurs à aimants permanents. Partant du constat que les méthodes d'identification paramétriques étaient largement utilisées pour des objectifs de commande optimale mais peu dans le contexte de la sûreté de fonctionnement, nous avons étudié les potentialités de ces techniques appliquées à la détection de défauts statoriques, et plus spécifiquement sur les défauts de court-circuit inter-spires.

La méthode proposée est basée sur le suivi paramétrique en temps-réel des paramètres d'un modèle électrique de l'actionneur surveillé. Le choix du modèle d'identification constitue un point de départ fondamental car il va grandement conditionner les performances en terme de stabilité et de précision de l'algorithme d'identification qui y sera associé. Les principaux critères de recherche d'un modèle pour l'identification sont la compacité (nombre réduit de paramètres), une indépendance la plus forte possible par rapport aux points de fonctionnement et/ou aux modes de fonctionnement (boucle ouverte ou boucle fermée) et une relative liberté par rapport aux signaux utilisés pour exciter le modèle et si possible n'utiliser que les excitations qui existent naturellement.

Par rapport au dernier point évoqué, la plupart des approches de suivi paramétrique nécessitent, pour garantir la stabilité dans le temps du processus d'identification, l'injection de signaux de sollicitation supplémentaires par rapport aux excitations naturellement présentes au sein du dispositif à surveiller. Cette technique présente l'inconvénient de perturber le fonctionnement de l'actionneur.

Un des aspects originaux du travail proposé est l'introduction d'un modèle d'identification électrique de l'actionneur incluant les harmoniques d'espace de la machine. Plutôt que de les négliger comme cela se fait traditionnellement avec une approche au premier harmonique, ils sont dans notre cas intégrés au modèle d'identification. En association avec une transformation de Park, nous obtenons une famille de modèles diphasés présentant d'intéressantes propriétés d'auto-excitation. Les harmoniques d'espace vont en effet agir comme une source d'excitation permanente intrinsèque qui permet de garantir, sans ajout de signaux d'excitation, une stabilisation de l'algorithme. L'étude des propriétés de différentes transformations triphasé-diphasés nous a également permis de mettre en avant l'intérêt de la transformation de Park dite « à courants orientés », qui, par une projection garantissant l'annulation du courant d'axe d , permet l'élimination de certains paramètres donc l'obtention d'un modèle de taille réduite.

Le modèle retenu a donc été associé à une procédure d'identification récursive (méthode des moindres carrés récursive) pour en réaliser un suivi paramétrique. Pour permettre un suivi paramétrique adapté à la détection de défaut, nous avons retenu le principe d'un algorithme récursif avec facteur d'oubli qui permet de donner plus de poids aux dernières mesures prélevées sur le système garantissant ainsi une meilleure réactivité de l'algorithme en cas de variations paramétriques brusques.

Afin de tester les performances de l'algorithme, nous avons utilisé un modèle fin de machine permettant de reproduire précisément le comportement d'une machine à aimants en présence de défauts statoriques. Ce modèle, basé sur une description de circuits électriques magnétiquement couplés, est issu des travaux précédemment réalisés au Laboratoire. Ce modèle permet de disposer d'une plate forme d'expérimentation virtuelle, permettant de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans systématiquement avoir recours à une mise en œuvre expérimentale coûteuse, parfois complexe et pouvant s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants de courts-circuits ne sont pas correctement maîtrisés.

L'utilisation de ce modèle de simulation nous a donc permis d'évaluer les performances de l'algorithme de suivi paramétrique choisi, d'abord pour un fonctionnement de l'actionneur en régime sain. Pour conforter le choix du modèle de Park à courant orienté pour la formulation du problème d'identification, ce dernier a été confronté à d'autres modèles diphasés pour s'assurer de la supériorité de sa robustesse, notamment par rapport aux différents modes de fonctionnement. Des tests supplémentaires ont permis de vérifier que l'algorithme restait stable lors de variations du point de fonctionnement de l'actionneur (variation de vitesse ou impact de charge). Nous avons pu vérifier qu'en mode moteur, en boucle ouverte ou en boucle fermée, ou en mode génératrice, le suivi de paramètres est performant. L'influence du bruit de mesure a également été testé. La présence du bruit introduit un biais sur les valeurs des paramètres estimés et peut, lorsqu'il est trop important, conduire à une déstabilisation de l'algorithme.

Par la suite, toujours grâce au modèle CEMC, des défaillances ont été introduites au stator sous la forme de court-circuit inter spires. Le suivi des paramètres du modèle électrique diphasé montre l'apparition de variations des paramètres estimés lors de l'occurrence d'un défaut. En présence de défauts, l'algorithme de suivi paramétrique utilise toujours le modèle de Park à courants orientés basé sur une topologie du stator en mode sain. Or, la modification topologie du stator induite par le défaut conduit à l'apparition d'harmoniques supplémentaires. Le processus d'identification, cherchant toujours à minimiser l'écart entre le modèle et le système surveillé, va faire évoluer son seul degré de liberté, à savoir le jeu de paramètres, pour coller au mieux au nouveau comportement qui lui est imposé. C'est la raison pour laquelle en plus de la variation de la valeur moyenne des paramètres estimés, ces derniers comportent des ondulations dont les fréquences peuvent être reliées à celles des harmoniques induites par le défaut.

Un autre aspect important concerne la dynamique de variation de ces paramètres. Le suivi paramétrique permet d'être très réactif au défaut puisque seulement quelques échantillons en mode défaillants permettent à l'algorithme de réagir à la présence du défaut. Ce critère dynamique était, rappelons le, important par rapport à la nature des défauts, qui sont à dégradation rapide.

La détection de défaillance a été testée pour des modes de pilotage et des sévérités de défauts différentes. Des critères de mesures off-ligne et on-line ont été mis au point pour chiffrer les performances de l'algorithme. Nous avons utilisé pour les aspects off-ligne une comparaison des distances structurelles moyennes des paramètres estimés en cas sain et en cas de défaut, ainsi qu'une mesure des oscillations de ces paramètres. Cette approche permet de constater que les paramètres, en plus d'être sensibles à la présence du défaut, sont également sensibles à l'importance de ce défaut. Pour les aspects en-ligne, nous avons introduit la distance structurelle instantanée, qui permet d'envisager, par une simple technique de seuillage,

d'indiquer la présence du défaut. Nous avons également montré que l'observation dans un même plan des distances structurelles sur la résistance et l'inductance estimées permettait d'obtenir un indicateur intéressant de l'état de santé de la machine en fonction des zones du plan occupées.

Enfin, nous avons testé expérimentalement ces algorithmes. Un banc d'essai comportant une machine re-bobinée pour permettre la réalisation de court-circuit inter-spires a été réalisée. Associé à un environnement numérique comportant des organes d'acquisition numérique et un DSP, les algorithmes ont été implantés et évalués en temps réel.

La machine expérimentale est différente de celle utilisée en simulation, notamment par rapport à l'importance des harmoniques d'espace. Ce choix permet de valider la démarche dans un cas assez défavorable puisque nous avons pu constater l'importance de ces composantes par rapport aux propriétés d'excitation du modèle. Par manque de temps, seul le fonctionnement en mode génératrice a pu être testé. En comportement sain, nous constatons l'apparition d'un biais sur les paramètres estimés (par rapport aux valeurs attendues), principalement liés aux bruits sur les mesures et aux procédés de numérisation. L'algorithme est cependant stable et comme nous l'avons déjà évoqué, la valeur absolue des paramètres estimés est dans le cadre de la détection moins importante que la réactivité des paramètres à un défaut. Pour les cas défaillants, différentes sévérités de défaut ont été appliquées à la génératrice. Dans tous les cas, l'algorithme d'identification reste stable et, conformément au comportement obtenu lors de la simulation, il présente une très bonne réactivité au défaut. On retrouve également une sensibilité des paramètres à l'importance du défaut introduit. Nous avons également pu constater un comportement de l'algorithme globalement moins stable et précis qu'en simulation. Cette différence de comportement est imputable en partie aux bruits de mesure bien sûr mais pas seulement. Le faible contenu harmonique des forces électromotrices de la machine expérimentale est également responsable de ces moins bonnes performances. Un test en régime déséquilibré, permettant d'enrichir le contenu harmonique des signaux injectés à l'algorithme, confirme cette hypothèse. Les estimations réalisées dans ce cas sont alors bien meilleures que celles réalisées en régime équilibré. Dans tous les cas étudiés, l'exploitation des distances structurelles, moyennes ou instantanées, permettent de montrer que les distinctions entre les cas sain et défaillants peuvent être réalisées sans équivoque.

Les perspectives à ce travail sont nombreuses.

D'un point de vue manipulateur tout d'abord, certaines améliorations sont à apporter à notre banc d'essai. Une plus grande précision des convertisseurs analogique-numérique est en effet souhaitable. La résolution actuelle de 10 bits peut, nous l'avons vérifié en simulation, introduire des bruits de quantification pouvant perturber l'algorithme. Nous n'avons également pas pu inclure la mesure de la vitesse de rotation de l'actionneur pour permettre à l'algorithme de fonctionner à régime de vitesse variable. Même si les performances de l'algorithme ont été vérifiées en simulation pour ce type de profil, il faudra vérifier expérimentalement ce point. Ensuite, les modes de fonctionnement en moteur, en boucle ouverte ou en boucle fermée n'ont pas été testés. Ces aspects constituent un complément indispensable au travail déjà réalisé. De plus, lors de la réalisation des court-circuits inter-spires, une résistance permettant de limiter le courant dans la boucle a été introduite. Nous n'avons pas testé l'influence de la valeur de cette résistance sur les valeurs des paramètres estimés. Cette étude permettrait de caractériser plus finement le comportement de l'algorithme face à l'introduction de niveaux de courant de court-circuit plus forts que ceux expérimentées, donc plus proches des niveaux de courant atteints lors d'un court-circuit franc.

Ensuite, du point de vue de l'exploitation des résultats du suivi paramétrique, nous envisageons un travail plus poussé sur la construction d'indicateurs. Nous avons constaté que les distances structurelles instantanées constituaient des grandeurs d'analyse intéressantes. Compte tenu des résultats obtenus, l'utilisation d'une technique de seuillage basique est tout à fait envisageable pour la détection du défaut. Cependant, l'analyse de l'importance du défaut devra être améliorée. Même si l'exploitation dans le plan des distances structurelles a montré un potentiel intéressant par rapport à l'analyse de la sévérité du défaut, un travail sur l'automatisation de l'extraction de cette information nous semble important. Par rapport à ces aspects, l'exploitation de la trajectoire instantanée d'un point dans le plan des distances structurelles nous semble prometteuse.

Enfin, il nous semble particulièrement intéressant de continuer à travailler sur la définition de modèles adaptés à l'identification, avec pourquoi pas des enrichissements à l'aide de paramètres orientés vers la représentation de défauts spécifiques. L'amélioration des méthodes de suivi paramétrique, notamment de la sensibilité par rapport à la présence de bruit, de même que l'utilisation d'autres méthodes liées à la poursuite de valeurs paramétrique, comme le filtre de Kalman étendu, nous semble également une voie intéressante à explorer. Même si nous avons bien conscience que ces travaux comportent encore bien des points à approfondir et à explorer, les résultats obtenus nous confortent dans la forte potentialité des méthodes de suivi paramétriques pour la réalisation de processus de détection de défaillance pour des machines non-sinusoïdale sans excitations autre que naturelles.

Annexe A

Caractéristiques du banc expérimental

Le banc d'expérimental que nous avons utilisé a été développé au laboratoire LAPLACE. Il est constitué d'une MSAP, permettant de réaliser des courts-circuits statoriques inter-spires, et d'une MCC couplées mécaniquement qui permettent d'effectuer des tests en fonctionnement moteur ou génératrice.

1. Caractéristiques des machines électriques

La machine à courant continu est une machine à aimants permanents de 3.35kW (référence MM8036A-10112Z). La MSAP de 3.6kW (référence SB6020S-010) possède deux paires de pôles. Elle a été re-bobinée par RAGONOT pour les besoins expérimentaux liées à la réalisation des défauts statoriques étudiés. Leurs caractéristiques détaillées sont données dans les tableaux suivants :

Constructeur	RAGONOT	(France)
Puissance	3.6	kW
Tension nominale	150	V
Courant nominal	15.1	A
Vitesse nominale	2000	tr/min
Couple nominal	17.5	N.m
Nombre paires de pôles	2	
Résistance à 20°C – Ph à Ph	0.59	Ω
Inductance Ph à Ph	7	mH
Constante de temps électrique	11.4	ms
Constante de temps mécanique	1.26	ms
Inertie	3.07	10^{-3}kg.m^2

Tableau A.1 : Caractéristique de la MSAP

Constructeur	RAGONOT	(France)
Puissance	3.35	kW
Tension nominale	150	V
Courant nominale	15.1	A
Vitesse nominale	2000	tr/min
Couple nominal	17.5	N.m
Inertie	3.07	10^{-3}kg.m^2

Tableau A.2 : Caractéristique de la MCC

2. Connexions additionnelle de courts-circuits inter-spires

La modification du bobinage a consisté à sortir des connexions additionnelles sur les bobinages des phases A et B. Huit bornes intermédiaires au niveau de deux enroulements statoriques ont été ajoutées pour permettre la réalisation de court-circuit avec différents nombres de spires (4%, 8%, 12% et 16% de spires en court-circuit, voir figure A.1).

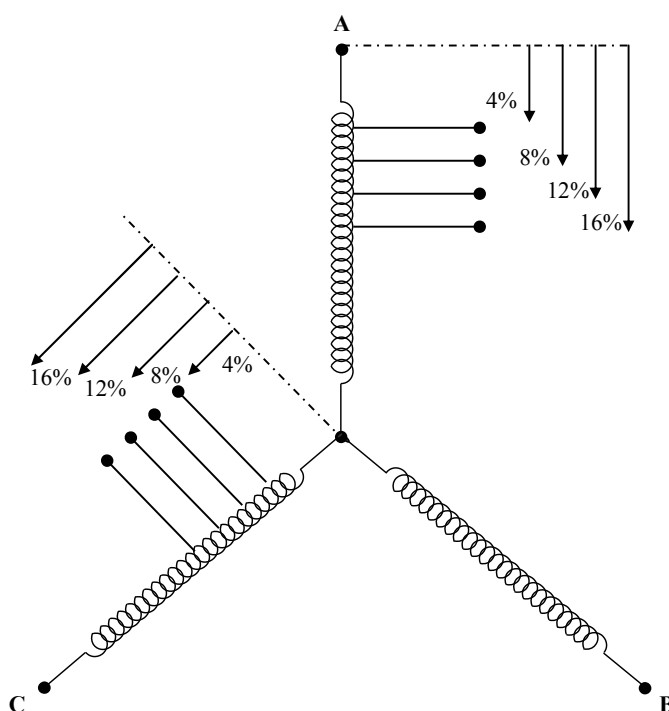


Fig. A.1: Enroulements statoriques avec connexions additionnelles pour la réalisation de défauts statoriques sur la machine d'essai

D'un point de vue expérimental, le court-circuit a été réalisé selon le schéma de la figure A.2. A cause de l'amplitude importante que peut atteindre le courant dans la boucle de court-circuit, une résistance variable en série avec le commutateur a été ajoutée afin d'en limiter la valeur. La mesure du courant dans la boucle de court-circuit est également réalisée. La figure A.3 donne un exemple du courant de boucle obtenu.

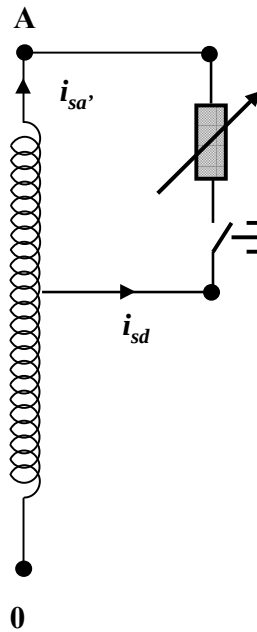


Fig. A.2: Circuit de limitation de courant dans la boucle de court-circuit

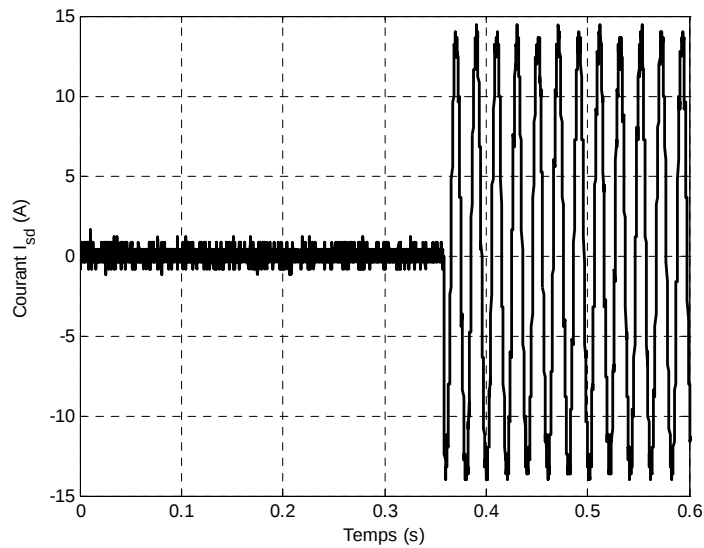


Fig. A.3: Courant dans la boucle de court-circuit

3. Description du système Numérique

Le système de pilotage est constitué d'un DSP (Texas Instrument TMS320C6713) associé à une carte d'interface permettant, d'une part, de piloter les interrupteurs d'un convertisseur statique (utilisation d'un FPGA ALTERA ACEX1K100), et, d'autre part, de gérer les mesures de tension et de courant provenant du système au moyen de convertisseurs Analogique/Numérique.

La figure A.4 présente le synoptique de ce système constitué de trois cartes bien distinctes : une carte DSP, une carte fille numérique supportant le FPGA connectée au DSP et une carte fille recevant les systèmes de conversion analogique / numérique.

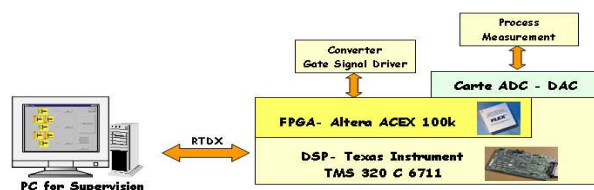


Fig. A.4. Synoptique de la carte dédiée

Le résumé des capacités du système de commande complet est dans le tableau A.1.

Horloge DSP	225MHz
capacité de calcul en virgule flottante DSP TMS320C6713	1350 MFLOPS
Mémoire interne DSP	256KO
Mémoire externe SDRAM 100MHz	16 MBytes
Connexion PC Hôte	USB 2.0
Entrée / Sorties Numériques Bidirectionnelles	24 bits
Entrée / Sorties Numériques Unidirectionnelles	32 bits
Conv. Ana/ Num (Temps de conversion 1 us)	2 x 4 voies avec échantillonnage synchrone
Conv. Ana/ Num (Fmax = 40MHz)	2 x 1 voies
Conv. Num/ Ana (setting time 100 ns)	2 x 2 voies
FPGA Altera ACEX 1K100	100 000 portes

Tableau A.1 : Caractéristiques techniques du système

L'architecture détaillée de cet assemblage est donnée en figure A.5. On distingue la carte DSP (DSKC6713), la carte FPGA (MPAB_NUM) et la carte de conversion Analogique/Numérique (MPAB_ANA). Une photo du dispositif est présenté en Figure A.6.

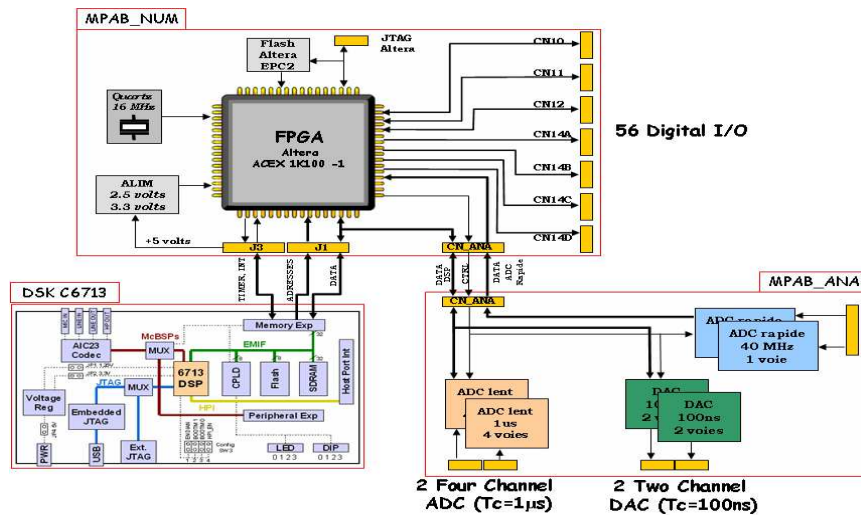


Fig. A.5. Synoptique interne de la carte MPAB

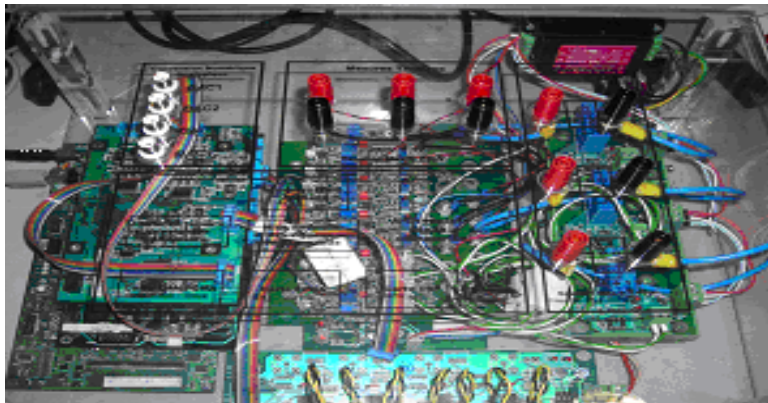


Fig. A.6. Photo de l'environnement numérique proposé

Annexe B

Outils logiciels pour la simulation

L'utilisation du modèle magnétiquement couplé CEMC nécessite une implantation informatique en deux étapes : le calcul hors-ligne des paramètres du modèle et la simulation temporelle.

Les paramètres du modèle incluant les résistances, inductances de fuites, inductances de magnétisation, inductances mutuelles et les dérivées de ces inductances sont calculé hors-ligne à partir de la connaissance topologique et géométrique de la machine par le logiciel MAPSud (Modélisation des machines Aimants permanents en vue de la surveillance et du diagnostic) [Abd06]. Ce logiciel a été développé au sein du laboratoire LAPLACE. Il est entièrement écrit en langage C.

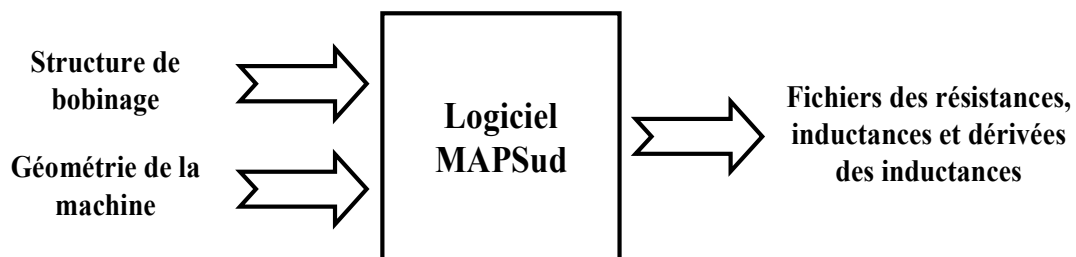


Fig. B.1: Génération des fichiers par le logiciel MAPSud

Les paramètres calculés en fonction de la position du rotor sont sauvegardés dans des fichiers pour une exploitation ultérieure.

Le modèle CEMC, les algorithmes de commande et d'identification sont implantés sous l'environnement Matlab-Simulink[®]. La simulation temporelle s'effectue d'abord par le chargement des fichiers de paramètres du modèle. Ces paramètres sont régénérés par rapport à la position courante du rotor en utilisant une fonction d'interpolation linéaire du premier ordre. Le solveur de Matlab (Runge-Kutta 4) est utilisé pour résoudre les systèmes d'équations différentielles du modèle CEMC ainsi que les algorithmes de commande et d'identification.

Annexe C

Calcul des inductances internes

▪ Paramètres géométriques de la machine étudiée

Dans le cadre de cette étude, on considère un prototype de machine synchrone à aimants permanents présentant les caractéristiques géométriques suivantes :

- Nombre de paires de pôles : 2
- Nombres d'encoches statoriques : 48
- Ouverture d'encoche statorique ε_s : 0.05 rad
- Rayon stator r_s : 55 mm
- Longueur du fer : 150 mm
- 19 tours / bobine et 8 bobines séries / phase
- Moment d'inertie $J_{inertie}$: 0.0177 Kg.m²
- Largeur nominale d'entrefer e_o : 4 mm

Les aimants utilisés sont de type Samarium Cobalt ($\text{Sm}_2\text{CO}_{17}$) :

- Champ rémanent B_r : 1.08 T
- Aimantation M : 800 kA/m
- Perméabilité relative μ_r : 1.05
- Ouverture des aimants τ_f : 1.3 rad soit 75°
- Epaisseur des aimants h : 3 mm
- Courant surfacique ampérien $I_{surfacique}$: 2400 A

▪ Règles de représentation

On adopte ici quelques règles de représentation qui seront utilisées pour la suite de l'étude. On a remarqué précédemment que la notion de bobine était fondamentale et constituait la brique de base du modèle. Une bobine est généralement obtenue par la mise en série de plusieurs spires et comporte un aller noté ($\otimes$) et un retour noté ($\odot$) placés respectivement dans deux encoches distinctes. On numérote séquentiellement, dans le sens trigonométrique, les encoches statoriques de 1 à m . En ce qui concerne les bobines fictives rotoriques on numérote de 1 à n les aller et retour de ces différentes bobines. On représente celles ci sur une coupe en deux dimensions de telle sorte que la première encoche statorique coïncide avec le premier aller ou le premier retour d'une bobine fictive rotorique. Un point quelconque de l'entrefer est repéré par l'angle φ , la position du rotor étant repérée par l'angle θ (figure C.1).

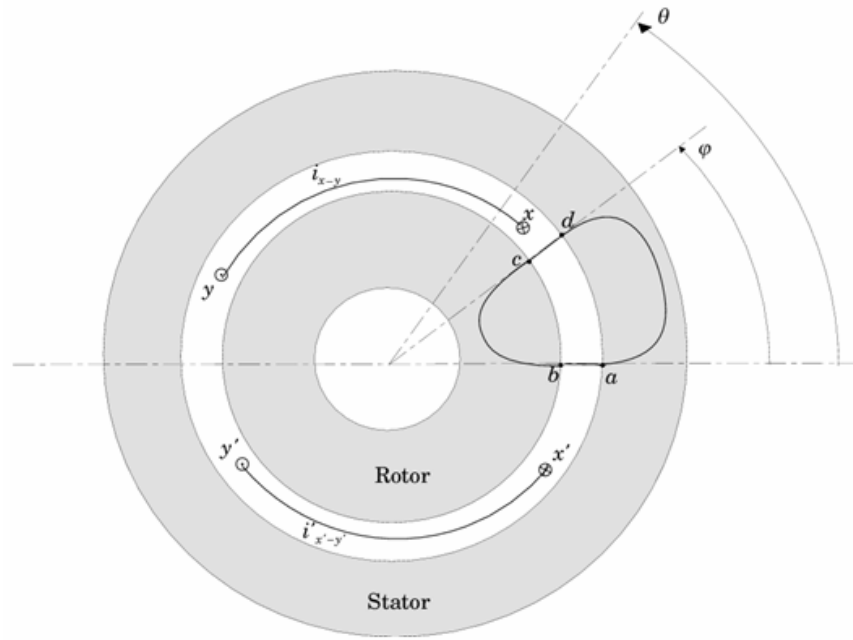


Fig. C.1. Notations

Nous nous intéressons ici au calcul des inductances de magnétisation et des inductances mutuelles. Pour les déterminer, nous sommes amenés à l'introduire et à définir des fonctions fondamentales : la fonction d'entrefer, la fonction de tours et de bobinage associées à une bobine.

▪ Fonction d'entrefer

La fonction d'entrefer $e(\varphi, \theta)$ rend compte de la longueur des lignes de champ dans l'entrefer. Elle ne se confond pas directement avec la largeur nominale e_0 (distance fer-fer) dans la mesure où l'ouverture éventuelle des encoches statoriques le rotor étant supposé lisse, peut moduler ce dernier. Dans le présent travail, on fait l'hypothèse que les lignes de champs suivent des trajets circulaires centrés sur le coin des dents de l'armature considérée, lorsqu'elles sont situées dans une région correspondant à un bec d'encoche [Zhu92]. En dehors d'un bec d'encoche les lignes de champ demeurent radiales (Fig. C.2). A partir de cette représentation, il est possible de rendre compte, par l'intermédiaire d'une fonction de modulation $m_s(\varphi, \theta)$, de la contribution de l'ouverture des encoches statoriques. En un point de l'entrefer il s'agit d'ajouter à la largeur nominale de l'entrefer e_0 la longueur éventuelle du parcours circulaire des lignes de champ dans une région correspondant à un bec d'encoche. Il est possible de formuler de façon compacte et sans approximation l'expression analytique de la fonction de modulation de l'entrefer $m_s(\varphi, \theta)$ associée à l'armature statorique.

Pour conclure, la fonction d'entrefer s'écrit alors :

$$e(\varphi, \theta) = e_0 + m_s(\varphi) \quad (C.1)$$

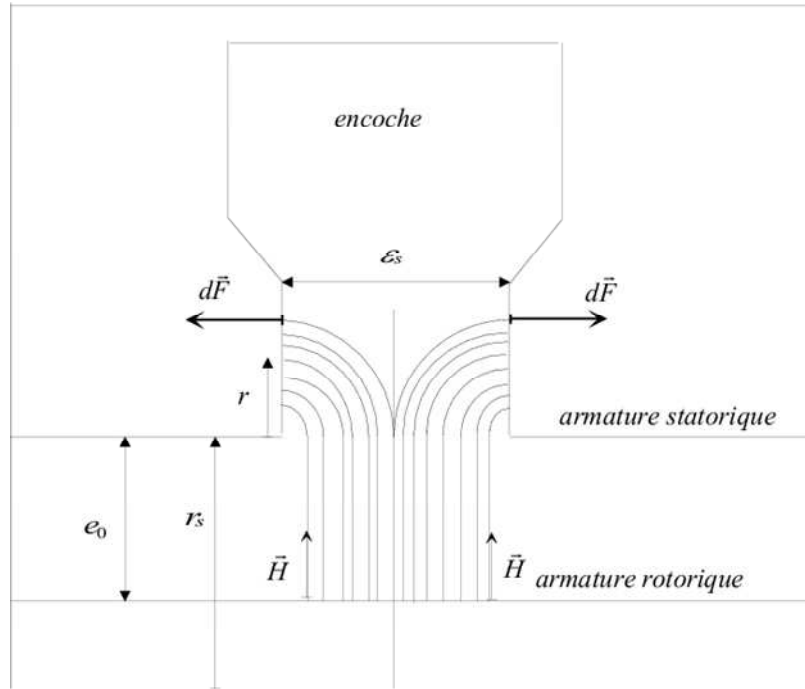


Fig. C.2. Trajet des lignes de champs dans l'entrefer

▪ Fonction de tours d'une bobine statorique

Supposons maintenant que la bobine $i_{(x-y)}$ appartienne à l'armature statorique. La fonction de tours de cette bobine, notée $n_{s_{x-y}}(\varphi)$, ne dépend en fait que de l'angle φ , car cette bobine est fixe et ne dépend pas de la position angulaire du rotor. La figure C.3 représente la fonction tours de bobinage considérée.

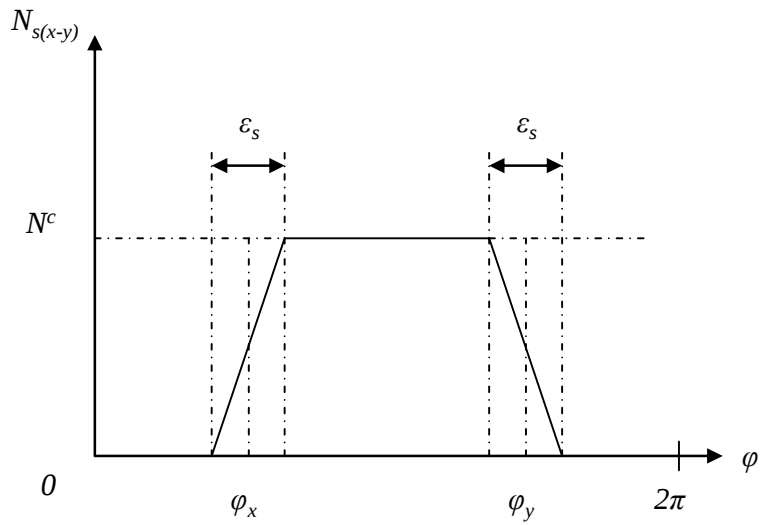


Fig. C.3. Fonction de tours d'une bobine statorique

▪ Fonction de tours d'une bobine rotorique

Supposons maintenant que la bobine $i_{(x-y)}$ appartienne à l'armature rotorique et représente une bobine fictive. La définition de la fonction de tours, notée $n_{r_{x-y}}(\varphi)$ présente la même allure que pour le stator, mais il faut dimensionner l'encoche fictive de cette bobine [Abd05].

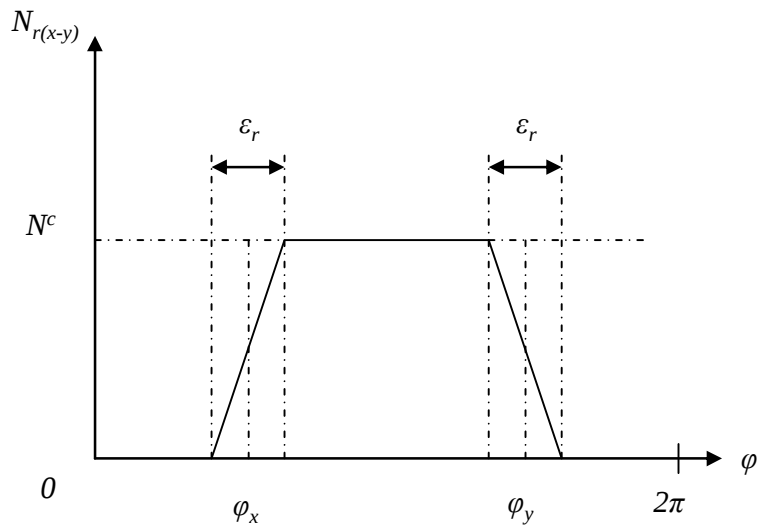


Fig. C.4. Fonction de tours d'une bobine rotorique

La figure C.4 représente la fonction de tours de bobinage considérée pour une position donnée du rotor. L'ouverture de l'encoche fictive de cette bobine rotorique est représentée par ε_r . Nous avons déterminé, grâce aux méthodes de calcul semi-analytique et par éléments finis, le champ magnétique produit dans l'entrefer par les bobines fictives. Nous déterminons alors ε_r de façon à faire correspondre le champ magnétique du calcul semi-analytique à celui issu des éléments finis, comme illustré par la figure C.5.

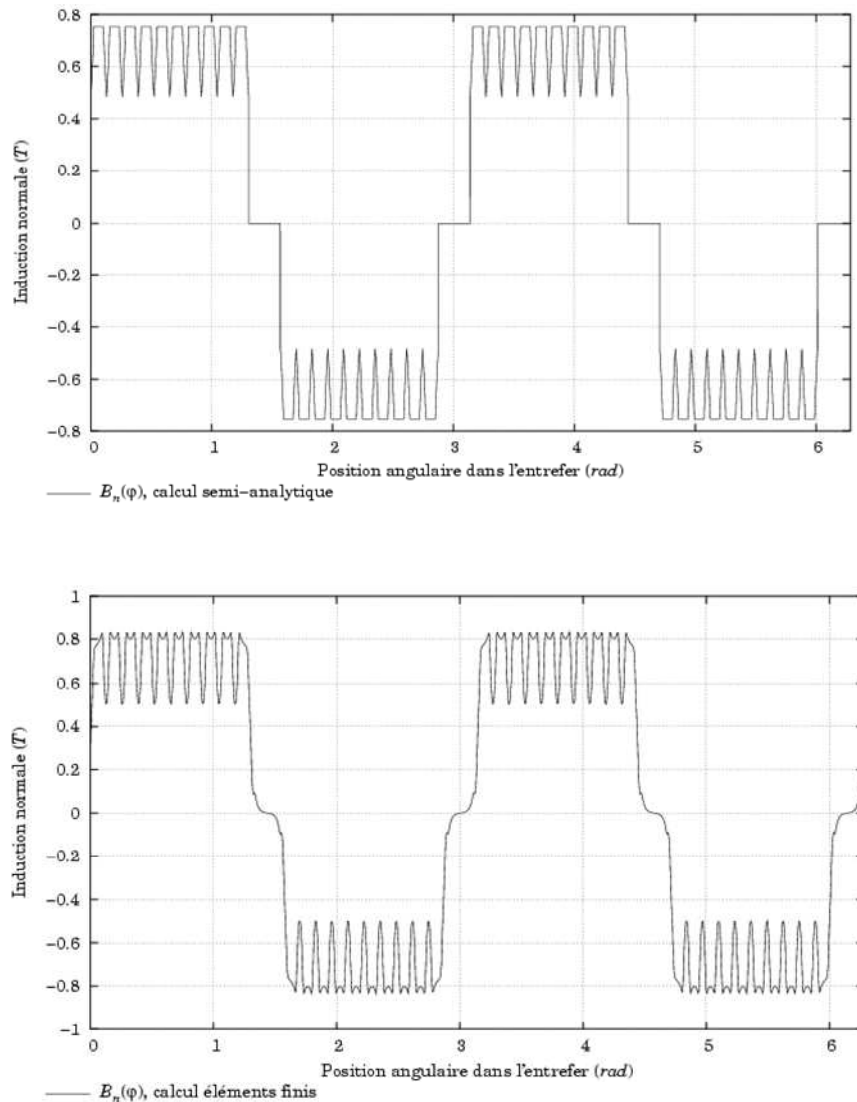


Fig. C.5. Champ magnétique issu du calcul analytique et du calcul par éléments finis

▪ Fonction de bobinage

Notations préliminaires : on s'intéresse ici au calcul de l'inductance de magnétisation et de l'inductance mutuelle liant respectivement une et deux bobines. Pour répondre à cet objectif, on est amené à introduire et à définir deux fonctions fondamentales : la fonction de tours et la

fonction de bobinage associées à une bobine. Dans les notations qui suivent, l'indice i représente un indice généralisé qui se substitue indifféremment à la lettre s (stator) ou à la lettre r (rotor). Par ailleurs, les indices x et y représentent respectivement les numéros d'encoches occupées par l'aller et le retour de la bobine considérée.

On considère la structure de la figure C.1 représentant les bobines i_{x-y} et $i'_{x'-y'}$. Celles-ci ne sont pas associées explicitement à l'armature statorique ou à l'armature rotorique et l'entrefer est ici représenté lisse.

On considère le chemin fermé $\overline{abcd}$ de la figure C.1. Les points a et d appartiennent à l'armature statorique et sont respectivement repérés par leur position angulaire 0 et φ alors que les points b et c appartiennent à l'armature rotorique. En raison de la perméabilité infinie du fer et des faibles dimensions de l'entrefer, on considère que les lignes de champ dans l'entrefer sont radiales. Les trajets $\overline{ab}$ et $\overline{cd}$ situés dans l'entrefer s'appuient par définition sur les lignes de champ et on peut conclure par conséquent que l'intersection de ces trajets avec l'armature statorique et l'armature rotorique se fait à angle droit. Pour $\varphi \in [0, 2\pi]$, l'application de la loi d'Ampère sur le contour fermé $\overline{abcd}$ s'écrit :

$$\oint_{\overline{abcd}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (C.2)$$

L'intégrale de droite s'effectue sur une surface S s'appuyant sur le contour fermé $\overline{abcd}$. On remplace cette expression en introduisant la fonction de tours $n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)$ qui permet de rendre compte de la localisation et du nombre de tours de la bobine i_{x-y} encerclé par le contour fermé $\overline{abcd}$. Pour une bobine stationnaire cette fonction ne dépend que de la variable φ alors que pour une bobine non stationnaire, cette fonction dépend à la fois de la variable φ et de la variable θ . Eu égard à l'orientation du contour fermé $\overline{abcd}$ et la bobine i_{x-y} étant parcourue par un courant i , les tours transportant ce courant dans le sens rentrant ($\otimes$) sont comptés positivement alors que les tours transportant ce courant dans le sens sortant ($\odot$) sont comptés négativement. L'équation précédente s'écrit alors :

$$\oint_{\overline{abcd}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot i \quad (C.3)$$

En différences de potentiel magnétique scalaire, cette équation se décompose ainsi :

$$F_{ab}^- + F_{bc}^- + F_{cd}^- + F_{da}^- = n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot i \quad (C.4)$$

Avec l'hypothèse de perméabilité infinie du fer, cette équation se réduit à :

$$F_{ab}^-(0, \theta) + F_{cd}^-(\varphi, \theta) = n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot i \quad (C.5)$$

Pour déterminer la différence de potentiel magnétique scalaire à la position angulaire $\varphi = 0$ dans l'entrefer, on applique la loi de conservativité du flux d'induction magnétique sur une surface fermée S à définir :

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (C.6)$$

S doit être une surface fermée orientée délimitant un volume particulier : on choisit un volume cylindrique de longueur dl s'appuyant sur la surface interne du stator.

Le rayon d'alésage du stator étant noté r_s , l'équation précédente se décompose ainsi :

$$\int_0^{2\pi} \mu_o \cdot H(\varphi, \theta) \cdot r_s \cdot d\varphi \cdot dl = 0 \quad (C.7)$$

Le champ magnétique $H(\varphi, \theta)$ étant invariant sur la longueur dl et la différence de potentiel scalaire étant le produit du champ magnétique et de la longueur des lignes de champ, l'équation précédente se réduit à :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta)}{e(\varphi, \theta)} \cdot d\varphi = 0 \quad (C.8)$$

En divisant l'équation précédente (C.4) par la fonction d'entrefer $e(\varphi, \theta)$ et en intégrant de 0 à 2π selon la variable φ l'expression obtenue, on a :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta) + F_{cd}(\varphi, \theta)}{e(\varphi, \theta)} \cdot d\varphi = \int_0^{2\pi} \frac{n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)}{e(\varphi, \theta)} \cdot i \cdot d\varphi \quad (C.9)$$

A partir de l'équation précédente (C.7), on peut en déduire :

$$F_{ab}(0, \theta) = \frac{1}{2\pi \cdot \langle e^{-1}(\varphi, \theta) \rangle} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot i \cdot d\varphi \quad (C.10)$$

$\langle e^{-1}(\varphi, \theta) \rangle$ représentant la valeur moyenne de l'inverse de la fonction d'entrefer, elle se définit et se calcule ainsi :

$$\langle e^{-1}(\varphi, \theta) \rangle = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{1}{e(\varphi, \theta)} d\varphi \quad (C.11)$$

On déduit alors de l'équation (C.4) la différence de potentiel magnétique scalaire suivante :

$$F_{cd}(\varphi, \theta) = \left[n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) - \frac{1}{2\pi \cdot \langle e^{-1}(\varphi, \theta) \rangle} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \right] \cdot i \quad (C.12)$$

On introduit alors la fonction de bobinage $N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)$ de la façon suivante :

$$N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) = n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) - \frac{1}{2\pi \cdot \langle e^{-1}(\varphi, \theta) \rangle} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \quad (C.13)$$

Cette fonction de bobinage représente en fait la force magnétomotrice produite dans l'entrefer par la bobine i_{x-y} parcourue par un courant unitaire. Elle est complètement définie à partir de la fonction de tours associée à la bobine i_{x-y} et de la fonction d'entrefer de la machine considérée.

▪ Inductance de magnétisation d'une bobine

On considère à nouveau la structure de la figure C.1 et on veut calculer l'inductance de magnétisation de la bobine i_{x-y} . La force magnétomotrice produite dans l'entrefer par la bobine i_{x-y} parcourue par un courant i vaut :

$$F_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) = N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot i \quad (C.14)$$

Soit r_{moy} le rayon moyen de l'entrefer, le flux différentiel $d\phi$ par unité de longueur traversant la surface élémentaire de valeur $r_{moy} \cdot d\varphi$ par unité de longueur se calcule ainsi :

$$d\phi = \mu_0 \cdot \frac{F_{i_{x-y}}}{e(\varphi, \theta)} \cdot r_{moy} \cdot d\varphi \quad (C.15)$$

En injectant dans cette équation le résultat de l'équation précédente puis en intégrant selon la variable φ , le flux total de magnétisation par unité de longueur traversant la bobine i_{x-y} s'écrit :

$$\phi_{mi_{x-y}i_{x-y}} = \left[\mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \right] \cdot i \quad (C.16)$$

On en déduit l'inductance de magnétisation par unité de longueur de la bobine i_{x-y} :

$$L_{mi_{x-y}i_{x-y}}^{/m\grave{e}tre}(\theta) = \mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \quad (C.17)$$

Les résultats donnés par la plate-forme de simulation MAPSuD concernant les inductances de magnétisation des différentes phases statoriques pour la machine étudiée sont :

$$L_{ms_a s_a} = L_{ms_b s_b} = L_{ms_c s_c} = 17.7 \text{ mH} \quad (C.18)$$

▪ **Inductance mutuelle entre deux bobines**

On considère à nouveau la structure de la figure C.1 et on veut calculer l'inductance mutuelle entre la bobine i_{x-y} et la bobine $i'_{x'-y'}$. La force magnétomotrice produite dans l'entrefer par la bobine $i'_{x'-y'}$ parcourue par un courant i' vaut :

$$F_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta) = N_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta) \cdot i' \quad (C.19)$$

Comme précédemment, le flux différentiel $d\phi$ par unité de longueur traversant la surface élémentaire de valeur $r_{moy} \cdot d\varphi$ par unité de longueur se calcule ainsi :

$$d\phi = \mu_0 \cdot \frac{F_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta)}{e(\varphi, \theta)} \cdot r_{moy} \cdot d\varphi \quad (C.20)$$

En injectant dans cette équation l'égalité précédente puis en intégrant selon la variable φ , le flux total mutuel par unité de longueur engendré par la bobine $i'_{x'-y'}$ et traversant la bobine i_{x-y} s'écrit :

$$\phi_{i_{x-y} i'_{x'-y'}} = \left[\mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \right] \cdot i' \quad (C.21)$$

On en déduit l'inductance mutuelle par unité de longueur liant les bobines i_{x-y} et $i'_{x'-y'}$:

$$M_{i_{x-y} i'_{x'-y'}}^{/metre}(\theta) = \mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \quad (C.22)$$

Les résultats donnés par la plate forme de simulation MAPSuD concernant les inductances mutuelles entre les différentes phases statoriques pour la machine étudiée sont :

$$M_{s_a s_b} = M_{s_a s_c} = M_{s_b s_c} = -7.49 \text{ mH} \quad (C.23)$$

▪ Inductances de fuites statoriques

Inductances de fuites d'encoches

Le stator des machines électriques est souvent composé d'encoches dont la forme est assez générique. De manière non exhaustive, la figure C.2 illustre différentes géométries courantes d'encoches. On associe à chacune de ces géométries un facteur de perméance d'encoche $\lambda_{encoche}$ qui est exploité dans le calcul analytique des inductances de fuites associées. On remarque que les expressions analytiques suivantes sont uniquement établies pour des bobinages à simple couche et les grandeurs géométriques utilisées sont celles indiquées sur la figure C.6.

Pour une encoche rectangulaire ouverte illustrée par la figure C.6.a, on a :

$$\lambda_{encoche} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} \quad (C.24)$$

Pour une encoche rectangulaire semi-fermée illustrée par la figure C.6.b, on a :

$$\lambda_{encoche} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{2 \cdot h_3}{b_2 + b_1} + \frac{h_4}{b_2} \quad (C.25)$$

Pour une encoche trapézoïdale semi-fermée illustrée par la figure C.6.c, on a :

$$\lambda_{encoche} = \frac{2 \cdot h_1}{3 \cdot (b_1 + b_3)} + \frac{h_2}{b_3} + \frac{2 \cdot h_3}{b_2 + b_3} + \frac{h_4}{b_2} \quad (C.26)$$

Pour une encoche ovale semi-fermée illustrée par la figure C.6.d, on a :

$$\lambda_{encoche} = \frac{2 \cdot h_1}{3 \cdot (b_1 + b_3)} + 0.623 + \frac{h_2}{b_2} \quad (C.27)$$

Soit N_{sk}^{spires} le nombre total de spires composant une phase statorique s_k (k étant ici un indice générique se substituant indifféremment aux lettres a, b ou c), l'inductance de fuites d'encoches associées à cette phase statorique s_k se calcule ainsi :

$$L_{fsk,sk}^{encoches} = \frac{12 \cdot \mu_0 \cdot L_{logueur} \cdot (N_{sk}^{spires})^2}{m} \cdot \lambda_{encoche} \quad \text{avec } k=a,b,c \quad (C.28)$$

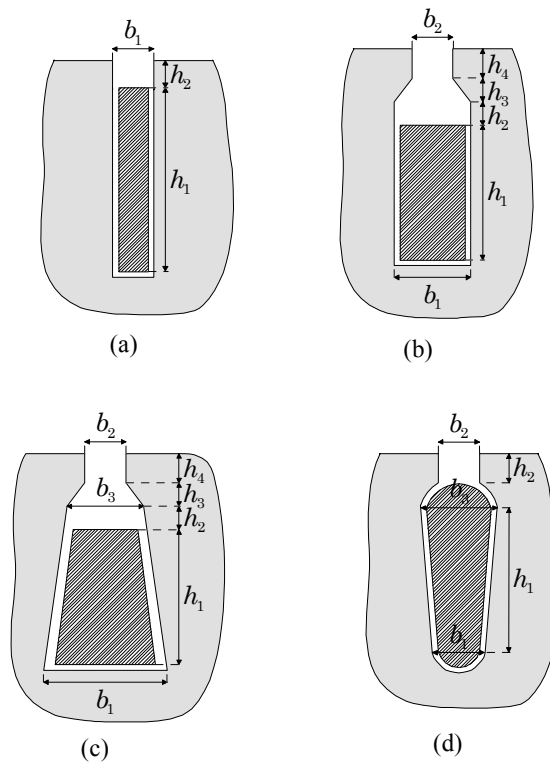


Fig. C.6. Différentes géométries courantes d'encoches

Inductances de fuites de têtes de bobines

La répartition bidimensionnelle des champs dans la section droite d'une machine électrique permet l'adoption d'hypothèses simplificatrices qui favorisent l'écriture de relations analytiques entre les différentes grandeurs étudiées. C'est ainsi que l'on a pu calculer les inductances de fuites d'encoches. Lorsqu'on se place aux extrémités d'une machine électrique, au voisinage de têtes de bobines, on ne peut faire aucune hypothèse quant à la répartition spatiale des champs. Il faut donc, en toute rigueur résoudre un problème tridimensionnel. Malgré cette difficulté, de nombreuses études ont été effectuées et ont conduit à des expressions analytiques qui donnent, avec une précision acceptable, la valeur des inductances de fuites de têtes de bobines. On associe à chacune des têtes de bobines un facteur de perméance de tête de bobine $\lambda_{\text{tête}}$ qui est exploité dans le calcul d'analytique de fuites associées.

On remarque que les expressions analytiques suivantes sont uniquement établies pour des bobinages à simple couche.

Pour un bobinage concentrique par pôles consécutifs, on a :

$$\lambda_{\text{tête}} = 0.67 - 0.43 \frac{r_s \cdot \pi}{p \cdot L_{\text{tête}}} \quad (\text{C.29})$$

Pour un bobinage concentrique par pôles non consécutifs, on a :

$$\lambda_{\text{tête}} = 0.47 - 0.3 \cdot \frac{r_s \cdot \pi}{p \cdot L_{\text{tête}}} \quad (C.30)$$

Soit N_{sk}^{spires} le nombre total de spires composant une phase statorique s_k (k étant ici un indice générique se substituant indifféremment aux lettres a, b ou c), l'inductance de fuites de têtes de bobines associées à cette phase statorique s_k se calcule ainsi :

$$L_{f_{sk}}^{\text{têtes}} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot L_{\text{longueur}} \cdot (N_{sk}^{\text{spires}})^2}{m} \cdot \lambda_{\text{tête}} \quad \text{avec } k=a,b,c \quad (C.31)$$

Annexe D

Mise en équations des modèles de Park pour l'identification et la commande

1. Adaptation de l'algorithme des MCR avec les modèles diphasés dans le repère de Park

L'algorithme des MCR n'est applicable qu'avec les systèmes MISO discrets linéaires par rapport aux paramètres. Donc le modèle diphasé dans le Park est divisé en deux sous-systèmes MISO représentés par les équations de courants sur l'axe direct et l'axe quadrature (i_d et i_q).

▪ Fonctionnement génératrice

Les équations électriques de (2.90), (2.94) et (2.98) sont réécrits selon la convention génératrice. On obtient donc :

$$\begin{cases} \omega \phi'_{rd} = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + v_d \end{cases} \quad (D.1)$$

$$\begin{cases} \omega \phi'_{rq} = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + v_q \end{cases} \quad (D.2)$$

$$\begin{cases} 0 = R_d i_{de} + L_d \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right) i_{qe} + v_{de} \end{cases} \quad (D.3)$$

$$\begin{cases} \omega \phi'_{rqe} = R_q i_{qe} + L_q \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e}\right) i_{de} + v_{qe} \end{cases} \quad (D.4)$$

$$\begin{cases} \omega \phi'_{rdec} = -\omega L_q \left(1 + \frac{d\mu_c}{d\theta_e}\right) i_{qec} + v_{dec} \end{cases} \quad (D.5)$$

$$\begin{cases} \omega \phi'_{rqec} = R_q i_{qec} + L_q \frac{di_{qec}}{dt} + v_{qec} \end{cases} \quad (D.6)$$

Comme nous l'avons montré dans l'exemple précédent, l'algorithme des MCR n'est applicable qu'avec un modèle MISO discret. Alors, les relations (D.1), (D.2), (D.3), (D.4) et (D.6) sont discrétisées par la méthode des trapèzes. On obtient alors :

$$\begin{cases} i_{dk} = a_d \cdot i_{dk-1} + b_d \cdot (\omega_k \cdot i_{qk} + \omega_{k-1} \cdot i_{qk-1}) + c_d \cdot (\omega_k \cdot \phi'_{rdk} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rdk-1} - v_{dk} - v_{dk-1}) \end{cases} \quad (D.7)$$

$$\begin{cases} i_{qk} = a_q \cdot i_{qk-1} + b_q \cdot (\omega_k \cdot i_{dk} + \omega_{k-1} \cdot i_{dk-1}) + c_q \cdot (\omega_k \cdot \phi'_{rqk} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqk-1} - v_{qk} - v_{qk-1}) \end{cases} \quad (D.8)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_{dek} &= a_{de} \cdot i_{dek-1} + b_{de} \cdot \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{qek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{qek-1} \right) \\ &\quad + c_{de} \cdot (-v_{dek} - v_{dek-1}) \end{aligned} \right. \quad (D.9)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_{qek} &= a_{qe} \cdot i_{qek-1} + b_{qe} \cdot \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{dek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{dek-1} \right) \\ &\quad + c_{qe} \cdot (\omega_k \cdot \phi'_{r qek} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{r qek-1} - v_{qek} - v_{qek-1}) \end{aligned} \right. \quad (D.10)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_{qeck} &= a_{qec} \cdot i_{qeck-1} + b_{qec} \cdot (\omega_k \cdot \phi'_{r qeck} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{r qeck-1} - v_{qeck} - v_{qeck-1}) \end{aligned} \right. \quad (D.11)$$

Où :

$$\left(\begin{aligned} a_{de} &= a_d = \frac{2L_d - T_e R_d}{2L_d + T_e R_d} \\ b_{de} &= b_d = \frac{L_q T_e}{2L_d + T_e R_d} \\ c_{de} &= c_d = \frac{T_e}{2L_d + T_e R_d} \end{aligned} \right) \Rightarrow \left(\begin{aligned} R_d &= \frac{1 - a_d}{2c_d} \\ L_q &= \frac{b_d}{c_d} \\ L_d &= \frac{1 + a_d}{4c_d} T_e \end{aligned} \right) \quad (D.12)$$

$$\left(\begin{aligned} a_{qec} &= a_{qe} = a_q = \frac{2L_q - T_e R_q}{2L_q + T_e R_q} \\ b_{qe} &= b_q = -\frac{L_d T_e}{2L_q + T_e R_q} \\ b_{qec} &= c_{qe} = c_q = \frac{T_e}{2L_q + T_e R_q} \end{aligned} \right) \Rightarrow \left(\begin{aligned} R_q &= \frac{1 - a_q}{2c_q} \\ L_d &= -\frac{b_q}{c_q} \\ L_q &= \frac{1 + a_q}{4c_q} T_e \end{aligned} \right) \quad (D.13)$$

A partir de relations (D.7) à (D.11), on obtient la formulation de l'algorithme des MCR suivante :

$$\left\{ \begin{aligned} i_{dk} &= \theta_d \cdot \varphi_{dk}^t \\ \varphi_{dk}^t &= \begin{bmatrix} i_{dk-1} \\ (\omega_k \cdot i_{qk} + \omega_{k-1} \cdot i_{qk-1}) \\ (\omega_k \cdot \phi'_{r dk} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{r dk-1} - v_{dk} - v_{dk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_d &= [a_d \ b_d \ c_d] \end{aligned} \right. \quad (D.14)$$

$$\begin{cases} i_{qk} = \theta_q \cdot \varphi_{qk}^t \\ \varphi_{qk}^t = \begin{bmatrix} i_{qk-1} \\ (\omega_k \cdot i_{dk} + \omega_{k-1} \cdot i_{dk-1}) \\ (\omega_k \cdot \phi'_{rqk} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqk-1} - v_{qk} - v_{qk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_q = [a_q \ b_q \ c_q] \end{cases} \quad (D.15)$$

$$\begin{cases} i_{dek} = \theta_{de} \cdot \varphi_{dek}^t \\ \varphi_{dek}^t = \begin{bmatrix} i_{dek-1} \\ \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) \cdot i_{qek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) \cdot i_{qek-1} \right) \\ (-v_{dek} - v_{dek-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{de} = [a_{de} \ b_{de} \ c_{de}] \end{cases} \quad (D.16)$$

$$\begin{cases} i_{qek} = \theta_{qe} \cdot \varphi_{qek}^t \\ \varphi_{qek}^t = \begin{bmatrix} i_{qek-1} \\ \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) \cdot i_{dek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) \cdot i_{dek-1} \right) \\ (\omega_k \cdot \phi'_{rqek} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqek-1} - v_{qek} - v_{qek-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{qe} = [a_{qe} \ b_{qe} \ c_{qe}] \end{cases} \quad (D.17)$$

$$\begin{cases} i_{qeck} = \theta_{qec} \cdot \varphi_{qeck}^t \\ \varphi_{qeck}^t = \begin{bmatrix} i_{qek-1} \\ (\omega_k \cdot \phi'_{rqeck} + \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqeck-1} - v_{qeck} - v_{qeck-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{qec} = [a_{qec} \ b_{qec}] \end{cases} \quad (D.18)$$

▪ Fonctionnement moteur en boucle ouverte

Des équations (2.90), (2.94) et (2.98), on déduit les équations électriques suivantes :

$$v_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + \omega \phi'_{rd} \quad (D.19)$$

$$v_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \phi'_{rq} \quad (D.20)$$

$$\begin{cases} v_{de} = R_d i_{de} + L_d \frac{di_{de}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qe} \end{cases} \quad (D.21)$$

$$\begin{cases} v_{qe} = R_q i_{qe} + L_q \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{de} + \omega \phi'_{rqe} \end{cases} \quad (D.22)$$

$$\begin{cases} v_{dec} = -\omega L_q \left(1 + \frac{d\mu_c}{d\theta_e} \right) i_{qec} + \omega \phi'_{rdec} \end{cases} \quad (D.23)$$

$$\begin{cases} v_{qec} = R_q i_{qec} + L_q \frac{di_{qec}}{dt} + \omega \phi'_{rqec} \end{cases} \quad (D.24)$$

En discrétisant (D.19), (D.20), (D.21), (D.22) et (D.24), on obtient :

$$\begin{cases} i_{dk} = a_d \cdot i_{dk-1} + b_d \cdot (\omega_k \cdot i_{qk} + \omega_{k-1} \cdot i_{qk-1}) + c_d \cdot (v_{dk} + v_{dk-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rdk} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rdk-1}) \end{cases} \quad (D.25)$$

$$\begin{cases} i_{qk} = a_q \cdot i_{qk-1} + b_q \cdot (\omega_k \cdot i_{dk} + \omega_{k-1} \cdot i_{dk-1}) + c_q \cdot (v_{qk} + v_{qk-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqk} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqk-1}) \end{cases} \quad (D.26)$$

$$\begin{cases} i_{dek} = a_{de} \cdot i_{dek-1} + b_{de} \cdot \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{qek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{qek-1} \right) \\ \quad + c_{de} \cdot (v_{dek} + v_{dek-1}) \end{cases} \quad (D.27)$$

$$\begin{cases} i_{qek} = a_{qe} \cdot i_{qek-1} + b_{qe} \cdot \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{dek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{dek-1} \right) \\ \quad + c_{qe} \cdot (v_{qek} + v_{qek-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqek} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqek-1}) \end{cases} \quad (D.28)$$

$$i_{qeck} = a_{qec} \cdot i_{qeck-1} + b_{qec} \cdot (v_{qeck} + v_{qeck-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqeck} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqeck-1}) \quad (D.29)$$

Où :

$$\begin{pmatrix} a_{de} = a_d = \frac{2L_d - T_e R_d}{2L_d + T_e R_d} \\ b_{de} = b_d = \frac{L_q T_e}{2L_d + T_e R_d} \\ c_{de} = c_d = \frac{T_e}{2L_d + T_e R_d} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} R_d = \frac{1 - a_d}{2c_d} \\ L_q = \frac{b_d}{c_d} \\ L_d = \frac{1 + a_d}{4c_d} T_e \end{pmatrix} \quad (D.30)$$

$$\begin{pmatrix} a_{qec} = a_{qe} = a_q = \frac{2L_q - T_e R_q}{2L_q + T_e R_q} \\ b_{qe} = b_q = -\frac{L_d T_e}{2L_q + T_e R_q} \\ b_{qec} = c_{qe} = c_q = \frac{T_e}{2L_q + T_e R_q} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} R_q = \frac{1 - a_q}{2c_q} \\ L_d = -\frac{b_q}{c_q} \\ L_q = \frac{1 + a_q}{4c_q} T_e \end{pmatrix} \quad (D.31)$$

A partir des relations (D.25) à (D.29), on obtient la formulation de l'algorithme des MCR suivante :

$$\begin{cases} i_{dk} = \theta_d \cdot \varphi_{dk}^t \\ \varphi_{dk}^t = \begin{bmatrix} i_{dk-1} \\ (\omega_k \cdot i_{qk} + \omega_{k-1} \cdot i_{qk-1}) \\ (v_{dk} + v_{dk-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rdk} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rdk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_d = [a_d \ b_d \ c_d] \end{cases} \quad (D.32)$$

$$\begin{cases} i_{qk} = \theta_q \cdot \varphi_{qk}^t \\ \varphi_{qk}^t = \begin{bmatrix} i_{qk-1} \\ (\omega_k \cdot i_{dk} + \omega_{k-1} \cdot i_{dk-1}) \\ (v_{qk} + v_{qk-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqk} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_q = [a_q \ b_q \ c_q] \end{cases} \quad (D.33)$$

$$\begin{cases} i_{dek} = \theta_{de} \cdot \varphi_{dek}^t \\ \varphi_{dek}^t = \begin{bmatrix} i_{dek-1} \\ \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{qek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{qek-1} \right) \\ (v_{dek} + v_{dek-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{de} = [a_{de} \ b_{de} \ c_{de}] \end{cases} \quad (D.34)$$

$$\begin{cases} i_{qek} = \theta_{qe} \cdot \varphi_{qek}^t \\ \varphi_{qek}^t = \begin{bmatrix} i_{qek-1} \\ \left(\omega_k \cdot \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{dek} + \omega_{k-1} \cdot \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{dek-1} \right) \\ (v_{qek} + v_{qek-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqek} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqek-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{qe} = [a_{qe} \ b_{qe} \ c_{qe}] \end{cases} \quad (D.35)$$

$$\begin{cases} i_{qeck} = \theta_{qec} \cdot \varphi_{qeck}^t \\ \varphi_{qeck}^t = \begin{bmatrix} i_{qek-1} \\ (v_{qeck} + v_{qeck-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqeck} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqeck-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{qec} = [a_{qec} \ b_{qec}] \end{cases} \quad (D.36)$$

▪ Fonctionnement moteur en boucle fermée

Dans le cas où l'on effectue la commande à couple maximum ($I_d=0$), on obtient des équations (D.21) et (D.22) les modèles simplifiés suivants :

$$\begin{cases} v_{des} = L_d \frac{di_{des}}{dt} - \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qes} \end{cases} \quad (D.37)$$

$$\begin{cases} v_{qes} = R_q i_{qes} + L_q \frac{di_{qes}}{dt} + \omega \phi'_{rqes} \end{cases} \quad (D.38)$$

La formulation discrète des modèles simplifiés s'écrit :

$$\begin{cases} i_{desk} = a_{des} i_{desk-1} + b_{des} \left(\omega_k \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{qesk} + \omega_{k-1} \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{qesk-1} \right) \\ \quad + c_{des} (v_{desk} + v_{desk-1}) \end{cases} \quad (D.39)$$

$$\begin{cases} i_{qesk} = a_{qes} i_{qesk-1} + b_{qes} (v_{qesk} + v_{qesk-1} - \omega_k \phi'_{rqesk} - \omega_{k-1} \phi'_{rqesk-1}) \end{cases} \quad (D.40)$$

Où :

$$\begin{pmatrix} a_{des} = 1 \\ b_{des} = \frac{L_q T_e}{2L_d} \\ c_{des} = \frac{T_e}{2L_d} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} L_d = \frac{T_e}{2c_{des}} \\ L_q = \frac{b_{des}}{c_{des}} \end{pmatrix} \quad (D.41)$$

$$\begin{pmatrix} a_{qes} = \frac{2L_q - T_e R_q}{2L_q + T_e R_q} \\ b_{qes} = \frac{T_e}{2L_q + T_e R_q} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} R_q = \frac{1 - a_{qes}}{2b_{qes}} \\ L_q = \frac{1 + a_{qes}}{4b_{qes}} T_e \end{pmatrix} \quad (D.42)$$

La formulation de l'algorithme des MCR avec les modèles simplifiés s'écrit :

$$\begin{cases} i_{desk} = \theta_{des} \cdot \phi_{desk}^t \\ \phi_{desk}^t = \begin{bmatrix} i_{desk-1} \\ \left(\omega_k \left(1 + \frac{d\mu_k}{d\theta_{ek}} \right) i_{qesk} + \omega_{k-1} \left(1 + \frac{d\mu_{k-1}}{d\theta_{ek-1}} \right) i_{qesk-1} \right) \\ (v_{desk} + v_{desk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{des} = [a_{des} \ b_{des} \ c_{des}] \end{cases} \quad (D.43)$$

$$\begin{cases} i_{qesk} = \theta_{qes} \cdot \phi_{qesk}^t \\ \phi_{qesk}^t = \begin{bmatrix} i_{qesk-1} \\ (v_{qesk} + v_{qesk-1} - \omega_k \cdot \phi'_{rqesk} - \omega_{k-1} \cdot \phi'_{rqesk-1}) \end{bmatrix} \\ \theta_{qes} = \begin{bmatrix} a_{qes} & b_{qes} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (D.44)$$

2. Dénormalisation de la transformation de Park Etendu à flux orientés

Cette partie de l'annexe détaille la commande implantée lors des tests en boucle fermée. Elle est basée sur une projection du système triphasé originelle dans un repère diphasé dit dénormalisé et à flux orienté.

Afin de satisfaire la propriété **P4** de la transformation de Park à flux orientés (constante de rapport entre le couple et la composante quadrature du courant statorique), il est nécessaire de renoncer à une autre des propriétés de la transformation de Park. Parmi les propriétés de P1 à P3, P2 (conservation de la norme) est certainement celle qui, du point de vue de la commande, est la moins utile.

L'extension de la transformation de Park dénormalisé qui, à un vecteur $(X_{\alpha\beta})$ associe le vecteur (X_{dqed}) par :

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} = P_{ed}(\theta_e) \begin{bmatrix} X_{ded} \\ X_{qed} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1(\theta_e) & p_2(\theta_e) \\ p_3(\theta_e) & p_4(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{ded} \\ X_{qed} \end{bmatrix} \quad (D.45)$$

Devra vérifier :

- Propriété **P1** (orthogonalité) : $p_1 \cdot p_2 + p_3 \cdot p_4 = 0$
- Propriété **P1'** (inversibilité) : $p_1 \cdot p_4 - p_2 \cdot p_3 \neq 0$
- Propriété **P3** : $\phi'_{rded} = 0, \forall \theta \Rightarrow p_4 \cdot \phi'_{r\alpha} - p_2 \cdot \phi'_{r\beta} = 0$
- Propriété **P4** : facteur proportionnalité entre le courant i_q et le couple constant :

$$\frac{[-p_3 \cdot \phi'_{r\alpha} + p_1 \cdot \phi'_{r\beta}][p_2^2 + p_4^2]}{[p_1 \cdot p_4 - p_2 \cdot p_3]} = K = cte \quad (D.46)$$

Ces conditions ne définissent pas la transformation $P_{ed}(\theta_e)$ de façon univoque. On observe cependant que les transformations basées sur les matrices de type :

$$P_{ed}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \delta \cos(\theta_e + \mu) & -\frac{1}{\delta} \sin(\theta_e + \mu) \\ \delta \sin(\theta_e + \mu) & \frac{1}{\delta} \cos(\theta_e + \mu) \end{bmatrix} \quad (D.47)$$

possèdent toutes les propriétés P1 et P3. Si de plus le paramètre $\delta(\theta_e)$ est proportionnel à $\phi_r'(\theta_e)$ la propriété P4 est également respectée [Gre98].

Pour que la transformation ainsi définie constitue une véritable extension de la transformation de Park (au sens où elle doit donner la transformation de Park dans le cas particulier des machines à distribution de flux sinusoïdale), on choisira un facteur $\delta(\theta_e)$ sans dimension et égal à 1 dans le cas particulier des machines à distribution de flux sinusoïdale. Cela revient à prendre comme constant K dans la relation (D.6) une grandeur homogène à un flux et égale, dans le cas des machines à distribution de flux sinusoïdale, à l'amplitude du flux $\phi_r'(\theta_e)$. On pourra prendre, dans le cas d'une machine non sinusoïdale, l'amplitude de son premier harmonique, multiplier par $\sqrt{3/2}$. La relation liant le couple à la valeur du courant d'axe q devient alors :

$$C_{em} = p.K.i_{qed} \quad (D.48)$$

Dans le repère de **Park Etendu Dénormalisé**, le système d'équation (2.94) devient :

$$\begin{cases} v_{ded} = \left(R_d + \omega L_d \frac{\phi_r''}{\phi_r'} \right) i_{ded} + L_d \frac{di_{ded}}{dt} - \frac{1}{\delta^2} \omega L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{qed} \\ v_{qed} = \left(R_q - \omega L_q \frac{\phi_r''}{\phi_r'} \right) i_{qed} + L_q \frac{di_{qed}}{dt} + \delta^2 \omega L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_e} \right) i_{ded} + \omega \delta \phi_{rqed}' \\ C_{em} = p \phi_{rqed}' i_{qed} \end{cases} \quad (D.49)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{rded}' = 0 \\ \phi_{rqed}' = \sqrt{3/2} \cdot \phi_m' = cte \end{cases} \quad \text{et} \quad \phi_r'' = \frac{d\phi_r'}{d\theta_e}$$

La régulation du couple moteur se réduit à asservir une composante du courant statorique à une grandeur de référence constante, ce qui est réalisable par des régulateurs simples à implanter (par exemple le correcteur du type proportionnel-intégral).

Bibliographie

- [Abd05a] 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.
- [Abd05b] A. Abdallah Ali, 'Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : application à la traction ferroviaire', *Thèse de doctorat*, INPT, France, 2005.
- [Ang06] C. De Angelo, G. Bossio, S. Giaccone, G.O. Garcia, J. Solsona, M.I. Valla, , 'Model based stator faults detection in induction motor', *32nd Annual Conference on Industrial Eletronics*, Paris, France, 2006.
- [Atk91] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, J. W. Finch, 'Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation', *IEEE Trans. IA.*, Vol. 27:6, pp. 1119-1127, 1991.
- [Bac02] S. Bachir, 'Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique', *Thèse de doctorat*, Université de Poitiers, 2002.
- [Bac06] S. Bachir, S. Tnani, J.-C. Trigeassou, G. Champenois, 'Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines', *Industrial Electronics IEEE Transactions*, Vol. 53, Issue 3, Juin 2006, pp. 963 – 973.
- [Bag07] F. Bagheri, H. Khaloozaded, K. Abbaszadeh, 'Stator fault detection in induction machines by parameter estimation, using adaptive kalman filter', *MED '07*, Juin 2007.
- [Ben03] L.C. Benn, B. Burton, R.G. Harley, 'Online converter fed induction motor impulse response identification and parameter extraction using pseudorandom modified PWM', *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Vienne, Austria, 2003.
- [Blo06] M. BLODT, 'Condition Monitoring of Mechanical faults in Variable Speed Induction Motor Drives', *Thèse de doctorat*, INPT, 2006.
- [Cab98] F. M. Cabanas, G. M. Melero, A. G. Orcajo, R. F. Faya, J. Solares, 'Experimental application of axial leakage flux to the detection of rotor asymmetries, mechanical anomalies and inter-turn short circuits in working induction motors', *International Conference on Electrical Machines ICEM'98*, Istambul, 1998.
- [Cho84] E. Y. Chow, A. S. Willsky, 'Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems', *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 29, No. 07, pp. 603 – 614, 1984.
- [Cho95] T.W.S. Chow, Gou Fei, 'Three phase induction machines asymmetrical faults identification using bispectrum', [*IEEE Transaction on Energy Conversion*](#), Volume 10, [Issue 4](#), Décembre 1995, pp. 688 – 693.
- [Chr02] Christophe C., Cocquempot V., Jiang B., 'Link between high gain observer-based residual and parity space one', *Proceeding of the American Control Conference*, Anchorage, AK, Mai, 2002.
- [Cir02] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, 'A least-squares based methodology for estimating the electrical parameters of induction machine at standstill', *International Symposium Industrial Electronics*, July 2002.
- [Chu01] J. Chung, M. Dolen, Kim Hyunbae, R.D. Lorenz, 'A continuous-time observer to estimate electrical parameters of induction machines', *Industry Applications Conference*, 2001.

- [Coc92] V. Cocquempot, 'Surveillance des processus industriels complexes, génération et optimisation des relations de redondance analytiques', *Thèse de doctorat*, Université des sciences, et Technologies de Lille, France, 1992.
- [Cru03] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, and H. A. Toliyat, 'Diagnosis of stator, rotor, and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory', *Proc. 38th Industry Applications Annual Meeting Conf.*, Salt Lake City, UT, Oct. 2003, pp. 1340–1346.
- [Dev02] V. Devanneaux, 'Modélisation des machines asynchrones triphasés à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic', *Thèse de doctorat*, INPT, France, 2002.
- [Eng95] R. H. Engelmann, W. H. Middendorf, 'Handbook of Electric Motors', Marcel Dekker, New York, 1995.
- [For09] C. FORGEZ, 'Contribution à la modélisation et à l'identification temps réel pour les systèmes à énergie électrique embarquée', *Thèse de HDR*, UTC, France, 2009.
- [Gha09] V.N. Ghatel, S.V. Dudu, 'Artificial Neural Network Based Fault Classifier For Three Phase Induction Motor', *International Journal of Computational Intelligence Research*, ISSN 0973-1873 Volume 5, Number 1, pp. 25–36, 2009.
- [Gre98] D. Grenier, S. Yala and J.-P. Louis, 'Définition d'extensions de la transformation de Park pour la commande de moteurs synchrones à aimants permanents monté en surface'. A review, *The European Physical Journal Applied Physics*, Eur. Phys. J. AP 1, pp. 233-246, 1998.
- [Han06] [T. Han](#), [B.S. Yang](#), [W. Choi](#), and [J. Kim](#), 'Fault Diagnosis System of Induction Motors Based on Neural Network and Genetic Algorithm Using Stator Current Signals', *International Journal of Rotating Machinery*, Article ID 61690, 20.
- [Hem02] L. Heming, X. Zhaofeng, 'A new method of turbine-generator vibration fault diagnosis based on correlation dimension and ANN Wan Shuting', *International Conference on Power System Technology, 2002 Proceedings*, Volume 3, 13-17 Oct. 2002 Page(s):1655 – 1659.
- [Hen03] H. Henao, C. Demian, and G. A. Capolino, 'A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 5, pp. 1272-1279, Sep./Oct. 2003.
- [Hen99] D. Henry, 'Diagnostic et contrôle de coherence des systèmes multivariables incertains', *Thèse de doctorat*, Université Bordeau I, France, 1999.
- [Hon07] M. Hongzhong, N. Xinrong, D. Yuanyuan, S. Jingang, 'Parameter identification and its application in fault diagnosis of asynchronous motor', *IEEE ICEMS'07*, Oct. 2007.
- [Hyu02] K. Hyunbae; J. Hartwig, R.D. Lorenz, Using, 'On-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives', *Power Electronics Specialists Conference*, 2002.
- [IEE85a] 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. 853-864.
- [IEE85b] IEEE Motor reliability working group, 'Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations', *Part II, IEEE Transactions on Industry applications*, vol. IA-21, no. 4, Juillet-Août 1985, pp. 865-872.
- [Jok02] M. G. Joksimovic, J. Penman, 'The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5, pp. 1078-84, October 2000.
- [Kar97] H.B. Karayaka, M.N. Marwali, 'A Induction machine parameter tracking from test data via PWM inverters', *IEEE Industry Applications Conference*, Oct. 1997.

- [Kho08] M. Khov, J. Regnier, J. Faucher, 'Detection of turn short circuit fault in stator of PMSM by on-line parameter estimation', *19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy, 2008.
- [Kho09a] M. Khov, J. Regnier, J. Faucher, 'On-Line Parameter Estimation of PMSM in Open Loop and Closed Loop', *International Conference on Industrial Technology*, Churchill, Victoria, Australia, 2009.
- [Kho09b] M. Khov, J. Regnier, J. Faucher, 'Monitoring of Turn Short-Circuit faults of PMSM by On-Line Parameter Estimation', *7th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Cargèse, France, 2009.
- [Koh02] J L Kohler, J Sottile, F C Trutt, 'Condition monitoring of stator windings in induction motors: Part I - Experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector', *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, pp. 1447-1453, 2002.
- [Kos00] D. Kostic-Perovic, M. Arkan, and P. Unsworth, 'Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation', *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 1, Oct. 8–12, 2000, pp. 388–394.
- [Kil00] B. G. Kliman, J. W. Premerlani, A. R. Koegl, D. Hoeweler, 'Sensitive, on-line turn-to-turn fault detection in AC motors', *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 28, pp. 915-27, 2000.
- [Kli96] B. G. Kliman, J. W. Premerlani, A. R. Koegl, D. Hoeweler, 'A new approach to on-line turn fault detection in AC motors', *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society*, Vol. 1, pp. 687- 93, San Diego, 1996.
- [Lan01] I. D. Landau, 'Identification des systèmes', Herme, 2001.
- [Leb08] Lebaroud, A. Clerc, G., 'Classification of Induction Machine Faults by Optimal Time–Frequency Representations, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 55, Issue 12, pp 4290 – 4298, 2008.
- [Leb09] A. Lebaroud, G. Clerc, 'Accurate diagnosis of induction machine faults using optimal time-frequency representations', *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Volume 22 , Issue 4-5, pp 825-832, June 2009.
- [Lee04] S. Lee, S. Kim, J.M. Kim, M.H Lee, 'Fourier and wavelet transformations for the fault detection of induction motor with stator current', *30th Annual Conference IECON*, 2-6 Nov. 2004.
- [Lei07] D.F. Leite, M.B. Hell, P.H. Diez, B.S.L. Gariglio, L.O. Nascimento, P. Costa, 'Real-Time Model-Based Fault Detection and Diagnosis for Alternators and Induction Motors', *Electric Machines & Drives Conference*, mai 2007.
- [Les07] S. Lesecq S, S. Gentil, I. Fagarasan, 'Fault isolation based on wavelets transform', *16th International Conference on Control Systems and Computer Science*, Roumania, 2007.
- [Liu06] W. Liu, E. Schaeffer, D. Averty, L. Loron, 'A new Approach for Electrical Machine Winding Insulation Monitoring by Means of High Frequency Parametric modelling', *IEEE IECON'06*, Nov. 2006.
- [Liu07] W. Liu, E. Schaeffer, L. Loron, P. Chanemouga, 'High Frequency Modelling of Stator Windings Dedicated to Machine Insulation Diagnosis by Parametric Identification', *IEEE SDEMPED'07*, Sept. 2007.
- [Lju06] L. Ljung, 'System Identification: Theory for the user. Englewood Cliffs', NJ: Prentice-Hall, 2006, p. 361.
- [Lju 83] L. Ljung & T. Söderström, 'Theory and practice of recursive identification', *The MIT Press*, Cambridge, Massachusetts, 1983.

- [Lon08] S. Perez-Londono, A. Perez-Londono, Y. Romero-Mora, 'On-line identification of the physical parameters in a synchronous generator', *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*, Aug. 2008, pp. 1 – 6.
- [Lor93a] L. Loron, 'Stator parameters influence on the field-oriented control tuning', *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept. 1993, vol.5, pp. 79 – 84.
- [Lor93b] L. Loron, G. Laliberte, 'Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors', *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept. 1993, vol.5, pp. 85 – 90.
- [Lou04] J. P. Louis, 'Modèles pour la commande des actionneurs électriques', Herme, 2004.
- [Mar63] D. w. Marquardt, 'An algorithm for least squares estimation of non linear parameters', *Soc. Ind. Appl. Math.*, vol. 11, no. 2, pp. 431-441, 1963.
- [Mar99] A. J. Marques Cardoso, S.M.A. Cruz, D.S.B. Fonseca, 'Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach', *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, Volume 14, Issue 3, Sept. 1999, pp. 595 – 598.
- [Mel03] G. M. Melero, F. M. Cabanas, A. G. Orcajo, R. F. Faya, J. Solares, "Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition", *IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives SDEMPED '03*, Atlanta, 2003.
- [Mic05] W. Michalik, 'Parameter estimation methods at three-phase induction machines', *Power European Conference on Electronics and Applications*, 2005, Dresden, Germany.
- [Mor04] Moreau, S.; Kahoul, R.; Louis, J.-P., 'Parameters estimation of permanent magnet synchronous machine without adding extra-signal as input excitation', *IEEE ISIE*, Mai 2004, pp. 371 – 376.
- [Mor99] S. Moreau, J. C. Trigeassou, G. Champenois, J. P. Gausbert, 'Diagnosis of induction machines : a procedure for electrical fault detection and localization', *Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Gijon, Spain, 1999.
- [Nan02] S. Nandi, H. Toliyat, 'Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator induced voltages after switch-off', *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 1, pp. 101-109, 2002.
- [Nao06] M.-W. Naouar, E. Monmasson, I. Slama-Belkhodja, 'Identification of Synchronous Machine Parameters Using Hysteresis Based Current Controller', *IEEE IECON*, Nov. 2006, pp. 1357 – 1362.
- [Ow03] C. K Owalski, T. Orlowska-Kowalska, Neural networks application for induction motor faults diagnosis *Mathematics and Computers in Simulation Special issue: Modelling and simulation of electrical machines, converters and systems*, Volume 63, Issue 3-5, November 2003.
- [Pen94] J. Penman, G. H. Sedding, A. B. Lloyd, W. T. Fink, 'Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors', *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 4, Décembre, pp. 652-658, 1994.
- [Ric95] J. Richalet, Ph. Fiani, 'The global approach in identification protocol optimization', *4th IEEE Conference on Control Applications*, Albany, NY, USA, 1995.

- [Rib99] L.A. S. De Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, 'Parameter estimation of induction machines under sinusoidal PWM excitation', *Energy Conversion IEEE Transaction*, Vol. 14, Issue 4, Déc. 1999, pp. 1218 – 1223.
- [Rib00] L.A. de Souza Ribeiro, C. B. Jacobina, A.M.N. Lima, A.C. Oliveira, 'Real-time estimation of the electric parameters of an induction machine using sinusoidal PWM voltage waveforms', *Industry Applications IEEE Transactions*, Vol. 36, Issue 3, Mai-Juin 2000, pp. 743 – 754.
- [Rom05] R. Romarya, R. Corton, D. Thailly, and J.F. Brudny, 'Induction machine fault diagnosis using an external radial flux sensor', *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* 32, 125–132, 2005.
- [San03] S. B Lee; Tallam, R.M.; Habetler, T.G., 'A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix', *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 18, Issue 3, Mai 2003, pp. 865 – 872.
- [Sai01] J. Saint-Michel, 'Bobinage des machines tournantes à courant alternatif', *Techniques de l'ingénieur*, D3 420, 2001.
- [Ser01] M. Sérgio, A. Cruz, A. J. Marques Cardoso, 'Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach', *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, NO. 5, Sept.-Oct. 2001.
- [Sot02] J. Sottile, C. F. Trutt, L. J. Kohler, 'Condition monitoring of stator windings in induction motors: Part II. Experimental investigation of voltage mismatch detectors', *Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 38*, Issue 5, Sept.-Oct. 2002, pp. 1454 – 1459.
- [Sta01] A. Stavrou, G. H. Sedding, J. Penman, 'Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors', *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. I, March, pp. 32-37, 2001.
- [Sug87] H. Sugimoto, S. Tamai, 'Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics', *IEEE Trans. on IA*, Vol. 23:2, pp. 296-303, 1987.
- [Tan04] L. Tang, M.F. Rahman, 'A new stator resistance tracker for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive', *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2004.
- [Tel03] D. Telford, M.W. Dunnigan, B.W. Williams, 'Online identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning', *Industrial Electronics IEEE Transactions*, Vol. 50, Issue 2, Avril 2003, pp. 253 – 261.
- [Tho01] T. W. Thomson, 'On-line MCSA to diagnose shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure', *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Boston, 2001, pp. 891-898.
- [Tol03] H.A. Toliyat, E. Levi, M.A. Raina, 'review of RFO induction motor parameter estimation techniques', *Energy Conversion IEEE Transaction*, Vol. 18, Issue 2, June 2003, pp. 271 – 283.
- [Tou07] O. Touhami, M. Fadel, 'Faults Diagnosis by Parameter Identification of the Squirrel Cage Induction Machine', *Electric Machines & Drives Conference*, Mai 2007.
- [Tri88] J. C. Trigeassou, 'Recherche de modèles expérimentaux assistée par ordinateur', *Technique et Documentation Lavoisier*, Paris 1988.

- [Tri99a] J. C. Trigeassou, J. P. Gaubert, S. Moreau & T. Poinot, 'Modélisation et identification en génie électrique à partir de résultats expérimentaux', Journées 3EI'99, Supelec Gif-sur-Yvette, Mars 1999.
- [Tri99b] J. C. Trigeassou, T. Poinot, J. Lin, A. Oustaloup & F. Levron, 'Modelling and identification on a non integer order system', *European Control Conference ECC'99*, Karlsruhe, Allemagne, Août 1999.
- [Tri00] J. C. Trigeassou, T. Poinot & S. Moreau, 'A methodology for estimation of physical parameters', *16th IMACS World Congress on Scientific Computation, Applied mathematics and simulation*, Lausanne, Suisse 2000.
- [Tri01a] J. C. Trigeassou & T. Poinot, 'Identification des systèmes, Chapitre Identification des systèmes à représentation continue - Application à l'estimation de paramètres physiques', pp. 177-211', *Traité Information, Commande, Communication - Section Systèmes Automatisés*, sous la direction de I. D. Landau et A. Besançon Voda, Hermes, Paris, 2001.
- [Tri01b] J. C. Trigeassou, F. J. Carillo, T. Poinot & O. Grospeud, 'Convergence des algorithmes à erreur de sortie hors-ligne et récurrents', Journées Identification et Modélisation Expérimentale JIME'01, Vandœuvre-lès-Nancy, pp. 198-207, du 29 au 30 mars 2001.
- [Vas 93] P. Vas, 'Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines', Oxford, 1993.
- [Vil01] M. Velez-Reyes, J. Ramos-Torres, 'Comparison of parameter conditioning in output error and equation error approaches in speed and parameter estimation in induction machines', *International Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, pp. 108 – 113, 2001,
- [Vil88] A. Villemeur, 'Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels – Fiabilité – Facteurs humains – Informatisation', vol 67 de collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France, Eyrolles, 1988.
- [Wil09] S. Williamson, S. Djurovic, 'Origins of stator current spectra in DFIGs with winding faults and excitation asymmetries', *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, 2009, Page(s):563 – 570
- [Xia03] Xianrong Chang, Vincent Cocquempot, Cyrille Christophe, 'A model of asynchronous machine for stator fault detection and isolation', *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 3, Juin, 2003.
- [Xu04] Xu Bo-qiang, LI He-mhg, SUN Li-hg, 'Detection of Stator Winding Inter-turn Short Circuit Fault in Induction Motors', *International Conference on Power System Technology*, Singapore, 21-24 November 2004
- [Xu97] L. Xu; Z. Zhao; J. Jiang, 'On-line estimation of variable parameters of synchronous machines using a novel adaptive algorithm. Estimation and experimental verification', *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 12, Issue 3, Sept. 1997, pp. 200 – 210.