



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

UNIVERSITÉ DE LORRAINE
École Doctorale IAEM Lorraine
Mention Systèmes Électroniques, Génie Électrique

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

Soutenue par

NAJLA HAJE OBEID

CONTRIBUTION À LA DÉTECTION DES DÉFAUTS STATORIQUES DES ACTIONNEURS À AIMANTS PERMANENTS APPLICATION À LA DÉTECTION D'UN DÉFAUT INTER-SPIRES INTERMITTENT ET AU SUIVI DE VIEILLISSEMENT

Soutenue publiquement le 07 Novembre 2016 devant le jury composé de :

Président	Prof. Guy Clerc	Univ. Claude Bernard Lyon I, Ampère
Rapporteurs	Prof. Humberto Henao Prof. Stéphane Duchesne	Univ. de Picardie Jules Verne, LTI Univ. d'Artois, LSEE
Examineurs	Prof. Farid Meibody-Tabar Prof. Babak Nahid-Mobarakkeh Dr. Thierry Boileau	Univ. de Lorraine, GREEN Univ. de Lorraine, GREEN (directeur de thèse) Univ. de Lorraine, GREEN (co-directeur de thèse)

Thèse préparée au Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse ont été effectués au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy (GREEN) de l'Université de Lorraine (UL). Ils ont été financés par une bourse ERASMUS MUNDUS et par le laboratoire GREEN. Cette thèse de doctorat s'est effectuée sous la direction de M. Babak Nahid-Mobarakeh, professeur à l'Ecole National Supérieure d'Electricité et de Mécanique (ENSEM) et de M. Thierry Boileau, maître de conférence à l'ENSEM.

Je tiens à remercier M. Bernard Davat, professeur à l'ENSEM et directeur du laboratoire GREEN, d'avoir bien voulu m'accueillir au sein de son unité de recherche. Bien évidemment, je remercie très chaleureusement M. Babak Nahid-Mobarakeh, directeur de thèse, et M. Thierry Boileau, co-directeur de thèse, pour leurs précieux conseils, leurs encouragements et pour avoir fait le maximum, tout au long de la thèse, afin que tout se passe bien sur les plans scientifique et administratif.

De la même manière, je tiens à remercier bien sincèrement M. Nouredine Takorabet, professeur à l'ENSEM, pour avoir retenue ma candidature afin de pouvoir bénéficier de la bourse ERASMUS MUNDUS et pour ses compétences et son aide précieuse concernant la partie relative à la modélisation des machines électriques en présence de défauts.

J'adresse également mes remerciements à M. Farid Meibody-Tabar, professeur à l'ENSEM, pour tous ses conseils et ses connaissances remarquables qu'il a su me faire partager.

Je remercie respectueusement M. Guy Clerc, professeur à l'Université Claude Bernard de Lyon et directeur du laboratoire AMPERE de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse et pour ses remarques judicieuses. J'adresse mes sincères remerciements à M. Humberto Henao, professeur à l'Université de Picardie Jules Verne et à M. Stéphane Duchesne, professeur à Université d'Artois pour avoir accepté de rapporter sur ma thèse et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux. Qu'ils trouvent en ces quelques lignes, l'expression de ma profonde reconnaissance.

Enfin, je tiens à remercier personnellement toute l'équipe du GREEN pour la bonne ambiance. Je pense plus précisément à Julien Fonchastagner, Jean-Philippe Martin, Denis Netter, Ignace Rasoanarivo et Serge Pierfederici. Je tiens à remercier également personnellement M. Stéphane Raël pour sa disponibilité et sa capacité à résoudre mes nombreux problèmes administratifs.

Je remercie également et très sincèrement l'ensemble des secrétaires et en particuliers Mme Sylvie Colinet et Mme Latifa Zoua pour leur disponibilité et leurs aides incontournables. Mes remerciements vont également aux techniciens et en particulier mon amie Isabelle Schwenker.

Mon amicale reconnaissance s'adresse à tous mes camarades de thèse que j'ai côtoyés

et qui m'ont aidée à un moment ou à un autre, d'une manière ou d'une autre, à mener jusqu'à la fin ce travail. Sans eux, l'ambiance n'aurait pas été la même. Jérémy Cuenot, tu es entré dans le cercle de mes amis proches et je te remercie pour avoir partagé le même bureau que moi pendant quasiment 3 ans, pour l'ambiance, les blagues et les rigolades. Je te remercie également de m'avoir supportée avec tous mes sauts d'humeur. Marc Buffo, je suis très heureuse d'avoir fait ta connaissance et de t'avoir comme ami. Adrien Corne, quoi dire pour te remercier, je suis sans parole. Davide Dell'Isola, tu m'as fait rigoler de tout mon cœur pendant même des moments parfois difficiles. Ivano Forrisi, je te remercie pour toute la cuisine Italienne que tu nous as fait et tous ces beaux moments que nous avons partagés ensemble. Sans oublier Rogayah Gavagsaz Geoffrey Devornique, Hassan Moussa, Dinh Lam Dang et Thibaud Plazenet avec qui j'ai partagé des moments inoubliables. Je remercie également mes amis Jean Fahel et Dominique Dano pour leurs soutiens, pour leurs amitiés et pour tous ces moments partagés ensemble.

Ces remerciements seraient incomplets si je n'en adressais pas à Alexandre Battiston pour son soutien affectif et moral. Alexandre, je te remercie pour tout ce que tu as fait pour moi. Merci pour tous ces jours où tu as été à mes côtés. Sans toi, c'est certain, cela n'aurait pas été pareil.

Finalement, je remercie ma famille, ma mère Marie et ma grand-mère Nada pour leurs supports et leurs encouragements.

Je voudrais rendre hommage à tous ceux qui, plus ou moins récemment, de près ou de loin, à leur manière, m'ont aidée à mener à bien cette thèse.

Table des matières

Remerciements	i
Table des matières	iii
Table des figures	vii
Liste des tableaux	xiii
Nomenclature	xv
Introduction	1
 Chapitres	 3
1 Etude de défaillances dans les machines synchrones à aimants permanents	5
1.1 Introduction	5
1.2 Défaillances dans les machines électriques	6
1.2.1 Défauts de roulement	7
1.2.2 Défauts au rotor	7
1.2.2.1 Défauts d'excentricité	8
1.2.2.2 Défauts de dés-aimantation	8
1.2.3 Défauts au stator	9
1.3 Modélisation des défauts	10
1.3.1 Modélisation des défauts inter-spires	11
1.3.2 Identification des paramètres liés au défaut inter-spires	11
1.3.3 Modélisation des défauts dans les têtes de bobines	12
1.3.4 Modélisation des décharges partielles	15
1.4 Méthodes de détection des défauts	19
1.4.1 Méthodes avec connaissance a priori	19
1.4.2 Méthodes sans connaissance a priori	20
1.4.2.1 Méthodes statistiques	20
1.4.2.2 Méthodes fréquentielles	21
1.4.2.2.1 Courants statoriques	22

1.4.2.2.2	Flux	23
1.4.2.2.3	Couple électromagnétique	24
1.4.2.3	Méthodes temps-fréquence	25
1.4.3	Méthodes intelligentes	26
1.4.3.1	Systèmes experts	26
1.4.3.2	Logique floue	26
1.4.3.3	Arbres de défaillances	28
1.4.3.4	Réseaux de neurones	28
1.4.3.5	Reconnaissance de forme	30
1.4.4	Conclusion sur les méthodes de détection	31
1.5	Conclusion	32
2	Modélisation d'un défaut inter-spire intermittent	35
2.1	Introduction	35
2.2	Défaut de court-circuit inter-spire intermittent	37
2.2.1	Modèle du court-circuit inter-spire intermittent	38
2.2.2	Modèle d'une <i>MSAP</i> en défaut dans le repère (a, b, c)	38
2.2.2.1	Inductances propre et mutuelles d'enroulement présentant un court-circuit inter-spires d'une <i>MSAP</i> à une encoche par pôle et par phase	42
2.2.2.2	Inductances propre et mutuelles d'enroulement présentant un court-circuit inter-spires d'une <i>MSAP</i> à rotor lisse en régime linéaire, cas général	44
2.2.2.3	Conclusion sur le modèle d'une <i>MSAP</i> en défaut	45
2.2.3	Modèle d'une <i>MSAP</i> en défaut dans le repère (α, β)	45
2.2.4	Modèle d'une <i>MSAP</i> en défaut dans le repère (d, q)	46
2.3	Modèle dynamique de la <i>MSAP</i> en défaut	47
2.3.1	Introduction	47
2.3.2	Modèle dynamique sur la phase « β »	48
2.3.3	Modèle dynamique sur la phase « α »	50
2.3.4	Expression analytique du courant i_β	51
2.3.5	Expression analytique des courants i_α et i_a	54
2.3.5.1	Dénominateur possédant trois pôles réels	57
2.3.5.2	Dénominateur possédant un pôles réel et deux complexes conjugués	58
2.3.5.3	Conclusion sur l'expression analytique du courant i_a	59
2.4	Étude paramétrique	59
2.4.1	Introduction	59
2.4.2	Forme générale du courant i_a	60
2.4.3	Impact du point de fonctionnement sur un défaut intermittent	61
2.4.4	Impact de la rapidité de régulation de courant sur le défaut intermittent	63
2.4.5	Impact du nombre de spires en court-circuit sur un défaut intermittent	65
2.4.6	Impact de la résistance $R_{f_{ccon}}$ sur un défaut intermittent	67

2.4.7	Impact du seuil de courant I_s sur un défaut intermittent	69
2.4.8	Facteur de déformation	70
2.5	Conclusion	73
3	Détection du défaut inter-spire intermittent	75
3.1	Introduction	75
3.2	Défaut intermittent naissant	77
3.3	Méthodes de détection	85
3.3.1	Méthodes statistiques	86
3.3.1.1	Paramètres statistiques classiques	87
3.3.1.2	Les mesures de déformation	97
3.3.1.3	La dispersion de puissance instantanée	101
3.3.2	Traitement de signal fréquentiel	103
3.3.3	Traitement de signal temps-fréquence	106
3.3.3.1	rappel sur les ondelettes	106
3.3.3.2	Ondelette adaptée à une forme	107
3.3.3.3	Méthode de détection du défaut intermittent	110
3.3.3.3.1	Application de la méthode de détection sur i_d	115
3.3.3.3.2	Application de la méthode de détection sur i_q	117
3.3.3.3.3	Application de la méthode de détection sur V_{dref}	119
3.3.3.3.4	Application de la méthode de détection sur V_{qref}	121
3.3.3.3.5	Conclusion sur la méthode de détection	121
3.4	conclusion	123
4	Suivi de vieillissement	125
4.1	Introduction	125
4.1.1	La mesure de la résistance d'isolement et l'indice de polarisation	126
4.1.2	Mesure de la capacité phase-masse	126
4.1.3	Test d'épreuve sous tension élevée	127
4.1.4	Mesures des décharges partielles sur une machine à l'arrêt	127
4.1.5	Surveillance de la qualité de l'isolation d'une machine en fonctionnement	127
4.1.6	Essais hautes fréquences	127
4.2	Modèles équivalent hautes fréquences d'un enroulement	128
4.2.1	Modèle 1	130
4.2.2	Modèle 2	132
4.2.3	Modèle 3	134
4.2.4	Modèle 4	135
4.2.5	Modèle 5	138
4.2.6	Modèle 6	139
4.2.7	Conclusion sur les modèles HF équivalents	141
4.3	Modèle hautes fréquences adapté	141
4.3.1	Introduction	141
4.3.2	Développement d'un multi-modèle fonction de transfert	142
4.3.3	Résultats obtenus	142

4.4 Conclusion	144
Conclusion générale et perspectives	147
 Annexes	 151
A Paramètres machines d'essais	153
B Calcul des inductances	155
C Equation analytique du courant	159
C.1 Expression analytique	159
C.2 Dénominateur $Den1$ avec trois pôles réels	165
C.2.1 Expression analytique du courant $i_\alpha(t)$	165
C.2.2 Expression analytique du courant $i_f(t)$	169
C.2.3 Expression analytique de $\sigma_\alpha(t)$	171
C.3 Dénominateur $Den1$ avec un pôle réel et deux complexes conjugués	173
C.3.1 Expression analytique du courant $i_\alpha(t)$	173
C.3.2 Expression analytique du courant $i_f(t)$	177
C.3.3 Expression analytique de $\sigma_\alpha(t)$	179
D Méthode statistique	181
D.1 Calcul de la valeur moyenne	181
D.2 Calcul de l'écart-type	184
E Accoups de couple	189
F Méthode de détection appliquée sur V_{qref}	193
Contribution de la thèse	201
 Bibliographie	 203

Table des figures

1.2.1	Roulement à billes	7
1.2.2	Différents types de décentrement [Nandi 99]	8
1.2.3	Différents types de courts-circuits inter-spires [Trajin 09]	9
1.2.4	Zone fragile des têtes de bobines [Wheeler 05]	10
1.3.1	Schéma équivalent d'une <i>MSAP</i> présentant un défaut inter-spires	11
1.3.2	Comparaison rapidité/précision entre les différentes approches	13
1.3.3	Décomposition en éléments finis [Richard 96]	14
1.3.4	Différents types de décharges partielles [Koliatene 09]	17
1.3.5	Modèle équivalent des décharges partielles [Kartalovic 11]	17
1.3.6	Modèle électrique des décharges partielles [Kartalovic 11]	18
1.3.7	Courbes des tensions en cas de décharges partielles [Kartalovic 11]	18
1.4.1	Roulement à billes [Boileau 10]	23
1.4.2	Architecture générale des systèmes experts [Negrello 91]	27
1.4.3	Comparaison entre la logique classique et la logique floue [Guely 98]	27
1.4.4	Fonction d'appartenance	28
1.4.5	Syntaxes agréées dans un arbre de défaillances [Pagetti-Enseeiht 10]	29
1.4.6	Exemple d'un arbre de défaillances	29
1.4.7	Structure générale d'un réseau de neurones	30
1.4.8	Principe de reconnaissance de forme	31
2.1.1	Coupe transversale d'une <i>MSAP</i> [Ceban 12]	36
2.1.2	Calcul du champ magnétique en fonction de la loi de Biot et Savart	36
2.2.1	Modèle équivalent d'un stator en défaut	39
2.2.2	Enroulement statorique sous conditions de défaut	40
2.2.3	Schéma d'une phase d'enroulement	42
2.3.1	Schéma bloc de la commande de la <i>MSAP</i> dans le repère (d, q)	48
2.4.1	Réponse du courant $i_a(t)$ à un défaut intermittent	60
2.4.2	Différents points de fonctionnement pour Machine 1	62
2.4.3	Différents points de fonctionnement pour Machine 2	62
2.4.4	Différents K_{pi} pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)	63
2.4.5	Différents K_{pi} pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	64
2.4.6	Différents K_{pi} pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)	64
2.4.7	Différents K_{pi} pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	64
2.4.8	Différents μ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)	66

2.4.9	Différents μ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	66
2.4.10	Différents μ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)	66
2.4.11	Différents μ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	67
2.4.12	Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)	68
2.4.13	Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	68
2.4.14	Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)	68
2.4.15	Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)	69
2.4.16	Différents I_s pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)	70
2.4.17	Différents I_s pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)	70
2.4.18	Facteur de déformation en fonction de μ et $R_{f_{ccon}}$, Machine 1	71
2.4.19	Facteur de déformation en fonction de μ et I_s , Machine 1	72
2.4.20	Facteur de déformation en fonction de μ et $R_{f_{ccon}}$, Machine 2	72
2.4.21	Facteur de déformation en fonction de μ et I_s , Machine 2	72
3.2.1	Réalisation pratique du défaut intermittent	79
3.2.2	Réalisation pratique de l'interrupteur commandable	79
3.2.3	Différents cas traités	80
3.2.4	Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés	81
3.2.5	Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés	81
3.2.6	Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés	81
3.2.7	Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats expérimentaux	82
3.2.8	Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats expérimentaux	82
3.2.9	Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats expérimentaux	82
3.2.10	Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés	83
3.2.11	Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés	83
3.2.12	Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés	83
3.2.13	Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux	84
3.2.14	Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux	84
3.2.15	Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux	84
3.3.1	Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_α, i_β), Machine 1	88
3.3.2	Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_d, i_q), Machine 1	88
3.3.3	Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_α, i_β), Machine 2	88
3.3.4	Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_d, i_q), Machine 2	89

3.3.5	Coefficient de dissymétrie pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1	89
3.3.6	Coefficient de dissymétrie pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1	89
3.3.7	Coefficient de dissymétrie pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2	90
3.3.8	Coefficient de dissymétrie pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 2	90
3.3.9	Coefficient d'aplatissement pour les courants (i_{α}, i_{β}), Machine 1	91
3.3.10	Coefficient d'aplatissement pour les courants (i_d, i_q), Machine 1	91
3.3.11	Coefficient d'aplatissement pour les courants (i_{α}, i_{β}), Machine 2	92
3.3.12	Coefficient d'aplatissement pour les courants (i_d, i_q), Machine 2	92
3.3.13	Coefficient d'aplatissement pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1	92
3.3.14	Coefficient d'aplatissement pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1	93
3.3.15	Coefficient d'aplatissement pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2	93
3.3.16	Coefficient d'aplatissement pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 2	93
3.3.17	Facteur de crête pour les courants (i_{α}, i_{β}), Machine 1	94
3.3.18	Facteur de crête pour les courants (i_d, i_q), Machine 1	94
3.3.19	Facteur de crête pour les courants (i_{α}, i_{β}), Machine 2	95
3.3.20	Facteur de crête pour les courants (i_d, i_q), Machine 2	95
3.3.21	Facteur de crête pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1	95
3.3.22	Facteur de crête pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1	96
3.3.23	Facteur de crête pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2	96
3.3.24	Facteur de crête pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 2	96
3.3.25	Caractéristique normalisés $i_{\beta n} (i_{\alpha n})$ en fonctionnement sain, Machine 1	98
3.3.26	Caractéristique normalisés $i_{\beta n} (i_{\alpha n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 1	98
3.3.27	Caractéristique normalisés $i_{\beta n} (i_{\alpha n})$ en fonctionnement sain, Machine 2	98
3.3.28	Caractéristique normalisés $i_{\beta n} (i_{\alpha n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 2	98
3.3.29	Mesure de déformation des courants (i_{α}, i_{β}), Machine 1	99
3.3.30	Mesure de déformation des courants (i_{α}, i_{β}), Machine 2	100
3.3.31	Mesure de déformation des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1	100
3.3.32	Mesure de déformation des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2	100
3.3.33	Caractéristique normalisée $Q_{\alpha \beta n} (P_{\alpha \beta n})$ en fonctionnement sain, Machine 1	101
3.3.34	Caractéristique normalisée $Q_{\alpha \beta n} (P_{\alpha \beta n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 1,	101
3.3.35	Caractéristique normalisée $Q_{\alpha \beta n} (P_{\alpha \beta n})$ en fonctionnement sain, Machine 2	101
3.3.36	Caractéristique normalisée $Q_{\alpha \beta n} (P_{\alpha \beta n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 2	101
3.3.37	Dispersion de la puissance, Machine 1	103
3.3.38	Dispersion de la puissance, Machine 2	103
3.3.39	Extraction de l'harmonique de rang 2	104
3.3.40	Signature du défaut dans le courant i_a	108
3.3.41	Signature du défaut dans le courant i_d	108
3.3.42	Signature du défaut dans le courant i_q	108
3.3.43	Signature du défaut dans la tension V_{dref}	109
3.3.44	Signature du défaut dans la tension V_{qref}	109

3.3.45	Ondelette adaptée à la signature du défaut	110
3.3.46	Algorithme de détection des défauts naissants dans les têtes de bobines	111
3.3.47	$[W_{idNorm}^+]$ pour un régime de fonctionnement défectueux	113
3.3.48	$[W_{idNorm}^+]$ pour un régime de fonctionnement sain	113
3.3.49	$\widehat{W_{idNorm}^+}$ pour un régime de fonctionnement défectueux	113
4.1.1	Différents états de détection de défauts d'enroulement	125
4.2.1	Mesure de l'admittance de l'enroulement statorique	129
4.2.2	Admittance mesurée dans le plan de Bode	129
4.2.3	Module de l'admittance expérimentale en hautes fréquences	130
4.2.4	Modèle 1 d'une phase d'enroulement en hautes fréquences [Werynski 06a]	131
4.2.5	Admittance estimée (modèle 1) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée	132
4.2.6	Modèle simple d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 2) [Revol 03a]	133
4.2.7	Admittance estimée (modèle 2) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée	133
4.2.8	Modélisation de l'inductance propre [Revol 03a]	134
4.2.9	Modèle modifié d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 3) [Revol 03a]	134
4.2.10	Schéma équivalent d'un enroulement avec des cellules résonantes [Revol 03a]	135
4.2.11	Interaction de deux cellules juxtaposées [Revol 03a]	136
4.2.12	Fréquences de résonances parallèle et série de l'admittance expérimentale	137
4.2.13	Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 4) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée	137
4.2.14	Modèle d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 5) [Schinkel 06]	138
4.2.15	Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 5) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée	139
4.2.16	Modèle 6 d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 6) [Wang 10]	140
4.2.17	Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 6) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée	140
4.3.1	Admittance identifiée comparée à l'admittance mesurée	143
A.1	Photo banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 1	153
A.2	Photo banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 2	154
B.1	Bobinage adopté pour la Machine d'essai 2	156
B.2	modèle équivalent d'un stator en défaut	157
B.3		157
D.1	Moyennes des courants (i_α, i_β) , Machine 1	181
D.2	Moyennes des courants (i_d, i_q) , Machine 1	182

D.3	Moyennes des courants (i_α, i_β) , Machine 2	182
D.4	Moyennes des courants (i_d, i_q) , Machine 2	182
D.5	Moyennes des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 1	183
D.6	Moyennes des tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 1	183
D.7	Moyennes des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 2	183
D.8	Moyennes des tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 2	184
D.1	Ecarts-types des courants (i_α, i_β) , Machine 1	184
D.2	Ecarts-types des courants (i_d, i_q) , Machine 1	185
D.3	Ecarts-types des courants (i_α, i_β) , Machine 2	185
D.4	Ecarts-types des courants (i_d, i_q) , Machine 2	185
D.5	Ecarts-types des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 1	186
D.6	Ecarts-types des tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 1	186
D.7	Ecarts-types des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 2	186
D.8	Ecarts-types des tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 2	187
E.1	Courant i_a en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut	190
E.2	Courants (i_d, i_q) en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut	190
E.3	Tensions (V_{dref}, V_{qref}) en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut	190

Liste des tableaux

1.1	Comparaison entre les enquêtes sur la répartition des défauts dans les machines électriques	7
1.2	Fréquences $f_{r,1234}$	23
3.1	Comparaison entre les différentes stratégies de maintenance	76
3.2	Les points de fonctionnements traités en méthode statistiques	86
3.3	Amplitude de l'harmonique de rang 2, Machine 1	105
3.4	Amplitude de l'harmonique de rang 2, Machine 2	105
3.5	Seuil de détection pour la Machine 1	114
3.6	Seuil de détection pour la Machine 2	114
3.7	$\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1	115
3.8	$\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1	116
3.9	$\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	116
3.10	$\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	116
3.11	$\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1	117
3.12	$\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1	118
3.13	$\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	118
3.14	$\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	118
3.15	$\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1	119
3.16	$\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1	120
3.17	$\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	120

3.18	$\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	120
3.19	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1	121
3.20	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1	122
3.21	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	122
3.22	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	122
A.1	paramètres de la Machine d'essai 1	153
A.2	paramètres de la Machine d'essai 2	154
E.1	Résultats obtenus en appliquant la méthode de détection du défaut intermittent sur des signaux présentant un défaut de variation de charge	191
F.1	Seuil de détection obtenu sur la tension V_{qref} , Machine 1	193
F.2	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1	194
F.3	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1	195
F.4	Seuil de détection obtenu sur la tension V_{qref} , Machine 2	196
F.5	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	197
F.6	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2	198
F.7	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	198
F.8	$\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2	199

Nomenclature

Chapitre 2

Termes générales

- (i_a, i_b, i_c) : courants statoriques dans le plan (a, b, c)
 $i_{a\text{ sain}}, i_{a\text{ def}}$: courants de la phase « a » sain et défectueux
 I_{Amax} : valeur maximale du courant statorique de la phase « a »
 (e_a, e_b, e_c) : *f.e.m.* des phases exprimées dans le plan (a, b, c)
 e_{a1} : *f.e.m.* de la partie saine de la phase « a »
 e_{a2} : *f.e.m.* de la partie défectueuse de la phase « a »
 (e_α, e_β) : *f.e.m.* des phases exprimées dans le plan (α, β)
 (e_d, e_q) : *f.e.m.* des phases exprimées dans le plan (d, q)
 FD : facteur de déformation
 (φ_1, φ_2) : position initiales des axes (α, β)
 H_{PI} : fonction de transfert du correcteur PI
 (i_α, i_β) : courants statoriques dans le plan (α, β)
 $(i_{\alpha ref}, i_{\beta ref})$: références de courant dans le plan (α, β)
 $(I_{\alpha ref}, I_{\beta ref})$: valeurs max des références de courant dans le plan (α, β)
 (i_d, i_q) : courants statoriques dans le plan (d, q)
 i_f : courant de court-circuit circulant entre les spires défectueuses
 I_s : courant seuil établissant le contact entre deux spires défectueuses
 k : variable pour régler la bande passante du régulateur de courant
 (K_{ii}, K_{pi}) : gains intégral et proportionnel du correcteur de courant
 $(K_{i\alpha}, K_{p\alpha}), (K_{i\beta}, K_{p\beta})$: gains intégraux et proportionnels du correcteur de courant dans le plan (α, β)
 L : inductance propre d'une phase du stator
 (L_a, L_b, L_c) : inductances propres des phases (a, b, c)
 L_{a1} : inductance propre de la partie saine de la phase « a »
 L_{a2} : inductance propre de la partie défectueuse de la phase « a »
 $[L_{\alpha\beta f}]$: matrice d'inductances dans le plan (α, β, f)
 $[L_{dqf}]$: matrice d'inductances dans le plan (d, q, f)
 L_s : inductance cyclique d'une phase du stator
 M : inductance mutuelle entre les différentes phases du stator
 $(M_{ab}, M_{ba}, M_{bc}, M_{cb}, M_{ac}, M_{ca})$: inductances mutuelles entre les différentes phases du stator

- (M_{a1a2}, M_{a2a1}) : inductances mutuelles entre les parties saine et défectueuse de la phase « a »
- (M_{a1b}, M_{ba1}) : inductances mutuelles entre la partie saine de la phase « a » et la phase « b »
- (M_{a2b}, M_{ba2}) : inductances mutuelles entre la partie défectueuse de la phase « a » et la phase « b »
- (M_{a1c}, M_{ca1}) : inductances mutuelles entre la partie saine de la phase « a » et la phase « c »
- (M_{a2c}, M_{ca2}) : inductances mutuelles entre la partie défectueuse de la phase « a » et la phase « c »
- M_{bca2} : inductance mutuelle entre la partie en court-circuit de la phase « a » et les phases « b » et « c »
- $M_{f\alpha}$: inductance mutuelle entre la partie en court-circuit de la phase « a » et la phase « α »
- μ : rapport du nombre de spires en court-circuit intermittent par rapport au nombre total de spires par phase
- N_{cc} : nombre de spires en court-circuit intermittent
- N_e : taille d'un signal échantillonné
- N_{tot} : nombre de spires élémentaires par phase
- p : nombre de paires de pôles
- $P(\theta)$: matrice de passage $(\alpha, \beta) - (d, q)$
- $P_1(\theta)$: matrice de passage $(\alpha, \beta, f) - (d, q, f)$
- ψ_f : coefficient de flux
- (R_a, R_b, R_c) : résistances des phases (a, b, c)
- R_{a1} : résistance de la partie saine de la phase « a »
- R_{a2} : résistance de la partie défectueuse de la phase « a »
- R'_{a2} : résistance égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}R_{a2}$
- R_f : résistance variable du court-circuit intermittent
- R'_f : résistance égal à $R_{a2} + R_f$
- $R_{f_{con}}$: résistance équivalente de court-circuit
- R_s : résistance statorique d'une phase
- s : opérateur de Laplace
- $(\sigma_\alpha, \sigma_\beta)$: intégrales de l'erreur entre les références de courants et les courants mesurés dans le plan (α, β)
- t : opérateur de temps
- $[T_{32}]$: matrice de passage $(a, b, c) - (\alpha, \beta)$
- $[T_{44}]$: matrice de passage $(a, b, c, f) - (0, \alpha, \beta, f)$
- t_{con}, t_{cutoff} : instant début et fin du court-circuit intermittent
- T_{cc} : durée relative du court-circuit intermittent par rapport à la période du signal
- θ : position mécanique du rotor
- τ_s : constante de temps électrique de la machine
- (V_a, V_b, V_c) : tensions des phases exprimés dans le (a, b, c)
- V_{a1} : tension de la partie saine de la phase « a »
- V_{a2} : tension de la partie défectueuse de la phase « a »

(V_α, V_β) : tensions des phases exprimés dans le plan (α, β)
 (V_d, V_q) : tensions des phases exprimés dans le plan (d, q)
 (V_{dref}, V_{qref}) : tensions de référence à la sortie du correcteur de courant dans le plan (d, q)
 ω : pulsation électrique
 Ω : vitesse mécanique du rotor

Calcul champ magnétiques et forces de Laplace

$\vec{B}$: champ magnétique
 $\vec{dl}$: vecteur déplacement unitaire sur le conducteur
 I : courant traversant un conducteur
 $\vec{J}$: densité de courant dans un conducteur
 μ_d : perméabilité du domaine de calcul du champ magnétique
 r, r' : position du point de calcul du champ magnétique et sa projection sur le conducteur
 $\vec{F}_{em}$: force de Laplace

Calcul des inductances de la partie en court-circuit intermittent

$C_{abc-bob}$: matrice de bobinage des phase (a, b, c) par rapport aux bobines élémentaires
 $C_{a1bca2-bob}$: matrice de bobinage des phase (a_1, b, c, a_2) par rapport aux bobines élémentaires
 l_{bob} : inductance propre d'une bobine élémentaire d'un enroulement statorique
 $L_{bob-3N_{bob}}$: matrice caractérisant les couplages entre les différentes bobines élémentaires d'un enroulement statorique
 m_{bob} : inductance mutuelle entre les différentes bobines élémentaires d'un enroulement statorique
 N_{bob} : nombre de spires contenue dans une bobine élémentaire d'un enroulement statorique

variables systèmes d'état

A_{sain}, B_{sain} : matrices utilisées dans le système d'état sain
 A_{def}, B_{def} : matrices utilisées dans le système d'état défectueux
 x_{sain} : vecteur d'état sain
 x_{def} : vecteur d'état défectueux
 v_{sain} : entrée du système d'état sain
 v_{def} : entrée du système d'état défectueux

Chapitre 3

Termes générales

(i_a, i_b, i_c) : courants statoriques dans le plan (a, b, c)
 I_{Amax} : valeur maximale du courant statorique de la phase « a »

(i_α, i_β) : courants statoriques dans le plan (α, β)
 (i_d, i_q) : courants statoriques dans le plan (d, q)
 I_{qref} : référence du courant statorique d'axe « q »
 I_s : courant seuil établissant le contact entre deux spires défectueuses
 (K_{ii}, K_{pi}) : gains intégral et proportionnel du correcteur de courant
 L_s : inductance cyclique d'une phase du stator
 R_{fcon} : résistance équivalente de court-circuit intermittent
 R_s : résistance statorique d'une phase
 t : opérateur de temps
 θ : position mécanique du rotor
 τ_s : constante de temps électrique de la machine
 $(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref})$: tensions de référence à la sortie du correcteur de courant dans le plan (a, b, c)
 (V_{aref}, V_{bref}) : tensions de référence à la sortie du correcteur de courant dans le plan (α, β)
 (V_{dref}, V_{qref}) : tensions de référence à la sortie du correcteur de courant dans le plan (d, q)
 Ω : vitesse mécanique du rotor

Méthodes statistiques

$\alpha_3(x)$: coefficient de dissymétrie d'un signal échantillonné x
 $\alpha_4(x)$: coefficient d'aplatissement d'un signal échantillonné x
 $\delta_\alpha, \delta_\beta$: mesures de déformation sur les axes « α » et « β »
 $F(x)$: facteur de crête d'un signal échantillonné x
 $(i_{\alpha n}, i_{\beta n})$: courants statoriques normalisés dans le plan (α, β)
 $\underline{i_{\alpha\beta n}}$: vecteur complexe des courants statoriques normalisés de module $i_{\alpha\beta n}$ et d'angle φ_i
 ζ_s : dispersion du nuage de puissance
 $M(x)$: valeur moyenne d'une signal échantillonné x
 M_p, M_Q : valeurs moyennes des puissances active et réactive normalisées
 $P_{\alpha\beta}, P_{\alpha\beta n}$: puissances active et active normalisées
 $Q_{\alpha\beta}, Q_{\alpha\beta n}$: Puissances réactive et réactive normalisées
 $S_{\alpha\beta}, S_{\alpha\beta n}$: puissances apparente et apparente normalisées complexe
 $\sigma(x)$: écart-type du signal échantillonné x
 $(V_{\alpha n}, V_{\beta n})$: tensions de référence normalisées à la sortie du correcteur de courant dans le plan (α, β)
 $\underline{V_{\alpha\beta n}}$: vecteur complexe des tensions de référence normalisées de module $V_{\alpha\beta n}$ et d'angle φ_V
 x : signal échantillonné contenant N_x échantillons élémentaire x_i

Transformation en ondelettes

δ : coefficient de dilatation des ondelettes

δ_{AM} : coefficient de dilatation offrant l'amplification maximale de la signature du défaut intermittent

$\delta_{min}, \delta_{max}$: coefficients de dilatation min et max respectivement

δ_0 : pas de dilatation

(i_{dNorm}, i_{qNorm}) : courants statoriques sans leurs valeurs moyennes et normalisés dans le plan (d, q)

$M(i_{dBruit}), M(i_{qBruit}), M(V_{dBruit}), M(V_{qBruit})$: valeurs moyennes du bruit contenu dans les signaux $i_{dNorm}, i_{qNorm}, V_{dNorm}, V_{qNorm}$

$M(\hat{i}_{dNorm}), M(\hat{i}_{qNorm}), M(\hat{V}_{dNorm}), M(\hat{V}_{qNorm})$: valeurs moyennes des pics dues à la présence du défauts intermittent dans les signaux $i_{dNorm}, i_{qNorm}, V_{dNorm}, V_{qNorm}$

$M(W_{idBruit}), M(W_{iqBruit}), M(W_{VdBruit}), M(W_{VqBruit})$: valeurs moyennes du bruit contenu dans les signaux $\widehat{W_{idNorm}^+}, \widehat{W_{iqNorm}^+}, \widehat{W_{VdNorm}^+}, \widehat{W_{VqNorm}^+}$

$M(\hat{W}_{idNorm}), M(\hat{W}_{iqNorm}), M(\hat{W}_{VdNorm}), M(\hat{W}_{VqNorm})$: valeurs moyennes des pics dues à la présence du défauts intermittent dans les signaux $\widehat{W_{idNorm}^+}, \widehat{W_{iqNorm}^+}, \widehat{W_{VdNorm}^+}, \widehat{W_{VqNorm}^+}$

μ : nombre de spires subissant le défaut intermittent rapporté sur le nombre de spires totales d'une phase d'enroulement statorique

n_δ : nombre de dilatation pour une transformé en ondelettes donné

$\psi, \psi_{\delta, \tau}$: fonctions mère et famille d'ondelettes correspondante

RSB : rapport signal sur bruit après transformation en ondelettes rapporté sur le rapport signal sur bruit avant transformation

SD : seuil de détection du défaut intermittent

T_e : la période d'échantillonnage

$T_{elec-max}$: période électrique maximum des points de fonctionnement accessibles

$T_{signature}$: durée de la signature de défaut dans la fonction mère ψ

τ : coefficient de translation des ondelettes

(V_{dNorm}, V_{qNorm}) : tensions de référence sans leurs valeurs moyennes et normalisées dans le plan (d, q)

$W_X(\delta, \tau)$: transformé en ondelettes d'une fonction $X(t)$

$[W_{idNorm}], [W_{iqNorm}], [W_{VdNorm}], [W_{VqNorm}]$: transformés en ondelettes des signaux $i_{dNorm}, i_{qNorm}, V_{dNorm}, V_{qNorm}$

$[W_{idNorm}^+], [W_{iqNorm}^+], [W_{VdNorm}^+], [W_{VqNorm}^+]$: parties positives de $[W_{idNorm}], [W_{iqNorm}], [W_{VdNorm}], [W_{VqNorm}]$

$\widehat{W_{idNorm}^+}, \widehat{W_{iqNorm}^+}, \widehat{W_{VdNorm}^+}, \widehat{W_{VqNorm}^+}$: vecteurs correspondant à l'amplification max δ_{AM}

Ω_{min} : vitesse de rotation minimale des points de fonctionnement accessibles

Introduction

La maintenance préventive et la détection précoce des défauts sont devenues deux enjeux très importants dans les thématiques de recherche actuelles afin de garantir la continuité de service des systèmes électriques et ainsi réduire les coûts de maintenances et les pertes économiques associées aux défaillances et à des temps d'arrêt non planifiés.

Les travaux présentés dans ce document traitent de la détection de défauts naissants dans les actionneurs électriques et en particuliers les machines synchrones à aimants permanents. Ils se sont déroulés dans le cadre d'une bourse ERASMUS au sein du Laboratoire GREEN, à l'université de Lorraine.

Grâce à leurs avancées techniques en termes de compacité et de performance, les machines synchrones sont de plus en plus utilisées dans le domaine transport et en particuliers dans l'aéronautique avec les avions de dernières générations. Les plans de surveillance et de maintenance de ce type de machine sont indispensables vu leurs applications parfois critiques afin d'éviter les incidents graves.

Deux stratégies de maintenances peuvent être distinguées : la maintenance corrective et la maintenance préventive. D'après la norme européenne NF EN 13306 X 60-316, la maintenance corrective est exécutée après la détection d'une défaillance et est destinée à remettre un bien (la machine électrique) dans un état fonctionnel. D'après la NF EN 13306 X 60-319, la maintenance préventive est exécutée à des intervalles déterminés ou indéterminés et est destinée à diminuer la probabilité de défaillance du système maintenu ou la dégradation de son fonctionnement. La maintenance préventive se divise en trois sous-types qui sont la maintenance systématique, la maintenance conditionnelle et la maintenance prévisionnelle. Par définition et d'après la NF EN 13306 X 60-319, il s'agit d'une maintenance systématique lorsque la maintenance préventive est exécutée à des intervalles de temps préétablis ou selon un nombre défini d'unités d'usage mais sans contrôle préalable de l'état du bien (la machine électrique). Lorsque la maintenance préventive est basée sur une surveillance du fonctionnement du bien (la machine électrique) et/ou des paramètres significatifs de ce fonctionnement intégrant les actions qui en découlent, il s'agit d'une maintenance conditionnelle. Enfin la maintenance prévisionnelle est une maintenance conditionnelle exécutée en suivant les prévisions extrapolées de l'analyse et de l'évaluation de paramètres significatifs de la dégradation du bien (la machine électrique). Le principe de la maintenance prévisionnelle est que tout élément manifeste des signes, visibles ou non, de dégradation qui en annoncent la défaillance. Il suffit de savoir reconnaître ces signes précurseurs qui peuvent être obtenus en effectuant des mesures d'ordre électrique, mécanique, chimique ou autre. La dégradation peut ainsi être détectée dans une évolution de la température, des vibrations, de la pression, des courants, des

flux, des tensions, etc...

La détection de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents est étudiée au GREEN depuis une dizaine d'années. Toutes les méthodes que nous avons développées ont pour but de détecter des défauts dans un stade plutôt bien avancé. En effet, tant qu'un défaut n'affecte pas le comportement du système, nous ne pouvons pas le détecter avec les méthodes développées. En particulier, nous avons constaté que pour détecter le défaut d'isolation inter-spires, il faut que la résistance d'isolant soit inférieure à quelques dizaines d'*Ohms*. Une telle résistance ne peut pas être considérée comme un défaut naissant. Bien que la détection de ce défaut à un stade avancé permette d'éviter la destruction de l'actionneur, il serait plus intéressant de le détecter dès ses premiers symptômes. Ces travaux seront consacrés à la détection en ligne de défauts de type inter-spires naissants sur des machines synchrones à aimants permanents s'opérant avec les seuls capteurs nécessaires au contrôle de ces machines. La méthode de détection développée peut servir ainsi dans une stratégie de maintenance préventive. Notre objectif dans cette étude est de développer un modèle prenant en compte certains phénomènes et paramètres qui pourraient contenir des informations sur un défaut naissant électrique dans le système. Le modèle développé nous a permis d'étudier le défaut naissant mais aussi de définir une signature d'un défaut inter-spires naissant particulier. En faisant appel aux méthodes de traitement de signal et en particuliers aux ondelettes, nous avons développé une méthode de détection de ce défaut naissant basée sur la détection de forme.

Nos travaux sont présentés sous la forme de quatre chapitres.

Le premier chapitre constitue un bref état de l'art relatif aux défaillances dans les machines électriques, la modélisation et les méthodes de détection de ces défaillances. En particuliers il s'appuie sur les défaillances inter-spires dans les stators des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*).

Le deuxième chapitre traite la modélisation d'un défaut naissant dans le stator des *MSAP*. Le modèle de la machine en défaut est présenté ainsi que les équations analytiques des courants statoriques qui y sont associés. Avec l'expression analytique du courant, nous menons une étude paramétrique qui nous permet de bien connaître les conséquences du défaut sur les courants.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une méthode de détection basée sur l'identification du défaut naissant présenté au chapitre 2. Elle consiste à effectuer une reconnaissance de la signature du défaut dans un signal mesuré sur la machine. Les signaux acquis dans notre étude sont les courants statoriques et les tensions de référence. Nous présentons nos résultats de simulations ainsi que nos résultats expérimentaux obtenus sur deux bancs d'essais différents. La méthode de détection développée est également comparée à des méthodes génériques de détections de défauts.

Enfin ce travail faisant partie d'un vaste projet visant à développer des outils pour évaluer l'état de santé des systèmes électriques. L'objectif du quatrième et dernier chapitre est de présenter une démarche permettant le suivi du vieillissement d'un enroulement. La méthode étudiée est basée sur le suivi de l'évolution de l'admittance haute fréquence d'un enroulement.

Chapitres

« Sans parenté avec des hommes
à l'esprit semblable, sans
occupation dans le monde
objectif, l'éternel inaccessible
dans les essais artistiques et
scientifiques, la vie m'aurait
parue bien vide – les biens,
l'apparence, le succès, le luxe –
ont toujours été méprisables à
mes yeux. »

(Albert Einstein)

Chapitre 1

Etude de défaillances dans les machines synchrones à aimants permanents

1.1 Introduction

Dans le but d'atteindre des objectifs en termes de fiabilité et de sûreté de fonctionnement, les industriels ont été longtemps intéressés par les études de défaillances dans les machines électriques. Non seulement pour éviter les répercussions financières faisant suite à l'arrêt d'un ou de plusieurs dispositifs provoqués par des pannes, mais aussi pour minimiser les coûts et le temps de réparation des systèmes dans les domaines industriels. Lorsque les enjeux sont des vies humaines, les études de défaillances, deviennent capitales et la mise en place de stratégies de prévention est nécessaire.

Beaucoup d'études de défaillances ont été menées en fonction des différents types de défauts. La fiabilité des méthodes de maintenance résultantes et leur facilité de mise en œuvre sont deux critères importants que nous cherchons en général à améliorer. Ces deux critères n'existent pas toujours en même temps dans une seule méthode d'où le besoin de développer des méthodes plus fiables et plus faciles à installer.

Le travail effectué dans cette thèse s'intéresse en particulier aux machines synchrones à aimants permanents triphasées alimentées par une source de tension continue en utilisant un onduleur de tension. Cette architecture d'alimentation est utilisée par exemple dans l'aéronautique pour des actionneurs embarqués comme les inverseurs de poussée et les actionneurs de commandes d'ailerons, dans l'automobile et dans quelques domaines liés aux énergies renouvelables quand le redresseur à diode est remplacé par un convertisseur bidirectionnel. Le contrôle de la machine est assuré par au moins deux capteurs de courant sur deux des trois phases de la machine, un capteur de position ou un estimateur de vitesse ainsi qu'un capteur de tension sur le bus continu.

Ce travail s'intéresse aux défauts dans les enroulements triphasés des stators. Ces défauts constituent une cause importante de défaillance et se manifestent par la rupture de la matière isolante séparant deux spires adjacentes. Dans le but de trouver des méthodes de surveillance qui permettent d'assurer la continuité de service des machines, nous nous intéressons plus particulièrement à la détection précoce des défauts (défauts naissants) et au suivi du vieillissement.

Ce premier chapitre a pour objectif, dans un premier temps, de présenter les différentes défaillances dans les entraînements électriques. Nous discutons en particulier des défaillances dans les stators des machines synchrones à aimants permanents. Leurs causes et leurs conséquences sont expliquées d'une manière générale. Dans un second temps, nous nous intéressons aux défauts dans les têtes de bobines des enroulements et aux défauts inter-spires. Ensuite, un état de l'art sur les méthodes de suivi de vieillissement, de surveillance et de détection de défauts dans les enroulements est mené. Différentes méthodes sont présentées, notamment celles concernant les défaillances dans les têtes de bobines et celles concernant la rupture de l'isolation inter-spires.

Ce premier chapitre est une introduction au travail de recherche que nous avons développé durant cette thèse, il nous a permis de définir les axes de notre travail et de le situer parmi les travaux existants.

1.2 Défaillances dans les machines électriques

Tout au long de leur vie, les machines électriques sont soumises à des contraintes de fonctionnement et d'environnement qui aboutissent à la dégradation de leurs composants. Le déclin de santé peut aboutir à l'apparition de défaillances que nous divisons en deux catégories, les défaillances de nature électrique et les défaillances d'ordre mécanique.

Les défaillances dans les machines sont causées par des facteurs plus ou moins aggravants. D'après [Vas 93, Raison 00, Jerance 02], nous distinguons quatre contraintes principales :

1. mécanique : vibrations mécaniques, forces électromagnétiques déséquilibrées, variation de charge
2. électrique : surtensions élevées causées par la commutation des composants d'électronique de puissance (des $\frac{dV}{dt}$ élevés)
3. thermique : échauffement, pertes dans le cuivre, problèmes de refroidissement
4. environnemental : température, pression, poussière, humidité environnante

Les défauts résultants dans la machine suite à la présence de ces contraintes se situent au niveau des roulements, du stator, du rotor ou autre.

Beaucoup d'investigations ont été menées afin de répartir les défaillances entre ces quatre niveaux. Nous présentons dans le tableau 1.1, les enquêtes faites par « IEEE Industry application society » (*IEEE-IAS*) [IAS 85a, IAS 85b, IAS 87], celles de « Electric Power Research Institute » (*EPRI*) [Albrecht 86], les travaux de Thorsen [Thorsen 95, Thorsen 99] et ceux du groupe allemand « Allianz » [Seinsch 01]. La différence entre les valeurs obtenues s'explique par la différence de puissance des machines étudiées dans chaque enquête. Dans [Zhang 11, Neti 13], il est bien établi que dans les moteurs à basse et moyenne tension (jusqu'à 4 kV) les défauts de roulement sont de l'ordre de 50% du total des défaillances alors que dans les moteurs à haute tension (au delà de 4 kV), plus de 50% des défauts sont liés à l'isolation de l'enroulement du stator. Les enquêtes de *IEEE-IAS*, de *EPRI* et de Thorsen concernent les machines à induction de taille moyenne alors que l'enquête d'Allianz est réservée aux machines de tailles moyenne à grande.

	<i>IEEE – IAS</i> [IAS 85a, IAS 85b, IAS 87]	<i>EPRI</i> [Albrecht 86]	Thorsen [Thorsen 99]	Allianz [Seinsch 01]
Roulement	44%	41%	51%	13%
Stator	26%	36%	25%	66%
Rotor	8%	9%	6%	13%
Autre	22%	14%	18%	8%

TABLE 1.1 – Comparaison entre les enquêtes sur la répartition des défauts dans les machines électriques

1.2.1 Défauts de roulement

Les défauts de roulement occupent une place importante parmi les défauts mécaniques [Bonnett 00, Rajagopalan 06]. En effet, les roulement jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor et assurent le maintien de l'axe de la machine. Il est constitué d'une bague interne, d'une bague externe, d'un corps roulant (billes) et d'un dispositif de lubrification (figure 1.2.1). Un défaut de roulement est soit au niveau des surfaces de contact, soit au niveau des organes de lubrification. Les contraintes mécaniques causées par une surcharge, un mauvais assemblage, une circulation de courant dans les bagues, une mauvaise lubrification, ou même les contraintes environnementales peuvent aboutir à un défaut de roulement [Trajin 09]. Ce type de défaut génère des oscillations dans le couple de charge ainsi que des pertes supplémentaires. Les méthodes de détection des défauts de roulement se basent sur une analyse spectrale appliquée à une mesure de vibration ou aux courants statoriques [Schoen 95a, McInerny 03, Devaney 04, Blödt 08, Onel 08, Immovilli 10, Trajin 10, Bianchini 11, Harmouche 15]. Lorsque le défaut devient dans un état très avancé, il peut causer le blocage du rotor.



FIGURE 1.2.1 – Roulement à billes

1.2.2 Défauts au rotor

Les défauts au rotor occupent la troisième place dans le classement après les défauts de roulement et les défauts au stator. Ils surviennent sous formes de problèmes d'excentri-

citée, d'une dés-aimantation (pour les machines synchrones à aimants permanents) ou de rupture des barres rotoriques (pour les machines à cage).

1.2.2.1 Défauts d'excentricité

Les défauts d'excentricité statique ou dynamique sont très fréquents et la littérature sur ce sujet est abondante [Devanneaux 01, Cruz 03, Faiz 07, Andriamalala 09]. Un problème de décentrement peut précéder parfois un défaut de roulement. Un décentrement est dit statique si le centre du rotor est fixe mais différent de celui du stator. Un décentrement est dit dynamique lorsque le centre du rotor devient différent de l'axe de rotation (voir figure 1.2.2). Les facteurs générant un défaut d'excentricité et un défaut de roulement sont très proches. Une conséquence de ce défaut est l'augmentation des forces électromagnétiques causée par la variation du comportement magnétique de la machine. Les méthodes de détection de décentrement sont l'analyse spectrale des vibrations mécaniques, des courants statoriques, du flux ou des forces électromagnétiques [Benbouzid 99, Thomson 99, Dorrell 08, Blödt 09, Ebrahimi 10, Morinigo-Sotelo 10].

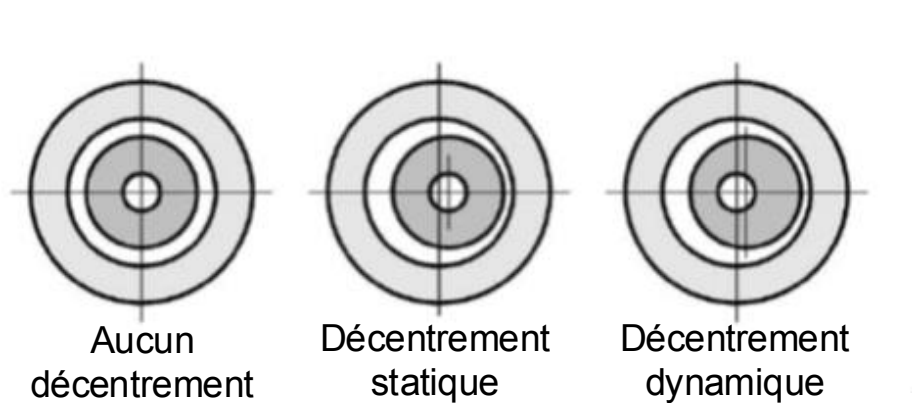


FIGURE 1.2.2 – Différents types de décentrement [Nandi 99]

1.2.2.2 Défauts de dés-aimantation

Les défauts de dés-aimantation sont typiques des machines synchrones à aimants permanents. Comme leur nom l'indique, ils se manifestent par une perte de la magnétisation des aimants permanents. Ce type de défaillance se traduit par une réduction ou un déséquilibre du flux magnétique. Dans [Choi 15], le comportement de la machine en présence de dés-aimantation est analysé. Ce défaut est causé par un mauvais dimensionnement des aimants, par une contrainte thermique très élevée ou un champ magnétique inverse [Farooq 08]. Des vibrations mécaniques ainsi que des f.e.m déséquilibrées se produisent suite à une dés-aimantation [Rosu 05, Duan 12]. Pour détecter ce type de défauts, une analyse spectrale ou une analyse par ondelettes appliquées sur les courants statoriques ou sur les f.e.m est souvent mise en œuvre [Rajagopalan 07, Gritli 12, Urresty 12, Kim 15, Yoo 15].

1.2.3 Défauts au stator

Les défauts d'origine électrique comme la dégradation de la matière isolante sont des défauts internes qui se développent dans la machine elle-même au cours du fonctionnement. Ils sont causés par la commutation rapide des composants de l'électronique de puissance. Dans ce cas, les enroulements de la machines sont soumis à des transitoires de tension ($\frac{dV}{dt}$) élevés ce qui entraîne la dégradation des propriétés diélectriques et le vieillissement accéléré de l'isolant, laissant place à des défauts inter-spires [Wheeler 05]. Les contraintes mécaniques au démarrage (surintensité), les contraintes thermiques, les décharges partielles et le vieillissement naturel influencent tous la dégradation de l'isolant.

Les défauts inter-spires se manifestent par un courant entre (figure 1.2.3) [Utsumi 03, Trajin 09] :

1. deux spires d'une même phase
2. deux spires de deux phases différentes
3. une spire et la masse
4. une spire et le neutre
5. deux phases

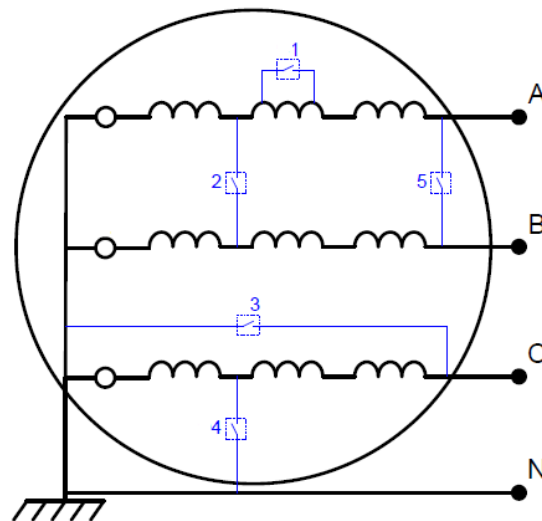


FIGURE 1.2.3 – Différents types de courts-circuits inter-spires [Trajin 09]

Un défaut inter-spires se manifeste par un court-circuit résistant ou franc entre les parties en contact. La valeur de la résistance de court-circuit dépend de la dégradation de la matière isolante. D'après [Aubert 14], en cas de court-circuit inter-spires, le courant peut atteindre des valeurs très élevées par rapport au courant nominal de la machine. La présence d'un entrefer important dans les machines synchrones à aimants permanents intensifie ce phénomène. Un défaut inter-spires peut causer la destruction de ce type de machines. Le risque d'incendie est également élevé à cause des valeurs élevées que peut atteindre le courant.

En fonction de la dégradation des propriétés diélectriques de la matière isolante, nous parlons de défauts naissants ou avancés. Un défaut naissant est caractérisé par des conséquences moins aggravantes sur la machine. Un état de défaut avancé peut en effet engendrer des dégâts beaucoup plus importants. Les défauts naissants sont souvent liés à des phénomènes de décharges partielles visibles en « hautes fréquences » [Yazici 04, Grubic 08, Stone 06, Stone 12] ou à des courts-circuits inter-spires ayant des grandes valeurs de résistance [Nandi 00, Barater 13]. Les défauts avancés sont les défauts inter-spires visibles en « basses fréquences » et ayant des résistances de court-circuit moins grandes voire nulles [Das 13, Sarkar 13, Barman 15].

Les têtes de bobines constituent une zone relativement faible et sensible à l'apparition de défaut inter-spires. Situés en dehors des encoches, les têtes de bobines sont soumises à des champs magnétiques et à des efforts électromagnétiques importants [Wheeler 05]. La variation du champ de fuite à ce niveau de l'enroulement crée alors une variation dans les forces électromagnétiques. Ces efforts résultants peuvent faire vibrer les spires et peuvent les conduire à entrer en contact.

Etant donnés les dégâts qu'un défaut inter-spires avancé peut générer, nous nous intéressons dans le cadre de notre travail aux défauts inter-spires considérés comme qui apparaissent dans les têtes de bobines.

Dans ce qui suit, nous présentons les modèles des défauts au niveau du stator que nous divisons en deux, les défauts inter-spires de façon générale et les défauts inter-spires dans les têtes de bobines.

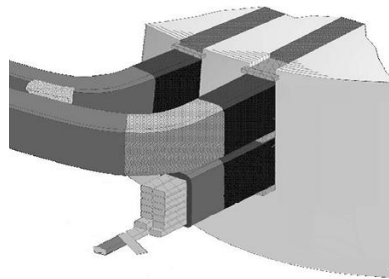


FIGURE 1.2.4 – Zone fragile des têtes de bobines [Wheeler 05]

1.3 Modélisation des défauts

Dans les études menées sur la détection de défaut, nous retrouvons souvent une partie « modélisation des défauts ». Cette partie aide généralement à comprendre le phénomène et à trouver des méthodes de détections les mieux adaptées aux défauts. Pour cette raison, et puisque dans notre travail nous nous intéressons aux défauts naissants dans les enroulements statoriques, nous présentons dans la section « modélisations des défauts » trois sous sections, les défauts inter-spires, les défauts dans les têtes de bobines et les décharges partielles.

1.3.1 Modélisation des défauts inter-spires

Vue les dommages que les défauts inter-spires peuvent provoquer, la littérature sur ce sujet est très abondante, qu'il s'agisse de la machine synchrone ou asynchrone.

Les différents types de défauts inter-spires que nous avons présentés précédemment sont modélisés par des courts-circuits résistifs. Dans la figure 1.3.1 nous représentons le schéma équivalent d'une *MSAP* présentant un défaut inter-spires sur la phase « a » modélisé par la résistance de court-circuit R_f . La valeur de R_f dépend de la sévérité du défaut. L'état le plus avancé qu'un défaut inter-spires peut atteindre correspond à un court-circuit franc et une résistance R_f nulle.

La présence du défaut augmente l'ordre du système globale en ajoutant la maille du court-circuit [Lu 04]. Un courant de court-circuit que nous notons i_f apparaît et circule dans la résistance R_f . Ce courant crée un flux qui s'oppose à celui produit par la composante directe du courant statorique et des aimants de la machine. Lorsque la valeur de R_f diminue, i_f augmente et le flux créé par ce courant prend des valeurs élevées, ce qui peut être très dangereux pour la machine [Kia 13].

D'un point de vue mathématiques, la maille du court-circuit peut être présentée par l'équation 1.3.1.

$$R_f i_f = R_{a2} (i_a - i_f) + \frac{d\phi_{a2}}{dt} \quad (1.3.1)$$

avec R_{a2} la résistance équivalente des spires en court-circuit, i_a le courant de la phase « a », et ϕ_{a2} le flux total traversant les spires en court-circuit.

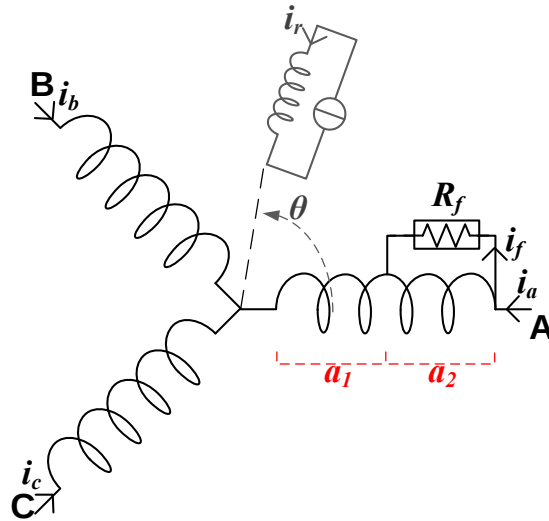


FIGURE 1.3.1 – Schéma équivalent d'une *MSAP* présentant un défaut inter-spires

1.3.2 Identification des paramètres liés au défaut inter-spires

L'identification des paramètres liés au défaut mettant en jeu l'induction magnétique peut se faire par plusieurs approches [Penman 94, Tallam 02, Tu 06, Dehkordi 07, Birolleau 08,

Sun 08, Vaseghi 09], une approche basée sur l'utilisation de bobines élémentaires d'un enroulement sera présentée en détail au chapitre 2.

Parmi les autres méthodes permettant d'identifier les paramètres « magnétiques » du modèle avec un court-circuit inter-spires statorique, nous pouvons citer les Réseaux De Perméance (*RDP*) [Gerada 05, Mahyob 09, Leboeuf 12c]. Cette méthode consiste à décomposer le circuit magnétique de la machine en tubes de flux élémentaires possédant chacun une perméance différente suivant qu'il soit dans le fer ou dans l'air. L'ensemble de cette décomposition permet de construire ce que nous appelons réseaux de perméances [Delforge 95]. L'approche utilisant les *RDP* possède plusieurs avantages. Elle utilise la perméabilité relative du fer ce qui permet la prise en compte des caractéristiques de ce dernier. Elle utilise également la perméance de l'entrefer ce qui permet la prise en considération du phénomène de rotation vu la dépendance entre la perméance de l'entrefer et la position mécanique du rotor [Raminosoa 06, Mahyob 09] (utile si le rotor n'est pas lisse). Cette approche offre un compromis entre la précision et le temps de calcul comparée à des calculs analytiques ou aux approches basées sur les éléments finis [Raminosoa 06, Petrichenko 07, Küttler 11]. Il faut noter que cette méthode perd de l'intérêt si nous négligeons la saturation [Takorabet 08].

Étant donnée la difficulté de simuler parfaitement le comportement des spires impliquées dans un court-circuit inter-spires et de tenir compte du bobinage, de la saillance, de la saturation, de la température, des courants induits et des effets tridimensionnels, une méthode précise peut être le calcul par éléments finis en utilisant des logiciels de calculs de champs [Chedot 07, Birolleau 08]. Parmi les avantages que présente cette méthode, c'est la description locale des phénomènes qui est la plus importante. Elle permet ainsi en présence de défaut de donner une description locale et globale en fonction du circuit électrique équivalent. Nous retrouvons cette méthode de calcul dans les travaux de [Dai 05, Mohammed 07, Vaseghi 09] pour les machines synchrones. L'inconvénient de cette méthode la nécessité d'utiliser des outils de calcul performants.

Dans la figure 1.3.2, nous comparons la rapidité et la précision des méthodes de calcul par les éléments finis, les réseaux de perméances et les méthodes d'identification analytiques. Nous pouvons dire que plus le système est compliqué, plus il est précis mais plus il est lent ; c'est le cas des éléments finis. Donc plus le système est simple, plus il est rapide et moins il est précis ; c'est le cas des méthodes conventionnelles. Entre les deux, les réseaux de perméances semblent offrir un bon compromis rapidité/précision [Petrichenko 07].

1.3.3 Modélisation des défauts dans les têtes de bobines

Les têtes de bobines des machines électriques sont soumises à des forces électromagnétiques au cours de leurs opérations. Ces forces conduisent l'enroulement à vibrer, ce qui peut mener à l'excitation des fréquences naturelles. Dans la conception des machines électriques à grande échelle comme par exemple les turbo-générateurs ou les grandes machines synchrones, le dimensionnement du système de support et de fixation est une tâche importante afin d'éviter les vibrations à risque dans les têtes de bobines en fonctionnement normal et les dommages d'enroulement en cas de défaut [Scott 81, Khan 89].

Les accidents dans les têtes de bobines de grandes unités de production se produisent

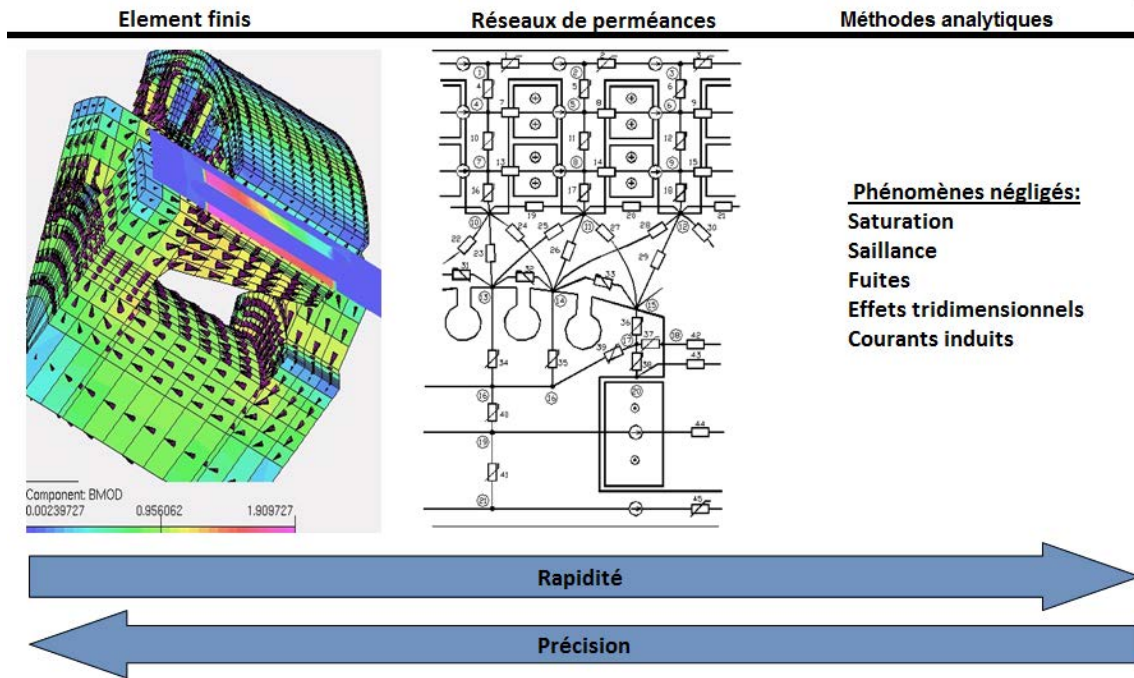


FIGURE 1.3.2 – Comparaison rapidité/précision entre les différentes approches

fréquemment à cause des vibrations qui constituent la cause principale de dégradation de l'enroulement à cet endroit. Ces vibrations ont toujours été un gros problème pour la structure des générateurs et la surveillance de la sécurité en ligne [Wróblewski 12]. L'analyse de simulation des têtes de bobines du stator en fonction d'un modèle solide de vibration est le moyen important d'étudier les caractéristiques de vibration et fait également l'objet de recherches dans ce domaine [Lang 11]. La forme et les moyens compliqués de fixation ajoutent des difficultés à la mise en place d'un modèle géométrique précis [Schlegl 12]. Le manque de modèle de têtes de bobines avec des paramètres réglables de manière flexible présente actuellement une difficulté à surmonter pour saisir pleinement l'influence de différents paramètres sur les caractéristiques de vibration de l'extrémité du stator.

Dans le cas de défauts du système tels que des courts-circuits soudains, l'enroulement du stator est soumis à un important courant transitoire qui peut dépasser le courant nominal de 4 à 15 fois [Merkhof 03]. Les forces électrodynamiques agissant sur un conducteur augmentent proportionnellement avec le carré du courant, de sorte que les forces appliquées sur un court-circuit soudain peuvent être 16 à 225 fois plus élevées que celles appliquées en fonctionnement normal [Merkhof 03]. Sur toute la longueur active de la machine, les fentes supportent correctement les conducteurs, mais au niveau des têtes de bobines un système de soutien soigneusement conçu doit-être présent.

Dans la plupart des pratiques conventionnelles, il est souvent laissé inutilement de grandes marges pour assurer la sécurité de fonctionnement. En effet, une défaillance dans

la machine peut conduire à d'énormes pertes économiques dans une centrale électrique. Des calculs plus précis sur les forces générées dans les têtes de bobines pourraient être une solution pour faire une meilleure conception avec des vibrations de niveau inférieur.

Afin d'étudier en détail le phénomène vibratoire, beaucoup d'étude ont été développées. Le calcul analytique des champs et des forces sur les têtes de bobines des turbo-générateurs, des moteurs à induction et des machines synchrones a été publié dans la littérature en se basant sur l'application de la formule de Biot-Savart. Plus récemment, la majorité des études utilisent le calcul des forces sur les conducteurs en utilisant des méthodes de calcul en éléments finis pour bénéficier de leur précision.

L'étude de ce phénomène peut être divisé en deux étapes. La première étape est le calcul du champ électromagnétique aux extrémités des bobines et le calcul des forces électrodynamiques sur les conducteurs. La seconde est le calcul des déplacements, des contraintes et des déformations dans les têtes de bobines en utilisant les forces électromagnétiques comme entrées [Richard 96]. Pour résoudre le problème électromagnétique quelques simplifications peuvent être prises en considération. Les courants de Foucault dans les conducteurs en rotation (rotor, bague de retenue) peuvent être négligés parce qu'ils sont induits par les harmoniques de flux. La conductivité des conducteurs fixes (blindage magnétique, cadre du stator) est infinie, et les courants de Foucault dans l'acier laminé du stator sont négligés. Enfin, les courants dans les conducteurs sont connus et peuvent être calculés au moyen d'un diagramme de Potier. Sur la base de ces hypothèses, l'étude électromagnétique est un problème magnéto-statique non linéaire.

Les équations peuvent être résolues au moyen d'une méthode par éléments finis. Un exemple de la modélisation de la machine par éléments finis est présentée en figure 1.3.3.

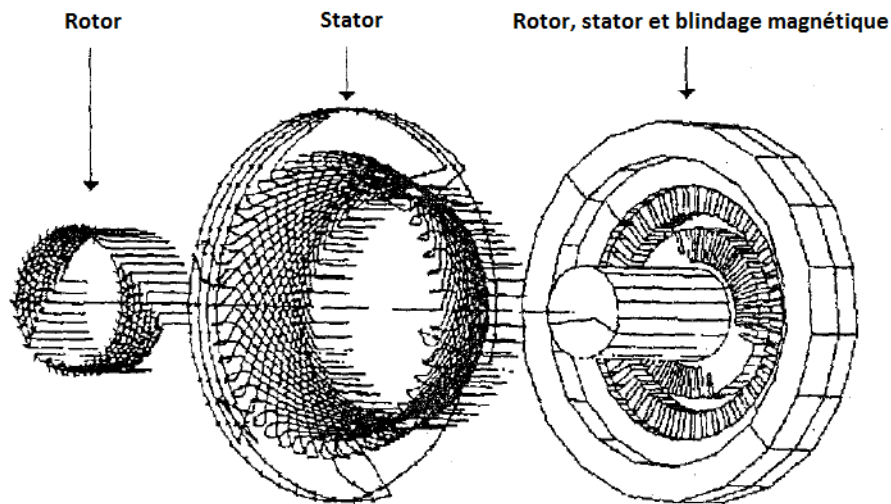


FIGURE 1.3.3 – Décomposition en éléments finis [Richard 96]

D'après l'étude présentée dans [Richard 96], les forces sont maximales aux extrémités du stator donc elles le sont aussi au niveau des conducteurs situés dans cette zone.

Dans les travaux de [Merkhouf 03] nous retrouvons également les méthodes de calcul

par éléments finis pour la détermination des forces électrodynamiques et les contraintes mécaniques correspondantes dans les têtes de bobines des grandes machines synchrones. Les forces électromagnétiques sont calculées en utilisant la loi de Biot et Savart et la loi des actions électrodynamiques d'Ampère entre deux conducteurs finis pour produire une distribution de forces 3D sur tous les conducteurs des têtes de bobines. Les résultats de cette étude menés sur différents modes de fonctionnement ont montré l'existence d'un certain nombre de fréquences naturelles dont une est dominante.

Dans [Liu 07] nous retrouvons une étude sur les distributions et les variations de forces électromagnétiques sous une charge nominale et sous une charge soudaine de court-circuit triphasé en utilisant un modèle 3D par éléments finis. Une description précise des têtes de bobines a été obtenues pour aider les ingénieurs mécaniciens à mener à bien les calculs de vibration, et à dimensionner les pièces du support des têtes de bobines. Les résultats des calculs de [Liu 07] sous charge nominale sur un turbo-générateur ont montré que la force radiale est très variable et a toujours tendance à étendre les enroulements du stator. Les forces entre les spires sont toujours attractives. Dans le cas d'un court-circuit triphasé soudain, le couple maximal positif est vingt fois plus élevé que dans le cas nominal et le couple total sur les extrémités de la bobine peut atteindre 15% du couple nominal principal de la machine. Lors de courts-circuits soudains, les courants statoriques augmentent de manière significative pour atteindre des valeurs égales à plusieurs fois supérieures aux valeurs nominales. Par conséquent les forces sur les enroulements deviennent plus importantes encore. Ces forces importantes conduisent à un risque élevé d'endommagement des enroulements si le système de maintien devient déficient.

Dans [Li 14] les résultats montrent que la plupart des paramètres (géométriques et types de matériaux utilisés) ont peu d'influence sur les principales formes de vibration, mais ont une influence évidente sur les modes propres.

1.3.4 Modélisation des décharges partielles

Avant de modéliser les décharges partielles, nous commençons par une brève description du phénomène.

Dans le contexte de la physique, le plasma désigne le quatrième état de la matière en supplément des trois états classiques : solide, liquide et gazeux. Ce terme d'origine grec et qui veut dire matière informe est apparu pour la première fois en 1923 par les physiciens américains I. Langmuir et L. Tonks afin de désigner les tubes à décharge [Brown 66, Nasser 71, Delcroix 94] contenant un gaz ionisé électriquement neutre. La définition d'un plasma est un gaz globalement neutre mais constitué de particules chargées (d'ions et d'électrons).

Dans un enroulement statorique, la présence de plasma est à la base des décharges partielles qui sont indésirables.

En absence de forces extérieures, et d'une manière générale, un gaz à l'équilibre est constitué d'un ensemble de particules uniformément réparties de manière isotrope avec des vitesses isotropes. Les particules stockent l'énergie de différentes manières comme l'énergie de translation dans le cas d'un atome et l'énergie de rotation et de vibration dans le cas d'une molécule [Jancel 63]. Cette hypothèse signifie que dans un gaz composé de

particules ayant des masses différentes, les plus lourdes sont les plus lentes et inversement.

Un gaz ionisé qui est soumis à un champ électrique voit ses particules subir des forces de Coulomb. Ainsi les particules chargées risquent d'entrer en collision les unes avec les autres.

La densité électronique est un paramètre important dans le phénomène d'initiation d'une décharge, en effet les électrons sont les principaux responsables du transfert d'énergie du champ électrique externe vers le gaz. Le rendement du processus d'ionisation augmente lorsque nous augmentons la densité des électrons dans le . Le taux d'ionisation qui est le rapport entre le nombre d'électrons libres et le nombre de particules totales est aussi un facteur important parce qu'il spécifie la fraction des particules ionisées dans une phase gazeuse. Aussi, la température constitue le facteur d'influence le plus important sur la décharge [Koliatene 09].

Un Système d'Isolation Électrique (*SIE*) est constitué de matières isolantes qui ne sont pas parfaitement homogènes [Fournier 86]. Des petites vacuoles de gaz peuvent se former et deviennent le siège de décharges partielles. Dans la littérature [Crine 97, Dissado 97, Sanche 97, Aubert 08], nous pouvons diviser les vacuoles en deux grandes catégories suivant leurs origines, les avis sur les origines des vacuoles sont divisés entre les vacuoles qui existent déjà et les vacuoles qui n'existent pas avant la première utilisation. L'origine des vacuoles qui existent déjà sont celles qui apparaissent dès la fabrication du *SIE* ou à la phase de mise en place de l'isolant autour des pièces conductrices. Par contre les vacuoles qui n'existent pas avant la première utilisation sont celles qui apparaissent suite à des contraintes électromécaniques internes. Comme ces vacuoles sont dues à des imperfections de fabrications ou à un vieillissement, leurs tailles, leurs pressions et les quantités de gaz emprisonnées sont des paramètres inconnus. Ces vacuoles gazeuses peuvent donc être le siège d'un phénomène de déplacement de charges et de décharges partielles [Wetzer 89, Boggs 82, Boggs 00].

Ces dernières sont classées selon leur localisation. Nous définissons quatre catégories de décharges partielles [Aubert 08, Kreuger 89, Koliatene 09] et nous les présentons dans la figure 1.3.4.

- A. Les décharges internes
Elle se produisent dans des zones faibles du diélectrique comme les cavités gazeuses
- B. Les décharges de surface
Une décharge partielle apparaît à la surface d'un isolant lorsque un champ tangentiel important existe
- C. Les décharges couronnes
Ces décharges prennent place au niveau des renforcements localisés du champ électrique
- D. Les arborescences
Les arborescences se manifestent par la présence de craquelures sur les isolants et en se propageant ces craquelures ressemblent à un branchage d'arbre. Elles constituent une phase avancée du vieillissement de l'isolant.

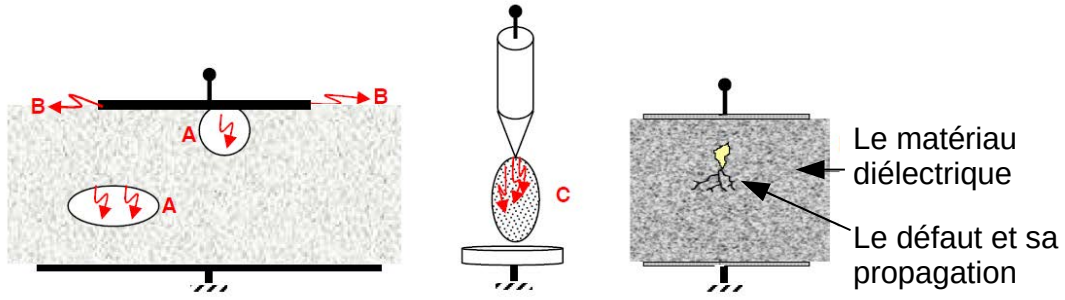


FIGURE 1.3.4 – Différents types de décharges partielles [Koliatene 09]

Une décharge partielle est une décharge dans une cavité de l'isolant qui peut être modélisée avec un modèle simple de trois capacités [Boggs 90, Fukunaga 92, Paoletti 99, Danikas 03, Stone 05, Forssén 08, Kartalovic 11, Arief 12] que nous présentons dans la figure 1.3.5. Dans ce modèle, une inclusion gazeuse dans le système d'isolation électrique est représentée par la capacité C_c , qui devient un court-circuit non franc à l'instant de la décharge. La zone au dessus de l'inclusion constituée par de la matière isolante est modélisée par la capacité C_b associée en série avec C_c . Le reste de l'isolation électrique est représentée par la capacité de C_a . Le phénomène de décharge partielle proprement dit est modélisé par une résistance $R_{sp}(t)$ [Kartalovic 11].

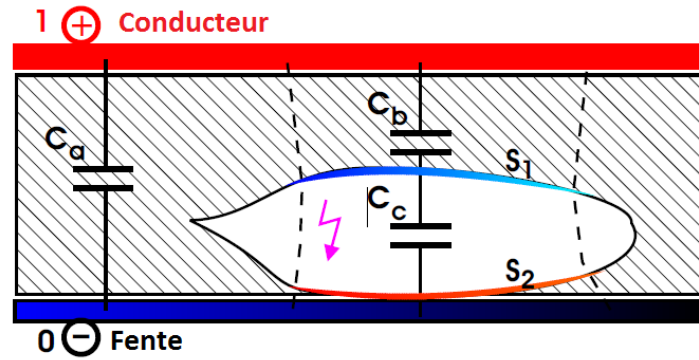


FIGURE 1.3.5 – Modèle équivalent des décharges partielles [Kartalovic 11]

Selon ce modèle, si le système d'isolation est soumis à une tension alternative $V_{ca}(t)$, un champ électrique $E_{ca}(t)$ apparaît dans le système d'isolation et un champ électrique $E_{cc}(t)$ dans la cavité. Les capacités du système d'isolation C_a , C_b et C_c sont chargées par les tensions V_{ca} , V_{cb} et V_{cc} respectivement. Au moment où la tension de la cavité V_{cc} atteint une valeur critique (notée U_p) suffisante pour atteindre la valeur critique du champ électrique, une décharge se produit dans la cavité. La tension V_{cc} chute alors jusqu'à atteindre la tension d'extinction V_p et la tension V_{cb} augmente rapidement ($V_{cb} = V_{ca} - V_{cc}$). Dans la figure 1.3.7, nous présentons les courbes des tensions V_{ca} et V_{cc} lorsque des décharges partielles ont lieu [Kartalovic 11].

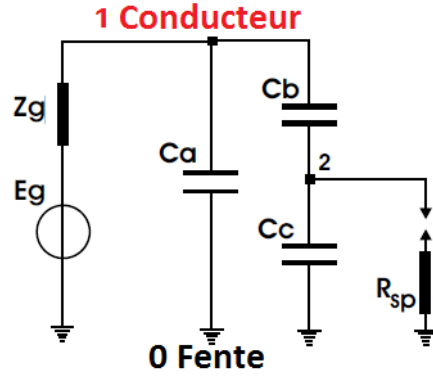


FIGURE 1.3.6 – Modèle électrique des décharges partielles [Kartalovic 11]

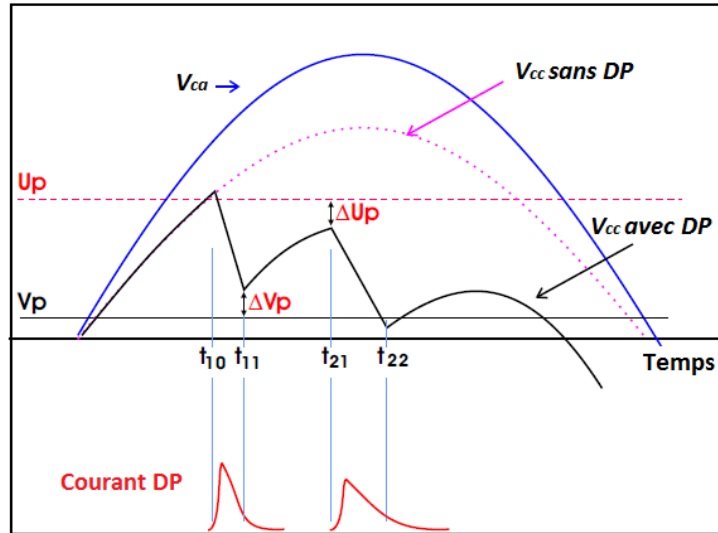


FIGURE 1.3.7 – Courbes des tensions en cas de décharges partielles [Kartalovic 11]

En présence de décharges partielles en utilisant le modèle proposé par Kartalovic [Kartalovic 11] nous pouvons faire une analyse du phénomène en utilisant les lois des circuits électriques. Donc en présence de décharges partielles des impulsions de courant circulent dans la résistance $R_{sp}(t)$. La décharge partielle commence lorsque la tension V_C atteint la tension de seuil de déclenchement U_p et elle s'arrête lorsque la tension V_C tombe en dessous de la valeur V_p . Cependant les valeurs U_p et V_p ne sont pas figées, elles peuvent être vues comme issues d'un processus aléatoire pour en tenir compte il est introduit les déviations stochastiques ΔU_p et ΔV_p .

Nous pouvons aussi préciser que pour la mesure des décharges partielles, il existe des normes bien définies comme la IEC 60270 [IEC-60270 01].

1.4 Méthodes de détection des défauts

La détection de défauts se base sur l'identification d'anomalies dans un système étudié. Ces anomalies permettent de distinguer le comportement d'un même système lorsqu'il est sain et lorsqu'il est défaillant. Les méthodes de détection des défauts sont nombreuses compte tenu de la diversité des défauts qui peuvent exister. Ces méthodes se divisent entre celles qui visent à détecter un défaut existant et donc jouent le rôle de diagnostic et celles qui cherchent à prévenir d'un défaut qui peut survenir et donc jouent le rôle de pronostic.

Que ce soit pour le diagnostic ou pour le pronostic, ces méthodes peuvent être classées en trois grandes catégories. Nous distinguons les méthodes avec connaissance a priori, les méthodes sans connaissance a priori et les méthodes intelligentes [Zwingelstein 95].

1.4.1 Méthodes avec connaissance a priori

Aussi connues sous le nom de méthodes internes, ces méthodes supposent une connaissance a priori du système. Elles se basent sur l'analyse des résidus générés à partir d'un modèle théorique proche de celui étudié ou sur le suivi de l'évolution des paramètres modélisant le système étudié.

La génération de résidus consiste à comparer la différence entre les variables produites par un système et les mêmes variables produites par les équations décrivant le système [Fellouah 07].

A titre d'exemple, cette méthode a été appliquée dans [Leboeuf 12b] pour la détection de court-circuit inter-spores au stator d'une *MSAP* en comparant les courants statoriques mesurés et les courants statoriques calculés à l'aide des équations de la machine.

La méthode paramétrique s'appuie sur un modèle constitué d'équations décrivant le système, les équations sont constituées de variables et de paramètres, la méthode consiste à comparer au cours du temps l'évolution de la ou des variables du système issues du calcul à l'aide des équations avec la ou les variables mesurées. Lorsqu'une différence apparaît entre variables mesurées et calculées, un algorithme de calcul modifie un ou plusieurs paramètres de l'équation de manière à ce que les variables mesurées et calculées coïncident à nouveau. La présence d'anomalies se manifeste par un écart entre l'évolution des paramètres lorsque la machine est saine et lorsqu'elle est en défaut. L'identification des paramètres peut se faire à l'aide d'algorithmes d'optimisation [Khelif 94, Ljung 99], ou d'observateurs étendus comme le filtre de Kalman [Eykhof 74, Said 00].

Dans [Aubert 14], nous retrouvons une méthode de détection du défaut statorique inter-spores basée sur l'estimation de la résistance statorique à l'aide d'un filtre de Kalman étendu. Dans [Khov 09], une méthode de détection des défauts courts-circuits inter-spores utilisant des algorithmes de suivi paramétriques est présentée. Cette méthode consiste à estimer les paramètres du modèle électrique diphasé de la machine en utilisant l'algorithme des moindres carrés récurrents. D'après [Boileau 10], il est montré analytiquement que le paramètre Résistance statorique estimé diminue en présence de défaut de court-circuit inter-spores.

Les modèles paramétriques qui prennent en compte la modélisation de la présence du

défaut sont aussi possible. Toujours pour détecter le court-circuit inter-spires au stator d'une *MSAP*, [Aubert 14] estime le nombre des spires en court-circuit.

1.4.2 Méthodes sans connaissance a priori

Également connues sous le nom de méthodes externes, les méthodes sans connaissance a priori s'appuient sur des signaux mesurés sur la machine qui subissent un traitement de signal afin de prendre une décision sur l'état de santé de la machine concernée. Les grandeurs mesurées varient entre les courants au stator, le couple, le flux et les vibrations. Les méthodes de traitement postérieur à l'acquisition peuvent être temporelles comme les méthodes statistiques, fréquentielles comme la transformée de Fourier ou les méthodes utilisant une approche temps-fréquence comme les ondelettes [Kia 07].

1.4.2.1 Méthodes statistiques

Les méthodes de traitement de signal statistiques consistent à extraire des informations à partir des signaux bruts échantillonnés. Autrement dit, à partir d'un échantillon de données enregistré sur une période déterminée, l'analyse consiste à calculer les paramètres statistiques (la moyenne, l'écart-type, etc...) et de les comparer avec ceux de la même machine mais en état sain. Cette étude nécessite donc une carte mémoire et une connaissance de l'état sain de la machine étudiée.

Les paramètres statistiques sont [Lacoume 97, Mammar 99] :

1. La valeur moyenne

La variation dans la valeur moyenne indique la présence de perturbations dans le signal mesuré. En fonction de la largeur temporelle de la fonction d'échantillonnage, la variation dans la valeur moyenne lorsqu'elle existe peut être un indicateur sur l'importance des modifications dans le signal (petites ou grandes modifications). A noter que dans le cas de perturbations symétriques par rapport à zéro, la valeur moyenne reste intacte et ne voit pas le changement. D'où l'intérêt des autres paramètres statistiques.

2. L'écart type ou la variance

L'écart type est la racine carré de la variance. Il est la moyenne quadratique des écarts par rapport à la moyenne. L'écart type permet de mesurer la dispersion de l'échantillon étudié et donc il est plus sensible aux perturbations que la valeurs moyenne.

3. La valeur efficace

Il s'agit de la racine carrée de la moyenne d'un signal échantillonné. Nous retrouvons également des ouvrages qui définissent la valeur efficace comme étant la racine carrée du moment d'ordre deux (ou variance) du signal. Une augmentation de la valeur efficace par rapport à celle d'une machine saine indique la présence de défaillance. Toutefois, la valeur efficace n'est pas très sensible aux perturbations et est souvent utilisée pour calculer d'autres paramètres statistiques et non pas directement.

4. Le coefficient de dissymétrie (Skewness)

Le coefficient de dissymétrie ou Skewness en anglais, est le moment statique d'ordre 3 centré sur le cube de l'écart-type. Il mesure la symétrie ou la dissymétrie de la distribution du signal échantillonné. Une distribution est dite symétrique si elle a une allure similaire des cotés positif et négatif. Lorsque le coefficient de dissymétrie est nul, la distribution est symétrique, elle est asymétrique à gauche si ce coefficient est négatif et asymétrique à droite s'il est positif.

5. Le coefficient d'aplatissement (Kurtosis)

Le coefficient d'aplatissement ou Kurtosis en anglais est le moment statique d'ordre 4 rapporté sur le carré de la variance. Il mesure l'aplatissement de la distribution du signal échantillonné. Un système est supposé en bon état si le coefficient d'aplatissement est relativement faible, ce qui signifie que les vibrations engendrées par ce signal sont faibles. Les valeurs élevées de ce coefficient implique la présence de défaillances.

6. Le facteur de crête

Le facteur de crête mesure les amplitudes crêtes d'un signal vibratoire. Par définition c'est le rapport entre l'amplitude du pic le plus grand contenu dans le signal échantillonné et sa valeur efficace. Comme pour le coefficient d'aplatissement, un système en bon état contient des vibrations de faible amplitude ce qui se manifeste par un facteur de crête faible. La présence de défaut augmente les vibrations et leurs amplitudes générant ainsi un facteur de crête plus élevé. Le facteur de crête est utile pour la détection de défauts qui génèrent des pics dans le signal échantillonné sans augmenter significativement sa valeur efficace.

7. Les mesures de déformations dans le plan de Park

Les mesures de déformations sont appliquées aux courants statoriques ou aux tensions de références mesurés sur la machine et ramenés dans le plan de Park. Ces mesures permettent de savoir si un signal est déformé ou pas et par conséquent d'en déduire l'état de santé de la machine.

8. La dispersion de puissance

Ce paramètre représente la dispersion du nuage de puissance d'une machine donnée. En comparant la dispersion calculée avec celle enregistrée dans la base de données et correspondant à une machine saine, une conclusion sur l'état de santé de la machine peut être faite.

Les signaux échantillonnés utilisés pour un traitement de signal statistique (point 1 à 6) peuvent être les courants statoriques de la machine, les tensions de références, le flux, les vibrations, etc... Cette étude est détaillée ultérieurement dans le chapitre 3 où nous présentons les résultats théoriques et expérimentaux de son application sur les courants statoriques ainsi que sur les tensions de référence.

1.4.2.2 Méthodes fréquentielles

Les méthodes de traitement de signal fréquentielles semblent être populaires en particulier la transformée de Fourier rapide (FFT). A la recherche d'un indicateur fréquentiel de défaut, nous retrouvons dans la littérature des analyses spectrales appliquées sur les courants statoriques, le couple et le flux.

1.4.2.2.1 Courants statoriques

La transformée de Fourier rapide est appliquée sur les courants statoriques à la recherche d'une fréquence spécifique pour chaque type de défauts [Schoen 95b, Benbouzid 99]. Elle peut être appliquée sur les courants triphasés ou biphasés.

Un défaut de court-circuit inter-spores se manifeste par une augmentation de l'harmonique de rang 3 des courants triphasés (i_a, i_b, i_c) [Thomson 03]. D'après les travaux de [Boileau 10], la signature du défaut de court-circuit inter-spores existe également dans le spectre des courants biphasés (i_d, i_q) et se manifeste par une augmentation de l'harmonique de rang 2. L'auteur de [Aroquiadassou 07] a montré également que l'ouverture d'une phase statorique introduit des modifications aux niveaux de l'harmonique de rang 2 dans le spectre des courants (i_d, i_q).

D'après [Deleroi 82, Bachir 02, Razik 03, Didier 04, Henao 05], la rupture de barres ou de portions d'anneaux dans les machines asynchrones introduit des harmoniques de courant dans le plan (d, q) aux fréquences f_{rup} définie par l'équation 1.4.1. Les raies correspondantes à ces fréquences augmentent avec le nombre de barres défaillantes [Kliman 88].

$$f_{rup} = f_a(1 \pm 2k g) \quad (1.4.1)$$

f_a étant la fréquence d'alimentation, g le glissement et $k \in \mathbb{N}$.

Les travaux de [Neti 08] sur les machines synchrones ont montré qu'un indicateur de barres cassées peut être les fréquences $k \frac{f_a}{P}$, avec f_a la fréquence d'alimentation, P le nombre de paires de pôles et k un entier appartenant à $\mathbb{N}$.

Dans ses travaux sur les défauts au rotor dans les machines à cage d'écureuil triphasées, Henao [Henao 05] a montré que la présence de barres cassées modifie le spectre du courant statorique en particuliers les bandes en dessous et au dessus du fondamental « the upper and lower sideband » aux alentours du fondamental du courant.

Les travaux de [Cruz 03, Faiz 07, Andriamalala 09] sur les défauts d'excentricité ont montré qu'un défaut de ce type engendre des variations dans la densité du flux de l'entrefer et introduit des modifications dans les spectres des courants aux fréquences f_{ext} définies dans l'équation 1.4.2, avec f_a la fréquence d'alimentation, g le glissement, p le nombre de paires de pôles, k un entier appartenant à $\mathbb{N}$.

$$f_{ext} = f_a \left[1 \pm n \frac{(1 - g)}{p} \right] \quad (1.4.2)$$

D'après [Boileau 10], le glissement est nul pour une machine synchrone alimentée dans les mêmes conditions. Ainsi les modifications introduites dans les spectres des courants sont aux fréquences f_{ext} définies par l'équation 1.4.3.

$$f_{ext} = f_a \left(1 \pm \frac{n}{p} \right) = f_a \pm k f_r \quad (1.4.3)$$

Avec f_r la fréquence de rotation du rotor.

Les défauts de roulements présentent aussi une signature fréquentielle dans le spectre des courants (i_d, i_q) notée f_{roul} et définie par l'équation 1.4.4 [Schoen 95b, Ferreira 08, Pacas 09, Trajin 09].

$$f_{roul} = f_a \pm k f_{r,1234} \quad (1.4.4)$$

avec $k \in \mathbb{N}$ et la fréquence $f_{r,1234}$ comme défini dans le tableau 1.2 en fonction de la fréquence d'alimentation, des paramètres du roulement à billes présentés dans la figure 1.4.1 et de f_r la fréquence de rotation du rotor. $f_{r,1234}$ prend la valeur $f_{r,1}$ lorsque une bille passe sur une partie abîmée à l'extérieur de la bague, $f_{r,2}$ à l'intérieur, $f_{r,3}$ lorsque la bille frotte sur les deux bagues. $f_{r,1234}$ peut également prendre la valeur $f_{r,4}$ qui correspond à la fréquence de rotation de l'ensemble train de billes.

$f_{r,1}$	$\frac{n_{billes}}{2} f_r \left(1 - \frac{D}{d} \cos(\beta)\right)$
$f_{r,2}$	$\frac{n_{billes}}{2} f_r \left(1 + \frac{D}{d} \cos(\beta)\right)$
$f_{r,3}$	$\frac{D}{2d} f_r \left(1 - \frac{D}{d} \cos(\beta)\right)^2$
$f_{r,4}$	$\frac{1}{2} f_r \left(1 + \frac{D}{d} \cos(\beta)\right)$

TABLE 1.2 – Fréquences $f_{r,1234}$

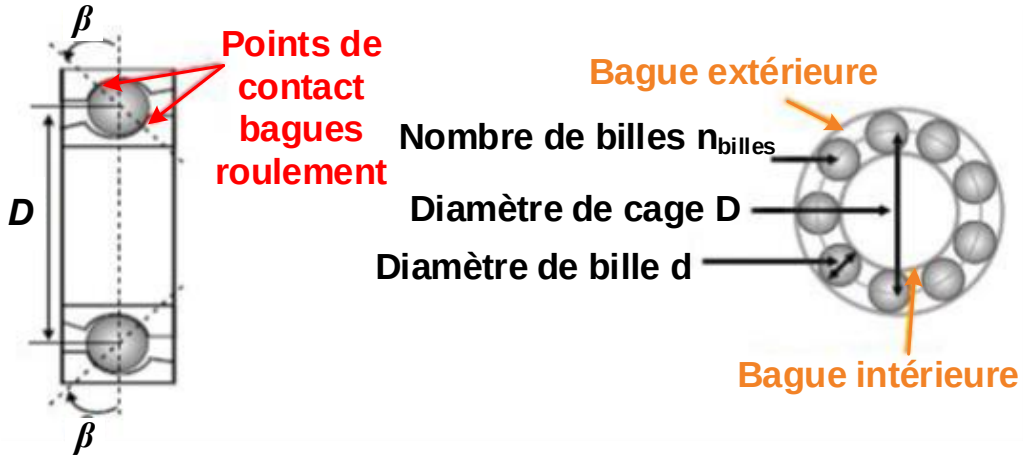


FIGURE 1.4.1 – Roulement à billes [Boileau 10]

1.4.2.2.2 Flux

En plus de l'étude sur les courants statoriques, une étude spectrale sur le flux peut être utilisée pour identifier la présence de défauts. En effet, quel que soit l'origine du déséquilibre (électrique ou mécanique), il affecte la conversion d'énergie électromagnétique et la répartition du champ. De nombreuses études ont été développées pour étudier le flux de l'entrefer ou le flux de fuite afin de trouver des indicateurs fréquentiels de défauts.

Pour identifier les défauts de court-circuit inter-spikes, les auteurs de [Cabanais 98, Henao 99] effectuent une analyse spectrale sur le flux de fuite. Ils définissent les fréquences caractéristiques f_{cc} (équation 1.4.5). En présence de défaut, les raies présentent à f_{cc} augmentent, ce qui permet l'utilisation de ces fréquences comme indicateurs de défaut.

$$f_{cc} = k_1 f_s + k_2 f_r \quad (1.4.5)$$

avec k_1 un entier impair et k_2 entier appartenant à $\mathbb{N}$.

Le flux axial peut être également utilisé pour identifier la présence de court-circuit inter-spires comme dans [Assaf 04]. Dans [Henao 03], nous retrouvons une méthode de détection de défauts inter-spires basée sur l'analyse spectrale du flux mesuré en utilisant un capteur de flux extérieur.

1.4.2.2.3 Couple électromagnétique

L'interaction entre le flux et le courant peut générer des perturbations vues comme des harmoniques dans le spectre du couple électromagnétiques [Yahoui 95]. Nous rappelons l'expression dans l'équation 1.4.6.

$$C_{em} = P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.4.6)$$

Dans [Kral 99], nous retrouvons un modèle pour estimer le couple utile. En présence de défaut d'excentricité dans une machine asynchrone, le spectre de ce couple présente des modifications aux fréquences f_{cu} définies par l'équation 1.4.7 (k entier).

$$f_{cu} = k f_a \left(1 - \frac{1+g}{p} \right) \quad (1.4.7)$$

Pour une machine synchrone, le glissement est nul, et le défaut d'excentricité introduit des modifications dans le spectre du couple utile aux fréquences f_{cu} définies par l'équation 1.4.8.

$$f_{cu} = k f_a \left(1 - \frac{1}{p} \right) \quad (1.4.8)$$

Dans les équations 1.4.7 et 1.4.8, f_a représente la fréquence d'alimentation, g le glissement, p le nombre de paires de pôles et k un entier appartenant à $\mathbb{N}$. conclusion sur l'analyse fréquentielle

L'étude spectrale appliquée sur les flux, sur le couple ou sur les vibrations mesurées nécessite l'implantation de capteurs supplémentaires ce qui n'est pas le cas avec l'étude spectrale du courant qui ne nécessite que les capteurs de courants désormais présents pour la commande vectorielle des machines. L'étude spectrale du courant a montré son efficacité dans la détection des défauts comme le déséquilibre, les court-circuits inter-spires, les ruptures de barres, l'excentricité, etc.... Il s'agit d'un outil populaire dans la détection de défauts souvent connu sous le nom de *MCSA* ou « Motor Current Signature Analysis ». Dans le chapitre 3 nous effectuons une analyse fréquentielle sur les courants statoriques afin de tester ses performances dans les détections de court-circuits intermittents dans les têtes de bobines.

1.4.2.3 Méthodes temps-fréquence

Les ondelettes sont les méthodes temps-fréquence les plus utilisées. La transformée en ondelettes est définie comme étant l'intégrale d'un produit scalaire entre une fonction ondelette (mère ou fille) et la fonction à transformer. Dans ce paragraphe nous nous limitons aux exemples d'utilisation des transformées en ondelettes pour la détection des défauts et nous laissons les détails du calcul de cette transformée au chapitre 3.

Pour la détection et la localisation des défauts courts-circuits inter-spires dans les machines synchrones, nous retrouvons dans [Awadallah 06] une méthode basée sur une transformation en ondelettes utilisant la « daubechies 2 ». La méthode consiste à traiter deux formes d'ondes, la première est celle du couple électromagnétique et la deuxième est celle des tensions de phases additionnées. L'étude a montré que les coefficients d'ondelettes présentent une distinction qualitative entre les mode sain et en défaut.

Pour détecter les défauts inter-spires, dans [Seshadrinath 14], l'auteur propose une méthode basée sur une transformation en ondelettes *DTCWT* (« Dual Tree Complex Wavelet Transform) appliquée sur les courants statoriques. D'après [Seshadrinath 14], cette méthode effectue une détection des défauts inter-spires et permet de distinguer entre un défaut inter-spires, un déséquilibre des tensions d'alimentation et d'un défaut inter-spires en présence d'un déséquilibre d'alimentation.

Les défauts de roulement sont l'une des principales causes de pannes de moteurs. Ils induisent des vibrations, ce qui a pour conséquence indirecte la présence de modulation dans le courant statorique. Dans [Eren 04], une analyse en paquets d'ondelettes est appliquée sur le courant du stator pour détecter les défauts de roulement. La méthode consiste à analyser les bandes de fréquences contenant des informations sur la dépendance entre la vitesse de rotation et le défaut. D'après l'auteur de [Eren 04], en raison de la nature non stationnaire du courant statorique, une transformation en paquets d'ondelettes permet de mieux l'analyser dans diverses conditions de charge à comparer avec une transformation de Fourier.

Autre que les ondelettes, d'autres méthodes temps-fréquence existent comme la distribution de Wigner-Ville. Pour un signal temporel $x(t)$, cette distribution s'écrit comme définie dans l'équation 1.4.9.

$$D_{WV}(t, f) = \int x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i2\pi f \tau} d\tau \quad (1.4.9)$$

Dans [Blödt 05], la transformation de Wigner est appliquée aux courants statoriques pour la détection des oscillations du couple de charge. Dans [Rosero 08], une méthode de détection des courts-circuits inter-spires en utilisant une distribution de Wigner-Ville est présentée. Cette méthode consiste à effectuer une décomposition en modes empiriques (transformation d'Hilbert-Huang) des courants statoriques et ensuite utilise les résultats de cette décomposition dans une distribution de Wigner-Ville. D'après [Rosero 08], cette méthode permet d'éliminer complètement le bruit dans les signaux.

1.4.3 Méthodes intelligentes

Différentes techniques de détection ont été présentées dans les deux sous-sections précédentes. Dans la bibliographie, il existe également des approches de détection de défauts que nous nommons les approches intelligentes. Ce sont des approches développées durant ces dernières années et qui s'appliquent à des systèmes ayant une intelligence artificielle. Ces techniques peuvent combiner des connaissances a priori et des analyses de données pour détecter et localiser un défaut.

Dans cette sous-section, nous présentons les principales approches modernes qui sont les systèmes experts, la logique floue, les arbres de défaillances, les réseaux de neurones et la reconnaissance de forme.

1.4.3.1 Systèmes experts

Par définition, les systèmes experts sont des outils capables de simuler les comportements cognitifs d'un spécialiste (expert) dans un domaine très restreint. Donc les systèmes experts sont des programmes incorporant à la fois des connaissances formelles et des prises de décision. Ils sont capables de communiquer le savoir qu'ils possèdent et de fournir le raisonnement conduisant à la décision prise. Il s'agit de systèmes évolués qui peuvent dialoguer avec l'utilisateur et donner des recommandations [Negrello 91].

Les systèmes d'experts sont utilisés pour effectuer des tâches qui nécessitent la présence d'un expert humain. Il s'agit de systèmes qui contiennent une base d'informations et de règles et qui manipulent ce que nous appelons le moteur d'interférences.

La base de connaissance contient les faits permanents du domaine d'expertise (connaissance a priori) et les faits acquis par le moteur d'interférences qui sont propres à chaque cas traité.

Le moteur d'inférence est un logiciel chargé d'exploiter la base de connaissance et de mener un raisonnement sur le problème posé [Farreny 85, Negrello 91].

L'architecture des systèmes experts est donnée par la figure 1.4.2.

Ce type d'approche est adapté pour le diagnostic des systèmes statiques surtout ceux nécessitant la manipulation d'une quantité importante de données non homogènes. A cause des problèmes de gestion dynamique de l'information, les systèmes experts ne sont pas adaptés pour les systèmes dynamiques.

Des exemples industriels de l'utilisation de cette approche sont présents dans [Alty 91, Ahrens 93, Filippetti 88, Leith 88].

1.4.3.2 Logique floue

La logique floue est une extension de la logique d'appartenance. En logique classique, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble. En logique floue, nous ajoutons aux deux options précédentes la possibilité d'appartenance partielle à un ensemble donné. Dans la figure 1.4.3, nous présentons une comparaison entre la logique classique et la logique floue [Guey 98].

Pour définir un ensemble floue, il faut tout d'abord définir sa fonction d'appartenance qui est l'équivalent de la fonction caractéristique en logique classique. Dans la figure 1.4.4,

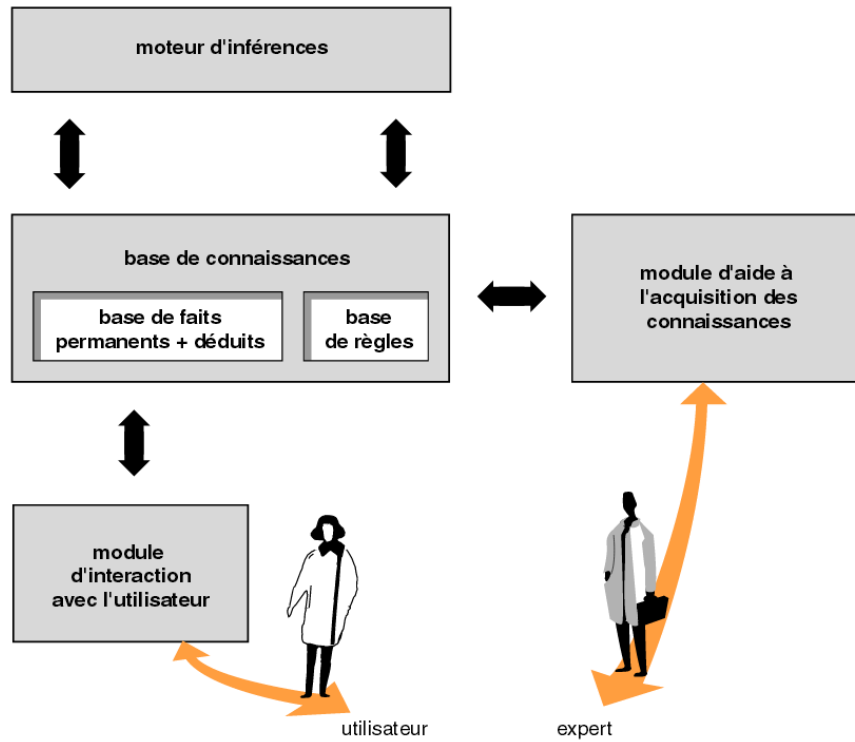


FIGURE 1.4.2 – Architecture générale des systèmes experts [Negrello 91]

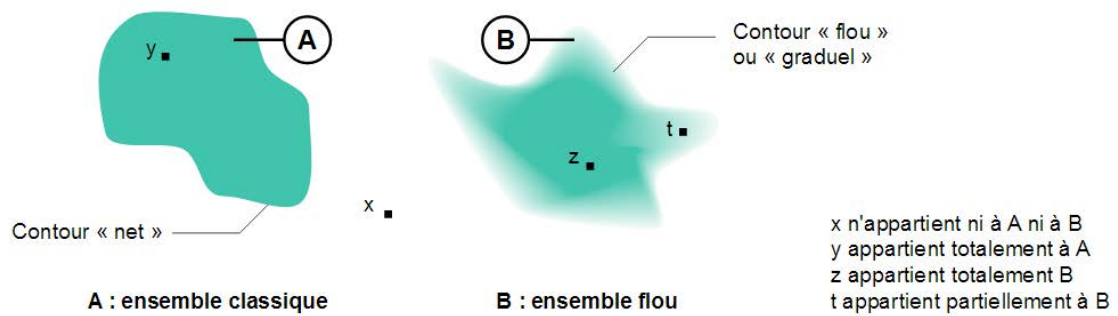


FIGURE 1.4.3 – Comparaison entre la logique classique et la logique floue [Gueley 98]

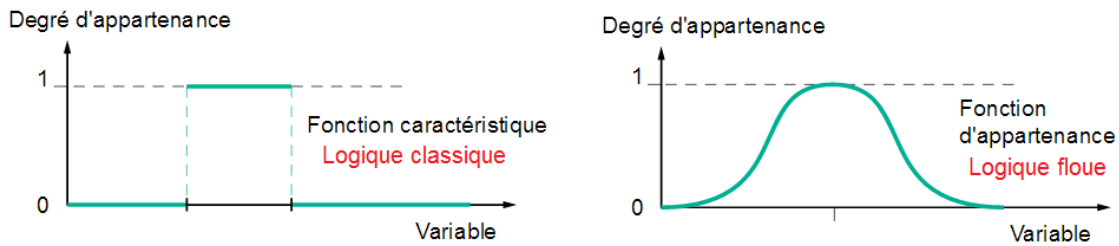


FIGURE 1.4.4 – Fonction d'appartenance

nous présentons un exemple des deux fonctions. La valeur « 1 » signifie qu'un élément appartient à un ensemble donné et « 0 » signifie qu'il n'y appartient pas.

Plusieurs ensembles flous peuvent être définis pour une même variable. Les fonctions d'appartenance utilisées sont souvent des fonctions linéaires par morceaux à cause de leur facilité d'utilisation. La fuzzification permet de calculer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou. Cette opération permet ainsi de savoir le degré de vérité d'une proposition donnée. Cette phase est suivie d'une phase d'interférences floues qui contient les règles floues à appliquer. Les règles d'inférences utilisent des opérateurs flous qui sont différents de ceux de la logique classique (ET, OU). Après cette phase, une défuzzification est appliquée, son but est de fusionner les commandes et de transformer les paramètres résultants en données numériques.

1.4.3.3 Arbres de défaillances

L'analyse utilisant les arbres de défaillances ou arbres de défauts (fault tree en anglais) est une étude de sécurité et de fiabilité des systèmes statiques. Elle est destinée à trouver toutes les combinaisons d'événements possibles qui peuvent aboutir à créer la défaillance étudiée. Cet événement indésirable constitue le sommet de l'arbre alors que les branches sont constituées de tous les déclencheurs possibles.

Pour construire un arbre de défaillance, il existe une liste de syntaxes agréées que nous présentons dans la figure 1.4.5. Par exemple un rectangle désigne un événement principal (sommet) ou intermédiaire et un cercle dénote un événement terminal (ou une feuille).

Dans la figure 1.4.6, nous présentons l'équivalence entre un diagramme de fiabilité et un arbre de défaillances.

Cette méthode possède les avantages d'analyser toutes les causes possibles d'une défaillance et de diagnostiquer rapidement les défauts. Elle présente également des inconvénients comme l'exhaustivité nécessaire pour établir le diagnostic, la difficulté de mise en œuvre de la méthode pour un système complexe, le besoin de savoir jusqu'à quel niveau de décomposition l'analyse peut être menée et la difficulté à adopter cette méthode pour les systèmes complexes fortement interconnectés.

1.4.3.4 Réseaux de neurones

La conception des réseaux de neurones artificiels est inspirée du fonctionnement des neurones humaines d'où son nom. D'une part, cette technique fait partie des applications

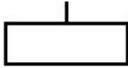
Événement / report	Dénomination	Portes	Dénomination
	Événement de base		Porte « ET »
	Événement-sommet ou événement intermédiaire		Porte « OU »
	Report (sortie)		Porte « OU exclusif »
	Le sous-arbre situé sous ce « drapeau » est à dupliquer ...		
	Report (entrée)		Porte « combinaison »
	... à l'endroit indiqué par ce second drapeau		

FIGURE 1.4.5 – Syntaxes agréées dans un arbre de défaillances [Pagetti-Enseeiht 10]

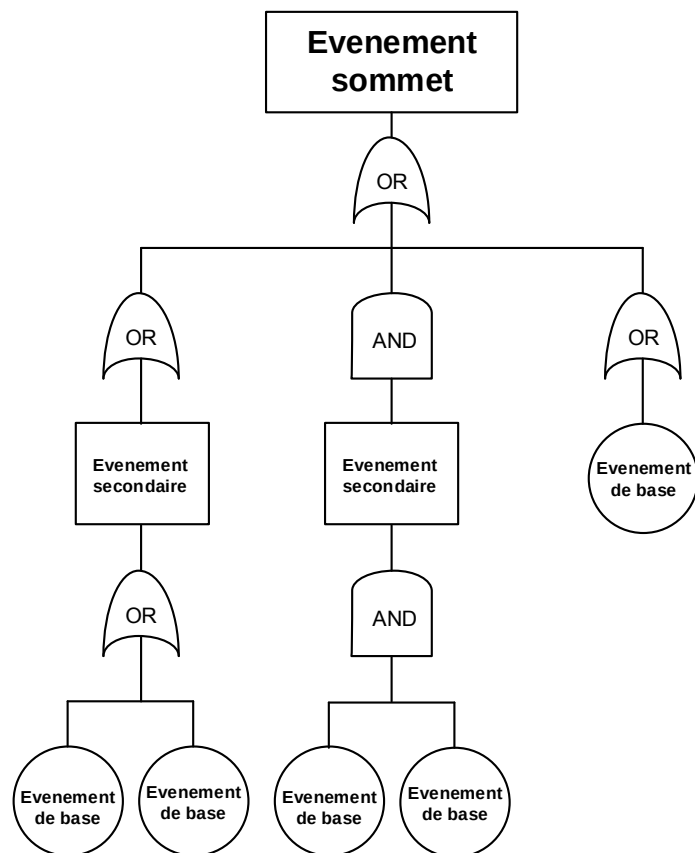


FIGURE 1.4.6 – Exemple d'un arbre de défaillances

statistiques enrichies avec un paradigme et d'autre part, les réseaux neuronaux font partie de la famille de « l'intelligence artificielle » qui possède un mécanisme perceptif capable de fournir des informations d'entrée au raisonnement logique formels (deep learning en anglais). L'utilisation des réseaux de neurones nécessite une phase d'apprentissage qui est indispensable pour le diagnostic des défaillances. Pendant cette phase, les exemples de bons et de mauvais fonctionnements sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Après la phase d'apprentissage, le réseau devient capable de reconnaître les exemples appris mais aussi des cas qui leurs ressemblent grâce au raisonnement formel. Dans la figure 1.4.7 nous présentons la structure générale d'un réseau de neurones avec les neurones d'entrée, les neurones intermédiaires et les neurones de sortie.

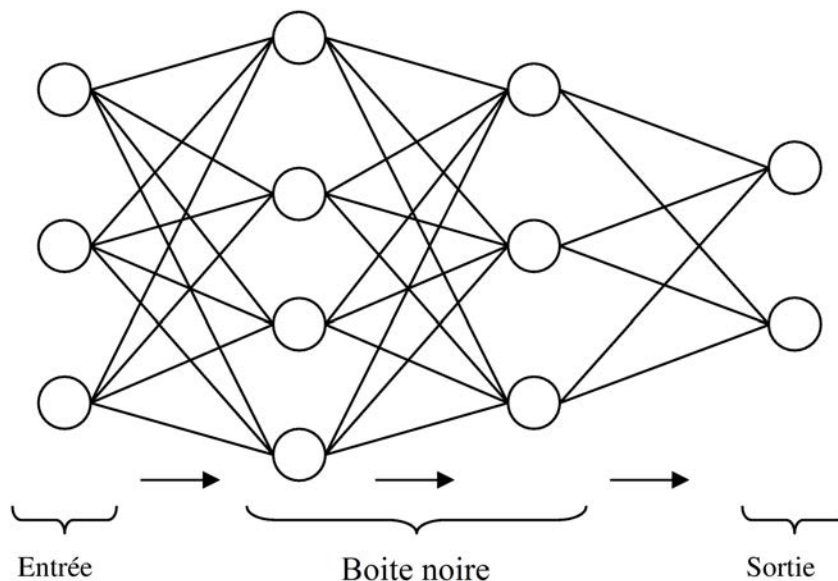


FIGURE 1.4.7 – Structure générale d'un réseau de neurones

L'apprentissage et le raisonnement des réseaux de neurones offrent une robustesse de cette méthode vis à vis des bruits. Ces méthodes sont utiles pour le diagnostic surtout qu'elles possèdent des caractéristiques pour classer les signatures des défauts proches de celles que nous retrouvons dans les méthodes de reconnaissance de forme.

Pour un traitement par réseau de neurones, les exemples d'apprentissage doivent être mis en forme, filtrés et pré-traités (transformée de Fourier). Du point de vue du concept, un réseau de neurones est une boîte noire.

La difficulté majeure de cette technique est le choix de la méthodologie qui va maîtriser les problèmes inhérents, comme le choix de la structure, la taille du réseau et les algorithmes d'apprentissage pour un problème précis.

1.4.3.5 Reconnaissance de forme

La reconnaissance de forme (ou pattern recognition en anglais) est une approche visant à identifier des motifs à partir de données brutes et de classer ces motifs dans des catégo-

ries bien définies. Cette approche fait partie de l'intelligence artificielle et fait appel aux techniques d'apprentissage automatique et aux statistiques. Dans la figure 1.4.8 nous présentons le principe de cette approche qui comporte une phase d'apprentissage qui permet de diviser l'espace de décision en classes (catégories) et une phase analyse de données qui permet de classer les données brutes dans les classes prédéfinies.

A savoir que le mot forme ne fait pas forcément référence à un motif géométrique. Dans les méthodes de reconnaissance, il s'agit de motifs de nature très variée comme des valeurs numériques, des contenus visuels, des sons ou bien d'autres.

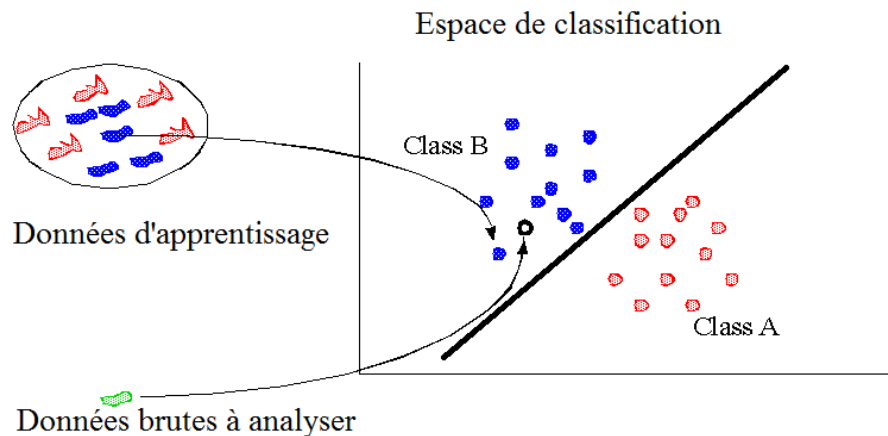


FIGURE 1.4.8 – Principe de reconnaissance de forme

Lorsque les observations sont numériques ou lorsque la modélisation du procédé est difficile à mettre en œuvre, la reconnaissance de forme est souvent utilisée.

Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, cette approche a été mise en œuvre avec succès, par exemple dans les travaux de [Haji 01, Diallo 05, Casimir 03]. Pour prévenir l'apparition de défaillances, une combinaison ensemble floue - reconnaissance de forme a été faite dans [Frelicot 92, Boutleux 96, Boudaoud 97].

1.4.4 Conclusion sur les méthodes de détection

L'objectif de cette partie est de présenter les méthodes de détection d'une manière générale. D'abord, les méthodes de détection internes (avec connaissance a priori) ont été présentées. Dans le cas où le comportement électrique et dynamique de la machine est parfaitement connu, ce modèle peut offrir une estimation fiable en comparaison des grandeurs parfois difficiles à mesurer. Ensuite, les méthodes externes (sans connaissance a priori) ont été présentées. Elles se basent sur la mesure et l'analyse des signaux vibratoires, électriques ou électromagnétiques. Ce type de méthode trouve son intérêt lorsque la modélisation de la défaillance devient compliquée ou très difficile à mettre en œuvre. Enfin, nous avons présenté les méthodes modernes qui se basent sur l'intelligence artificielle. Ces méthodes ont l'avantage de pouvoir donner un raisonnement proche de celui de l'humain suite à une phase d'apprentissage.

Dans le chapitre 3, nous testons des indicateurs de défauts présents dans la littérature pour la détection de défauts étudiés dans cette thèse (indicateurs statistiques et fréquentielles), et nous présentons une nouvelle méthode de détection de défauts naissants qui peut être utilisée dans une méthode de reconnaissance de forme pour générer une signature du défaut.

1.5 Conclusion

Le but de ce chapitre consiste à présenter les principaux défauts dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*) et les méthodes utilisées pour leurs détections. Dans un premier temps, nous présentons les défaillances des *MSAP* sans développer les défauts qui peuvent survenir au niveau de la commande et des aimants. Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéressons aux défauts apparaissant dans les enroulements statoriques des *MSAP*. Alors dans un deuxième temps, des méthodes de modélisation des défauts à cet endroit de la machine sont présentées. Ces méthodes sont complétées par une méthode développée au laboratoire GREEN dans le chapitre 2. Pour résumer, les défauts au stator d'une *MSAP* naissent suite à la présence de décharges partielles, de problèmes de vibrations au niveau des têtes de bobines et de défauts d'isolation inter-spires. Dans un troisième temps, nous présentons des méthodes de détection classiques ainsi que des exemples de leurs utilisations. Ces méthodes ont été classées en trois catégories principales : les méthodes avec connaissances a priori, sans connaissance a priori et les méthodes dites « intelligentes ».

Comme nous l'avons mentionné précédemment, notre intérêt principal concerne la détection la plus précoce possible des défauts dans les enroulements statoriques survenant sous forme de courts-circuits. Ces courts-circuits inter-spires sont des défauts critiques par rapport à d'autres types de défaut parce qu'ils peuvent être la source d'incendie.

Un certain nombre de court-circuits inter-spires naissent d'un court-circuit au niveau des têtes de bobine. Ces dernières étant les plus exposées aux efforts électromagnétiques et aux croisements du bobinage. Les vibrations mécaniques accélèrent le vieillissement aux extrémités de l'enroulement et dégrade son isolation électrique. Un vieillissement prématuré conduit à la défaillance de l'enroulement vu comme un court-circuit inter-spires entre les spires de ses têtes de bobines.

La non détection de ce type de défaut peut conduire à une élévation localisée de la température qui risque de se propager à d'autres spires. Le besoin de détecter les défauts inter-spires dans un état naissant s'avère alors important. Pour éviter une panne dans l'enroulement du moteur, il est important d'avoir des informations sur l'état de santé de son stator.

Dans les chapitres suivants, nous présenterons d'abord un modèle des défauts naissants aux niveaux des têtes de bobines, puis nous testerons des méthodes de détections présentes dans la bibliographie et nous présenterons une méthode de détection développée au cours de cette thèse qui offre une meilleure discrimination de ce type de défauts vis-à-vis des autres. En effet, après avoir introduit les défauts des *MSAP* et certaines méthodes de détection, dans le chapitre 2, nous nous intéressons particulièrement à la modélisation du défaut de court-circuit intermittent dans les têtes de bobine des *MSAP*. Cette modélisa-

tion nous permet ensuite de connaître l'expression analytique du courant en présence de défaut intermittent. Avec l'expression analytique du courant, nous menons une étude paramétrique qui nous permet de bien connaître les conséquences du défaut sur les courants. A l'aide des informations issues de l'étude paramétrique des courants, dans le chapitre 3 nous développons une méthode de détection du défaut de court-circuit basée sur la reconnaissance des déformations générées par le défaut intermittent dans les courants et dans les signaux de commande de la *MSAP* en utilisant des ondelettes adaptées. Toujours dans le chapitre 3 avant de présenter notre méthode de détection, nous testons quelques méthodes génériques de détection de défaut sur le défaut de court-circuit intermittent. Le quatrième et dernier chapitre est quant à lui consacré à une méthode de suivi de l'état de santé d'un actionneur dans laquelle une modélisation à base de fonction de transfert est mise en œuvre.

Chapitre 2

Modélisation d'un défaut inter-spire intermittent

2.1 Introduction

Une machine synchrone à aimants permanent comporte un stator et un rotor. Le stator est constitué d'un circuit magnétique encoché et d'un bobinage triphasé placé entre ses encoches avec plusieurs topologies possibles [Nogarede 01]. En fonctionnement moteur, le stator crée le champ tournant dans l'entrefer. Le rotor est notamment composé d'aimants permanents, toujours pour un fonctionnement moteur, il tourne en s'alignant avec le champ magnétique tournant créé par le stator [Khov 09]. Entre les têtes de bobines de l'enroulement statorique existe un champ de fuite dépendant du flux des enroulements situées dans l'air à chaque extrémité du paquet de tôles (figure 2.1.1) [Ceban 12, Vogt 13]. Des études ont été faites afin de calculer la distribution du champ de fuite au stator d'une machine électrique et d'analyser les contraintes mécaniques générées sur les têtes de bobines par les forces d'origine électromagnétique [Richard 97]. Le champ de fuite peut être calculé à l'aide de la loi de Biot et Savart de l'équation 2.1.1 [Silva 94, Foggia 99, Popov 13]. Les forces électromagnétiques qui sont à l'origine de vibrations mécaniques des têtes de bobines [Williamson 88] peuvent ensuite être calculées à l'aide de l'équation 2.1.2 [Belot 82, Journeaux 13]. Ces vibrations sont responsables de déformations qui génèrent des détériorations de l'isolant dans les têtes de bobine [Lang 13, Kapler 14].

Si un domaine présente une perméabilité uniforme μ_d , l'induction magnétique $\vec{B}$ créée par un circuit filiforme à un point r peut être exprimée en fonction du courant traversant le conducteur (I) et le vecteur déplacement élémentaire ($\vec{dl}$) par [Boileau 11, Popov 13] (figure 2.1.2) :

$$\vec{B}(r) = \frac{\mu_d}{4\pi} \int \frac{I \vec{dl} \wedge (\vec{r} - \vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \quad (2.1.1)$$

Dans ces conditions, la force de Laplace devient [Popov 13] :

$$d\vec{F}_{em} = I d\vec{l} \wedge \vec{B} \quad (2.1.2)$$

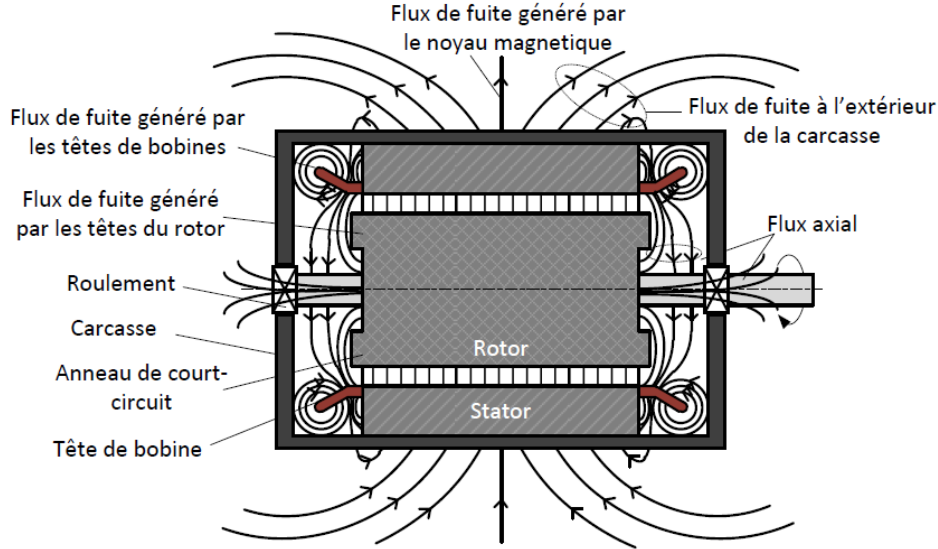


FIGURE 2.1.1 – Coupe transversale d'une MSAP [Ceban 12]

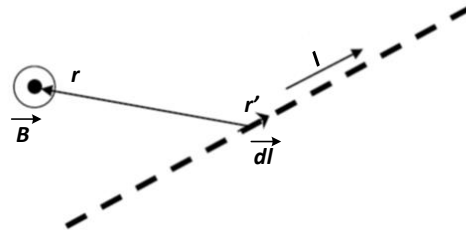


FIGURE 2.1.2 – Calcul du champ magnétique en fonction de la loi de Biot et Savart

Comme les forces électromagnétiques sont proportionnelles au carré du courant traversant l'enroulement, plus la valeur absolue du courant est grande, plus les vibrations des têtes de bobines sont significatives. Ces vibrations accélèrent le vieillissement des têtes de bobines [Richard 96] et aboutissent à des défauts naissants dans cette région de l'enroulement [Bissonnette 12]. Pour un courant sinusoïdal donné, les forces électromagnétiques sont maximales lorsque le courant est maximum (équation 2.1.2). De ce fait, plus la valeur des forces est élevée, plus les spires vibrantes s'approchent les unes des autres. En fonction de la détérioration du système de maintien des têtes de bobines, il existe une valeur de seuil du courant statorique I_s à partir duquel l'amplitude des vibrations est suffisamment importante pour entraîner un contact entre les spires vibrantes. Dans ce cas si des spires présentent un isolant endommagé, le contact mécanique simple se transforme en contact

électrique, ce qui entraîne une circulation de courant pendant le contact [Stone 09]. La durée de ce contact est limitée, il tend à disparaître lorsque le courant statorique redescend en dessous du seuil. Nous sommes donc en présence d'un court-circuit inter-spire intermittent.

Évidemment les enroulements n'ont pas tous la même valeur du courant de seuil I_s , en effet cette dernière dépend des caractéristiques mécaniques de l'enroulement [Stone 04] et de l'état de vieillissement du système de maintien des têtes de bobines ce qui entraîne une diminution de la valeur seuil au cours du temps.

Les études existantes concernant les vibrations mécaniques sont réalisées :

- Soit par des calculs, qu'ils soient analytiques en utilisant la loi de Biot et Savart ou par des méthodes numériques utilisant les éléments finis [Lin 10]
- Soit par des mesures directes des vibrations à l'aide de vibromètres ou des mesures de champ en utilisant des magnétomètres [Humer 08].

Ces études sont efficaces pour concevoir des machines plus performantes avec moins de fuite dans les têtes de bobines et/ou avec des supports de têtes de bobines plus rigides assurant plus de stabilité et moins de vibrations [Kim 05]. Les études utilisant des mesures directes ont permis de développer des méthodes pour surveiller et évaluer l'état de santé des têtes de bobines [Bissonnette 12] vis à vis des vibrations (et non de l'état des isolants), elles impliquent des contraintes fortes comme l'installation de capteurs dédiés dans les têtes de bobines, ce qui en outre peut avoir pour effet de fragiliser l'isolation au voisinage de ces capteurs [Bissonnette 12]. Ces méthodes sont donc coûteuses et impossible à mettre en œuvre si la machine n'a pas un espace suffisant pour installer les capteurs.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'étude des conséquences d'un court-circuit naissant (intermittent) dans les têtes de bobines des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*). L'objectif de cette étude est d'analyser le comportement d'une *MSAP* pilotée par une commande vectorielle contrôlée en courant en présence de court-circuit inter-spire intermittent dans le but de concevoir une méthode de détection de ce défaut naissant. Nous commencerons par présenter la modélisation de l'intermittence du court-circuit, ensuite nous présenterons la modélisation du défaut de court-circuit d'une *MSAP*.

Ces modélisations nous permettront une analyse de l'impact des différents paramètres (défaut, commande) sur le fonctionnement des machines étudiées et en particulier les conséquences sur les courants statoriques. Les résultats seront présentés en utilisant les paramètres de deux machines différentes, ces deux machines étant celles que nous avons utilisées pour nos essais pratiques.

2.2 Défaut de court-circuit inter-spire intermittent

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre 1, les vibrations des têtes de bobines causées par le champ de fuite à ce niveau de l'enroulement accélèrent le vieillissement de cette zone de l'enroulement et le rendent plus vulnérable aux défauts d'isolation. Un stator contenant des spires défectueuses au niveau de ses têtes de bobines, est susceptible de présenter des défauts inter-spices [Tétreault 08]. Pour deux spires endommagées, le contact entre elles dépend de l'intensité des forces électromagnétiques générées par le

champ de fuite dans les têtes de bobines et causant les mouvements vibratoires à ce niveau [Lin 02]. La force exercée sur une spire est proportionnelle au carré du courant la traversant [Journeaux 13], ce qui revient à dire que deux spires vibrantes d'une même phase sont au plus proche l'une de l'autre lorsque le courant qui les traverse est maximum en valeur absolue (vibrations de très faibles amplitudes). Par conséquent, pour un stator triphasé alimenté par un courant alternatif, un défaut naissant électrique causé par des vibrations mécaniques dans une de ses têtes de bobines se manifeste par la création d'un court-circuit intermittent plus au moins franc en fonction de la dégradation de l'isolant au niveau du contact mécanique entre les spires concernées. Il s'agit d'un défaut intermittent parce que les spires des têtes de bobines sont en vibration, lors de la dégradation de l'isolant.

2.2.1 Modèle du court-circuit inter-spire intermittent

La modélisation de la présence d'un court-circuit inter-spices intermittent est réalisée par l'ajout d'une résistance R_f en parallèle avec les spires en défaut. Dans la figure 2.2.1, nous présentons le modèle équivalent d'une machine dans des conditions de défaut intermittent intervenant sur la phase « a » du stator avec la résistance variable R_f . En absence de contact court circuit, lorsque le courant de la phase « a » est inférieur en valeur absolue au courant seuil I_s , R_f prend une valeur suffisamment grande pour modéliser l'isolation entre les spires. Lorsque le courant passe en valeur absolue au dessus de la valeur seuil I_s (suffisante pour établir le contact entre les deux spires), les spires défectueuses se touchent et créent un court-circuit inter-spices. Dans la modélisation retenue la résistance R_f diminue de façon sensible autorisant ainsi à un courant de court-circuit de circuler [Vaseghi 09, Boileau 10]. Enfin, lorsque le courant repasse en valeur absolue en dessous de I_s , les spires s'éloignent et R_f reprend sa valeur initiale.

Le nombre de spires impliquées dans le court-circuit dépend de la façon dont le bobinage est réalisé. En effet, dans une tête de bobine deux spires voisines ne sont pas forcément deux spires consécutives [Haje Obeid 16]. Une étude paramétrique sur la sensibilité de R_f , du courant seuil I_s et du nombre de spires impliquées dans le défaut intermittent sera présentée ultérieurement dans ce chapitre.

Pour aller plus avant dans l'analyse, nous allons avoir besoin de la modélisation du court-circuit statorique d'une *MSAP* que nous présentons dans les sous sections suivantes.

2.2.2 Modèle d'une *MSAP* en défaut dans le repère (a, b, c)

La modélisation proposée reprend la modélisation d'un court-circuit inter-spices permanent au stator d'une *MSAP* [Vaseghi 09, Boileau 10] dans lequel la résistance de défaut R_f ne sera pas constante [Vaseghi 08b, Vaseghi 08a] mais variable afin de modéliser l'effet intermittent du défaut.

Pour développer le système d'équation d'une *MSAP* en présence de défaut intermittent, et pour une valeur de R_f donnée, nous avons eu recours au modèle de défaut inter-spices permanent présenté dans le schéma de la figure 2.2.2 (que nous retrouvons dans les travaux

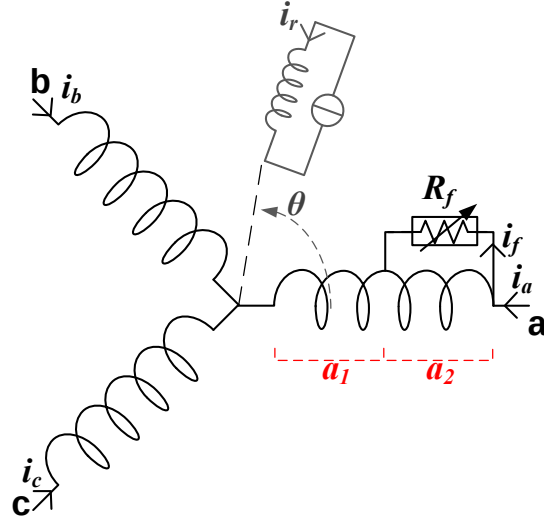


FIGURE 2.2.1 – Modèle équivalent d'un stator en défaut

[Vaseghi 08b, Vaseghi 08a, Vaseghi 09, Boileau 10, Boileau 13, Leboeuf 11, Leboeuf 12a, Aubert 13]). En se basant sur ce modèle, nous développons les équations des tensions statoriques en fonction de la résistance de défaut R_f avec les hypothèses suivantes :

- *MSAP* à stator lisse, sans irrégularité dans les encoches
- *MSAP* à rotor lisse, la matrice des inductances statoriques est indépendante de la position du rotor
- Pertes fer au stator et au rotor négligeables
- Phénomènes capacitifs des enroulements statoriques négligeables
- Pas d'amortissement au rotor
- Circuit magnétique linéaire non saturé
- Phénomènes d'hystérésis et de courant de Foucault négligeables
- Matrice des inductances symétrique circulante
- Composante homo-polaire du courant nulle
- Stator couplé en étoile

Dans ces conditions, nous pouvons écrire la tension de la phase « a » tel que :

$$V_a = V_{a1} + V_{a2} \quad (2.2.1)$$

$$V_{a1} = R_{a1}i_a + L_{a1}\frac{d}{dt}i_a + M_{a1a2}\frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a1b}\frac{d}{dt}i_b + M_{a1c}\frac{d}{dt}i_c + e_{a1} \quad (2.2.2)$$

$$V_{a2} = R_{a2}(i_a - i_f) + L_{a2}\frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a2a1}\frac{d}{dt}(i_a) + M_{a2b}\frac{d}{dt}i_b + M_{a2c}\frac{d}{dt}i_c + e_{a2} = R_f i_f \quad (2.2.3)$$

D'où,

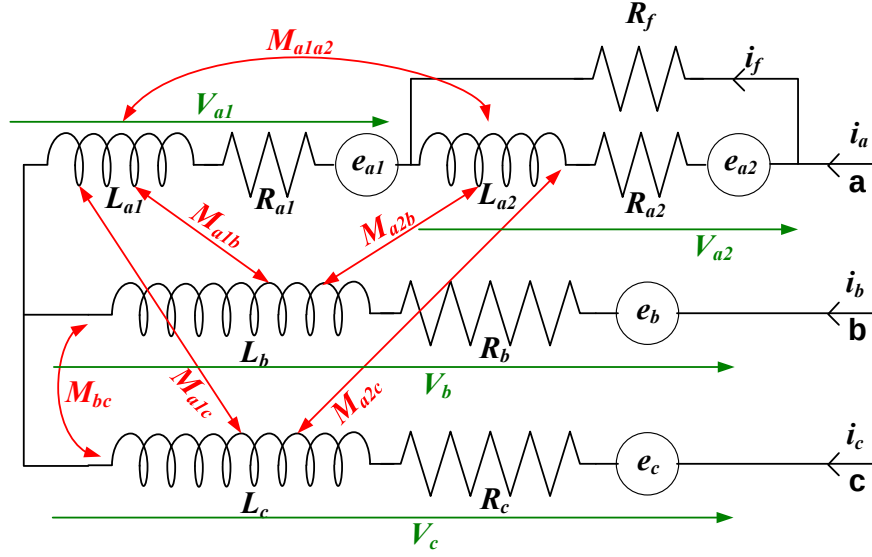


FIGURE 2.2.2 – Enroulement statorique sous conditions de défaut

$$\begin{aligned}
 V_a &= (R_{a1} + R_{a2}) i_a - R_{a2} i_f + (L_{a1} + L_{a2} + M_{a1a2} + M_{a2a1}) \frac{d}{dt} i_a \\
 &\quad + (M_{a1b} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_b + (M_{a1c} + M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_c + e_{a1} + e_{a2} \\
 &= R_a i_a - R_{a2} i_f + L_a \frac{d}{dt} i_a + M_{ab} \frac{d}{dt} i_b + M_{ac} \frac{d}{dt} i_c + (-L_{a2} - M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f + e_a \quad (2.2.4)
 \end{aligned}$$

La tension de la phase « b » s'écrit :

$$\begin{aligned}
 V_b &= R_b i_b + L_b \frac{d}{dt} i_b + M_{ba1} \frac{d}{dt} i_a + M_{ba2} \frac{d}{dt} (i_a - i_f) + M_{bc} \frac{d}{dt} i_c + e_b \\
 &= R_b i_b + (M_{ba1} + M_{ba2}) \frac{d}{dt} i_a + L_b \frac{d}{dt} i_b + M_{bc} \frac{d}{dt} i_c - M_{ba2} \frac{d}{dt} i_f + e_b \\
 &= R_b i_b + M_{ba} \frac{d}{dt} i_a + L_b \frac{d}{dt} i_b + M_{bc} \frac{d}{dt} i_c - M_{ba2} \frac{d}{dt} i_f + e_b \quad (2.2.5)
 \end{aligned}$$

La tension de la phase « c » s'écrit :

$$V_c = R_c i_c + M_{ca} \frac{d}{dt} i_a + M_{cb} \frac{d}{dt} i_b + L_c \frac{d}{dt} i_c - M_{ca2} \frac{d}{dt} i_f + e_c \quad (2.2.6)$$

Enfin, et d'après l'équation 2.2.3, la boucle du défaut intermittent permet d'écrire :

$$0 = -R_{a2} i_a + (R_{a2} + R_f) i_f + (-L_{a2} - M_{a2a1}) \frac{d}{dt} i_a - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_b - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_c + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f - e_{a2} \quad (2.2.7)$$

Les équations 2.2.4, 2.2.5, 2.2.6 et 2.2.7 forment le système d'équation détaillé d'une *MSAP* présentant un défaut inter-spices sur l'enroulement de la phase « *a* ». Dans l'équation 2.2.8, nous rassemblons ces équations sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & -M_{ba2} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & -M_{ca2} \\ -L_{a2} - M_{a2a1} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.2.8)$$

Pour ce qui suit, nous supposons que les trois résistances statoriques des trois phases sont égales à R_s d'où :

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad (2.2.9)$$

Nous supposons également que les inductances propres des trois phases sont égales à une valeur notée L et que les mutuelles entre les phases sont égales à M . Cette hypothèse revient à dire :

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2.2.10)$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{ac} = M_{ca} = M_{bc} = M_{cb} = M \quad (2.2.11)$$

L'inductance cyclique d'une phase du stator L_s peut être alors définie par l'équation 2.2.12.

$$L_s = L - M \quad (2.2.12)$$

Maintenant, nous regardons de près la partie en court-circuit a_2 . Si μ représente le rapport du nombre des spires en défaut (N_{cc}) sur le nombre des spires totales (N_{tot}) d'une phase (équation 2.2.13), nous pouvons écrire la f.e.m. de la partie en court-circuit e_{a2} en fonction de μ comme présentée dans l'équation 2.2.14.

$$\mu = \frac{N_{cc}}{N_{tot}} \quad (2.2.13)$$

$$e_{a2} = \mu e_a \quad (2.2.14)$$

D'après la définition de R_{a2} , c'est la résistance équivalente des spires court-circuitées (figure 2.2.2) en cas de défaut inter-spices, d'où :

$$R_{a2} = \mu R_s \quad (2.2.15)$$

Nous détaillerons un peu plus tard dans ce chapitre la méthode de calcul de L_{a2} , M_{a1a2} et M_{bca2} en attendant nous avons les équations 2.2.16 et 2.2.17.

$$M_{a1a2} = M_{a2a1} \quad (2.2.16)$$

$$M_{ba2} = M_{a2b} = M_{ca2} = M_{a2c} = M_{bca2} \quad (2.2.17)$$

Sachant que le point neutre du stator est isolé, la somme des courants i_a , i_b et i_c est nulle. En prenant en considération les équations 2.2.9 à 2.2.17, l'équation 2.2.8 devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -\mu R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -\mu R_s & 0 & 0 & \mu R_s + R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{bca2} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{bca2} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} + M_{bca2} & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -\mu e_a \end{bmatrix} \quad (2.2.18)$$

2.2.2.1 Inductances propre et mutuelles d'enroulement présentant un court-circuit inter-spires d'une MSAP à une encoche par pôle et par phase

Nous commençons par le cas particulier d'une machine à une encoche par pôle et par phase, qui est le cas de notre machine d'essai 1 (annexe A). Le nombre de bobines élémentaires par phase N_{bob} est égale aux nombres de paires de pôles p . Dans la figure 2.2.3 est présenté un schéma d'une phase.

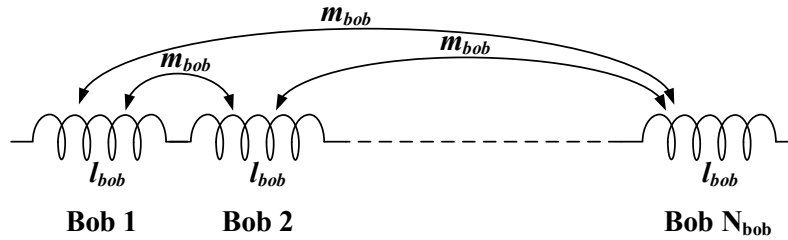


FIGURE 2.2.3 – Schéma d'une phase d'enroulement

L'inductance propre d'une phase L peut s'écrire en fonction des inductances propres élémentaires l_{bob} et les mutuelles m_{bob} comme présent dans l'équation 2.2.19 [Vaseghi 09].

$$L = N_{bob} l_{bob} + N_{bob} (N_{bob} - 1) m_{bob} \quad (2.2.19)$$

Si la partie court-circuitée « a_2 » est composée de plusieurs bobines élémentaires, nous pouvons écrire L_{a2} et M_{a1a2} sous la forme suivante :

$$L_{a2} = \mu N_{bob} l_{bob} + \mu N_{bob} (\mu N_{bob} - 1) m_{bob} \quad (2.2.20)$$

$$M_{a1a2} = M_{a2a1} = \mu N_{bob} (1 - \mu) N_{bob} m_{bob} \quad (2.2.21)$$

En combinant les équations 2.2.20 et 2.2.21, nous pouvons écrire :

$$L_{a2} + M_{a1a2} = \mu L \quad (2.2.22)$$

Maintenant si « a_2 » constitue une partie d'une bobine élémentaire, nous pouvons écrire L_{a2} et M_{a1a2} comme présenté dans les équations 2.2.23 et 2.2.24.

$$L_{a2} = \mu^2 N_{bob}^2 l_{bob} \quad (2.2.23)$$

$$M_{a1a2} = M_{a2a1} = \mu N_{bob} (1 - \mu N_{bob}) l_{bob} + \mu N_{bob} (N_{bob} - 1) m_{bob} \quad (2.2.24)$$

En combinant les équations 2.2.23 et 2.2.24, nous pouvons écrire :

$$L_{a2} + M_{a1a2} = \mu L \quad (2.2.25)$$

Enfin nous considérons le cas où « a_2 » est formée de $n_b + \mu_b$ bobines élémentaires avec n_b entier et $0 < \mu_b < 1$. Dans ces conditions, le rapport μ devient :

$$\mu = \frac{n_b + \mu_b}{N_{bob}} \quad (2.2.26)$$

Les inductances L_{a2} et M_{a1a2} peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$L_{a2} = n_b l_{bob} + n_b (n_b - 1) m_{bob} + \mu_b^2 l_{bob} + 2(\mu_b n_b) m_{bob} \quad (2.2.27)$$

$$M_{a1a2} = M_{a2a1} = \mu_b (1 - \mu_b) l_{bob} + (n_b + \mu_b) (N_{bob} - n_b - 1) m_{bob} + n_b (1 - \mu_b) m_{bob} \quad (2.2.28)$$

En combinant les équations 2.2.27 et 2.2.28, nous pouvons écrire :

$$L_{a2} + M_{a1a2} = \mu L \quad (2.2.29)$$

Concernant les mutuelles entre phase, nous pouvons de la même façon écrire les relations suivantes :

$$M_{ba2} = M_{a2b} = \mu M_{ba} = \mu M \quad (2.2.30)$$

$$M_{ca2} = M_{a2c} = \mu M_{ca} = \mu M \quad (2.2.31)$$

2.2.2.2 Inductances propre et mutuelles d'enroulement présentant un court-circuit inter-spires d'une MSAP à rotor lisse en régime linéaire, cas général

Pour une MSAP à rotor lisse, et si nous négligeons les effets de saturation, nous pouvons détailler les calculs des inductances propre et mutuelles de la partie de l'enroulement du stator subissant le court-circuit inter-spires. Les calculs détaillés dans cette sous section nous permettrons de calculer L_{a2} , M_{a1a2} , M_{ba2} et M_{ca2} pour notre machine d'essai 2 (voir annexe A) utilisée lors de nos études expérimentales dans cette thèse.

Considérons une machine synchrone triphasée à N_{bob} bobines élémentaires par phase, elle possède $3N_{bob}$ bobines élémentaires au total dans les 3 phases. D'après [Leboeuf 12a], si $L_{bob-3N_{bob}}$ est la matrice carré de dimension $[3N_{bob} \times 3N_{bob}]$ caractérisant les couplages entre les différentes bobines, pour les machines à rotor lisse et en absence de saturation, les différentes inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants et de la position du rotor. $L_{bob-3N_{bob}}$ est une matrice diagonale et circulante. Les éléments diagonaux sont les inductances propres des bobines élémentaires et donc leurs valeurs sont supérieures aux valeurs des inductances mutuelles. Et plus les bobines sont éloignées les unes des autres, plus les mutuelles entre elles sont faibles.

Si nous notons $C_{abc-bob}$ la matrice de bobinage des phases (a, b, c) par rapport aux bobines élémentaires, nous pouvons écrire la matrice des inductances des trois phases en fonction de la matrice $L_{bob-3N_{bob}}$ comme présenté dans l'équation 2.2.32. $C_{abc-bob}$ est une matrice de dimension $[3 \times 3N_{bob}]$. Les matrices $C_{abc-bob}$ et $L_{bob-3N_{bob}}$ sont données dans l'annexe B.

$$\begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} = C_{abc-bob} \cdot L_{bob-3N_{bob}} \quad (2.2.32)$$

En cas de défaut inter-spires sur la phase « a » du stator, cette dernière se divise en deux parties, partie saine a_1 et partie en court-circuit a_2 (figure 2.2.1). Pour calculer L_{a2} , M_{a1a2} , M_{Ba2} et M_{Ca2} présents dans l'équation 2.2.8, nous supposons qu'au lieu d'avoir trois phases dans la machine, nous en avons quatre qui sont les phases « a_1 », « b », « c » et « a_2 ». La matrice de bobinage servant à calculer les inductances dans ces phases est $C_{a_1bca_2-bob}$ de dimension $[4 \times 3N_{bob}]$. Le calcul de L_{a2} , M_{a1a2} , M_{Ba2} et M_{Ca2} se fait à l'aide de l'équation 2.2.33. La matrice $C_{a_1bca_2-bob}$ est donnée dans l'annexe B.

$$\begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1B} & M_{a1C} & M_{a1a2} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{Ba2} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{Ca2} \\ M_{a2a1} & M_{a2B} & M_{a2C} & L_{a2} \end{bmatrix} = C_{a_1bca_2-bob} \cdot L_{bob-3N_{bob}} \quad (2.2.33)$$

Nous mentionnons que la machine d'essai 2, pour laquelle nous avons effectué ce calcul, est une machine à 8 paires de pôles et à 16 bobines élémentaires par phase. Ce qui fait que la matrice $L_{bob-3N_{bob}}$ est une matrice $[48 \times 48]$, $C_{abc-bob}$ et $C_{a_1bca_2-bob}$ sont de dimensions est de dimension $[3 \times 48]$ et $[4 \times 48]$ respectivement. Le schéma de bobinage de ses phases et la disposition des bobines contenues dans chaque phase sont donnés en annexe B ainsi que le calcul détaillé de $L_{bob-3N_{bob}}$, $C_{abc-bob}$ et $C_{a_1bca_2-bob}$. Les valeurs obtenues dans ce calcul serviront dans l'étude théorique de la machines en défaut.

2.2.2.3 Conclusion sur le modèle d'une MSAP en défaut

A ce stade, nous pouvons constater que pour modéliser le défaut de court-circuit inter-spices intermittent, le modèle de la MSAP en présence de court-circuit inter-spices est nécessaire.

Nous savons que les forces électromagnétiques dépendent de la valeur du courant traversant l'enroulement, et donc le contact entre les spires en dépend lui aussi. Comme il s'agit d'un défaut naissant, nous estimons qu'il n'arrive que lorsque les spires sont le plus proches les unes des autres donc lorsque les forces sont maximales c'est à dire lorsque le courant est maximal en valeur absolue. Le défaut est intermittent, arrivant au delà d'une certaine valeur de courant supposée suffisante pour établir le contact se manifestant par un court circuit inter-spices et disparaissant en dessous de cette valeur seuil. Plus l'isolant se dégrade, plus le défaut arrive souvent. Nous pouvons parler d'un défaut naissant intermittent et aléatoire, puis avec la dégradation il devient intermittent périodique. Lorsque le seuil de courant I_s diminue et tend vers zéro, le défaut inter-spices devient dans un état avancé et se manifeste par un court-circuit permanent.

Le nombre de spires court-circuitées dépend de l'architecture de l'enroulement et de la disposition de ses bobines par phases. Le courant correspondant au seuil d'apparition du défaut intermittent (I_s) dépend des caractéristiques mécaniques de l'enroulement et de l'état de santé de son isolant.

Du point de vue modélisation, nous nous sommes limités à l'étude du contact intermittent entre deux spires d'une même phase. Les parties suivantes sont dédiées à la mise en équation de la machine dans ses divers modes de fonctionnement.

2.2.3 Modèle d'une MSAP en défaut dans le repère (α, β)

Afin de faire la modélisation de la machine la mieux adaptée à sa commande nous commençons par exprimer le modèle du paragraphe 2.2.2 dans le repère (α, β) .

En utilisant la transformation T_{44} , nous pouvons effectuer le passage (a, b, c) - (α, β) comme présenté dans l'équation 2.2.35.

$$[T_{44}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.2.34)$$

$$[x_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} [x_{abcf}] \quad (2.2.35)$$

En appliquant la transformation de l'équation 2.2.35, le système présenté dans l'équation 2.2.18 devient celui de l'équation 2.2.36.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.2.36)$$

La résistance R'_{a2} est définie telle que :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} \quad (2.2.37)$$

L'inductance mutuelle $M_{f\alpha}$ est définie en fonction de L_{a2} , M_{a1a2} , M_{bca2} et μ de la façon suivante :

$$M_{f\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} (-L_{a2} - M_{a1a2} + \mu M_{bca2}) \quad (2.2.38)$$

Nous notons R'_f la somme des résistances R_{a2} et R_f .

$$R'_f = R_{a2} + R_f \quad (2.2.39)$$

Enfin les *f.e.m* (e_α, e_β) sont obtenues en appliquant la transformation de l'équation 2.2.35 aux *f.e.m* (e_a, e_b, e_c) et nous obtenons :

$$\begin{cases} e_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} e_a \\ e_\beta = \frac{\sqrt{2}}{2} (e_b - e_c) \end{cases} \quad (2.2.40)$$

2.2.4 Modèle d'une MSAP en défaut dans le repère (d, q)

Afin de faire la modélisation de la machine la mieux adaptée à sa commande nous avons décidé d'exprimer le modèle du paragraphe 2.2.3 dans le repère (d, q) .

En utilisant la matrice de rotation $P_1(-\theta)$, nous pouvons effectuer le passage (α, β) - (d, q) à l'aide de l'équation 2.2.42.

$$P_1(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.41)$$

$$x_{dqf} = P_1(-\theta) x_{\alpha\beta f} \quad (2.2.42)$$

En appliquant la transformation de l'équation 2.2.42, le système présenté dans l'équation 2.2.36 devient celui de l'équation 2.2.43.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{dqf}] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + [L_{dqf}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + [P_1(-\theta)] [L_{\alpha\beta f}] \left(\frac{d}{dt} [P_1(\theta)] \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.2.43)$$

La matrice des résistances dans le plan (d, q) est définie par :

$$R_{dqf} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \cos(\theta) \\ 0 & R_s & R'_{a2} \sin(\theta) \\ -R'_{a2} \cos(\theta) & R'_{a2} \sin(\theta) & R'_f \end{bmatrix} \quad (2.2.44)$$

Le système d'équation 2.2.43 fait intervenir les deux matrices $L_{\alpha\beta f}$ et L_{dqf} . La matrice $L_{\alpha\beta f}$ n'est autre que la matrice des inductances dans le plan (α, β) du système d'équation 2.2.36 définie par :

$$L_{\alpha\beta f} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.2.45)$$

La matrice L_{dqf} des inductances dans le plan (d, q) du système d'équation 2.2.36 est définie par :

$$L_{dqf} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha}\cos(\theta) \\ 0 & L_s & -M_{f\alpha}\sin(\theta) \\ M_{f\alpha}\cos(\theta) & -M_{f\alpha}\sin(\theta) & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.2.46)$$

Enfin, le produit $[P_1(-\theta)][L_{\alpha\beta f}]\left(\frac{d}{dt}[P_1(\theta)]\right)$ est défini par :

$$[P_1(-\theta)][L_{\alpha\beta f}]\left(\frac{d}{dt}[P_1(\theta)]\right) = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta}L_s & 0 \\ \dot{\theta}L_s & 0 & 0 \\ -\dot{\theta}M_{f\alpha}\sin(\theta) & -\dot{\theta}M_{f\alpha}\cos(\theta) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2.47)$$

2.3 Modèle dynamique de la *MSAP* en défaut

2.3.1 Introduction

Notre étude est faite sur une *MSAP* avec une commande vectorielle contrôlée en courant dont le schéma est donné à la figure 2.3.1. Ce système peut être simulé à l'aide de Simulink, cependant cette simulation numérique est chronophage. En effet dans le modèle de la machine, nous sommes en présence de constantes de temps avec des valeurs très éloignées, ce qui nous oblige à prendre un pas de calcul très petit (pas de calcul inférieur à $1.10^{-8}s$). La modélisation dans ces conditions est peu utile pour une étude paramétrique.

Afin de résoudre cette difficulté nous avons eu recours à une forme analytique des courants de la machine. Malheureusement dans le repère (d, q) le système d'équation différentiel est non linéaire et les logiciels de calculs formels à notre disposition ne sont pas capables de résoudre ce type de problème.

Une solution consiste à étudier le système dans le repère (α, β) , car dans ce repère le système d'équation est linéaire. Cependant il y a certaines hypothèses à considérer pour la commande de la machine.

Dans la commande classique de la *MSAP*, le courant i_d est imposé égal à zéro afin de minimiser les pertes Joule dans cette machine. Une commande équivalente dans le repère (α, β) consiste à imposer des courants i_α et i_β respectivement en phase avec les *f.e.m.* e_α et e_β . Nous supposons que la bande passante du régulateur de courant est suffisante pour que les courants de référence imposés par les régulateurs soient en phase avec les *f.e.m.*

Dans tout ce qui suit, nous supposons aussi que l'impact du défaut que nous cherchons à modéliser est négligeable sur la vitesse. Nous pouvons donc considérer la vitesse constante lors de transitoires électriques liés au court-circuit intermittent.

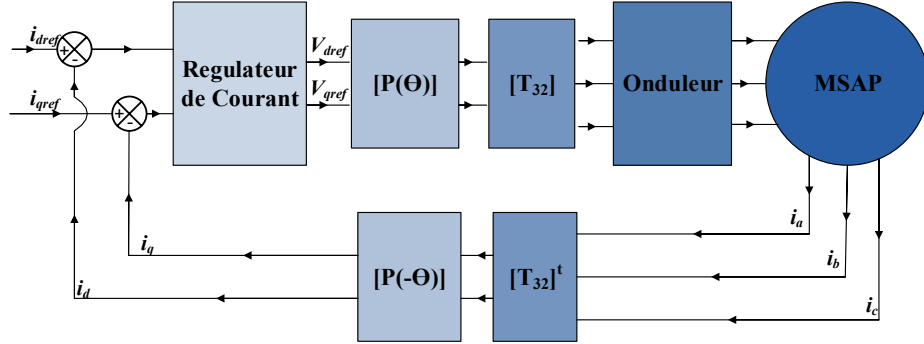


FIGURE 2.3.1 – Schéma bloc de la commande de la *MSAP* dans le repère (d, q)

La régulation des courants se fait à l'aide de régulateurs PI conformément à l'équation 2.3.2. Les gains proportionnels ($K_{p\alpha} = K_{p\beta}$) ainsi que les gains intégrales ($K_{i\alpha} = K_{i\beta}$) sont choisis en respectant la méthode de compensation de pôles. Si τ_i est la constante de temps de la machine, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\tau_i = \frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{L_s} \quad (2.3.1)$$

Les tensions V_α et V_β s'écrivent alors en fonction des courants de références et des gains des correcteurs comme présent dans l'équation 2.3.2.

$$\begin{cases} V_\alpha = (i_{\alpha ref} - i_\alpha) K_{p\alpha} + K_{i\alpha} \int (i_{\alpha ref} - i_\alpha) dt \\ V_\beta = (i_{\beta ref} - i_\beta) K_{p\beta} + K_{i\beta} \int (i_{\beta ref} - i_\beta) dt \end{cases} \quad (2.3.2)$$

Nous posons les deux variables σ_α et σ_β telles que :

$$\begin{cases} \sigma_\alpha = \int (i_{\alpha ref} - i_\alpha) dt \\ \sigma_\beta = \int (i_{\beta ref} - i_\beta) dt \end{cases} \quad (2.3.3)$$

Les tensions V_α et V_β de l'équation 2.3.2 s'écrivent en fonction de σ_α et σ_β comme présenté dans l'équation 2.3.4.

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{d\sigma_\alpha}{dt} K_{p\alpha} + K_{i\alpha} \sigma_\alpha \\ V_\beta = \frac{d\sigma_\beta}{dt} K_{p\beta} + K_{i\beta} \sigma_\beta \end{cases} \quad (2.3.4)$$

2.3.2 Modèle dynamique sur la phase « β »

D'après les équations 2.2.36 et 2.3.4 nous pouvons écrire le système d'équation de la phase « β » comme présent dans l'équation 2.3.5.

$$\begin{bmatrix} R_s & -K_{i\beta} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & -K_{p\beta} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\beta \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.3.5)$$

Ce qui revient à écrire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_s & -K_{p\beta} \\ 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & -K_{i\beta} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_s & -K_{p\beta} \\ 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_\beta \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.6)$$

En utilisant les réglages habituels des régulateurs PI, nous prenons un gain proportionnel $K_{p\beta}$ égal à kR_s avec k une constante permettant le réglage de la bande passante du régulateur et un gain intégral $K_{i\beta}$ égal à $\frac{kR_s^2}{L_s}$ correspondant ainsi au réglage classique de la compensation de pôles.

$$K_{i\beta} = \frac{kR_s^2}{L_s} \quad (2.3.7)$$

$$K_{p\beta} = kR_s \quad (2.3.8)$$

Dans ces conditions le système d'équation 2.3.6 s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_s & -kR_s \\ 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & -\frac{kR_s^2}{L_s} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_s & -kR_s \\ 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_\beta \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} (k+1) & \frac{kR_s^2}{L_s^2} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & \frac{kR_s}{L_s} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\beta \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.10)$$

Nous posons le vecteur d'état x_{sain} défini par :

$$x_{sain} = \begin{bmatrix} i_\beta \\ \sigma_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3.11)$$

L'entrée de ce système v_{sain} est défini par :

$$v_{sain} = \begin{bmatrix} e_\beta \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.12)$$

Le système d'équation présenté dans 2.3.10 peut s'écrire alors sous la forme d'un système d'état avec un vecteur d'état x_{sain} et une entrée v_{sain} .

$$\dot{x}_{sain}(t) = [A_{sain}] x_{sain}(t) + [B_{sain}] v_{sain}(t) \quad (2.3.13)$$

Les matrices A_{sain} et B_{sain} sont définies par :

$$[A_{sain}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} (k+1) & \frac{kR_s^2}{L_s^2} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.14)$$

$$[B_{sain}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & \frac{kR_s}{L_s} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.15)$$

2.3.3 Modèle dynamique sur la phase « α »

D'après les équations 2.2.36 et 2.3.4 nous pouvons écrire le système d'équation de la phase « α » comme présenté dans l'équation 2.3.16.

$$\begin{bmatrix} R_s & -R'_{a2} & -K_{i\alpha} \\ -R'_{a2} & R'_f & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M_{f\alpha} & -K_{p\alpha} \\ M_{f\alpha} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_f \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.3.16)$$

Ce qui revient à écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} = & - \begin{bmatrix} L_s & M_{f\alpha} & -K_{p\alpha} \\ M_{f\alpha} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & -R'_{a2} & -K_{i\alpha} \\ -R'_{a2} & R'_f & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \\ & - \begin{bmatrix} L_s & M_{f\alpha} & -K_{p\alpha} \\ M_{f\alpha} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_f \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3.17)$$

En utilisant les réglages habituels des régulateurs PI, comme précédemment, nous prenons un gain proportionnel $K_{p\alpha}$ égal à kR_s avec k une constante permettant le réglage de la bande passante du régulateur et un gain intégral $K_{i\alpha}$ égal à $\frac{kR_s^2}{L_s}$ correspondant ainsi au réglage classique de la compensation de pôles.

Dans ces conditions le système d'équation 2.3.17 s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} = & - \begin{bmatrix} L_s & M_{f\alpha} & -kR_s \\ M_{f\alpha} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & -R'_{a2} & -\frac{kR_s^2}{L_s} \\ -R'_{a2} & R'_f & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \\ & - \begin{bmatrix} L_s & M_{f\alpha} & -kR_s \\ M_{f\alpha} & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_{a2} \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3.18)$$

En multipliant différentes matrices, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} = & \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} R_s L_{a2} (k+1) + M_{f\alpha} R'_{a2} & -(R'_{a2} L_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) & -k \frac{R_s^2}{L_s} L_{a2} \\ -(R_s M_{f\alpha} (k+1) + L_s R'_{a2}) & R'_f L_s + M_{f\alpha} R'_{a2} & k \frac{R_s^2}{L_s} M_{f\alpha} \\ -1 (M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \\ & + \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} L_{a2} & -M_{f\alpha} & -k R_s L_{a2} \\ -M_{f\alpha} & L_s & k R_s M_{f\alpha} \\ 0 & 0 & M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_{a2} \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3.19)$$

Nous posons le vecteur d'état x_{def} défini par :

$$x_{def} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.3.20)$$

L'entrée de ce système v_{def} est défini par :

$$v_{def} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_{a2} \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \quad (2.3.21)$$

Le système d'équation présent dans 2.3.19 peut s'écrire alors sous la forme d'un système d'état avec un vecteur d'état x_{def} et une entrée v_{def} .

$$\dot{x}_{def}(t) = [A_{def}] x_{def}(t) + [B_{def}] v_{def}(t) \quad (2.3.22)$$

Les matrices A_{def} et B_{def} sont définies par :

$$[A_{def}] = \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} R_s L_{a2} (k+1) + M_{f\alpha} R'_{a2} & - (R'_{a2} L_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) & -k \frac{R_s^2}{L_s} L_{a2} \\ - (R_s M_{f\alpha} (k+1) + L_s R'_{a2}) & R'_f L_s + M_{f\alpha} R'_{a2} & k \frac{R_s^2}{L_s} M_{f\alpha} \\ -1 (M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.23)$$

$$[B_{def}] = \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} L_{a2} & -M_{f\alpha} & -k R_s L_{a2} \\ -M_{f\alpha} & L_s & k R_s M_{f\alpha} \\ 0 & 0 & M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.3.24)$$

2.3.4 Expression analytique du courant i_β

Plusieurs méthodes de résolution s'offre à nous, dans un soucis d'homogénéité avec la suite du chapitre nous décidons d'utiliser une méthode de résolution utilisant la transformée de Laplace.

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation 2.3.13, nous pouvons écrire :

$$X_{sain}(s) - s x_{sain}(0) = [A_{sain}] X_{sain}(s) + [B_{sain}] \Upsilon_{sain}(s) \quad (2.3.25)$$

D'où

$$X_{sain}(s) = [s Iden(2) - A_{sain}]^{-1} [B_{sain}] \Upsilon_{sain}(s) + [s Iden(2) - A_{sain}]^{-1} x_{sain}(0) \quad (2.3.26)$$

$x_{sain}(0)$ représente le vecteur des valeurs initiales de $x_{sain}(t)$, il est défini par :

$$x_{sain}(0) = \begin{bmatrix} I_{\beta 0} \\ \sigma_{\beta 0} \end{bmatrix} \quad (2.3.27)$$

En explicitant le contenu des matrices A_{sain} et B_{sain} , nous obtenons $X_{sain}(s)$ présenté dans l'équation 2.3.28.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{\beta}(s) \\ \Sigma_{\beta}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-s}{L_s(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} & \frac{R_s k}{L_s(s+\frac{kR_s}{L_s})} \\ \frac{1}{L_s(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} & \frac{1}{(s+\frac{kR_s}{L_s})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta}(s) \\ I_{\beta ref}(s) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_s^2(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} \begin{bmatrix} L_s^2 s & R_s^2 k \\ -L_s^2 & (L_s^2 s + L_s R_s(k+1)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\beta 0} \\ \sigma_{\beta 0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3.28)$$

Les expressions de Laplace de $I_{\beta}(s)$ et $\Sigma_{\beta}(s)$ dépendent de l'entrée du système $E_{\beta}(s)$ et $I_{\beta ref}(s)$ et du vecteur des valeurs initiales $x_{sain}(0)$.

La *f.e.m.* d'axe « β » peut être définie comme présentée dans l'équation 2.3.29. De plus φ_2 est choisie de façon à ce que $e_{\alpha}(t)$ et $e_{\beta}(t)$ forment un système diphasé direct équilibré (voir expression de $e_{\alpha}(t)$ dans l'équation 2.3.69). En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $E_{\beta}(s)$ présentée dans 2.3.30.

$$e_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (2.3.29)$$

$$E_{\beta}(s) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \frac{s \sin(\varphi_2) + \omega \cos(\varphi_2)}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.30)$$

Le courant de référence d'axe « β » peut être défini comme présenté dans l'équation 2.3.31. En effet à l'aide des hypothèses faites dans l'introduction, nous pouvons admettre que la référence de courant sera toujours en phase avec la *f.e.m.* Le courant $i_{\beta ref}$ est imposé tel qu'il soit en phase avec la *f.e.m.* e_{β} .

$$i_{\beta ref}(t) = I_{\beta ref} \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (2.3.31)$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $I_{\beta ref}(s)$ présenté dans 2.3.32

$$I_{\beta ref}(s) = I_{\beta ref} \frac{s \sin(\varphi_2) + \omega \cos(\varphi_2)}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.32)$$

D'après l'équation 2.3.28, le courant $I_{\beta}(s)$ est défini par :

$$\begin{aligned} I_{\beta}(s) &= \frac{-s}{L_s(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} E_{\beta}(s) + \frac{R_s k}{L_s(s+\frac{kR_s}{L_s})} I_{\beta ref}(s) \\ &+ \frac{s}{(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} i_{\beta 0} + \frac{R_s^2 k}{L_s^2(s+\frac{R_s}{L_s})(s+\frac{kR_s}{L_s})} \sigma_{\beta 0} \end{aligned} \quad (2.3.33)$$

En remplaçant $E_\beta(s)$ et $I_{\beta ref}(s)$ par leurs expressions, nous obtenons l'équation 2.3.34.

$$I_\beta(s) = \frac{-\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\psi_f s}{L_s \left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) \left(s + \frac{kR_s}{L_s}\right)} \left(\frac{s \sin(\varphi_2) + \omega \cos(\varphi_2)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{R_s k I_{\beta ref}}{L_s \left(s + \frac{kR_s}{L_s}\right)} \left(\frac{s \sin(\varphi_2) + \omega \cos(\varphi_2)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{s i_{\beta 0} + \frac{R_s^2 k}{L_s^2} \sigma_{\beta 0}}{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) \left(s + \frac{kR_s}{L_s}\right)} \quad (2.3.34)$$

Nous posons $p_{\beta 1}$, $p_{\beta 2}$, $k_{\beta 11}$, $k_{\beta 10}$, $k_{\beta 01}$ et $k_{\beta 00}$ tels que :

$$p_{\beta 1} = -\frac{R_s}{L_s} \quad (2.3.35)$$

$$p_{\beta 2} = -\frac{kR_s}{L_s} \quad (2.3.36)$$

$$k_{\beta 11} = -\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\psi_f \quad (2.3.37)$$

$$k_{\beta 10} = \frac{R_s k}{L_s} I_{\beta ref} \quad (2.3.38)$$

$$k_{\beta 01} = i_{\beta 0} \quad (2.3.39)$$

$$k_{\beta 00} = \frac{R_s^2 k}{L_s^2} \sigma_{\beta 0} \quad (2.3.40)$$

L'expression de $I_\beta(s)$ devient :

$$I_\beta(s) = \left[\frac{k_{\beta 11} s}{(s - p_{\beta 1})(s - p_{\beta 2})} + \frac{k_{\beta 10}}{(s - p_{\beta 2})} \right] \left(\frac{s \sin(\varphi_2) + \omega \cos(\varphi_2)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{s k_{\beta 01} + k_{\beta 00}}{(s - p_{\beta 1})(s - p_{\beta 2})} \quad (2.3.41)$$

Pour calculer la transformée inverse de $I_\beta(s)$ et obtenir $i_\beta(t)$ nous effectuons une décomposition en éléments simples de l'équation 2.3.41. Cette dernière peut être décomposée comme présenté dans l'équation 2.3.42.

$$I_\beta(s) = \frac{A_\beta}{s - p_{\beta 1}} + \frac{B_\beta}{s - p_{\beta 2}} + C_\beta \frac{s}{s^2 + \omega^2} + D_\beta \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.42)$$

La transformée inverse de l'équation 2.3.42 donne un $i_\beta(s)$ de la forme :

$$i_\beta(t) = A_\beta e^{p_{\beta 1} t} + B_\beta e^{p_{\beta 2} t} + C_\beta \cos(\omega t) + D_\beta \sin(\omega t) \quad (2.3.43)$$

L'équation 2.3.43 nous donne l'expression de $i_\beta(t)$ avec son régime transitoire correspondant au démarrage de la machine. Nous supposons que le défaut apparaît lorsque $i_\beta(t)$ est en régime permanent. Il n'a aucun impact sur le courant $i_\beta(t)$. Donc l'expression du courant $i_\beta(t)$ à conserver est la suivante :

$$i_\beta(t) = C_\beta \cos(\omega t) + D_\beta \sin(\omega t) \quad (2.3.44)$$

2.3.5 Expression analytique des courants i_α et i_a

Les valeurs propres des systèmes d'équations 2.3.22 ne peuvent pas être obtenues sous forme analytique par un logiciel de calcul formel. Pour résoudre cette équation, nous avons opté pour une résolution à l'aide la transformée de Laplace.

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation 2.3.22, nous pouvons écrire :

$$s X_{def}(s) - x_{def}(0) = [A_{def}] X_{def}(s) + [B_{def}] \Upsilon_{def}(s) \quad (2.3.45)$$

D'où

$$X_{def}(s) = [s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}] \Upsilon_{def}(s) + [s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} x_{def}(0) \quad (2.3.46)$$

$x_{def}(0)$ représente le vecteur des valeurs initiales de $x_{def}(t)$, il est défini par :

$$x_{def}(0) = \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{f 0} \\ \sigma_{\alpha 0} \end{bmatrix} \quad (2.3.47)$$

En remplaçant les coefficients des matrices A_{def} et B_{def} par leurs expressions, nous obtenons :

$$[s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} = \frac{1}{Den1} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (2.3.48)$$

Avec

$$Den1 = (L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) s^3 + (L_s^2 R'_f + L_s L_{a2} R_s (k+1) + 2L_s M_{f\alpha} R'_{a2}) s^2 + (L_s R_s R'_f (k+1) - L_s R_{a2}'^2 + L_{a2} R_s^2 k) s + R_s^2 R'_f k \quad (2.3.49)$$

$$a_{11} = L_s s \left[(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2}) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f \right] \quad (2.3.50)$$

$$a_{12} = L_s s (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) \quad (2.3.51)$$

$$a_{13} = R_s^2 k (L_{a2} s + R'_f) \quad (2.3.52)$$

$$a_{21} = (L_s^2 R'_{a2} + L_s M_{f\alpha} R_s (k+1)) s + M_{f\alpha} R_s^2 k \quad (2.3.53)$$

$$a_{22} = (L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_s L_{a2} R_s (k+1) + L_s M_{f\alpha} R'_{a2}) s + L_{a2} R_s^2 k \quad (2.3.54)$$

$$a_{23} = R_s^2 k (-M_{f\alpha} s + R'_{a2}) \quad (2.3.55)$$

$$a_{31} = -L_s \left[(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2}) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f \right] \quad (2.3.56)$$

$$a_{32} = -L_s (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) \quad (2.3.57)$$

$$a_{33} = L_s \left[(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_{a2} R_s (k+1) + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2}) s + L_s [R_s R'_f (k+1) - R_{a2}'^2] \right] \quad (2.3.58)$$

Le terme $[s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}]$ s'écrit sous la forme suivante :

$$[s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}] = \frac{1}{Den1} \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (2.3.59)$$

Avec

$$b_{11} = -L_s s (L_{a2} s + R'_f) \quad (2.3.60)$$

$$b_{12} = -L_s s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2}) \quad (2.3.61)$$

$$b_{13} = R_s k (L_s s + R_s) (L_{a2} s + R'_f) \quad (2.3.62)$$

$$b_{21} = -L_s s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2}) \quad (2.3.63)$$

$$b_{22} = - (L_s s + R_s k) (L_s s + R_s) \quad (2.3.64)$$

$$b_{23} = R_s k (L_s s + R_s) (-M_{f\alpha} s + R'_{a2}) \quad (2.3.65)$$

$$b_{31} = L_s (L_{a2} s + R'_f) \quad (2.3.66)$$

$$b_{32} = L_s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2}) \quad (2.3.67)$$

$$b_{33} = L_s \left[(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_{a2} R_s + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2}) s + R_s R'_f - R_{a2}'^2 \right] \quad (2.3.68)$$

Les expressions des transformées de Laplace de $I_\alpha(s)$, $I_f(s)$ et $\Sigma_\alpha(s)$ dépendent des entrées du système $E_\alpha(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{\alpha ref}(s)$ et du vecteur des valeurs initiales.

La *f.e.m.* d'axe « α » peut être définie comme présentée dans l'équation 2.3.69 (voir équation 2.2.40). φ_1 est choisie de façon à ce que $e_\alpha(t)$ et $e_\beta(t)$ forment un système diphasé direct équilibré (voir expression de $e_\beta(t)$ dans l'équation 2.3.29). En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $E_\alpha(s)$ présentée dans 2.3.70.

$$e_\alpha(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} e_a(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2.3.69)$$

$$E_\alpha(s) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.70)$$

La *f.e.m.* $e_{a2}(t)$ est définie dans l'équation 2.3.71. La transformée de Laplace de cette équation donne $E_{a2}(s)$ présentée dans 2.3.72.

$$e_{a2}(t) = \mu e_a(t) = \mu \omega \psi_f \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2.3.71)$$

$$E_{a2}(s) = \mu \omega \psi_f \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.72)$$

A l'aide des hypothèses faites dans l'introduction, nous pouvons admettre que la référence de courant sera toujours en phase avec la *f.e.m.*. Le courant $i_{\alpha ref}$ est imposé tel qu'il soit en phase avec la *f.e.m.* e_α . Le courant de référence d'axe « α » est défini

dans l'équation 2.3.73. En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $I_{\alpha ref}(s)$ présenté dans 2.3.74.

$$i_{\alpha ref}(t) = I_{\alpha ref} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2.3.73)$$

$$I_{\alpha ref}(s) = I_{\alpha ref} \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.74)$$

Le courant $I_{\alpha}(s)$ devient :

$$\begin{aligned} I_{\alpha}(s) = & \frac{-L_s s (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} E_{\alpha}(s) + \frac{L_s s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2})}{Den1} E_{a2}(s) \\ & + \frac{R_s k (L_s s + R_s) (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} I_{\alpha ref}(s) + \frac{L_s s [(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2}) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f]}{Den1} i_{\alpha 0} \\ & + \frac{L_s s (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f)}{Den1} i_{f0} + \frac{R_s^2 k (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} \sigma_{\alpha 0} \end{aligned} \quad (2.3.75)$$

En remplaçant les termes $E_{\alpha}(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{\alpha ref}(s)$ par leurs transformées de Laplace, nous pouvons écrire le courant $I_{\alpha}(s)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} I_{\alpha}(s) = & \frac{K_{\alpha 20} s^2 + K_{\alpha 10} s + K_{\alpha 00}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ & + \frac{K_{\alpha 21} s^2 + K_{\alpha 11} s + K_{\alpha 01}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \end{aligned} \quad (2.3.76)$$

Avec

$$K_{\alpha 20} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f L_s L_{a2} - \mu \omega \psi_f L_s M_{f\alpha} + k R_s L_s L_{a2} I_{\alpha ref} \quad (2.3.77)$$

$$K_{\alpha 10} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f L_s R'_f + \mu \omega \psi_f L_s R'_{a2} + k R_s R'_f L_s I_{\alpha ref} + k R_s^2 L_{a2} I_{\alpha ref} \quad (2.3.78)$$

$$K_{\alpha 00} = k R_s^2 R'_f I_{\alpha ref} \quad (2.3.79)$$

$$K_{\alpha 21} = L_s i_{\alpha 0} (L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) \quad (2.3.80)$$

$$K_{\alpha 11} = R'_{a2} L_s M_{f\alpha} i_{\alpha 0} + R'_f L_s^2 i_{\alpha 0} + R'_{a2} L_s L_{a2} i_{f0} + R'_f L_s M_{f\alpha} i_{f0} + k R_s^2 L_{a2} \sigma_{\alpha 0} \quad (2.3.81)$$

$$K_{\alpha 01} = k R_s^2 R'_f \sigma_{\alpha 0} \quad (2.3.82)$$

$$K_{d3} = L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2 \quad (2.3.83)$$

$$K_{d2} = L_s^2 R'_f + L_s L_{a2} R_s (k + 1) + 2 L_s M_{f\alpha} R'_{a2} \quad (2.3.84)$$

$$K_{d1} = L_s R_s R'_f (k + 1) - L_s R_{a2}^2 + L_{a2} R_s^2 k \quad (2.3.85)$$

$$K_{d0} = R_s^2 R'_f k \quad (2.3.86)$$

Les termes $K_{\alpha i}$ et $K_{d j}$ sont donnés dans l'annexe C.

Pour calculer la transformée inverse de Laplace et obtenir $i_\alpha(t)$ nous effectuons une décomposition en éléments simples. Deux possibilités sont envisageables pour cette décomposition. La première possibilité est que le dénominateur $Den1$ possède trois pôles réels ce qui correspond au cas où R_f est grand devant R_s . La deuxième possibilité est que $Den1$ possède un pôle réel et deux pôles complexes conjugués ce qui correspond au cas où R_f est petit devant R_s .

2.3.5.1 Dénominateur possédant trois pôles réels

Nous commençons par le cas où $Den1$ possède trois pôles réels. Nous notons ces pôles $p_{\alpha 1}$, $p_{\alpha 2}$ et $p_{\alpha 3}$. Dans ces conditions, nous écrivons $I_\alpha(s)$ conformément à l'équation 2.3.87.

$$I_\alpha(s) = \frac{K_{\alpha 20}s^2 + K_{\alpha 10}s + K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{K_{\alpha 21}s^2 + K_{\alpha 11}s + K_{\alpha 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})} \quad (2.3.87)$$

Une décomposition en éléments simple nous permet d'écrire l'équation 2.3.87 sous la forme suivante :

$$I_\alpha(s) = \frac{A_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 3}} + D_{\alpha 1} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\alpha 1} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.88)$$

Le calcul des coefficients $A_{\alpha 1}$, $B_{\alpha 1}$, $C_{\alpha 1}$, $D_{\alpha 1}$ et $E_{\alpha 1}$ est donné en annexe C. Ces coefficients sont des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de l'expression 2.3.88 fourni $i_\alpha(t)$ donné dans l'équation 2.3.89.

$$i_\alpha(t) = A_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 2}t} + C_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 3}t} + D_{\alpha 1}\cos(\omega t) + E_{\alpha 1}\sin(\omega t) \quad (2.3.89)$$

L'expression du courant de la phase « a » peut être obtenu en utilisant l'expression de $i_\alpha(t)$. En effet la relation qui lie les deux courants est donnée par l'équation 2.3.90.

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a \quad (2.3.90)$$

L'expression analytique du courant $i_a(t)$ lorsque le dénominateur $Den1$ possède trois pôles réels est alors donnée par l'équation suivante :

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[A_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 2}t} + C_{\alpha 1}e^{p_{\alpha 3}t} + D_{\alpha 1}\cos(\omega t) + E_{\alpha 1}\sin(\omega t) \right] \quad (2.3.91)$$

Il faut remarquer que les expressions analytiques des pôles obtenues à l'aide des logiciels de calcul formel sont inutilisables. Cependant, il est très facile d'obtenir leurs valeurs numériques.

2.3.5.2 Dénominateur possédant un pôle réel et deux complexes conjugués

Dans le cas où le dénominateur $Den1$ possède un pôle réel $p_{\alpha 1}$ et deux autres pôles complexes conjugués $p_{\alpha 2}$ et $p_{\alpha 2}^*$, l'expression de $I_{\alpha}(s)$ est donnée par l'équation 2.3.92.

$$I_{\alpha}(s) = \frac{K_{\alpha 20}s^2 + K_{\alpha 10}s + K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 2}^*)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{K_{\alpha 21}s^2 + K_{\alpha 11}s + K_{\alpha 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 2}^*)} \quad (2.3.92)$$

Une décomposition en éléments simples nous permet d'écrire l'équation 2.3.92 sous la forme suivante :

$$I_{\alpha}(s) = \frac{A_{\alpha 2}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 2}s + C_{\alpha 2}}{s^2 - 2\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2} + D_{\alpha 2} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\alpha 2} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.3.93)$$

Le calcul des coefficients $A_{\alpha 2}$, $B_{\alpha 2}$, $C_{\alpha 2}$, $D_{\alpha 2}$ et $E_{\alpha 2}$ est donné en annexe C. Ces coefficients sont des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de l'équation 2.3.93 fournit $i_{\alpha}(t)$ donné dans l'équation 2.3.94.

$$i_{\alpha}(t) = A_{\alpha 2}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\alpha 2}e^{t(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}])} \cos(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}]t) + \frac{B_{\alpha 2}(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]) + C_{\alpha 2}}{(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}])} e^{t(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}])} \sin(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}]t) + D_{\alpha 2} \cos(\omega t) + E_{\alpha 2} \sin(\omega t) \quad (2.3.94)$$

L'expression du courant de la phase « a » peut être obtenue en utilisant l'expression de $i_{\alpha}(t)$ et l'équation 2.3.90. L'expression analytique du courant $i_a(t)$ lorsque le dénominateur $Den1$ possède un pôle réel et deux pôles complexes conjugués est donnée par :

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[A_{\alpha 2}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\alpha 2}e^{t(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}])} \cos(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}]t) \right] + \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{B_{\alpha 2}(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]) + C_{\alpha 2}}{(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}])} e^{t(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}])} \sin(\operatorname{Im}[p_{\alpha 2}]t) \right] + \sqrt{\frac{2}{3}} [D_{\alpha 2} \cos(\omega t) + E_{\alpha 2} \sin(\omega t)] \quad (2.3.95)$$

Il faut aussi remarquer que les expressions analytiques des pôles obtenues à l'aide des logiciels de calcul formel sont inutilisables. Cependant il est très facile d'obtenir leurs valeurs numériques.

2.3.5.3 Conclusion sur l'expression analytique du courant i_a

Les résolutions permettant d'obtenir $i_f(t)$ et $\sigma_\alpha(t)$ sont les mêmes que celle utilisée pour obtenir $i_\alpha(t)$ et elles donnent des solutions analytiques qui possèdent la même forme que $i_\alpha(t)$. Tous les détails de calcul concernant ces deux signaux sont donnés dans l'annexe C.

L'expression analytique de $i_a(t)$ obtenue va devoir être explicitée par morceau. En absence de court-circuit inter-spires, la valeur de la résistance R_f est relativement grande (supérieure à $10k\Omega$) ce qui permet de modéliser l'absence de défaut et d'obtenir une expression de $i_a(t)$ que nous appelons $i_{a1}(t)$. Dans cette expression nous forçons tous les termes exponentiels à zéro car nous supposons que le défaut survient lors d'un fonctionnement en régime permanent. En parallèle, $i_{f1}(t)$ et $\sigma_{\alpha1}(t)$ doivent être résolus de la même façon.

Nous supposons que l'expression $i_{a1}(t)$ est valide jusqu'à l'instant $t_{cc\ on}$ avec $t_{cc\ on}$ l'instant où le courant $i_a(t)$ atteint la valeur seuil I_s (voir figure 2.4.1). Nous supposons qu'à l'instant $t_{cc\ on}$, un contact de type court-circuit inter-spires a lieu entre deux spires vibrantes dont l'isolant est détérioré au niveau des têtes de bobines. A ce moment là, la valeur de la résistance R_f diminue significativement (la valeur de R_f dépend de la sévérité du défaut mais elle est faible devant $10k\Omega$) laissant ainsi un courant de court-circuit $i_f(t)$ circuler. Pour calculer cette seconde expression du courant $i_a(t)$ appelée $i_{a2}(t)$, il faut utiliser $i_{a1}(t_{cc\ on}) = I_s$, $\sigma_{\alpha1}(t_{cc\ on})$ et $i_{f1}(t_{cc\ on}) = 0$ comme « conditions initiales » afin d'assurer la continuité de $i_a(t)$ au cours du temps. En parallèle $i_{f2}(t)$ et $\sigma_{\alpha2}(t)$ doivent être résolus de la même façon. Bien entendu, un changement de variable sur la variable temporelle doit aussi être réalisé.

A partir de l'instant noté $t_{cc\ off}$ correspondant à l'instant pour lequel $i_{a2}(t)$ redevient égal à I_s (voir figure 2.4.1), nous calculons une nouvelle expression du courant $i_a(t)$ appelée $i_{a3}(t)$ correspondant à la phase d'ouverture du court-circuit et à la reprise du fonctionnement normal. Dans l'expression de $i_{a3}(t)$, il faut utiliser la même valeur de R_f que pour $i_{a1}(t)$ (supérieure à $10k\Omega$) et $i_{a2}(t_{cc\ off}) = I_s$, $\sigma_{\alpha2}(t_{cc\ off})$ et $i_{f2}(t_{cc\ off})$ comme « conditions initiales » afin d'assurer la continuité du courant $i_a(t)$ au cours du temps. En parallèle $i_{f3}(t)$ et $\sigma_{\alpha3}(t)$ doivent être résolus de la même façon. Bien entendu un changement de variable sur la variable temporelle doit encore être réalisé.

Dans la section suivante, nous effectuons une étude paramétrique sur la forme du courant $i_a(t)$.

2.4 Étude paramétrique

2.4.1 Introduction

Le but de cette partie est d'étudier l'impact de la présence d'un défaut intermittent sur la forme du courant i_a qui est calculé numériquement à l'aide des expressions analytiques obtenues au paragraphe précédent. Cette étude va nous permettre dans un deuxième temps de développer une méthode de détection adaptée au type de défaut étudié dans ce chapitre. Pour mener à bien cette analyse, une étude paramétrique est menée sur i_a . Les paramètres que nous faisons varier peuvent être divisés en deux catégories. Il s'agit pour

la première catégorie du gain proportionnel du régulateur de courant ($K_{pi} = k R_s$) qui fait varier la bande passante du régulateur. La deuxième catégorie regroupe des paramètres propres au défaut qui sont le courant de seuil d'apparition du défaut (I_s), fraction du nombre de spires du bobinage en défaut (μ), valeur de la résistance du court-circuit pendant la phase de court-circuit ($R_{f_{ccon}}$).

Nous avons aussi fait varier le point de fonctionnement du moteur, c'est à dire la vitesse ω et la valeur de I_{Amax} du courant maximum dans la phase « a ».

Au laboratoire, nous disposons de deux machines d'essais différentes sur lesquelles le défaut intermittent a aussi été réalisé en pratique. C'est pour cela que dans cette partie théorique, nous présentons les résultats numériques obtenus avec les paramètres de ces deux machines que nous nommerons Machine 1 et Machine 2. Les paramètres de ces deux machines sont donnés en Annexe A.

2.4.2 Forme générale du courant i_a

Dans la suite nous allons visualiser l'allure du courant dans la phase « a » de la Machine 1 pilotée par un contrôle vectoriel et réglée en courant (modèle linéarisé).

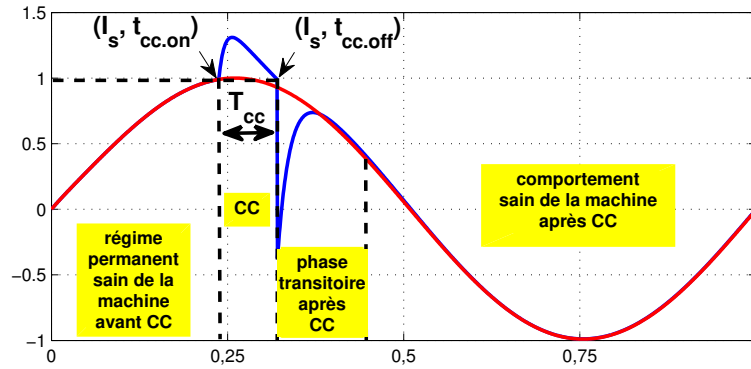


FIGURE 2.4.1 – Réponse du courant $i_a(t)$ à un défaut intermittent

Dans la figure 2.4.1, nous présentons la forme générale du courant lorsqu'un court-circuit intermittent survient. Le graphe est normalisé en durée et en amplitude. Dans cette figure sont présentés le courant sinusoïdal $i_{a\text{ sain}}$ en rouge qui correspond au courant alimentant une machine saine et le courant $i_{a\text{ def}}$ en bleu superposé au précédent correspondant au courant lorsqu'un défaut de court-circuit intermittent apparaît. Du point de vue théorique, lorsque le contact a lieu entre les parties vibrantes, l'impédance de la phase en défaut s'atténue, et par conséquent le courant i_a circulant dans cet enroulement a tendance à augmenter en valeur absolue jusqu'à ce que le régulateur de courant réussisse à rejeter la perturbation. Ensuite, lorsque le courant i_a diminue et retombe en dessous du seuil I_s , le court-circuit disparaît et l'impédance du système augmente pour retrouver sa valeur initiale. Par conséquent, le courant i_a a tendance à chuter jusqu'à ce que le régulateur réponde. Il est à noter que le défaut intermittent survient généralement de manière symétrique sur les deux demi-alternances positive et négative du courant, c'est pourquoi nous nous contentons d'étudier uniquement la demi-alternance positive.

Nous remarquons que c'est l'ouverture du court-circuit qui introduit la plus grande déformation dans le courant i_a .

Tous les graphes théoriques que nous présentons par la suite, contiennent uniquement une période du courant $i_a(t)$ et dans lesquelles le défaut survient uniquement sur la première demi période.

2.4.3 Impact du point de fonctionnement sur un défaut intermittent

Nous commençons par étudier l'impact du point de fonctionnement sur le courant de la phase « a » lorsqu'un défaut intermittent survient. Nous faisons varier le point de fonctionnement pour des paramètres (régulation - défaut) donnés. Nous nous plaçons dans le cas d'un défaut naissant et par conséquent dans un premier temps le courant seuil I_s est proche du courant maximal de la phase I_{Amax} . A priori le courant seuil d'apparition du défaut de court-circuit I_s est le même quel que soit le point de fonctionnement de la machine mais comme nous voulons comparer les formes d'un défaut naissant dans les mêmes conditions relatives, nous faisons varier I_s avec I_{Amax} . Dans cette étude, nous ne faisons pas varier d'autres paramètres. Concernant le nombre de spires court-circuitées, nous prenons un μ égal à 50% du nombre de spires totales par phase ce qui correspond à des essais réalisables physiquement avec la Machine 1. Le choix de R_{fcon} est fait d'une manière à ne pas avoir un dépassement dans le courant à l'ouverture du court-circuit plus grand que le courant seuil I_s pour rester dans le cas d'un défaut naissant.

Pour six points de fonctionnements différents, nous présentons les figures 2.4.2 et 2.4.3. L'échelle est normalisée en temps et en amplitude pour pouvoir superposer et comparer les différents points d'une manière relative.

Les six points étudiés pour la Machine 1 sont :

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min} = 47 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min} = 47 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 1050 \text{ tr/min} = 110 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1050 \text{ tr/min} = 110 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$

De la même manière, nous étudions le comportement de la Machine 2 lorsqu'un défaut de court-circuit intermittent survient. Les six points de fonctionnement étudiés pour la Machine 2 sont :

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min} = 63 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 6 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 1.63 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min} = 63 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$,
 $R_{fcon} = 6 \text{ Ohms}$

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 1050 \text{ tr/min} = 110 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 1.63 \text{ A}$, $\Omega = 1050 \text{ tr/min} = 110 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 1.63 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$

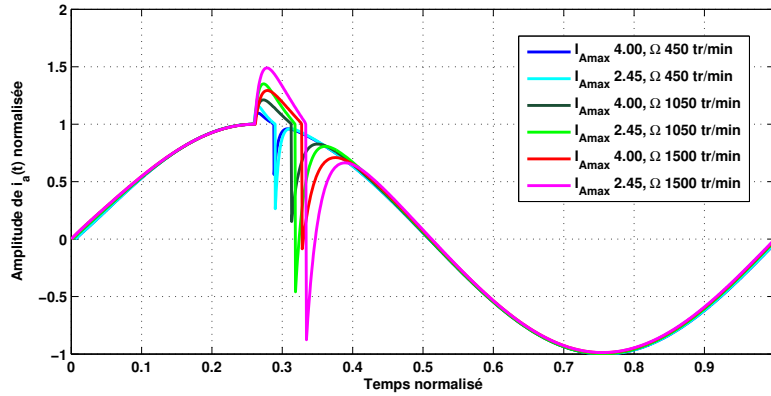


FIGURE 2.4.2 – Différents points de fonctionnement pour Machine 1

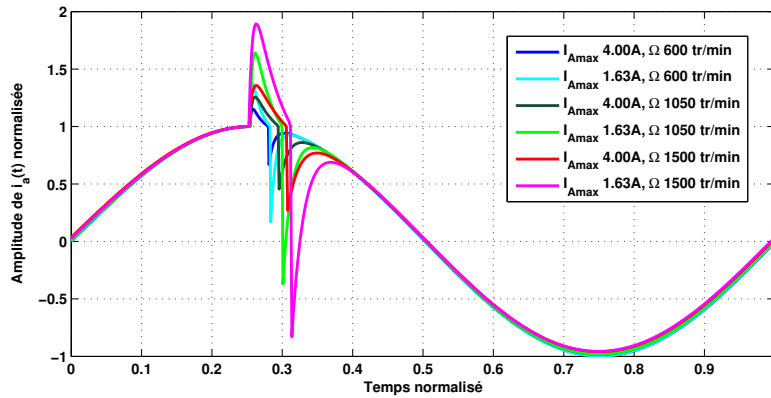


FIGURE 2.4.3 – Différents points de fonctionnement pour Machine 2

D'après les figures 2.4.2, 2.4.3, le point de fonctionnement influe sur la durée relative du court-circuit par rapport à la durée de la période du signal notée T_{cc} (voir figure 2.4.1). En effet plus la vitesse de rotation est élevée, plus la fréquence des courants est élevée, alors que le temps de réponse du régulateur est le même dans tous les cas. Pour une vitesse donnée, la déformation relative en amplitude est plus importante pour le plus petit courant. Concernant la phase après court-circuit, la déformation relative est la plus importante dans les mêmes conditions que pour la phase de court-circuit. Nous pouvons tout de même remarquer que si nous comparons la déformation du courant lorsque le

court-circuit apparait et lorsque le court-circuit disparaît, la déformation relative est bien plus importante dans le deuxième cas, cette information pourra être exploitée pour le développement d'une méthode de détection de défaut.

2.4.4 Impact de la rapidité de régulation de courant sur le défaut intermittent

Après l'étude du point de fonctionnement, nous passons à l'étude de l'impact de la rapidité du régulateur de courant (ou impact de la bande passante) sur le courant de la phase « a » lorsqu'un défaut intermittent survient. Nous faisons varier la rapidité de la réponse de notre correcteur de courant PI en agissant sur son réglage. Sachant que la fonction de transfert du régulateur PI utilisé est la suivante :

$$H_{PI}(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} = K_{pi} \left(1 + \frac{K_{ii}}{K_{pi}s} \right) = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{\tau_s s} \right) \quad (2.4.1)$$

Nous rappelons que dans le réglage classique que nous avons adopté le rapport $\frac{K_{pi}}{K_{ii}}$ est égal à la constante τ_i ($\frac{L_s}{R_s} = \tau_i$). Donc pour exprimer les différents réglages du régulateur nous donnerons uniquement la valeur de $K_{pi} = k R_s$.

L'impact du réglage du régulateur a aussi été étudié avec le calcul numérique de l'expression analytique du courant i_a donnée en section 2.2 pour deux points de fonctionnement réalisables avec le matériel dont nous disposons au laboratoire. Ces points de fonctionnement correspondent aux points de fonctionnement extrêmes de l'étude menée au paragraphe 2.4.3.

Pour la Machine 1, nous faisons varier K_{pi} de 10, 15 et 20 pour les points de fonctionnement suivants :

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min} = 47 \text{ rd/s}$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$ (voir figure 2.4.4)
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{fcon} = 1.75 \text{ Ohms}$ (voir figure 2.4.5)

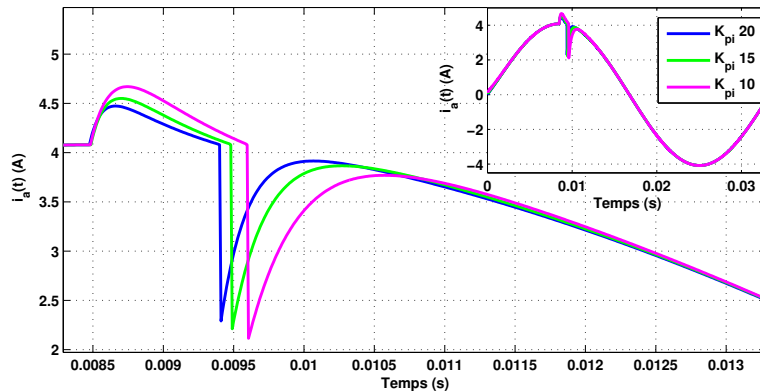


FIGURE 2.4.4 – Différents K_{pi} pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min}$)

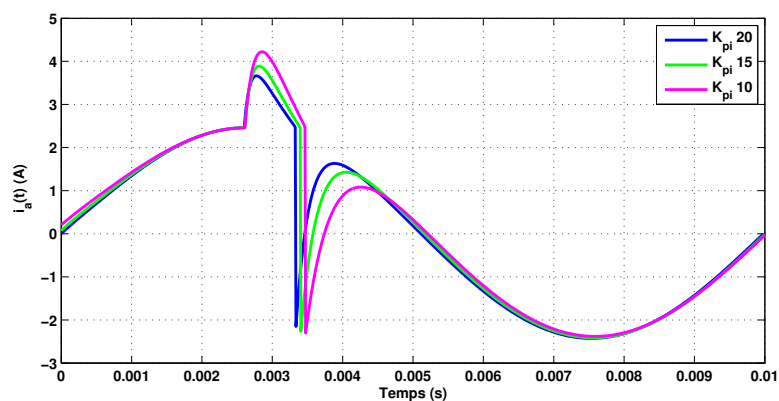


FIGURE 2.4.5 – Différents K_{pi} pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)

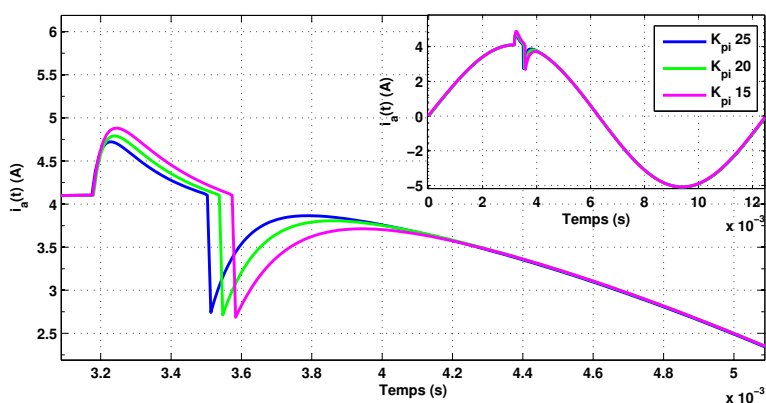


FIGURE 2.4.6 – Différents K_{pi} pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)

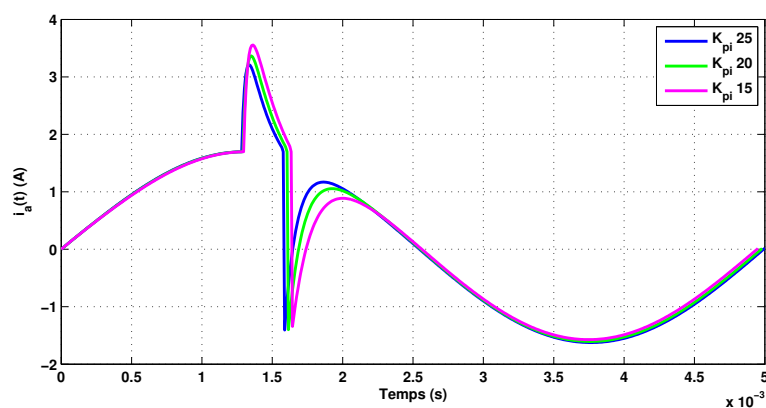


FIGURE 2.4.7 – Différents K_{pi} pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)

Pour la Machine 2, nous faisons varier K_{pi} de 10, 15 et 20 pour les points de fonctionnement suivants :

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min} = 63 \text{ rd/s}$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$ (voir figure 2.4.6)
- $I_{Amax} = 1.63 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$ (voir figure 2.4.7)

D'après les figures 2.4.4 ,2.4.5 et les figures 2.4.6 et 2.4.7 , nous remarquons que plus K_{pi} est grand, plus la réponse du système est rapide. Une réponse rapide implique un temps T_{cc} plus court et une déformation dans le courant moins grande. Ce résultat était attendu parce qu'une valeur de K_{pi} plus grande implique une réponse du régulateur plus rapide. Ainsi le courant rattrape sa référence plus rapidement et le régime transitoire dû à la présence du défaut dure moins longtemps.

2.4.5 Impact du nombre de spires en court-circuit sur un défaut intermittent

Après l'étude de la régulation, nous passons à l'étude des paramètres du défaut. Nous commençons par le rapport μ (voir équation 2.2.13) des spires en court-circuit sur les spires totales contenues dans la phase en défaut. Jusqu'à maintenant, nous avons pris un μ égal à 50% dans toutes les études comparatives effectuées. Dans cette partie nous faisons varier μ pour les points de fonctionnement « limites » suivants :

Pour la Machine 1

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min} = 47 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $R_{f_{cc on}} = 1.75 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 10$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $R_{f_{cc on}} = 1.75 \text{ Ohms}$

Les figures 2.4.8 et 2.4.9 contiennent les résultats obtenus pour la Machine 1 pour différentes valeurs de μ . Le choix de μ dépend du nombre de spires par enroulement. En fait, le nombre de spires court-circuitées doit être un nombre entier. La Machine 1 possède 160 spires par phase, nous avons donc choisi les valeurs suivantes de μ : 1.25%, 6.25%, 12.5%, 25%, 37.5% et 50%.

Pour la Machine 2

- $I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min} = 63 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$
- $I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rd/s}$, $K_{pi} = 15$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $R_{f_{cc on}} = 6 \text{ Ohms}$

Les figures 2.4.10 et 2.4.11 contiennent les résultats obtenus pour la Machine 2 pour différentes valeurs de μ . La Machine 2 possède 192 spires par phase, nous avons donc choisi les valeurs suivantes de μ : 1.56%, 6.25%, 12.5%, 25%, 37.5% et 50%.

Théoriquement, μ influe sur L_{a2} , M_{a1a2} et M_{bca2} ce qui modifie l'impédance du système équivalent et déséquilibre la machine. Les figures 2.4.8, 2.4.9, 2.4.10 et 2.4.11 confirment cette affirmation. En effet plus μ est grand, plus la déformation sur le courant est importante. A contrario, nous remarquons que pour les faibles valeurs de μ , la déformation dans le courant n'est pas visible facilement ce qui impliquera certainement une plus grande dif-

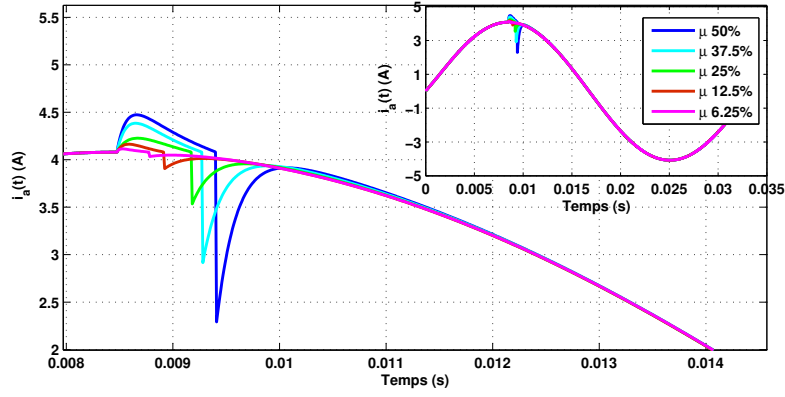


FIGURE 2.4.8 – Différents μ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 450 \text{ tr/min}$)

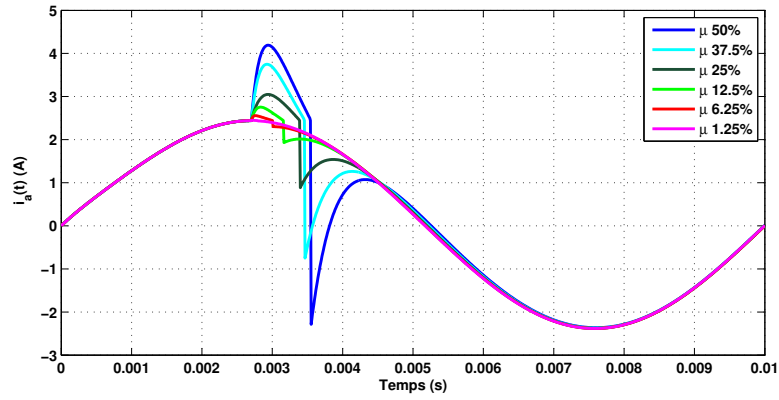


FIGURE 2.4.9 – Différents μ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 \text{ A}$, $\Omega = 1500 \text{ tr/min}$)

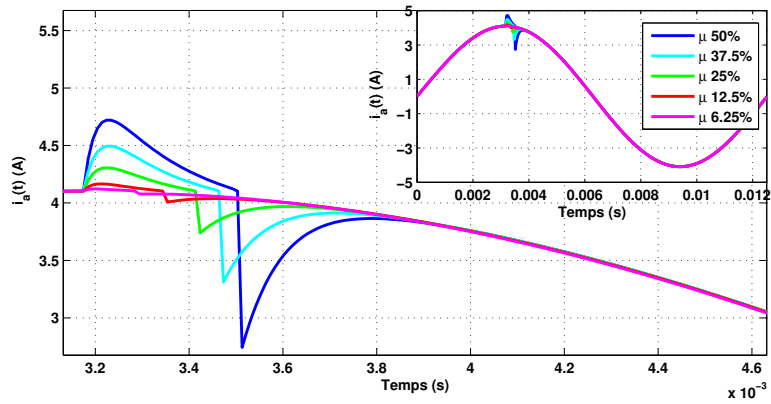


FIGURE 2.4.10 – Différents μ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 \text{ A}$, $\Omega = 600 \text{ tr/min}$)

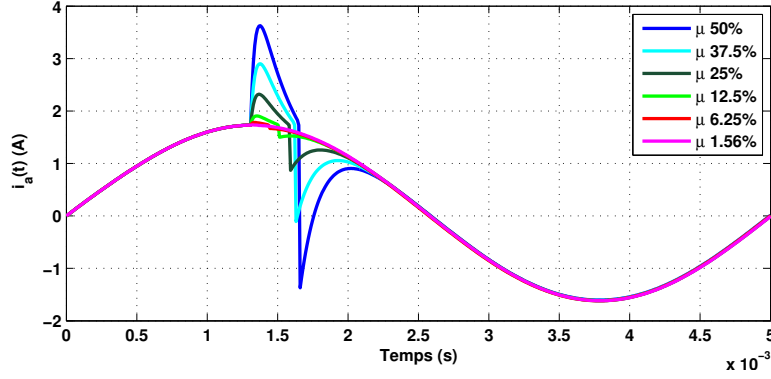


FIGURE 2.4.11 – Différents μ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)

ficulté à détecter ce phénomène. Sur les graphes présentés dans cette partie, nous avons aussi une confirmation que plus la vitesse est élevée plus la déformation du courant est importante (figures 2.4.9 et 2.4.11).

2.4.6 Impact de la résistance $R_{f_{ccon}}$ sur un défaut intermittent

Nous avons vu précédemment que pour un point de fonctionnement et pour une valeur de μ donnés, la déformation dans le courant dépend de la résistance $R_{f_{ccon}}$. Dans ce qui suit, nous faisons varier $R_{f_{ccon}}$ et nous étudions pour la Machine 1 les cas :

- $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min = 47rd/s$, $K_{pi} = 20$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 12.5\%$
- $I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 10$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$.

Ces deux cas sont présentés dans les figures 2.4.12 et 2.4.13 successivement.

Dans la figure 2.4.12, correspondant au cas à basse vitesse et à une valeur de μ égale à 12.5%, nous faisons varier $R_{f_{ccon}}$ de zéro à 1.75 Ohms. Nous remarquons que $R_{f_{ccon}}$ doit être nulle pour voir vraiment une déformation dans le courant. Dans la figure 2.4.13, qui correspond à un cas à plus haute vitesse, nous faisons varier $R_{f_{ccon}}$ de 1.75 Ohms à 100 Ohms. Nous remarquons que même avec un $R_{f_{ccon}}$ de 10 Ohms la déformation est facilement visible dans le courant et pour des valeurs de $R_{f_{ccon}}$ inférieurs à 1.75 Ohms la déformation dans le courant atteint des valeurs qui sont supérieures au courant I_{Amax} dépassant ainsi le courant seuil I_s de court-circuit. Ce dépassement implique que le système va voir au lieu d'un défaut de court-circuit unique, un défaut de court-circuit multiple, il faut remarquer que ce type de défaut constituerait un état avancé du défaut naissant et nous pouvons supposer que nous aurons la capacité de le détecter avant d'atteindre ce stade. Pour une valeur $R_{f_{ccon}}$ nulle, la machine risque d'avoir un défaut grave et nous ne sommes plus dans le cas de défaut naissant.

Pour la Machine 2, nous faisons varier $R_{f_{ccon}}$ et nous traitons les cas suivants :

- $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 25$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 12.5\%$,
- $I_{Amax} = 1.63 A$, $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15$, $I_s = 99\% I_{Amax}$, $\mu = 50\%$.

Les résultats obtenus avec ces deux cas sont présentés dans les figures 2.4.14 et 2.4.15 successivement. Dans la figure 2.4.14, correspondant au cas à plus basse vitesse et à une valeur de μ de 12.5%, nous faisons varier $R_{f_{ccon}}$ de zéro à 6 Ohms. Nous remarquons

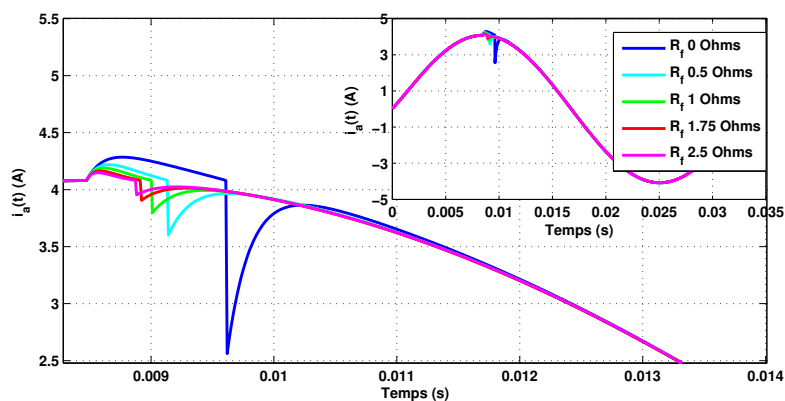


FIGURE 2.4.12 – Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)

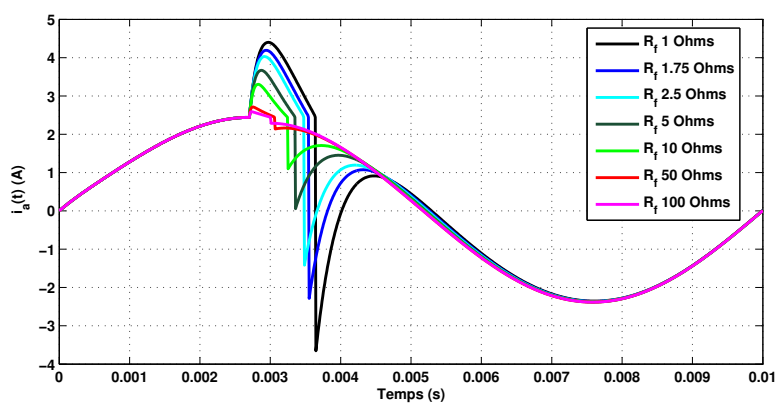


FIGURE 2.4.13 – Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 1 ($I_{Amax} = 2.45 A$, $\Omega = 1500 tr/min$)

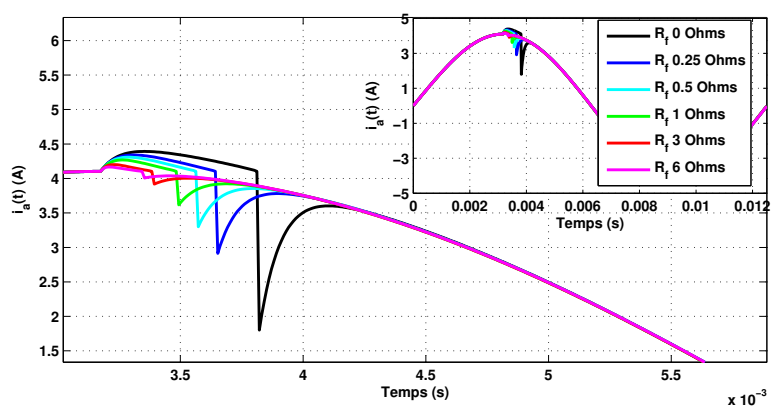


FIGURE 2.4.14 – Différents $R_{f_{ccon}}$ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)

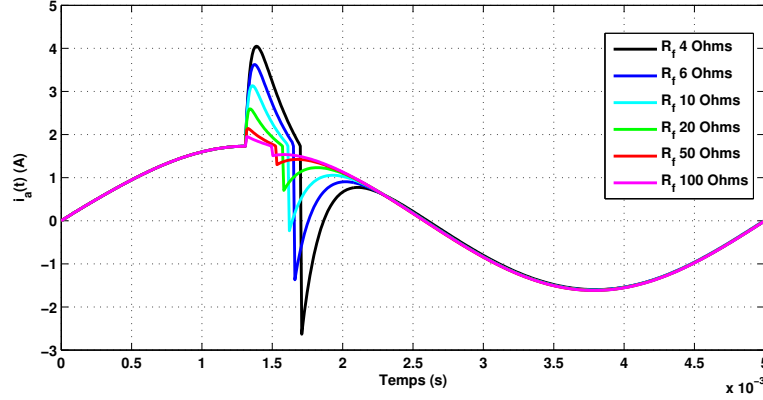


FIGURE 2.4.15 – Différents $R_{f\,cc\,on}$ pour Machine 2 ($I_{Amax} = 1.63\text{ A}$, $\Omega = 1500\text{ tr/min}$)

que $R_{f\,cc\,on}$ doit être nulle pour voir vraiment une déformation dans le courant. Dans la figure 2.4.13, qui correspond au cas à haute vitesse, nous faisons varier $R_{f\,cc\,on}$ de 6 Ohms à 100 Ohms . Nous remarquons que même avec une valeur de $R_{f\,cc\,on}$ de 20 Ohms la déformation est facilement visible dans le courant et pour des valeurs de $R_{f\,cc\,on}$ inférieures à 6 Ohms la déformation dans le courant atteint des valeurs qui dépassent le courant seuil I_s et la machine risque d'avoir un défaut plus avancé. Nous verrons dans le chapitre suivant, que pour cette machine, il était impossible de faire les tests expérimentaux pour une résistance nulle avec une valeur de μ égale à 50%. En effet, pour cette machine, une valeur de $R_{f\,cc\,on}$ nulle entraîne une perte de contrôle de la machine.

Les simulations pour des valeurs de $R_{f\,cc\,on}$ différentes ont montré que cette valeur a un impact très important sur l'amplitude des déformations dans le courant et sur la nature du défaut (simple, multiple).

2.4.7 Impact du seuil de courant I_s sur un défaut intermittent

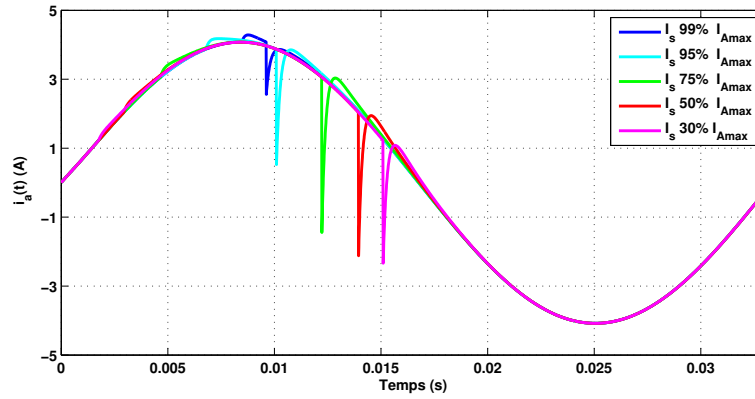
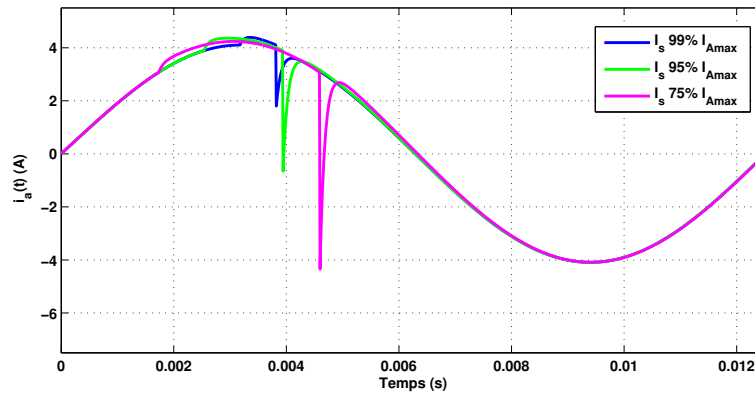
Nous étudions le cas où le seuil de courant I_s peut être nettement inférieur au courant I_{Amax} . Nous commençons l'étude avec la Machine 1 et nous considérons le cas

— $I_{Amax} = 4.00\text{ A}$, $\Omega = 450\text{ tr/min} = 47\text{rd/s}$, $K_{pi} = 20$, $\mu = 12.5\%$, $R_{f\,cc\,on} = 0\text{ Ohms}$
Et nous faisons varier I_s de 99% de I_{Amax} à 30% de I_{Amax} . Les résultats sont présentés dans la figure 2.4.16.

Nous réalisons les mêmes calculs pour la Machine 2 avec

— $I_{Amax} = 4.00\text{ A}$, $\Omega = 600\text{ tr/min} = 63\text{rd/s}$, $K_{pi} = 25$ et $\mu = 12.5\%$, $R_{f\,cc\,on} = 0\text{ Ohms}$.
Et nous faisons varier I_s de 99% de I_{Amax} à 75% de I_{Amax} . Les résultats de la Machine 2 sont présents dans la figure 2.4.17.

Nous remarquons que lorsque le seuil de déclenchement du défaut I_s baisse, l'amplitude des déformations augmente de façon conséquente surtout à la disparition du court-circuit. Nous remarquons que plus la valeur seuil I_s diminue, plus le courant i_a arrive à rejoindre sa référence durant la phase du court-circuit et plus la déformation à l'ouverture du court-circuit devient importante. Lorsque I_s passe en-dessous de 75% de I_{Amax} pour la Machine 2, les déformations importantes dans le courant risquent de dépasser I_s et donc la machine


 FIGURE 2.4.16 – Différents I_s pour Machine 1 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$)

 FIGURE 2.4.17 – Différents I_s pour Machine 2 ($I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$)

risque d'être soumise à des défauts de type multiple. Comme cela a déjà été dit dans un paragraphe précédent ce type de défaut constituerait un état avancé du défaut naissant et nous pouvons supposer que nous aurons la capacité de le détecter avant d'atteindre ce stade. L'étude de l'influence de I_s nous a permis de définir la signature du défaut intermittent dans les courants statoriques comme étant la déformation dans le courant lors de l'ouverture du court-circuit.

2.4.8 Facteur de déformation

Le but de l'étude paramétrique qui vient d'être menée est de déterminer les points communs et les différences des déformations du courant en fonction de l'évolution des paramètres. Cependant cette étude ne permet pas de quantifier la déformation.

En absence de défaut, le courant $i_{a\text{ sain}}$ est idéalement sinusoïdal. Lorsqu'un défaut survient, il déforme cette allure sinusoïdale. Afin de quantifier cette déformation nous définissons un critère appelé facteur de déformation FD . Pour un courant de défaut $i_{a\text{ def}}$ obtenu pour le même point de fonctionnement que son homologue $i_{a\text{ sain}}$, tous les deux échantillonnés sur N_e points, nous définissons le facteur de déformation FD par l'équation

2.4.2.

$$FD = \frac{1}{N_e} \sum_i (i_{a_def}(x_i) - i_{a_sain}(x_i))^2 \quad (2.4.2)$$

D'après l'analyse effectuée, sur les influences des paramètres électriques du défaut, du point de fonctionnement de la machine et du réglage du régulateur sur les conséquences du défaut, nous remarquons que quelque soit le cas étudié, le défaut intermittent génère la même déformation dans le courant mais sa durée et son amplitude diffère d'un cas à un autre.

Dans cette partie, nous étudions les FD en représentation dans un graphique 3D en faisant varier deux paramètres au lieu d'un seul comme dans l'étude précédente. Nous avons choisi d'étudier FD en fonction de μ et R_{f_ccon} dans un premier temps puis FD en fonction de μ et I_s dans un deuxième temps. En fait, μ , R_{f_ccon} et I_s sont les paramètres qui entraînent les plus grandes déformations dans le courant.

Nous commençons par la Machine 1 et nous choisissons le cas $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 450 tr/min$ et $K_{pi} = 20$. Pour la figure 2.4.18, nous fixons I_s à 99% de I_{Amax} et nous calculons FD pour μ allant de 1.25% à 50% et une R_{f_ccon} allant de zéro à 2.5 Ohms. Nous remarquons que le critère FD diminue avec R_{f_ccon} et augmente avec μ . Le critère FD le plus élevé est obtenu pour $\mu = 50\%$ et $R_{f_ccon} = 0$.

Pour la figure 2.4.19, nous donnons à R_{f_ccon} une valeur nulle et nous calculons FD pour un μ allant de 1.25% à 50% et un courant seuil I_s allant de 30% jusqu'à 99% de I_{Amax} . Comme nous pouvons s'y attendre, le FD augmente avec μ , mais il n'est pas linéaire en fonction de I_s . Le FD le plus élevé est obtenu pour $\mu = 50\%$ et $I_s = 50\%$.

Dans les figures 2.4.20 et 2.4.21 sont présents les résultats de la Machine 2 pour le cas $I_{Amax} = 4.00 A$, $\Omega = 600 tr/min$ et $K_{pi} = 25$. Dans la figure 2.4.20, nous présentons le graphe 3D de FD en fixant I_s à 99% de I_{Amax} et en variant μ de 1.56% à 50% et R_{f_ccon} de zéro à 6 Ohms. Dans la figure 2.4.21, FD est calculé en fonction de μ et I_s . Nous donnons à R_{f_ccon} une valeur nulle et nous faisons varier μ de 1.56% à 50% et I_s de 30% jusqu'à 99% de I_{Amax} . Pour la Machine 2 comme pour la Machine 1, FD augmente avec μ , diminue avec R_{f_ccon} et I_s . Les FD les plus élevés sont obtenus pour $\mu = 50\%$, $R_{f_ccon} = 0$ et $I_s = 30\% I_{Amax}$.

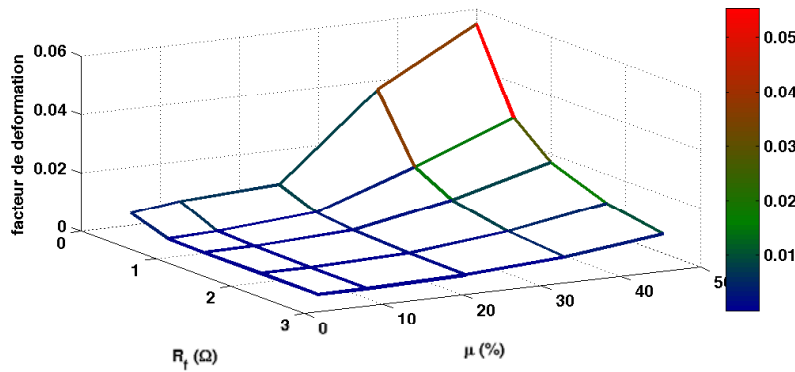


FIGURE 2.4.18 – Facteur de déformation en fonction de μ et R_{f_ccon} , Machine 1

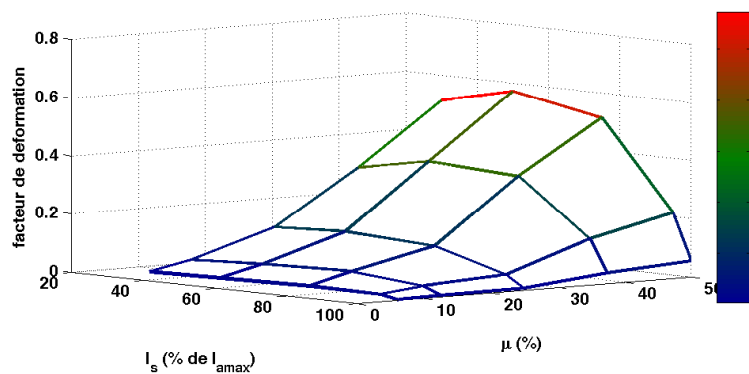


FIGURE 2.4.19 – Facteur de déformation en fonction de μ et I_s , Machine 1

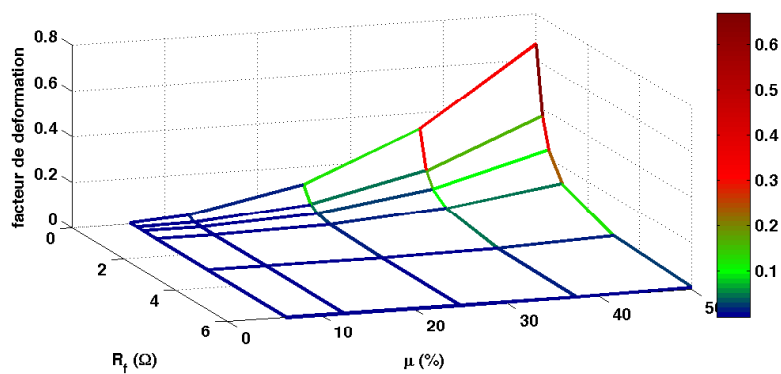


FIGURE 2.4.20 – Facteur de déformation en fonction de μ et $R_{f_{con}}$, Machine 2

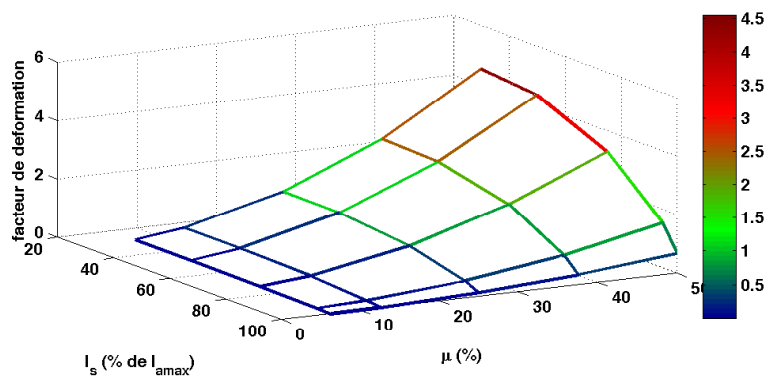


FIGURE 2.4.21 – Facteur de déformation en fonction de μ et I_s , Machine 2

Le facteur de déformation dépend des paramètres du défaut comme le rapport du nombre de spires en court-circuit divisé le nombre de spires saines μ , la résistance de court-circuit $R_{f_{ccon}}$ et le seuil de déclenchement du défaut I_s . Plus μ est grand plus la machine est déséquilibrée et plus FD augmente. D'un autre côté, plus $R_{f_{ccon}}$ est petite (plus l'isolant est détérioré), plus FD est important. Finalement, la déformation dans le courant varie en fonction du seuil I_s .

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les défauts naissants dans les têtes de bobines des machines synchrones à aimants permanents. Ces dernières sont sujettes à des vibrations mécaniques créées par le champ de fuite au niveau des têtes de bobines. Avec le vieillissement de l'enroulement, les têtes de bobines sont susceptibles de présenter des défauts inter-spires. Dans notre étude, nous nous intéressons aux défauts naissants qui se manifestent par des court-circuits inter-spires intermittents dans les têtes de bobines. Comme ces défauts sont causés par les vibrations mécaniques, ils dépendent des forces électromagnétiques qui génèrent les vibrations néfastes, et donc leurs occurrences dépendent de la valeur du courant dans l'enroulement en défaut. Nous estimons qu'à partir d'un certain seuil de courant I_s , ces forces deviennent suffisantes pour créer un contact entre deux spires dont l'isolant est défectueux et causer un défaut de court-circuit intermittent. Ces défauts peuvent être modélisés par la présence d'une résistance variable R_f placée en parallèle entre les spires impliquées.

Pour mieux comprendre les défauts intermittents, nous avons souhaité développer un modèle qui permette d'évaluer les conséquences du défaut de court-circuit intermittent avec un temps de calcul faible facilitant ainsi les études paramétriques. Cette modélisation a été réalisée dans le plan (α, β) pour une machine commandée par un onduleur de tension linéarisé contrôlé en courant (régulateur PI). Nous avons enchaîné avec la modélisation du défaut intermittent survenant sur la phase « a » de l'enroulement statorique et nous avons présenté le système d'équations dynamiques dépendant de R_f d'une *MSAP* en défaut. Les modifications dues au défaut dans le système d'équation, se reflètent dans les grandeurs électriques de la machine comme les courants statoriques, les tensions de références à la sortie des régulateurs, la puissance apparente, etc... Nous avons choisi de développer l'expression analytique du courant i_a en cas de défaut et en particulier à l'ouverture du court-circuit intermittent. En effet, l'apparition de défaut déforme la forme sinusoïdale du courant à la fermeture du court-circuit inter-spire ainsi qu'à l'ouverture. Nous avons remarqué que la déformation la plus significative apparaissait à l'ouverture du court-circuit et nous l'utiliserons dans le chapitre suivant pour mettre en place une méthode de détection. L'expression du courant en défaut à l'ouverture du court-circuit $i_{a_{def Rf inf}}(t)$ trouvée ressemble à l'expression du courant d'une machine saine $i_{a_{sain}}(t)$ à l'exception d'un terme exponentiel modélisant les conditions initiales. Autrement dit, à l'ouverture du court-circuit, le courant $i_{a_{def Rf inf}}(t)$ passe par une phase transitoire due au court-circuit avant de rejoindre sa référence de courant. C'est cette phase transitoire qui sera la signature du défaut utilisée dans la méthode de détection.

Après avoir développé l'expression du courant en cas de défaut, nous nous sommes inté-

ressés de près à la déformation créée dans le courant en cas de défaut. Nous avons étudié l'influence du point de fonctionnement, des paramètres de régulation et des paramètres propres au défaut comme le ratio de spires court-circuitées μ , la valeur de la résistance de court-circuit $R_{f_{ccon}}$, et le seuil de courant déclenchant le défaut I_s sur la déformation. L'étude effectuée a montré que la déformation relative est plus importante à haute vitesse mécanique qu'à basse vitesse, à bas courant qu'à fort courant. Nous notons que la valeur de la vitesse a un effet plus important sur la déformation que la valeur du courant maximum pour nos deux machines étudiées. Concernant les paramètres de régulation, pour un réglage « lent » des régulateurs, le défaut dure plus longtemps et la déformation est plus importante. Pour les réglages correspondants à une réponse plus rapide des régulateurs, cas des plus grandes valeurs de K_{pi} du régulateur PI, la déformation est moins prononcée. En ce qui concerne les paramètres liés au défaut, la déformation augmente si μ augmente, donc si le déséquilibre au stator augmente. Elle augmente aussi si $R_{f_{ccon}}$ diminue et donc si l'isolant se dégrade de plus en plus. Finalement elle augmente aussi si I_s baisse et donc si le défaut s'aggrave. Nous définissons le facteur de déformation FD comme étant le carré de l'erreur entre un régime sain et un régime en défaut pour un même point de fonctionnement. FD trouve ses valeurs maximales pour les déformations les plus importantes et donc pour les grandes vitesses, les grandes valeurs de μ , les petites valeurs de $R_{f_{ccon}}$ et pour des valeurs de I_s inférieures à I_{Amax} , la valeur max du courant i_a .

L'étude menée sur les paramètres influant sur la déformation du courant en cas de défaut a montré que la déformation garde la même allure quelque soit le cas étudié. Par conséquent, nous pouvons envisager comme méthode de détection un outil capable de reconnaître une forme dans le courant. C'est cette méthode que nous allons présenter dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Détection du défaut inter-spire intermittent

3.1 Introduction

Pour assurer le bon fonctionnement d'une machine électrique, un plan de maintenance peut être effectué. D'après [Wang 02, Blischke 03, Chouhan 13], nous distinguons deux stratégies de maintenance, la maintenance corrective et la maintenance préventive.

La maintenance corrective aussi appelée réparation, consiste à restaurer un système pour le remettre en fonctionnement après qu'il soit tombé en panne. La maintenance corrective n'intervient qu'après la défaillance du système et par conséquent elle ne demande aucun investissement avant la panne, cependant, elle nécessite l'arrêt du système.

La maintenance préventive est définie comme étant une maintenance visant la réduction du taux de défaillance du système maintenu. La stratégie de maintenance peut être soit planifiée soit conditionnelle. Une stratégie planifiée se fait d'une manière systématique en se basant sur un critère de fonctionnement comme le nombre d'heures de fonctionnement, le nombre de tours effectués par une machine électrique, le nombre de kilomètres parcourus pour un véhicule, etc... [Cassady 05, Noureldath 10, Doyen 11]. La maintenance préventive conditionnelle est effectuée à des moments non planifiés mais déterminés selon les résultats de l'inspection de l'état de santé du système [Rausch 10, Trnka 14, Rafiee 15]. Dans ce cas la stratégie d'inspection repose sur des signatures de défauts naissants. Quand elle est préférée aux autres méthodes, c'est pour sa capacité à diminuer les frais de maintenance tout en assurant la continuité du fonctionnement [Besnard 10, Jin 10].

Dans le tableau 3.1, nous comparons les avantages et les inconvénients des stratégies de maintenance corrective, préventive planifiée et préventive conditionnelle [Soualhi 13].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la détection des défauts intermittents dans les têtes de bobines des machines électriques et en particulier les défauts naissants. Comme il s'agit de défauts précoces, la stratégie de maintenance adaptée est préventive conditionnelle.

D'après [Lebold 03, Chinnam 04, Soualhi 13], la maintenance préventive conditionnelle contient plusieurs étapes entre l'acquisition de données, la détection et la prise de décision. Nous distinguons :

Stratégie de maintenance	Avantages	Inconvénients
Maintenance corrective	- Aucun coût d'investissement de maintenance	- Risque élevé de défaillances et de sécurité - Risque d'arrêt de fonctionnement - Coût élevé de réparation
Maintenance préventive planifiée	- Risque de défaillance réduit - Coût de maintenance maîtrisés - Coût de réparation réduit	- Entretien de l'équipement sans besoin réel - Risque de panne imprévues
Maintenance préventive conditionnelle	- Réduction du risque de pannes imprévues - Coût de maintenance réduit - Coût de réparation réduit - Maintenance effectuée au moment optimum	- Coût d'investissement

TABLE 3.1 – Comparaison entre les différentes stratégies de maintenance

— *Etape 1 : acquisition de données*

C'est la mesure des différents paramètres affectés par la présence d'anomalie dans le système. Ces paramètres peuvent être des grandeurs électriques comme le courant, la tension, le flux, etc..., ou des grandeurs mécaniques comme la vibration, l'émission acoustique, la température, la force, la vitesse, etc...

— *Etape 2 : traitement de signal*

C'est l'analyse des données acquises afin d'extraire une signature de défaut. Le traitement de signal peut se diviser en trois catégories [Soualhi 13], le traitement de signal temporel avec les méthodes statistiques, le traitement de signal fréquentiel avec la transformée de Fourier discrète ou rapide et le traitement de signal temps-fréquence avec la transformée de Fourier à court terme, la distribution de Wigner ou les ondelettes.

— *Etape 3 : surveillance*

— Cette étape consiste à comparer les données traitées et filtrées dans l'étape 2 avec des valeurs de références pour générer une information sur l'état de santé du système surveillé. Les valeurs de références sont basées sur des modes de fonctionnement prédéfinis.

— *Etape 4 : diagnostic*

Le module diagnostic permet de détecter la présence d'un défaut et sa nature lorsqu'il existe.

— *Etape 5 : pronostic*

Dans certains cas, le pronostic de défauts est possible et souhaitable. Dans ces cas, en se basant sur toutes les étapes précédentes, le module pronostic permet de prédire l'état de santé futur du système, et donc de prévenir d'un défaut qui n'existe pas encore.

— *Etape 6 : décision*

En se servant des informations issues des étapes 4 et 5, l'étape 6 analyse l'état de santé du système et décide si une maintenance est nécessaire.

— *Etape 7 : interface homme-machine*

Elle permet de communiquer la décision sur l'état de santé du système étudié ainsi que toute autre information qui peut être utile à la personne responsable de la maintenance.

Dans ce chapitre nous nous consacrerons à la détection de défauts naissants dans les têtes de bobines. Il s'agit d'un travail qui contient les étapes 1 à 4.

Dans la première section, nous présentons ces défauts naissants ainsi que les données acquises pour le traitement de signal. Dans la deuxième section, nous détaillons les méthodes de traitement de signal utilisées et nous comparons leurs efficacités à surveiller et diagnostiquer un défaut. Dans la troisième section, nous présentons la méthode de détection retenue qui se base sur la reconnaissance de forme. Et dans la dernière section nous concluons le chapitre avec un résumé sur toutes les méthodes traitées.

3.2 Défaut intermittent naissant

Pour présenter le défaut intermittent naissant dans les têtes de bobines d'une *MSAP*, nous rappelons d'abord l'origine du défaut court-circuit intermittent, ensuite nous présentons l'évolution de ce défaut d'un stade naissant vers un stade avancé.

Le défaut de court-circuit intermittent dans les têtes de bobines est causé par les frottements cycliques entre elles dus aux vibrations mécaniques de celles-ci. En effet, ces frottements entraînent la dégradation de l'isolant des spires vibrantes. Lorsque deux spires vibrantes se touchent, nous sommes devant deux possibilités. La première, l'isolant de ces deux spires n'est pas abîmé, et par conséquent la résistance équivalente de l'isolant est suffisamment grande pour bloquer le passage d'un courant inter-spires considéré anormal. Dans ce cas, aucun défaut de court-circuit inter-spires a lieu. La seconde possibilité, l'isolant des spires vibrantes est abîmé et donc sa résistance est faible voire inexistante, ce qui laisse circuler un courant de défaut inter-spires durant le contact des deux spires. Lorsque les spires s'éloignent et le contact entre elle prend fin, le courant de défaut inter-spires s'annule. Dans ce cas, nous parlons de court-circuit inter-spires intermittent. La transition du premier état, dit machine saine, vers le second état, dit machine en défaut intermittent, se fait progressivement de manière à impliquer les spires vibrantes dans des courts-circuits de plus en plus périodiques. Bien évidemment, il est souhaitable de détecter ce défaut le plus rapidement possible, dans un stade peu avancé, appelé défaut naissant. Ce dernier représente le cas où le défaut affecte très peu le comportement de la machine et où son apparition est loin d'être périodique.

Le rapprochement entre les spires vibrantes dépend de la force électromagnétique créant les vibrations et par conséquent de la valeur du courant traversant l'enroulement. L'intensité du courant de défaut dépend à son tour de l'état de santé de l'isolant. Pour une machine fonctionnant à un point de fonctionnement donné, un défaut inter-spires naissant dans les têtes de bobines apparaît lorsque l'isolant des spires impliquées dans le défaut se détériore de manière à ce qu'un courant de défaut, d'intensité plus grande que celle des courants parasites intrinsèques de la machine saine, circule entre elles. Comme il s'agit

d'un défaut naissant, la dégradation de l'isolant est encore faible, et le contact entre les parties conductrices est momentané. Ce contact ne s'établit que lorsque le rapprochement des spires est suffisant, donc lorsque les forces électromotrices, dépendant du courant de phase, suffisent à vaincre les forces résistives telles que les forces de rappel des spires. Cela montre l'impact du point de fonctionnement, en termes d'intensité du courant de phase, sur l'apparition de ce défaut. Une autre caractéristique des défauts naissants, très importante à prendre en compte pour leur détection, est liée au fait qu'un tel contact inter-spices n'est pas forcément périodique. Des résultats expérimentaux seront présentés ultérieurement dans ce chapitre pour illustrer les points cités ci-dessus.

Il faut également rappeler que les courts-circuits intermittents inter-spices ne sont pas la plupart du temps des courts-circuits francs. Lorsque l'isolant se détériore, le court-circuit devient franc et la résistance de l'isolant abîmée devient nulle. Ce cas de figure constitue toujours un défaut naissant dans la mesure où la machine conserve un fonctionnement satisfaisant (peu de variation dans la vitesse de la machine, conservation du contrôle par les régulateurs). Le défaut n'est plus naissant lorsque le phénomène d'intermittence disparaît (court-circuit permanent). Nous avons vu dans le chapitre 2 que le rapport des spires court-circuitées μ et la résistance $R_{f_{ccon}}$ sont dépendants. Ainsi pour un faible μ il faut une faible $R_{f_{ccon}}$ pour qu'une modification dans le courant statorique soit visible, alors que pour une grande valeur de μ , une modification dans le courant statorique peut être visualisée pour des valeurs de $R_{f_{ccon}}$ plus grandes.

Etant donné que le but de ce chapitre est de présenter des méthodes de détection de défauts naissants dans les têtes de bobines, nous commençons par présenter les données simulées et expérimentales utilisées pour faire cette étude. Dans ce travail, nous nous contentons des mesures fournies par des capteurs déjà existants pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants (voir la figure 2.3), à savoir les courants de phase, la position et la vitesse mécanique. Par conséquent, aucun capteur supplémentaire n'a été considéré ici pour limiter le coût des méthodes de détection de défauts développées dans cette thèse. La pertinence des capteurs supplémentaires pourrait faire l'objet d'une autre étude. Nous disposons également de toutes les grandeurs délivrées par la commande.

Les signaux disponibles sont les courants statoriques (i_a, i_b, i_c) , (i_α, i_β) et (i_d, i_q) ainsi que les tensions de référence à la sortie des correcteurs de courants (V_{dref}, V_{qref}) , $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$ et $(V_{a ref}, V_{b ref}, V_{c ref})$.

Pour cette étude, nous avons enregistré les grandeurs mentionnées précédemment pour les deux machines d'essais (voir l'Annexe A) et pour plusieurs points de fonctionnement. L'étude est faite pour des données simulées obtenues en simulation à l'aide de Simulink ainsi que pour des résultats expérimentaux.

Dans la figure 3.2.1, est présentée la réalisation pratique du défaut. Le défaut intermittent est appliqué sur la phase « a » du stator. Le court circuit est réalisé à l'aide d'un interrupteur commandable réalisé à l'aide de deux transistors *MOSFET* dont le schéma descriptif est donné à la figure 3.2.2. Une commande de cet interrupteur a été réalisée de façon à pouvoir court-circuiter une partie de l'enroulement « a » du stator à partir d'une valeur seuil et interrompre le court-circuit lorsque le courant passe en dessous de cette valeur seuil.

Pour chaque cas, nous avons considéré que le défaut a lieu entre les spires de la phase

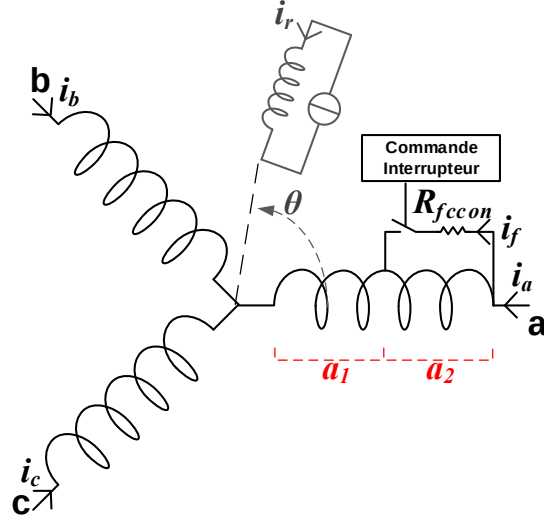


FIGURE 3.2.1 – Réalisation pratique du défaut intermittent

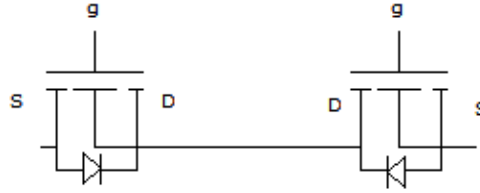


FIGURE 3.2.2 – Réalisation pratique de l'interrupteur commandable

« a » et qu'il apparaît aux alentours des crêtes du courant $i_a(t)$ d'une manière aléatoire. Au total, 27 points de fonctionnement ont été étudiés pour la Machine 1 avec une valeur de μ égale à 50% (la moitié des spires impliquées dans le défaut, seul défaut réalisable physiquement sur cette machine) alors que pour la Machine 2, nous avons la possibilité de réaliser expérimentalement trois valeurs différentes pour μ , avec 18 points de fonctionnement pour chacune, faisant un total de 54 cas pour la Machine 2. La figure 3.2.3 illustre les cas traités. nous pouvons noter en particulier la prise en compte de l'impact du dimensionnement des correcteurs de courant sur le défaut. En effet, nous avons considéré des correcteurs PI dont le gain proportionnel (K_{pi}) peut prendre différentes valeurs. Cependant, afin de limiter le nombre de cas étudiés, nous avons considéré le cas le plus fréquent du dimensionnement des correcteurs PI où le gain intégral est donné par la relation suivante (méthode dite « compensation pôle-zéro ») :

$$K_{ii} = \frac{K_{pi}}{\tau_s} \quad (3.2.1)$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (3.2.2)$$

Dans ce cas, le gain K_{pi} détermine la dynamique du courant en boucle fermée dont la constante de temps est $\frac{L_s}{R_s}$. Nous pouvons également remarquer que pour chacune des

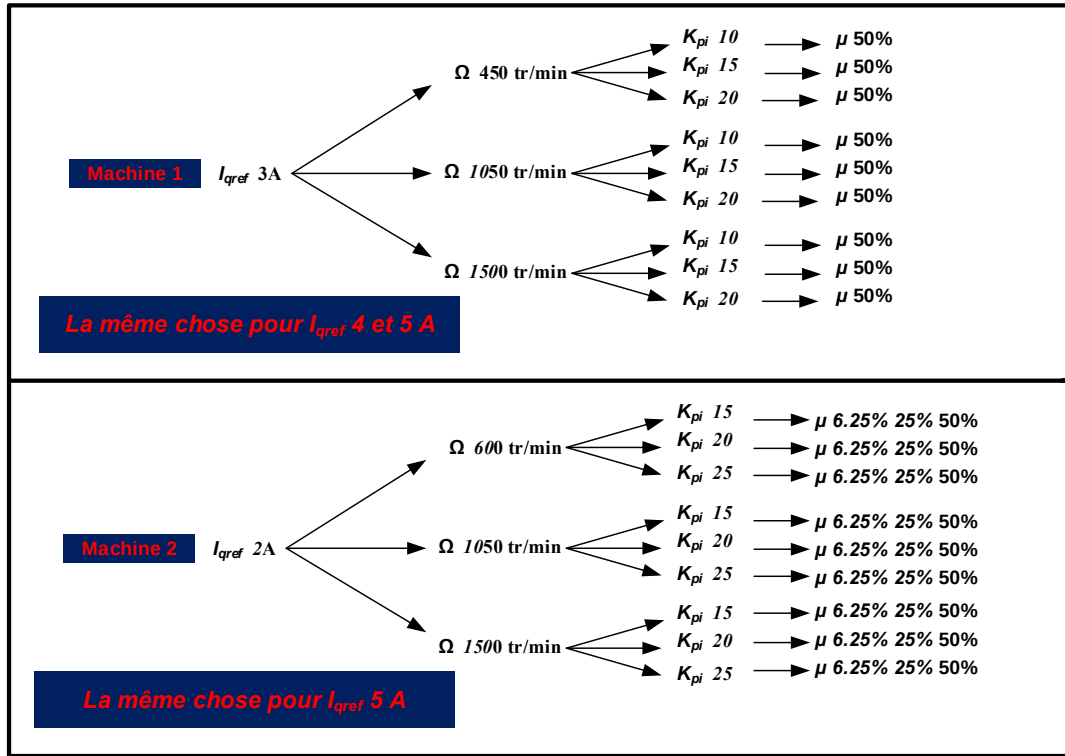


FIGURE 3.2.3 – Différents cas traités

machines, trois vitesses mécaniques ont été considérées. L'intensité du courant statorique a été réglée par la référence du courant d'axe « q » I_{qref} . Le courant d'axe « d » étant fixé à « 0 ».

Dans le chapitre précédent, nous avons montré la perturbation du courant i_a en cas d'apparition d'un défaut intermittent dans les têtes de bobines de la phase « a » du stator. La présence du défaut modifie la forme du courant i_a . Nous présentons dans la figure 3.2.4 un exemple des courants triphasés (i_a, i_b, i_c) de la Machine 1, obtenu par simulation. L'exemple correspond au point de fonctionnement $I_{qref} = 3A$, $\Omega = 450 \text{ tr/min}$ avec $K_{pi} = 10$, $\mu = 50\%$, $R_{fcon} = 0.8 \text{ Ohms}$ et $I_s = 99\% I_{Amax}$ (courant de seuil pour qu'un contact inter-spaires ait lieu). Nous remarquons que la présence du défaut modifie les courants (i_a, i_b, i_c) et par conséquent, elle devrait permettre de détecter le défaut à l'aide d'un traitement de signal adapté des courants statoriques dans le plan (a, b, c) ou dans le plan (d, q). Dans la figure 3.2.5, nous présentons les courants (i_d, i_q) obtenus par la transformée de Park des courants (i_a, i_b, i_c). Nous remarquons que la perturbation due à la présence du défaut est elle aussi présente dans les courants (d, q).

Le vecteur tensions de référence (V_{dref}, V_{qref}), sorties des régulateurs de courant est présenté sur la figure 3.2.6. Comme prévu, nous y constatons facilement la réaction des correcteurs de courants dans les tensions de référence (V_{dref}, V_{qref}) visant à rejeter les perturbations des courants (i_d, i_q) de la machine en défaut.

Les figures 3.2.7, 3.2.8 et 3.2.9 présentent les résultats expérimentaux de la Machine 1

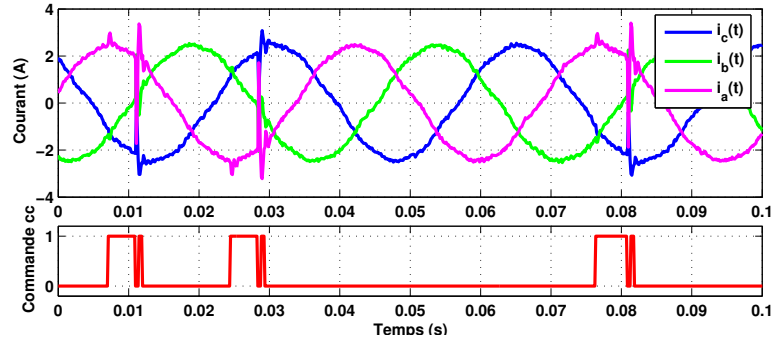


FIGURE 3.2.4 – Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés

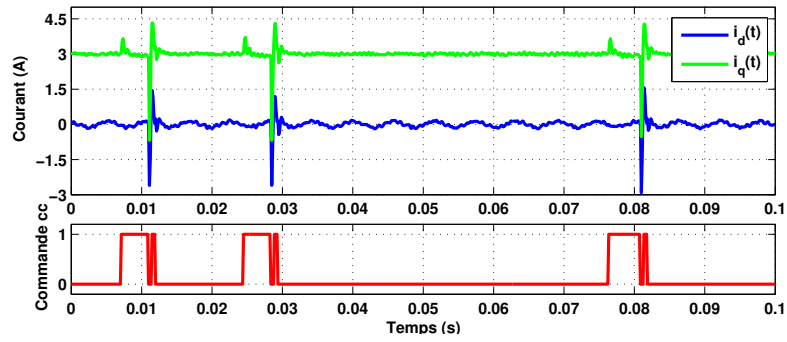


FIGURE 3.2.5 – Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés

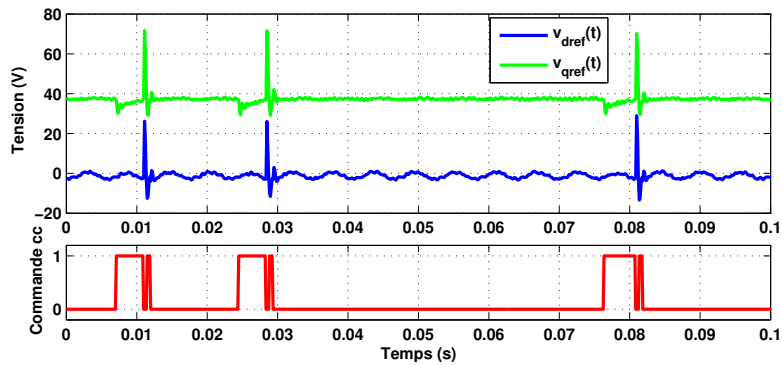


FIGURE 3.2.6 – Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 1, résultats simulés

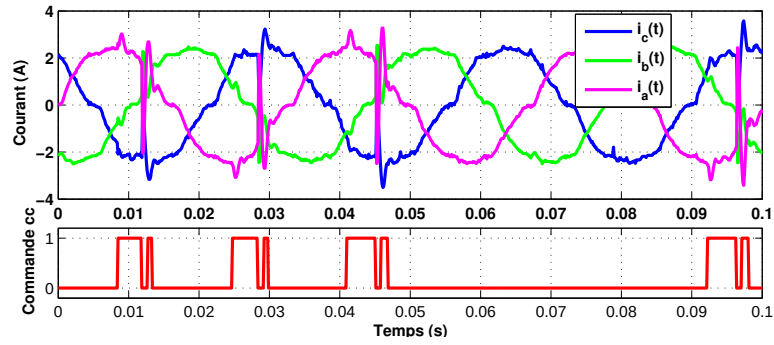


FIGURE 3.2.7 – Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spire, Machine 1, résultats expérimentaux

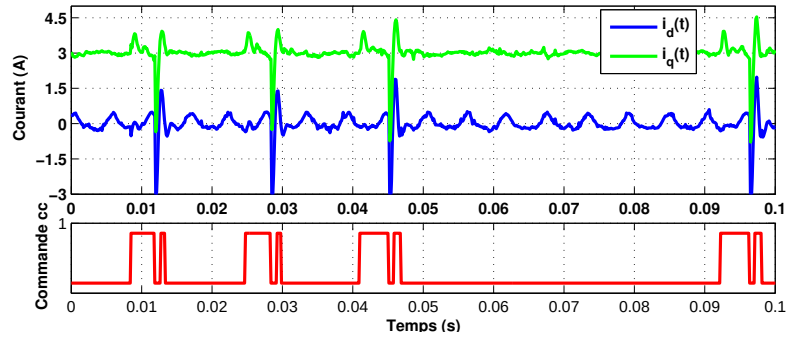


FIGURE 3.2.8 – Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spire, Machine 1, résultats expérimentaux

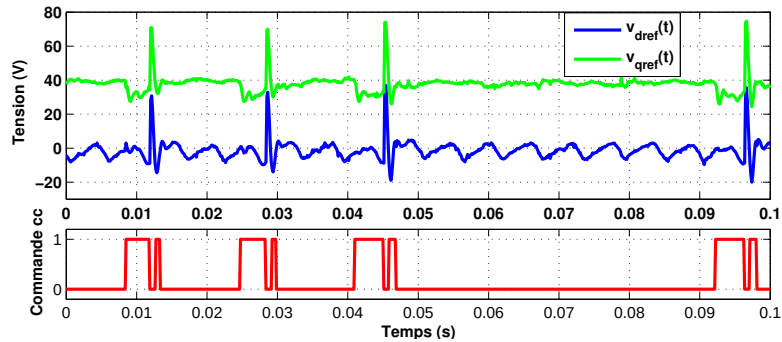


FIGURE 3.2.9 – Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spire, Machine 1, résultats expérimentaux

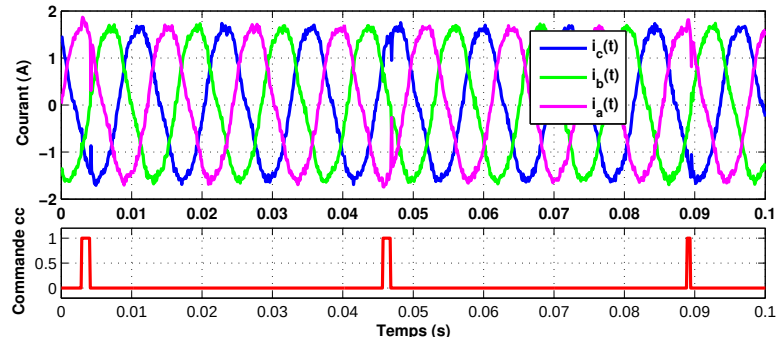


FIGURE 3.2.10 – Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés

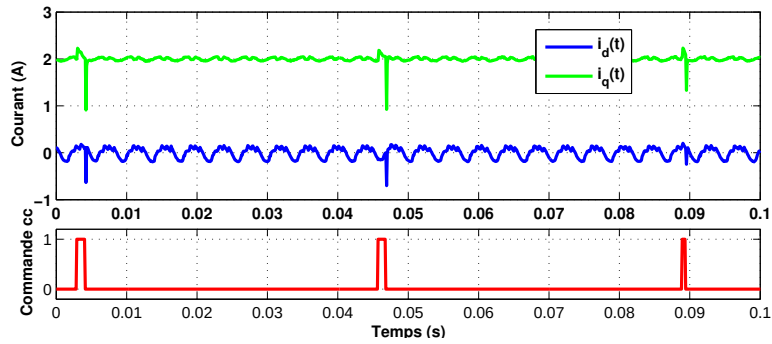


FIGURE 3.2.11 – Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés

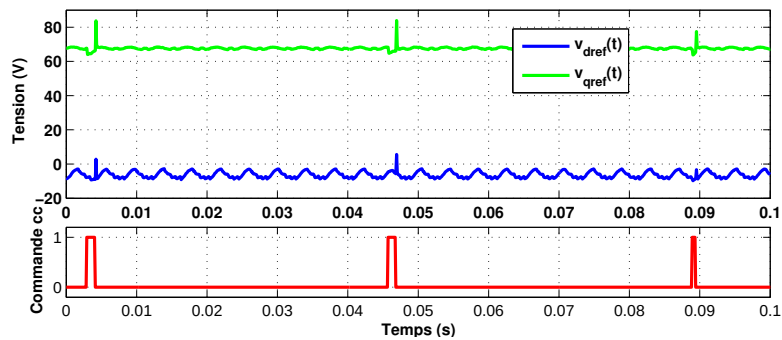


FIGURE 3.2.12 – Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats simulés

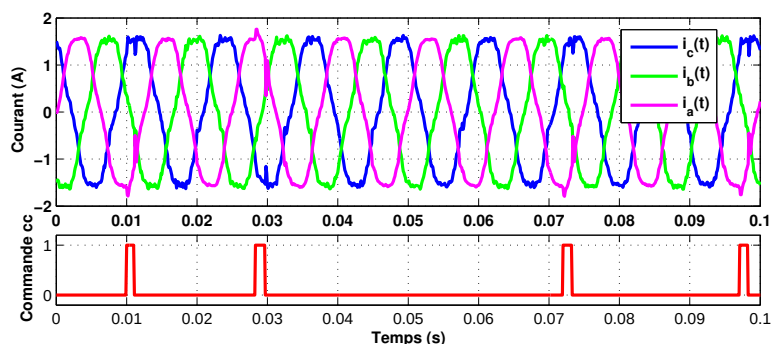


FIGURE 3.2.13 – Courants (i_a, i_b, i_c) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux

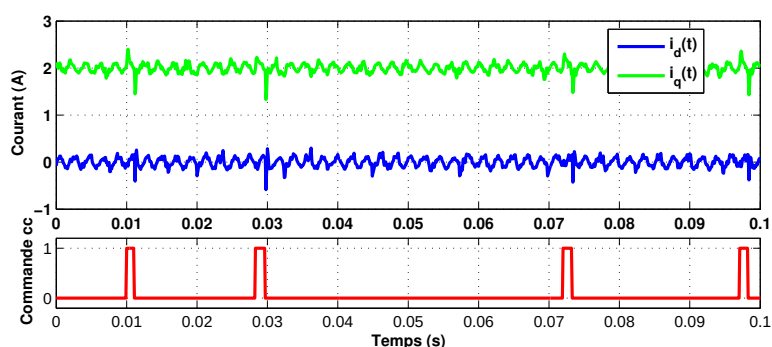


FIGURE 3.2.14 – Courants (i_d, i_q) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux

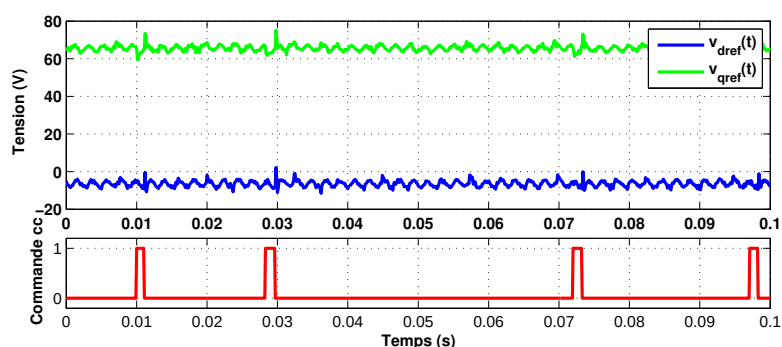


FIGURE 3.2.15 – Tensions (V_{dref}, V_{qref}) accompagnés de l'état du contact inter-spires, Machine 2, résultats expérimentaux

obtenus dans les mêmes conditions de fonctionnement que ceux simulés présentés sur les figures 3.2.4, 3.2.5 et 3.2.6.

Tous ces résultats montrent bien la perturbation au moment où le contact s'établit et au moment où les spires se séparent. Ils seront exploités pour détecter le défaut de court-circuit intermittent inter-spires.

Afin de vérifier l'impact du défaut sur le comportement de la Machine 2, nous avons choisi le point de fonctionnement $I_{qref} = 2 A$, $\Omega = 600 tr/min$ avec $K_{pi} = 15$, $\mu = 6.25\%$, $R_{fcon} = 0.05 Ohms$ et $I_s = 99\% I_{Amax}$. Les figures 3.2.10, 3.2.11 et 3.2.12 présentent les résultats de la simulation alors que les figures 3.2.13, 3.2.14 et 3.2.15 montrent les résultats expérimentaux. La perturbation due au défaut intermittent est facilement remarquable sur ces résultats.

Par contre, pour l'exemple obtenu avec la Machine 2 (figures 3.2.10 à 3.2.15) avec une valeur de μ plus petite que celle prise dans l'étude du défaut de la Machine1 (figures 3.2.4 à 3.2.9), les perturbations sur les courants (i_a, i_b, i_c) , (i_d, i_q) et sur les tensions (V_{dref}, V_{qref}) sont moins prononcées. Nous pouvons donc nous attendre à ce que la détection du défaut de court-circuit intermittent soit moins aisée lorsque peu de spires sont impliquées dans le défaut.

D'après les exemples présentés dans ce sous-chapitre, nous avons montré par simulation et par expérimentation la sensibilité des grandeurs électriques (courants mesurés et tensions de référence) au défaut de court-circuit inter-spires. Un traitement de signal adéquat devrait permettre de créer un indicateur de défaut adapté. Dans la mesure du possible cet indicateur devrait être peu ou pas sensible aux autres types de défaut. Une faible sensibilité aux bruits divers est également une propriété importante recherchée pour pouvoir détecter le défaut à un stade le plus précoce possible. Le sous-chapitre suivant présente d'abord l'application de quelques méthodes génériques à la détection du défaut de court-circuit intermittent inter-spires avant de développer une méthode plus adaptée basée sur les ondelettes.

3.3 Méthodes de détection

Pour une stratégie de maintenance donnée, le traitement de signal, la surveillance et la méthode de diagnostic sont trois étapes dépendantes les unes des autres. En effet, pour chaque traitement de signal existe une méthode de diagnostic adaptée. Pour des données recueillies sur le système surveillé, nous définissons la méthode de détection comme étant l'ensemble : traitement de signal, surveillance et diagnostic.

Nous nous intéressons dans ce qui suit à trois types de méthode de détection, les méthodes statistiques avec un traitement de signal temporel, les analyses spectrales avec un traitement de signal fréquentiel et finalement les méthodes utilisant un traitement de signal temps-fréquence, à savoir les ondelettes.

Pour les méthodes étudiées, nous avons choisi de présenter 8 points de fonctionnement parmi 27 pour la Machine 1 et 8 points parmi 54 pour la Machine 2 (figure 3.2.3). Les cas traités sont illustrés dans le tableau 3.2.

Machine 1		Machine 2	
$I_s = 99\% I_{Amax}, \mu = 50\%,$ $R_{f_{cc on}} = 0.8 Ohms$	Réf.	$I_s = 99\% I_{Amax}, \mu = 6.25\%,$ $R_{f_{cc on}} \mapsto 0 Ohms$	Réf.
$I_{qref} = 3 A, K_{pi} = 10,$ $\Omega = 450 tr/min = 47rd/s$	M1C1	$I_{qref} = 2 A, K_{pi} = 15$ $\Omega = 600 tr/min = 63rd/s$	M2C1
$I_{qref} = 3 A, K_{pi} = 20$ $\Omega = 450 tr/min = 47rd/s$	M1C2	$I_{qref} = 2 A, K_{pi} = 25$ $\Omega = 600 tr/min = 63rd/s$	M2C2
$I_{qref} = 3 A, K_{pi} = 10$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M1C3	$I_{qref} = 2 A, K_{pi} = 15$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M2C3
$I_{qref} = 3 A, K_{pi} = 20$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M1C4	$I_{qref} = 2 A, K_{pi} = 25$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M2C4
$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 10$ $\Omega = 450 tr/min = 47rd/s$	M1C5	$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 15$ $\Omega = 600 tr/min = 63rd/s$	M2C5
$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 20$ $\Omega = 450 tr/min = 47rd/s$	M1C6	$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 25$ $\Omega = 600 tr/min = 63rd/s$	M2C6
$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 10$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M1C7	$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 15$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M2C7
$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 20$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M1C8	$I_{qref} = 5 A, K_{pi} = 25$ $\Omega = 1500 tr/min = 157rd/s$	M2C8

TABLE 3.2 – Les points de fonctionnements traités en méthode statistiques

3.3.1 Méthodes statistiques

Les méthodes statistiques sont des méthodes temporelles qui consistent à chercher un indicateur de défaut dans des paramètres statistiques calculés à partir des données brutes mesurées.

Nous avons choisi de calculer les paramètres statistiques pour les courants statoriques ainsi que pour les tensions de référence et de comparer les résultats obtenus pour une machine saine avec ceux obtenus pour une machine en défaut. Les calculs sont effectués dans le plan (α, β) ainsi que dans le plan (d, q) . L'analyse statistique comprend une étude sur les paramètres statistiques classiques (moyenne, écart-type, ...), les mesures de déformation dans les courants et la dispersion de la puissance consommée par la machine.

Le passage $(a, b, c) - (\alpha, \beta)$ s'exprime par l'équation suivante :

$$i_{abc} = T_{32} i_{\alpha\beta} \quad (3.3.1)$$

avec

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.3.2)$$

La présence de défaut modifie aussi les courants et les tensions de référence dans le plan (d, q) d'où l'intérêt de chercher une signature de défaut dans ce plan.

3.3.1.1 Paramètres statistiques classiques

Nous notons x tout vecteur échantillonné utilisé dans un traitement statistique de données. Le signal x peut représenter $i_\alpha, i_\beta, i_d, i_q, V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}, V_{dref}$ ou V_{qref} .

A la recherche d'une signature statistique du défaut intermittent, et d'après [Casimir 03, Ondel 06, Soualhi 13], pour tout x , nous distinguons :

1. La valeur moyenne

La valeur moyenne $M(x)$ du signal échantillonné x est définie par :

$$M(x) = \frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^{N_x} x_i \quad (3.3.3)$$

où x_i est la $i^{ième}$ valeur contenue dans le vecteur x et N_x est le nombre d'échantillons contenu dans x .

Dans le cas de notre étude, et pour un défaut naissant et intermittent, la valeur moyenne n'est pas un indicateur pertinent. En effet, comme il s'agit d'une valeur moyenne sur une durée de temps déterminée, cette valeur ne varie que très peu, voire de manière non significative, lorsqu'un défaut de court-circuit inter-spires n'arrive que de temps en temps. Les valeurs moyennes des différents signaux sont données dans l'Annexe D section « calcul de la valeur moyenne ».

2. L'écart-type

L'écart-type $\sigma(x)$ est la mesure de dispersion du vecteur x . Par définition, c'est la moyenne quadratique des écarts par rapport à la moyenne.

$$\sigma(x) = \sqrt{\frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^{N_x} (x_i - M(x))^2} \quad (3.3.4)$$

D'après sa définition, l'écart-type mesure la dispersion du signal. En cas de perturbation fréquente introduisant des pics dans le signal étudié, la valeur de l'écart-type diffère de celle de celui du signal sain. Pour le cas des défauts intermittents naissants, la valeur de l'écart type dépend du nombre de court-circuit intermittent dans l'échantillon étudié. Le calcul de l'écart type pour les 16 cas présents dans le tableau 3.2 a montré que la présence du défaut intermittent dans les conditions mentionnées dans ce chapitre n'introduit pas de changement dans la valeur de σ_x , quel que soit x . Les résultats numériques du calcul sont présentés dans l'Annexe D section « calcul de l'écart-type ».

3. Le coefficient de dissymétrie

Le coefficient de dissymétrie $\alpha_3(x)$ (skewness en anglais) d'un signal échantillonné est le moment statistique d'ordre 3 rapporté sur l'écart-type au cube. Il correspond à une mesure de l'asymétrie de la distribution du signal x . Lorsque $\alpha_3(x)$ est nul, le signal est à distribution symétrique.

$$\alpha_3(x) = \frac{\frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^{N_x} (x_i - M(x))^3}{\sigma^3(x)} \quad (3.3.5)$$

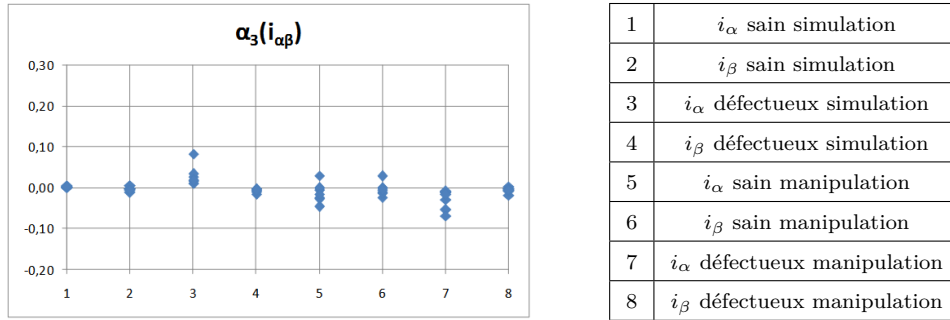


FIGURE 3.3.1 – Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_α, i_β) , Machine 1

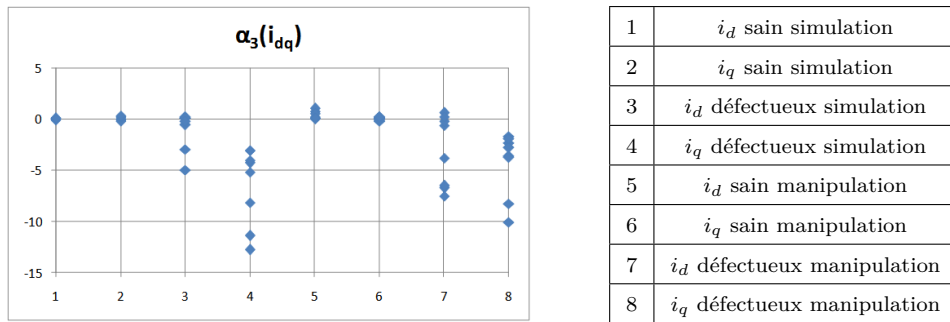


FIGURE 3.3.2 – Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_d, i_q) , Machine 1

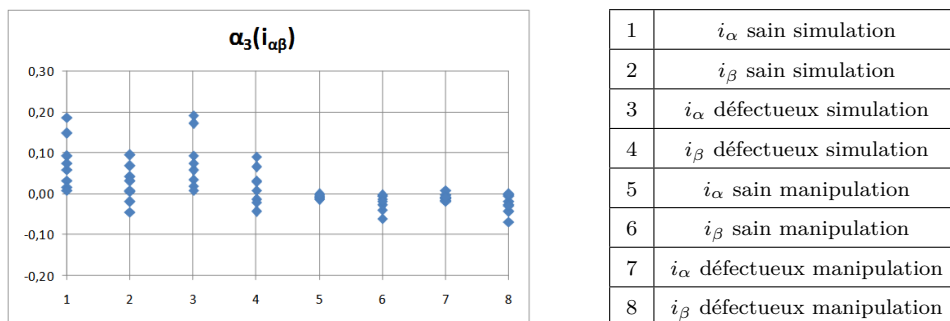
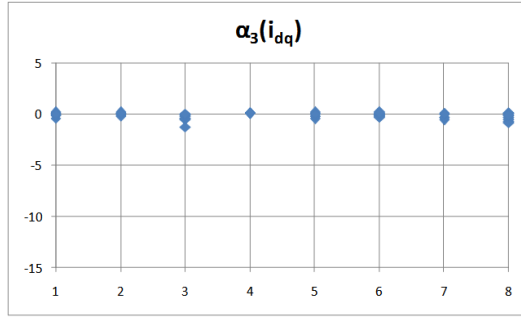
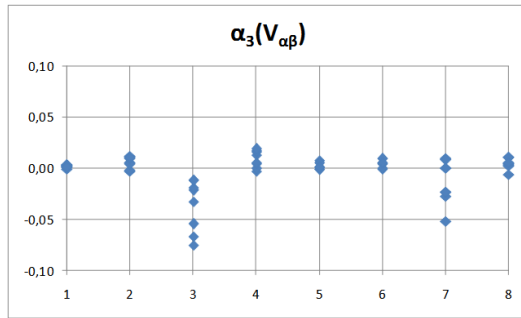


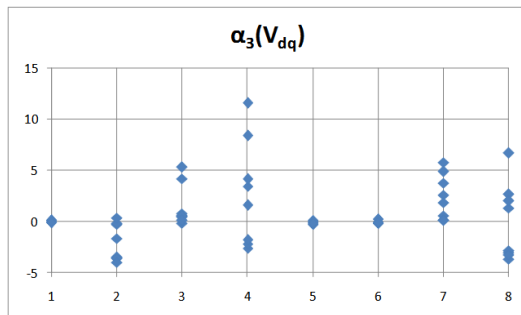
FIGURE 3.3.3 – Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_α, i_β) , Machine 2



1	i_d sain simulation
2	i_q sain simulation
3	i_d défectueux simulation
4	i_q défectueux simulation
5	i_d sain manipulation
6	i_q sain manipulation
7	i_d défectueux manipulation
8	i_q défectueux manipulation

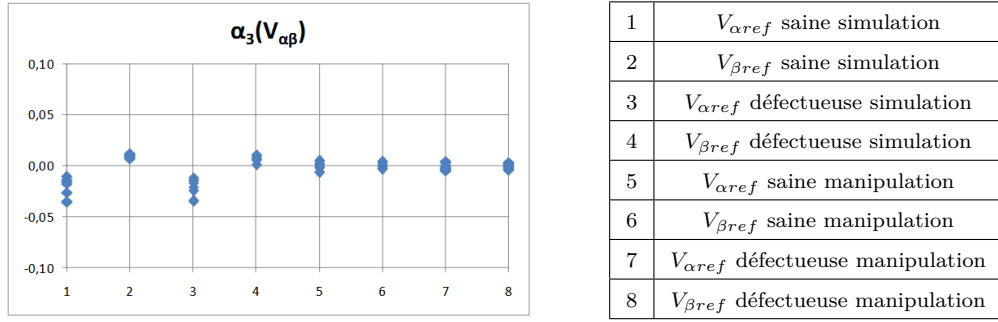
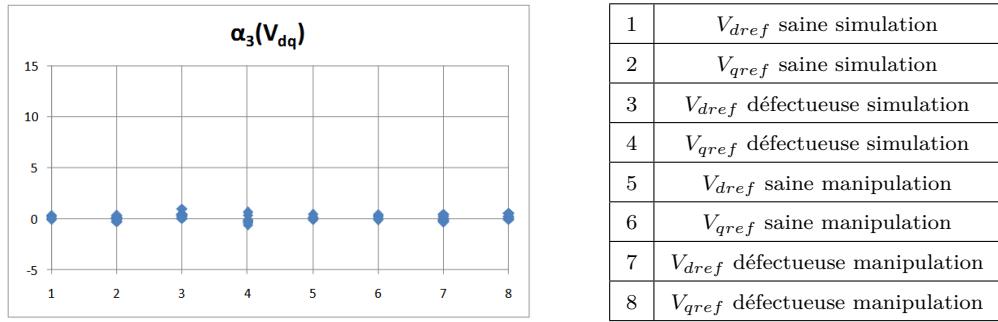
FIGURE 3.3.4 – Coefficient de dissymétrie pour les courants (i_d, i_q), Machine 2


1	$V_{\alpha ref}$ saine simulation
2	$V_{\beta ref}$ saine simulation
3	$V_{\alpha ref}$ défectueuse simulation
4	$V_{\beta ref}$ défectueuse simulation
5	$V_{\alpha ref}$ saine manipulation
6	$V_{\beta ref}$ saine manipulation
7	$V_{\alpha ref}$ défectueuse manipulation
8	$V_{\beta ref}$ défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.5 – Coefficient de dissymétrie pour les tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1


1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

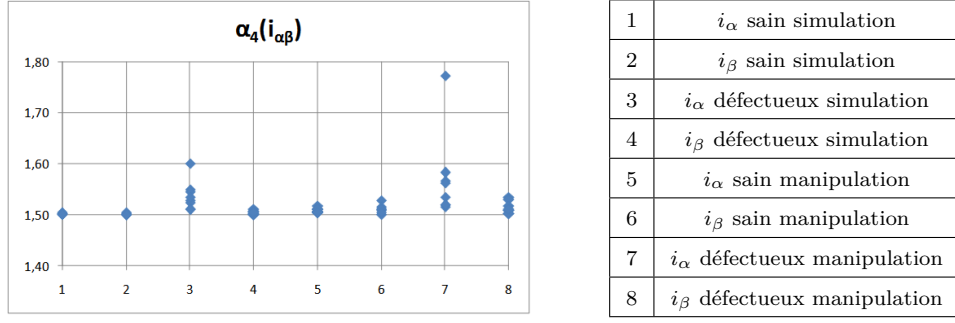
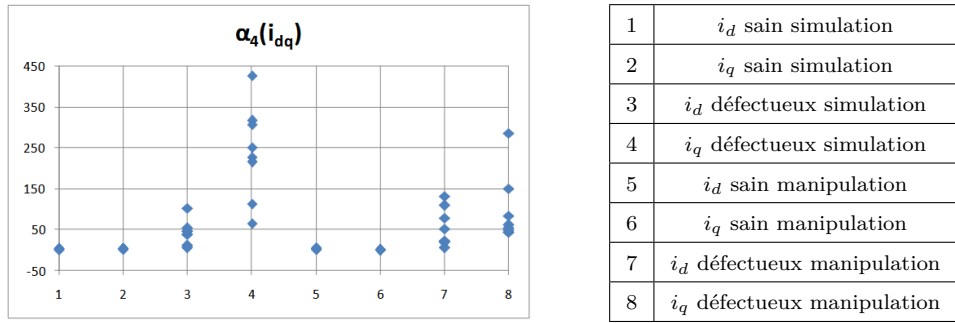
FIGURE 3.3.6 – Coefficient de dissymétrie pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1


 FIGURE 3.3.7 – Coefficient de dissymétrie pour les tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 2

 FIGURE 3.3.8 – Coefficient de dissymétrie pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 2

En le comparant avec l'écart-type, le coefficient de dissymétrie est plus sensible aux variations dans le signal étudié. Dans les figures 3.3.1 à 3.3.4, nous exposons les résultats obtenus pour les courants statoriques des Machines 1 et 2, dans les repères (α, β) et (d, q) .

Dans les figures 3.3.5 à 3.3.8, nous exposons les résultats obtenus pour les tensions de référence des Machines 1 et 2, dans les repères (α, β) et (d, q) .

D'après ces figures, nous constatons que le coefficient de dissymétrie est très faible pour les courants (i_α, i_β) (figures 3.3.1 et 3.3.3) et les valeurs obtenues ne permettent pas de séparer l'espace en deux zones saine et défectueuse. Pour les courants (i_d, i_q) , dans la figure 3.3.2, nous remarquons que les valeurs de $\alpha_3(i_d)$ entre un courant sain et un courant en défaut ont une zone commune alors que pour $\alpha_3(i_q)$ nous pouvons séparer les valeurs en deux zones distinctes saine et défectueuse. Malheureusement, ce n'est pas le cas pour la Machine 2 (figure 3.3.4) quand le nombre de spires impliquées dans le défaut intermittent est faible. Les valeurs de $\alpha_3(i_d)$ ainsi que $\alpha_3(i_q)$ sont les mêmes pour un régime sain ou défectueux. Concernant $\alpha_3(V_{\alpha ref})$, $\alpha_3(V_{\beta ref})$, $\alpha_3(V_{dref})$ et $\alpha_3(V_{qref})$, nous remarquons que pour la Machine 1, les valeurs entre un régime sain et un régime en défaut ont des zones communes (figures 3.3.5 et 3.3.6), ce qui nous empêche de pouvoir séparer les valeurs en deux zones. Pour les figures 3.3.7 et 3.3.8, les valeurs de α_3 sont tellement proches que nous ne pouvons


FIGURE 3.3.9 – Coefficient d’aplatissement pour les courants (i_α, i_β) , Machine 1

FIGURE 3.3.10 – Coefficient d’aplatissement pour les courants (i_d, i_q) , Machine 1

pas les différencier. Cette observation nous permet de conclure que le coefficient de dissymétrie ne peut pas être utilisé comme indicateur de notre défaut naissant.

4. Le coefficient d’aplatissement

Le coefficient d’aplatissement (kurtosis en anglais) $\alpha_4(x)$ d’un signal échantillonné est le moment statique d’ordre 4 rapporté sur l’écart-type à la puissance 4. Il mesure l’aplatissement du signal x .

$$\alpha_4(x) = \frac{\frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^{N_x} (x_i - M(x))^4}{(\sigma^2(x))^2} \quad (3.3.6)$$

Sur les figures 3.3.9 à 3.3.16 sont présentées les valeurs du coefficient d’aplatissement calculées pour les courants (i_α, i_β) et (i_d, i_q) et pour les tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$ et $(V_{d ref}, V_{q ref})$. D’après ces résultats, nous remarquons que pour la Machine 1 et pour un μ égal à 50%, $\alpha_4(i_\alpha)$ change de valeurs pour quelques cas de fonctionnement défectueux mais aussi présente une zone commune de valeurs entre le régime de fonctionnement sain (points 1 et 5 sur la figure 3.3.9) et le régime en défaut (points 3 et 7 sur la figure 3.3.9). D’après la figure 3.3.10, nous remarquons que $\alpha_4(i_d)$ change de valeurs en présence du défaut, et comme pour $\alpha_4(i_\alpha)$, il possède une zone de valeur commune entre les deux régimes de fonctionnement. Le coefficient $\alpha_4(i_q)$ possède une

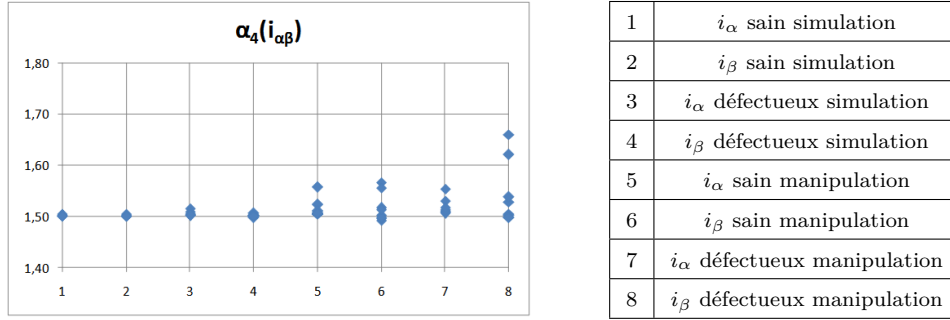


FIGURE 3.3.11 – Coefficient d’aplatissement pour les courants (i_α, i_β) , Machine 2

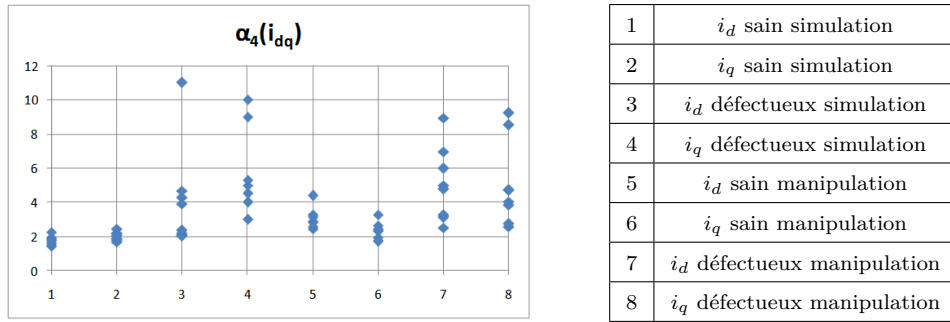


FIGURE 3.3.12 – Coefficient d’aplatissement pour les courants (i_d, i_q) , Machine 2

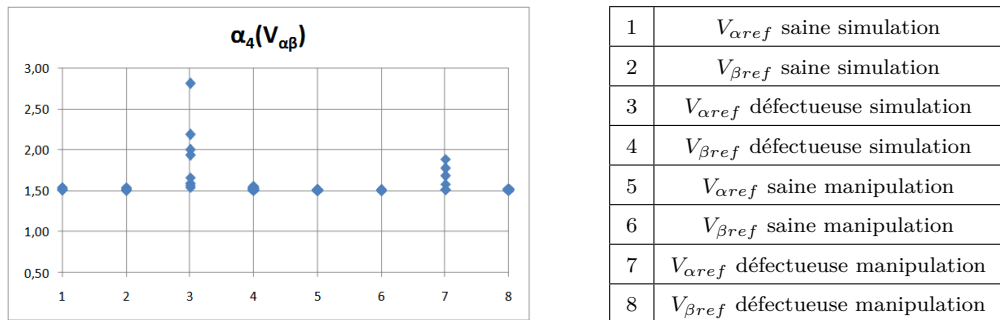
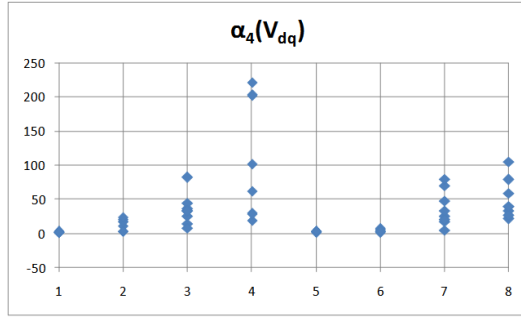
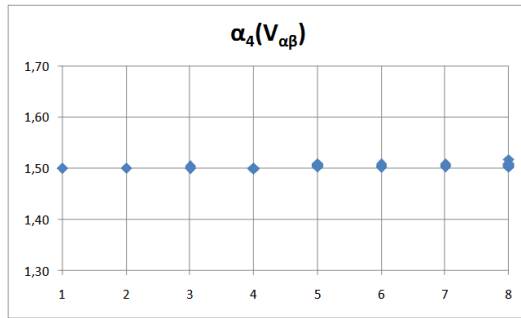


FIGURE 3.3.13 – Coefficient d’aplatissement pour les tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 1



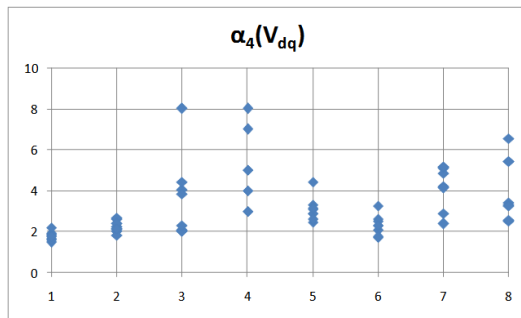
1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.14 – Coefficient d’aplatissement pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 1



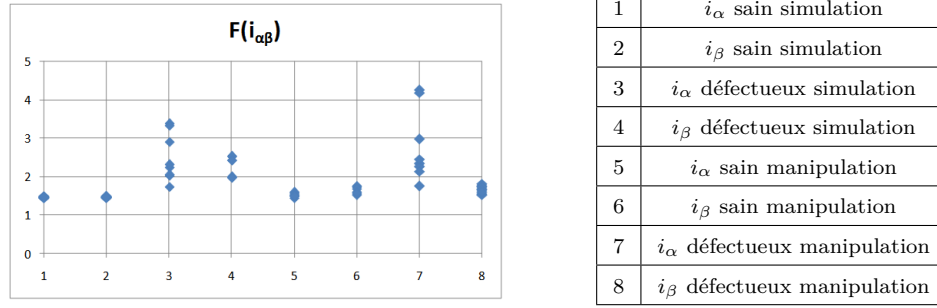
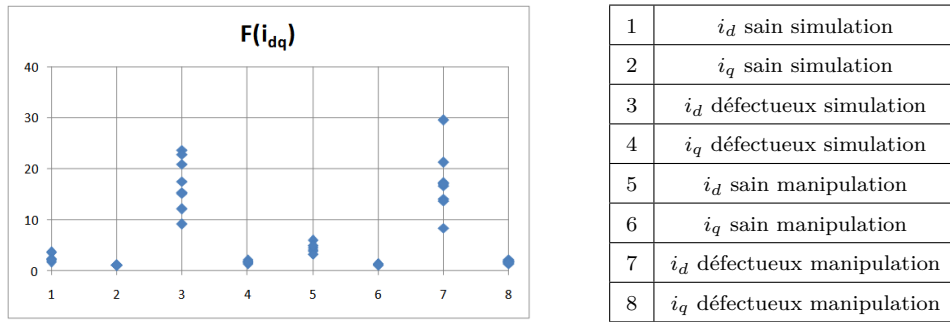
1	V_{aref} saine simulation
2	V_{bref} saine simulation
3	V_{aref} défectueuse simulation
4	V_{bref} défectueuse simulation
5	V_{aref} saine manipulation
6	V_{bref} saine manipulation
7	V_{aref} défectueuse manipulation
8	V_{bref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.15 – Coefficient d’aplatissement pour les tensions (V_{aref}, V_{bref}) , Machine 2



1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.16 – Coefficient d’aplatissement pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 2

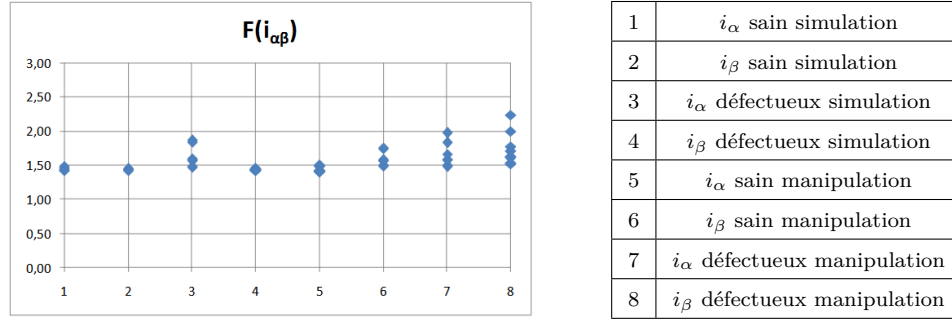
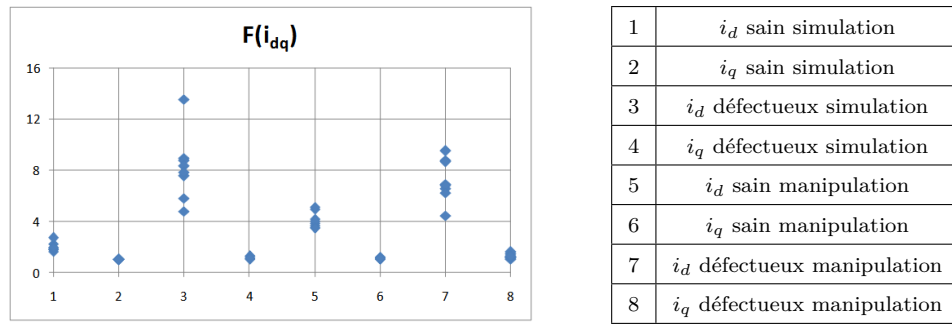
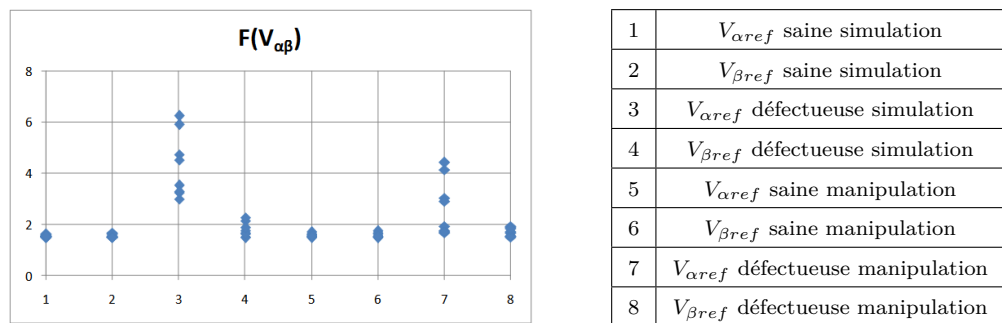

 FIGURE 3.3.17 – Facteur de crête pour les courants (i_α, i_β) , Machine 1

 FIGURE 3.3.18 – Facteur de crête pour les courants (i_d, i_q) , Machine 1

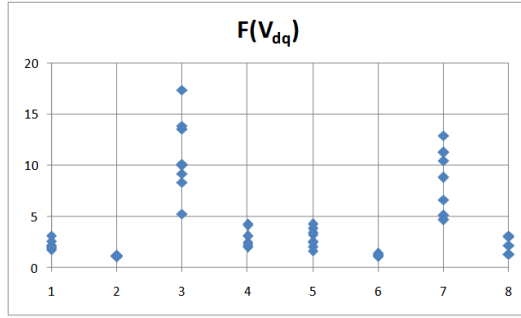
meilleure performance et permet de diviser l'espace de valeurs entre deux zones distinctes saine et défectueuse. Pour les valeurs de α_4 obtenues pour les courants (i_α, i_β) de la Machine 2 avec un μ égal à 6.25%, nous ne distinguons pas de différences entre le régime sain et le régime défectueux (figure 3.3.11). Par contre, les valeurs de $\alpha_4(i_d)$ et $\alpha_4(i_q)$ présentent des variations entre les deux régimes de fonctionnement sans pouvoir diviser l'espace de valeurs en deux zones distinctes. Concernant les valeurs de α_4 obtenues pour les tensions de référence, si nous comparons les figures 3.3.9 et 3.3.11 à 3.3.13 et 3.3.15, nous constatons que $\alpha_4(V_{\alpha ref})$ et $\alpha_4(V_{\beta ref})$ possèdent des comportements similaires à ceux de $\alpha_4(i_\alpha)$ et $\alpha_4(i_\beta)$. Les valeurs obtenues avec les tensions (V_{dref}, V_{qref}) diffèrent entre les cas sain et en défaut, mais elles ne permettent pas de diviser l'espace en deux zones distinctes (figures 3.3.14 et 3.3.16). Cette observation nous conduit à conclure que le coefficient d'aplatissement ne peut pas être utilisé pour la détection de notre défaut naissant dans les têtes de bobines.

5. Le facteur de crête

Le facteur de crête d'un signal x , noté $F(x)$ est le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace du signal.

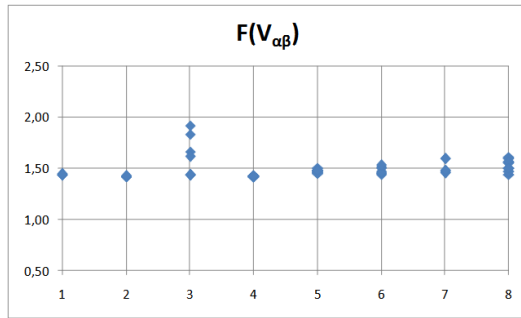
$$F(x) = \frac{|x_{pic}|}{X_{eff}} \quad (3.3.7)$$


FIGURE 3.3.19 – Facteur de crête pour les courants (i_α, i_β) , Machine 2

FIGURE 3.3.20 – Facteur de crête pour les courants (i_d, i_q) , Machine 2

FIGURE 3.3.21 – Facteur de crête pour les tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 1



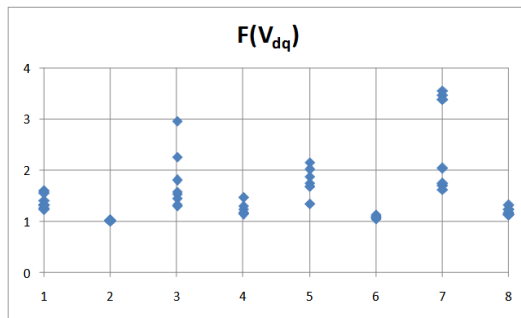
1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.22 – Facteur de crête pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1



1	V_{aref} saine simulation
2	V_{bref} saine simulation
3	V_{aref} défectueuse simulation
4	V_{bref} défectueuse simulation
5	V_{aref} saine manipulation
6	V_{bref} saine manipulation
7	V_{aref} défectueuse manipulation
8	V_{bref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.23 – Facteur de crête pour les tensions (V_{aref}, V_{bref}), Machine 2



1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.24 – Facteur de crête pour les tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 2

Les figures 3.3.17 à 3.3.24 présentent les valeurs du facteur de crête calculé pour les courants (i_α, i_β) et (i_d, i_q) et pour les tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$ et (V_{dref}, V_{qref}) . Nous pouvons noter que pour la Machine 1 et pour les cas traités avec une valeur de μ égale à 50%, $F(i_\alpha)$ change de valeur pour quelques cas de fonctionnement défectueux mais comme pour le coefficient d'aplatissement, les valeurs obtenues présentent une zone commune entre le régime de fonctionnement sain (points 1 et 5 sur la figure 3.3.17) et le régime en défaut (points 3 et 7 sur la figure 3.3.17). D'après la figure 3.3.18, nous remarquons que $F(i_d)$ change de valeurs en présence du défaut et divise l'ensemble des valeurs en deux zones saine et défectueuse.

Pour les valeurs du facteur de crête obtenues pour les courants (i_α, i_β) de la Machine 2 avec un μ égal à 6.25%, nous distinguons une légère différence entre le régime sain et le régime défectueux sur les valeurs de $F(i_\alpha)$ avec une zone commune entre les deux régimes (figure 3.3.19). Concernant le facteur de crête des courants (i_d, i_q) , nous remarquons une sensibilité pour $F(i_d)$ qui peut prendre des valeurs différentes en cas de défaut, mais aussi avec une zone commune de valeurs entre les deux régimes sain et défectueux (figure 3.3.24).

Concernant les valeurs du facteurs de crête obtenues pour les tensions de référence, d'après les figures 3.3.21, 3.3.22, 3.3.23 et 3.3.24, nous pouvons remarquer que $F(V_{\alpha ref})$ et $F(V_{dref})$ sont plutôt sensibles à la présence du défaut, mais il existe une zone de valeurs communes entre les deux régimes sain et défectueux. Pour conclure sur le facteur de crête, nous constatons que son utilisation est plutôt adaptée à la détection des défauts introduisant des grands pics dans les signaux étudiés. Cet indicateur pourrait être retenu cependant il ne permettra pas la détection pour un état peu avancé du défaut intermittent (R_{fcon} grand) ou pour un faible nombre de spire impliquées. Nous pouvons aussi préciser que cet indicateur n'est pas en mesure de faire de discrimination sur la nature du défaut.

3.3.1.2 Les mesures de déformation

Les mesures de déformation sont appliquées uniquement sur les composantes (α, β) des vecteurs courant et tension afin d'évaluer leur déformation par rapport à une forme sinusoïdale[Casimir 03, Ondel 06].

Nous introduisons le module du vecteur courant dans le plan (α, β) noté $i_{\alpha\beta}$ et défini par :

$$i_{\alpha\beta} = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (3.3.8)$$

De la même manière, nous définissons le module de la tension de référence dans le plan (α, β) noté $V_{\alpha\beta}$ et défini par :

$$V_{\alpha\beta} = \sqrt{V_{\alpha ref}^2 + V_{\beta ref}^2} \quad (3.3.9)$$

Nous considérons les caractéristiques normalisés $i_{\beta n}$ ($i_{\alpha n}$) et $V_{\beta n}$ ($V_{\alpha n}$) avec $(i_{\alpha n}, i_{\beta n})$ les vecteurs (i_α, i_β) normalisés par rapport à la valeur efficace du module $i_{\alpha\beta}$, et $(V_{\alpha n}, V_{\beta n})$ les vecteurs $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$ normalisés par rapport à la valeur efficace du module $V_{\alpha\beta}$. Ces

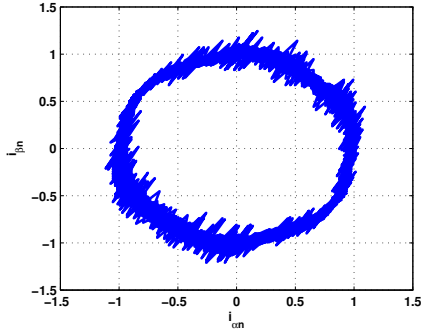


FIGURE 3.3.25 – Caractéristique normalisés $i_{\beta n}(i_{\alpha n})$ en fonctionnement sain, Machine 1

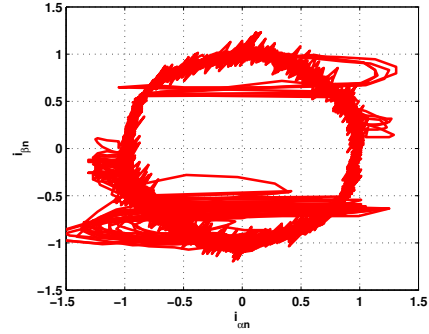


FIGURE 3.3.26 – Caractéristique normalisés $i_{\beta n}(i_{\alpha n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 1

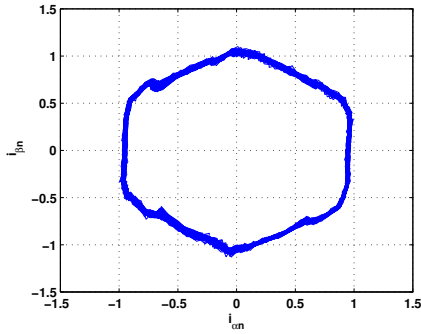


FIGURE 3.3.27 – Caractéristique normalisés $i_{\beta n}(i_{\alpha n})$ en fonctionnement sain, Machine 2

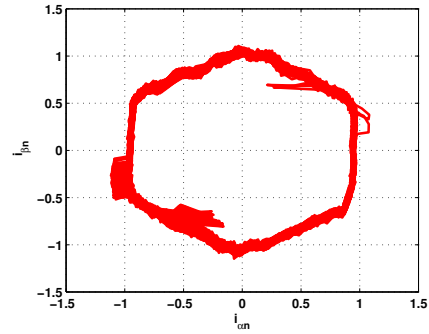


FIGURE 3.3.28 – Caractéristique normalisés $i_{\beta n}(i_{\alpha n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 2

caractéristiques peuvent-êtres vues comme l'évolution dans le plan complexe des vecteurs $\underline{i_{\alpha\beta n}}$ et $\underline{V_{\alpha\beta n}}$.

$$\underline{i_{\alpha\beta n}} = i_{\alpha n} + j i_{\beta n} = i_{\alpha\beta n} e^{j\varphi_i} \quad (3.3.10)$$

$$\underline{V_{\alpha\beta n}} = V_{\alpha n} + j V_{\beta n} = V_{\alpha\beta n} e^{j\varphi_v} \quad (3.3.11)$$

Nous rappelons que la valeur efficace X_{eff} d'un signal x est définie comme étant la racine carrée de la moyenne de cette grandeur au carré.

$$X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^{N_x} (x_i)^2} \quad (3.3.12)$$

Dans les figures 3.3.25 et 3.3.26, nous présentons un exemple de $\underline{i_{\alpha\beta n}}$ en fonctionnement sain et en défaut respectivement pour la Machine 1. Il s'agit du cas M1C1 du tableau 3.2.

Pour la Machine 2, nous présentons sur les figure 3.3.27 et 3.3.28, un exemple de $\underline{i_{\alpha\beta n}}$ en fonctionnement sain et en défaut respectivement pour le cas M2C1.

Les deux paramètres notés δ_α et δ_β sont les mesures de déformation sur l'axe « α » à $\varphi = 0$ et sur l'axe « β » à $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

$$\delta_\alpha(i_{\alpha\beta}) = \left| \max(\underline{i_{\alpha\beta n}}) - \min(\underline{i_{\alpha\beta n}}) \right|_{\varphi_i=0} \quad (3.3.13)$$

$$\delta_\beta(i_{\alpha\beta}) = \left| \max(\underline{i_{\alpha\beta n}}) - \min(\underline{i_{\alpha\beta n}}) \right|_{\varphi_i=\frac{\pi}{2}} \quad (3.3.14)$$

$$\delta_\alpha(V_{\alpha\beta}) = \left| \max(\underline{V_{\alpha\beta n}}) - \min(\underline{V_{\alpha\beta n}}) \right|_{\varphi_v=0} \quad (3.3.15)$$

$$\delta_\beta(V_{\alpha\beta}) = \left| \max(\underline{V_{\alpha\beta n}}) - \min(\underline{V_{\alpha\beta n}}) \right|_{\varphi_v=\frac{\pi}{2}} \quad (3.3.16)$$

Les figures 3.3.29 à 3.3.32 illustrent les mesures de déformation sur les deux Machines 1 et 2 pour les cas présentés dans le tableau 3.2. Nous pouvons notamment remarquer que la déformation du courant est plus prononcée sur l'axe « α » que sur l'axe « β ». Cependant, ce résultat est plus net en simulation qu'en expérimentation où nous remarquons une zone de valeurs communes entre les régimes sain et défectueux (figure 3.3.29). Pour la Machine 2, (figure 3.3.30), la zone commune des valeurs de $\delta_\alpha(i_{\alpha\beta})$, ainsi que celle de $\delta_\beta(i_{\alpha\beta})$, entre le régime sain et celui défectueux est trop importante, il faut beaucoup agrandir l'échelle pour remarquer une petite différence de valeur. En ce qui concerne la mesure de déformation des tensions de référence, nous remarquons que pour les deux Machines 1 et 2 (figure 3.3.31 et 3.3.32), les valeurs varient légèrement entre les deux régimes de fonctionnement (sain et défectueux), et gardent une zone de valeurs commune. La mesure de déformation nous amène à conclure qu'il est impossible de diviser l'espace de valeurs en deux zones de fonctionnement distinctes que ce soit pour les courants ou pour les tensions de référence. Par conséquent, la mesure de déformation n'est pas un indicateur pertinent pour détecter un défaut de court-circuit intermittent inter-spires.

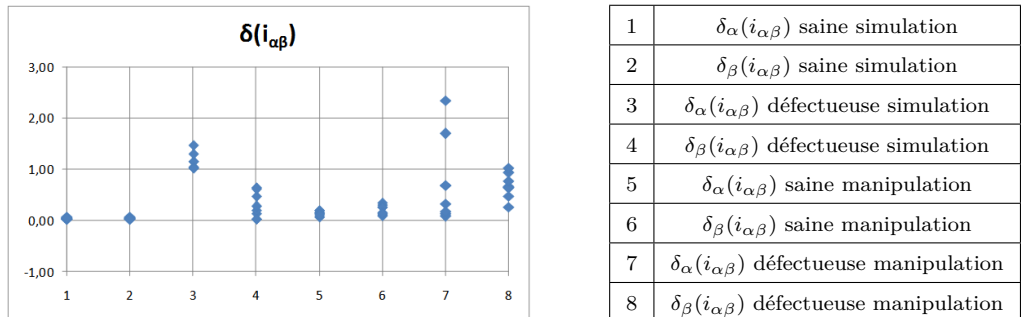
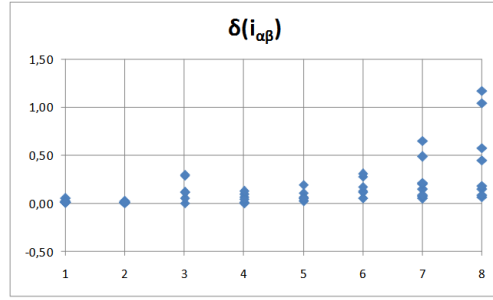
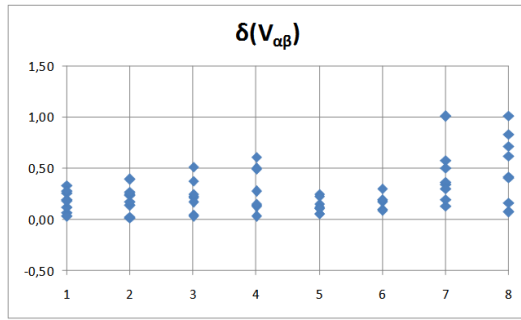


FIGURE 3.3.29 – Mesure de déformation des courants (i_α, i_β) , Machine 1



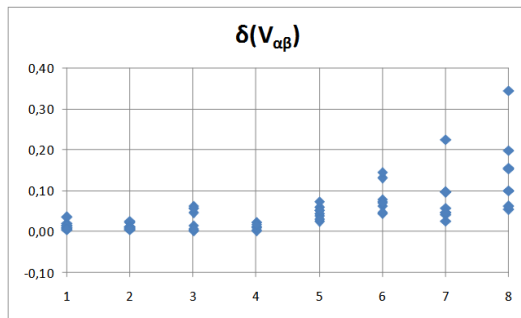
1	$\delta_{\alpha}(i_{\alpha\beta})$ saine simulation
2	$\delta_{\beta}(i_{\alpha\beta})$ saine simulation
3	$\delta_{\alpha}(i_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
4	$\delta_{\beta}(i_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
5	$\delta_{\alpha}(i_{\alpha\beta})$ saine manipulation
6	$\delta_{\beta}(i_{\alpha\beta})$ saine manipulation
7	$\delta_{\alpha}(i_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation
8	$\delta_{\beta}(i_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.30 – Mesure de déformation des courants (i_{α}, i_{β}) , Machine 2



1	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ saine simulation
2	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ saine simulation
3	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
4	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
5	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ saine manipulation
6	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ saine manipulation
7	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation
8	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.31 – Mesure de déformation des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 1



1	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ saine simulation
2	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ saine simulation
3	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
4	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse simulation
5	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ saine manipulation
6	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ saine manipulation
7	$\delta_{\alpha}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation
8	$\delta_{\beta}(V_{\alpha\beta})$ défectueuse manipulation

FIGURE 3.3.32 – Mesure de déformation des tensions $(V_{\alpha ref}, V_{\beta ref})$, Machine 2

3.3.1.3 La dispersion de puissance instantanée

D'après [Casimir 03, Ondel 06], une recherche de signatures statistiques peut se faire dans la puissance instantanée.

Pour cela, nous définissons les puissances instantanées active $P_{\alpha\beta}$, réactive $Q_{\alpha\beta}$ et apparente $S_{\alpha\beta}$ par :

$$P_{\alpha\beta} = V_{\alpha}i_{\alpha} + V_{\beta}i_{\beta} \quad (3.3.17)$$

$$Q_{\alpha\beta} = V_{\beta}i_{\alpha} - V_{\alpha}i_{\beta} \quad (3.3.18)$$

$$S_{\alpha\beta} = \sqrt{P_{\alpha\beta}^2 + Q_{\alpha\beta}^2} \quad (3.3.19)$$

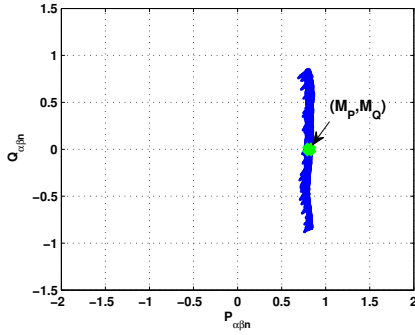


FIGURE 3.3.33 – Caractéristique normalisée $Q_{\alpha\beta n}(P_{\alpha\beta n})$ en fonctionnement sain, Machine 1

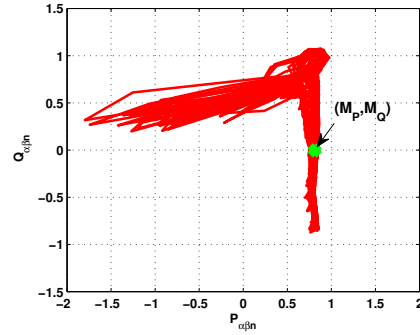


FIGURE 3.3.34 – Caractéristique normalisée $Q_{\alpha\beta n}(P_{\alpha\beta n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 1,

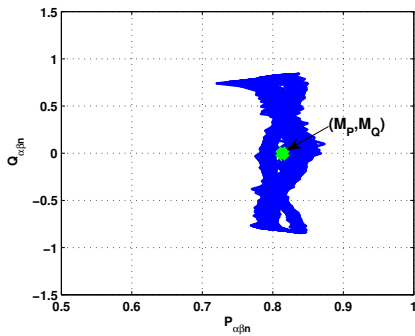


FIGURE 3.3.35 – Caractéristique normalisée $Q_{\alpha\beta n}(P_{\alpha\beta n})$ en fonctionnement sain, Machine 2

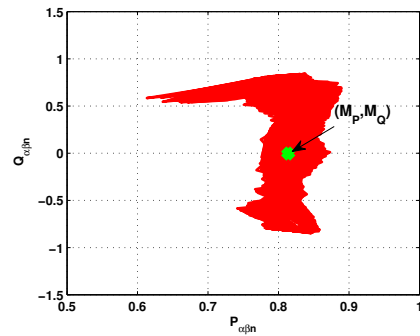


FIGURE 3.3.36 – Caractéristique normalisée $Q_{\alpha\beta n}(P_{\alpha\beta n})$ en fonctionnement en défaut, Machine 2

Pour chercher une signature temporelle du défaut dans la puissance, il est possible d'utiliser la valeur moyenne, l'écart-type, le coefficient de symétrie ou le coefficient d'aplatissement. Devant les inconvénients présentés par ces méthodes sur d'autres signaux qui restent vraies ici, nous nous sommes intéressés à l'étude de la dispersion de la caractéristique normalisée $Q_{\alpha\beta n}(P_{\alpha\beta n})$ où $P_{\alpha\beta n}$ et $Q_{\alpha\beta n}$ sont respectivement les valeurs normalisées des puissances active $P_{\alpha\beta}$ et réactive $Q_{\alpha\beta}$ par rapport à la valeur efficace du module de la puissance apparente $S_{\alpha\beta}$.

Dans le plan complexe, nous définissons $\underline{S_{\alpha\beta n}}$ tel que :

$$\underline{S_{\alpha\beta n}} = P_{\alpha\beta n} + j Q_{\alpha\beta n} \quad (3.3.20)$$

Sur les figures 3.3.33 et 3.3.34, nous présentons $\underline{S_{\alpha\beta n}}$ en fonctionnement sain et en défaut pour la Machine 1. Cet exemple correspond au cas M1C1 du tableau 3.2. M_P et M_Q sur ces figures représentent les valeurs moyennes des puissances $P_{\alpha\beta n}$ et $Q_{\alpha\beta n}$. Pour la Machine 2, les figures 3.3.35 et 3.3.36 montrent $\underline{S_{\alpha\beta n}}$ en fonctionnement sain et en défaut pour le cas M2C1.

Pour un point de fonctionnement donné, le point M de coordonnées (M_P, M_Q) est le centre de gravité de l'ensemble des points $\underline{S_{\alpha\beta n}}$. La dispersion du nuage de puissance ζ_S est défini par :

$$\zeta_S = \sum_{i=1}^{N_x} \left(\underline{S_{\alpha\beta n}}(i) - \underline{M} \right) \left(\underline{S_{\alpha\beta n}}(i) - \underline{M} \right)^T \quad (3.3.21)$$

Les figures 3.3.37 et 3.3.38 illustrent la dispersion de puissance pour les cas M1C1 et M2C1 respectivement. Comme nous pouvons le voir, ce coefficient ne permet pas la détection de notre défaut naissant dans la machine parce que malgré une légère différence entre un régime de fonctionnement sain et un régime défectueux, cette différence n'est pas suffisante pour pouvoir séparer l'espace des valeurs de ζ_s en deux zones distinctes. Cela peut s'expliquer par le fait que la dispersion de puissance s'apparente à une somme qui a un effet de filtrage passe bas sur les signaux impliqués, et comme le phénomène étudié se traduit par des variations rapide dans les signaux (composante spectrale haute fréquence), elles sont filtrées. Nous pourrions éventuellement modifier la fenêtre du calcul pour maximiser la sensibilité de cet indicateur au défaut naissant, mais cela n'a pas été considérée ici connaissant les limites intrinsèques de la méthode.

Les paramètres statistiques étudiés dans les paragraphes 3.3.1.1, 3.3.1.2 et 3.3.1.3, ont montré que la présence d'un court-circuit inter-spices intermittent dans les têtes de bobines du stator peut modifier les valeurs de quelques paramètres statistiques. Nous notons que dans le cas de notre étude, le défaut est appliqué à l'enroulement de la phase « a », la raison pour laquelle les paramètres qui ont présenté le plus de sensibilité sont ceux liés à l'axe « α » dans le plan (α, β) . Cependant, la différence de valeurs obtenues entre un régime de fonctionnement sain et un autre dans les conditions de défaut ne permet pas de diviser l'espace des valeurs en deux zones de fonctionnement sain et défectueux. D'après le chapitre précédent, nous avons vu que pour une valeur de μ et une valeur R_f données, la vitesse est le facteur le plus influant sur l'amplitude et la durée de la déformation présente dans les grandeurs électriques. A basse vitesse, la signature du défaut est relativement moins importante que celle présente à vitesse élevée.

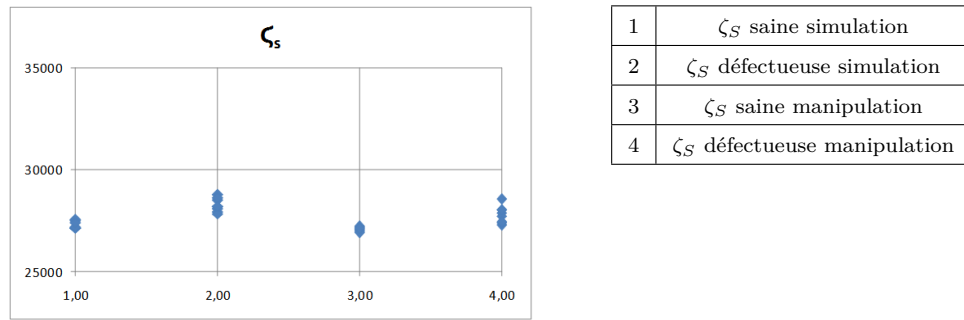


FIGURE 3.3.37 – Dispersion de la puissance, Machine 1

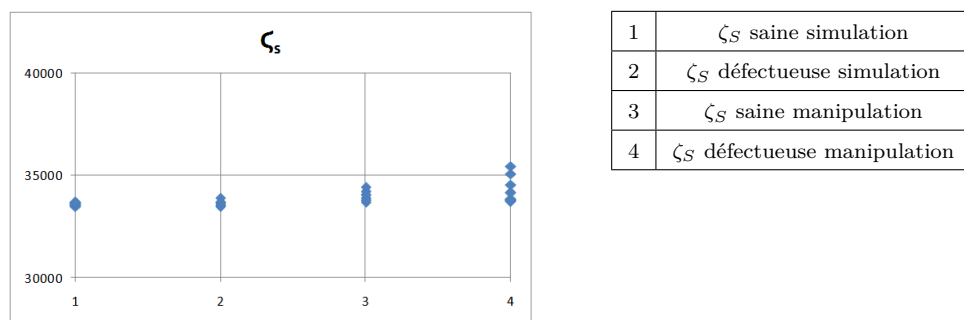


FIGURE 3.3.38 – Dispersion de la puissance, Machine 2

Comme les paramètres statistiques n'ont pas permis de trouver un indicateur de notre défaut intermittent, nous étudions dans la partie suivante les méthodes de traitement de signal fréquentiel.

3.3.2 Traitement de signal fréquentiel

La transformée de Fourier est l'analyse fréquentielle la plus utilisée parmi les méthodes de traitement de signal fréquentiel. Elle consiste à trouver la composition fréquentielle d'un signal donné en régime permanent et à suivre l'évolution de l'amplitude de certaines raies harmoniques. Comme cette technique traite des signaux échantillonnés, elle dépend d'un nombre fini de points et d'une fréquence d'échantillonnage. Comme la durée d'étude est forcément bornée, le choix d'une fenêtre peut jouer un rôle important dans la correction des effets d'échantillonnage. Il existe plusieurs types de fenêtre et leur utilisation dépend de l'analyse effectuée. Autre que la fenêtre rectangulaire, nous citons les fenêtres les plus connues comme celle de Hann, de Hamming, de Blackman-Harris ou de Kaiser-Bessel dont l'utilisation influe sur le résultat spectral obtenu[Dumas 01].

Comme nous nous intéressons au défaut naissant inter-spires, nous avons cherché, dans les travaux existants, des méthodes de détection du défaut de court-circuit inter-spires basées sur une analyse fréquentielle. Les travaux existants sont restreints aux défauts de

type permanent. En se basant sur ces études, un défaut au stator crée un déséquilibre au niveau de l'impédance statorique de la machine et par conséquent au niveau du courant absorbé pour une alimentation par un système de tension équilibré. D'après les travaux de [Wu 10], la présence du défaut inter-spices permanent influence l'amplitude de l'harmonique de rang 3 des courants statoriques dans le plan (a, b, c) . Si nous passons dans le plan (d, q) , [Kim 11] explique que c'est l'harmonique de rang deux qui est perturbé en présence de défaut. D'après [Leboeuf 11, Boileau 13], l'amplitude de l'harmonique de rang deux dépend de la sévérité du défaut inter-spices permanent et la détection du défaut se fait à partir d'une comparaison de l'amplitude de l'harmonique de rang deux des tensions de référence avec un seuil prédéfini pour une machine saine. Dans sa thèse, [Boileau 10] affirme qu'en présence du défaut inter-spices permanent, les amplitudes des harmoniques de rang deux et quatre des tensions V_{dref} et V_{qref} augmentent lorsque la résistance de défaut R_f diminue pour une machine régulée en courant. Il a également montré que l'harmonique de puissance de rang deux peut être utilisé comme un indicateur de défaut inter-spices permanent.

Dans ce qui suit, nous essayons la méthode de Boileau [Boileau 10], sachant que nous utilisons une régulation de courant. Nous extrayons le module de l'harmonique de rang deux du module des tensions de référence en présence du défaut intermittent et nous le comparons avec celui obtenu dans des conditions de fonctionnement sain. L'extraction de cet harmonique se fait conformément au schéma présent sur la figure 3.3.39. La fenêtre utilisée est une fenêtre rectangulaire.

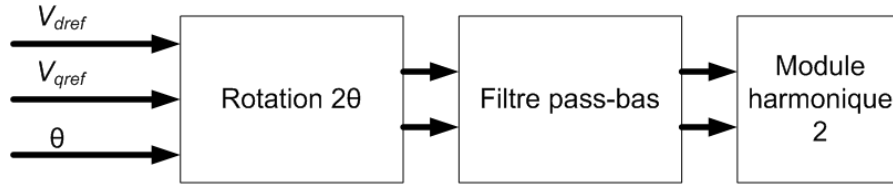


FIGURE 3.3.39 – Extraction de l'harmonique de rang 2

Dans les tableaux 3.3 et 3.4 et pour les points de fonctionnement du tableau 3.2, nous présentons les amplitudes de l'harmonique deux des tensions de référence dans le plan (d, q) obtenues pour les Machines 1 et 2. Nous rappelons que dans tous les cas étudiés, le court-circuit inter-spices a lieu de manière intermittente et non périodique. D'après ces deux tableaux, nous constatons que l'amplitude de cet harmonique varie légèrement en présence du défaut. À comparer avec les valeurs obtenues pour un fonctionnement sain, en présence du défaut, l'amplitude de l'harmonique deux augmente dans certains cas et diminue dans d'autres. La variation positive ou négative dépend de la largeur de la fenêtre d'échantillonnage et de la fréquence d'apparition du défaut intermittent.

Cette variation légère dans l'amplitude de l'harmonique de rang deux et le sens inconnu de variation font que la surveillance de cet harmonique ne peut pas être utilisée pour détecter un défaut intermittent survenant de façon aléatoire. Pour aller plus loin, nous avons calculé l'amplitude de l'harmonique de rang deux pour un défaut plus avancé où le court-circuit intermittent a lieu périodiquement. Nous avons remarqué qu'en cas de défaut périodique (il s'agit d'un stade du défaut plus avancé), le court-circuit inter-spices dans les

cas	Résultats simulation		Résultats manipulation	
	Machine saine	Machine défectueuse	Machine saine	Machine défectueuse
M1C1	0.1889	0.1881	0.1803	0.1741
M1C2	0.1893	0.1900	0.1777	0.1671
M1C3	0.6812	0.6854	0.6616	0.5226
M1C4	0.6815	0.6863	0.6798	0.6362
M1C5	0.1994	0.1983	0.1786	0.1735
M1C6	0.1008	0.1004	0.1807	0.1643
M1C7	0.6883	0.6851	0.7463	0.6043
M1C8	0.6889	0.6841	0.7642	0.7194

TABLE 3.3 – Amplitude de l’harmonique de rang 2, Machine 1

cas	Résultats simulation		Résultats manipulation	
	Machine saine	Machine défectueuse	Machine saine	Machine défectueuse
M2C1	0.7830	0.7830	0.7708	0.7771
M2C2	0.7830	0.7829	0.7706	0.7762
M2C3	0.7365	0.7354	0.7381	0.7416
M2C4	0.7365	0.7354	0.7382	0.7405
M2C5	0.8229	0.8228	0.8180	0.8204
M2C6	0.8229	0.8228	0.8182	0.8209
M2C7	0.7542	0.7542	0.7578	0.7585
M2C8	0.7541	0.7541	0.7577	0.7591

TABLE 3.4 – Amplitude de l’harmonique de rang 2, Machine 2

têtes de bobines se produit deux fois par période et possède donc une fréquence double du fondamental (même dans le plan (d, q)). Par conséquent, l’amplitude de l’harmonique de rang deux varie dans un sens positif uniquement. Par exemple pour le cas M2C4 et pour les essais expérimentaux, nous obtenons un harmonique d’amplitude 0.8192 en cas de défaut, supérieur à 0.7382 en fonctionnement sain. Toutefois, dans le cadre de nos travaux, nous souhaitons mettre en place une méthode de détection du défaut inter-spores intermittent dans les têtes de bobines qui en cas d’occurrence du défaut n’est pas forcément régulière. Par conséquent, la surveillance de l’amplitude de l’harmonique de rang deux ne peut pas être utilisée comme un indicateur pertinent du défaut intermittent.

De plus, nous avons remarqué dans le chapitre précédent que la durée du contact inter-spores (et donc du défaut) dépend de la vitesse de rotation du rotor et de la sévérité du défaut. Cela affecte fortement le spectre des signaux. En effet, un court-circuit inter-spores intermittent peut générer des harmoniques très différents selon le point de fonctionnement rendant difficile sa surveillance par une analyse fréquentielle. Nous pouvons donc conclure que le défaut intermittent n’a pas une signature caractéristique dans le spectre fréquentiel des courants de phase ou celui des tensions de référence.

Cette conclusion nous conduit à envisager une méthode différente capable de détecter des événements apériodiques ayant une forme connue. Cela est l’objet du sous-chapitre

suivant.

3.3.3 Traitement de signal temps-fréquence

Dans les paragraphes précédents, nous avons testé des méthodes de traitement de signal statistique et fréquentielle afin de trouver un indicateur de défaut intermittent. Les méthodes étudiées n'ont pas montré une efficacité suffisante pour la détection du défaut intermittent naissant et nous ont amené à développer une méthode de détection de forme qui permet de reconnaître la signature du défaut à l'aide d'une forme représentative du défaut présente dans les grandeurs électriques.

La réalisation d'une détection de forme de la signature du défaut nécessite une méthode permettant la détection de cette forme indépendamment de sa durée et de son amplitude. Nous rappelons que d'après l'étude paramétrique effectuée dans le chapitre précédent, nous avons conclu que le courant garde une forme bien définie lorsqu'un court-circuit intermittent survient. Cette forme subit une dilatation en fonction des points de fonctionnement, des gains du régulateur de courant mais aussi en fonction des paramètres du défaut comme le nombre de spires impliquées dans le court-circuit, la résistance de court-circuit et le courant de seuil déclenchant le défaut.

Le défaut intermittent possède une signature propre à lui et qui le différencie des autres types de défauts. En annexe E, nous présentons un exemple des courants $i_a(t)$, $i_d(t)$, $i_q(t)$ et des tensions de références $V_{dref}(t)$, $V_{qref}(t)$ en présence d'un défaut de variations de couple pour montrer que le défaut intermittent possède une signature dans les courants et les tensions de références qui est propre à lui.

Les propriétés de la signature du défaut nécessitent une méthode de détection flexible sur la dilatation temporelle et sur l'amplitude. Parmi les méthodes de traitement de signal, les ondelettes constituent un outil performant pour effectuer la détection souhaitée.

3.3.3.1 rappel sur les ondelettes

La transformée en ondelettes est définie comme étant l'intégrale d'un produit scalaire entre une fonction notée $\psi_{\delta,\tau}(t)$ et une fonction réelle ou complexe que nous notons $X(t)$ comme indiqué dans l'équation 3.3.22 [Pesquet-Popescu 01].

$$W_X(\delta, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \cdot \psi_{\delta,\tau}(t) dt \quad (3.3.22)$$

Pour des coefficients de dilatation δ et de translation τ , $\psi_{\delta,\tau}(t)$ est la famille d'ondelettes construite par dilatation et translation à partir d'une fonction mère ψ comme définie dans l'équation 3.3.23.

$$\psi_{\delta,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{\delta}} \psi\left(\frac{t - \tau}{\delta}\right), \delta > 0 \quad (3.3.23)$$

Pour pouvoir effectuer une transformation en ondelettes, la fonction mère doit satisfaire les conditions d'admissibilité suivantes [Truchetet 98, Misiti 03] :

$$\int_{\mathbb{R}} |t \psi(t)| dt < \infty \quad (3.3.24)$$

$$\int_{\mathbb{R}} \psi(t) dt = 0 \quad (3.3.25)$$

Pour des facteurs de dilatations et de translations réels, la transformée en ondelettes est continue. Dans la pratique, cette transformation est effectuée d'une manière approximative avec des termes échantillonnés et discret [Truchetet 98].

3.3.3.2 Ondelette adaptée à une forme

Pour trouver une base d'ondelettes pour représenter un signal donné, deux possibilités s'offrent à nous, la première consiste à prendre une ondelette existante et la modifier afin qu'elle convienne à la forme souhaitée et la deuxième possibilité consiste à construire sa propre base. La meilleure méthode pour trouver une base d'ondelettes pour représenter un signal donné est de construire une base adaptée à sa forme [Nair 13]. C'est donc la deuxième possibilité que nous développons par la suite.

Il existe plusieurs techniques pour construire sa propre base. A partir de deux résolutions multiples quelconques dans L_2 , Aldroubi et al. construisent des bases d'ondelette bi-orthogonales associées à cette paire de résolutions multiples choisies [Aldroubi 98]. Dans leur article [Chapa 00], Chapa et al. ont travaillé sur une base de Riesz orthonormal pour construire une base d'ondelettes à partir de la forme du signal directement. Gupta et al. ont développé des approches d'estimation d'ondelettes qui correspondent à un signal donné au sens statistique [Gupta 05].

Dans leur livre « Les ondelettes et leurs applications » [Misiti 03], Misiti et al. ont utilisé la méthode d'optimisation des moindres carrés pour générer un modèle d'ondelettes adaptées. Ils expliquent également que le principe de conception d'une nouvelle ondelette qui se rapproche d'un modèle donné, à l'aide d'optimisation des moindres carrés sous contraintes, conduit à une ondelette compatible pour la détection de motif. D'après le guide d'utilisateur de la « wavelet toolbox » de Matlab [Misiti 5], rédigé par Misiti et al., la fonction « Pat2cwav » permet d'obtenir une fonction mère ψ dans une base de temps normalisée $[0, 1]$, par la méthode des moindres carrés à l'aide d'une projection sur l'espace des fonctions orthogonales aux constantes.

C'est la fonction « Pat2cwav » que nous utilisons par la suite pour construire les bases d'ondelettes adaptées à la signature du défaut intermittent. Nous construisons deux bases, une correspondant à la signature du défaut dans les courants (i_d, i_q) et une autre pour la signature du défaut dans les tensions de référence (V_{dref}, V_{qref}). Nous avons choisi de présenter uniquement nos travaux dans le repère (d, q) parce que les ondelettes que nous présentons par la suite corréleront mieux le signal avec la signature du défaut dans ce repère que dans le repère (a, b, c) ou dans (α, β) . Par conséquent, la détection du défaut est meilleure dans le repère (d, q) .

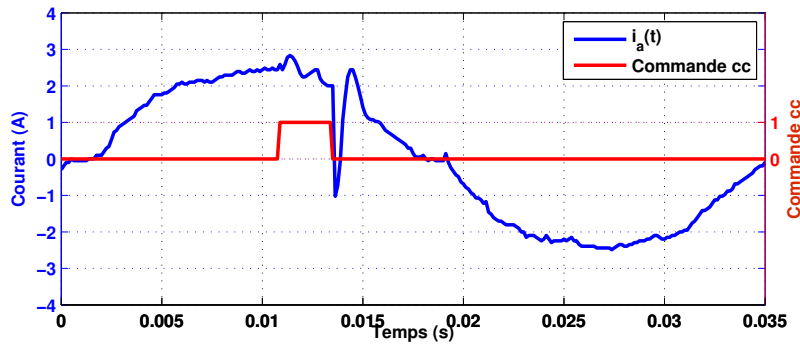


FIGURE 3.3.40 – Signature du défaut dans le courant i_a

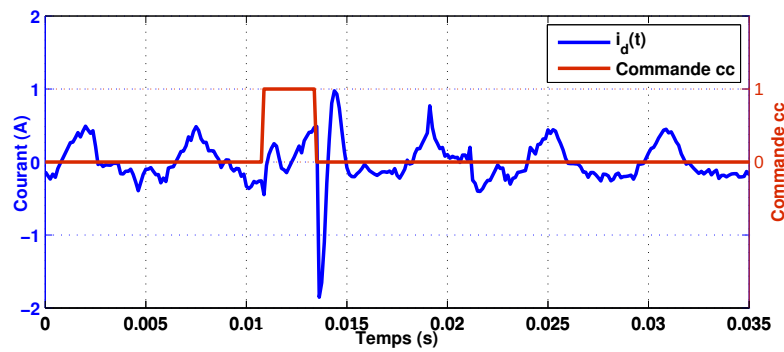


FIGURE 3.3.41 – Signature du défaut dans le courant i_d

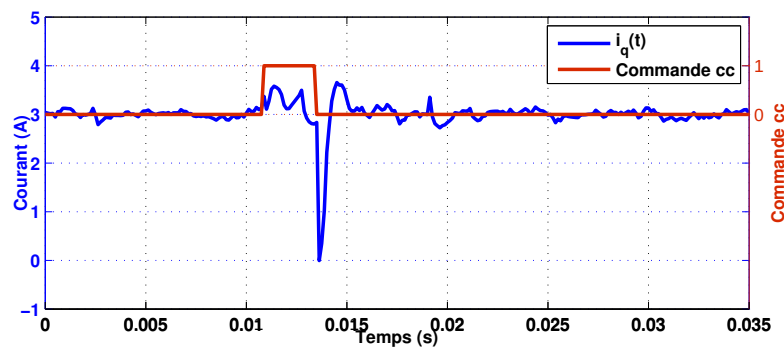
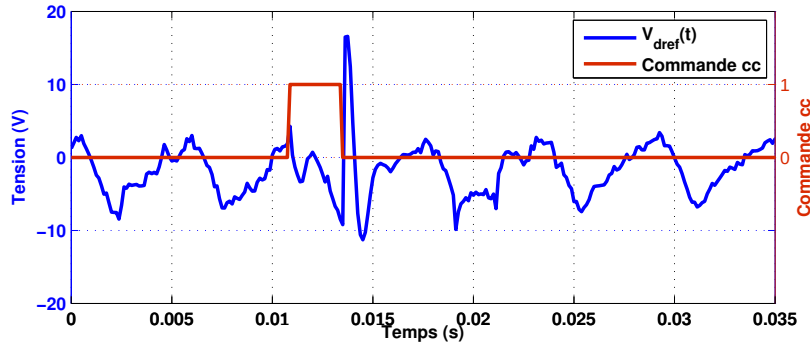
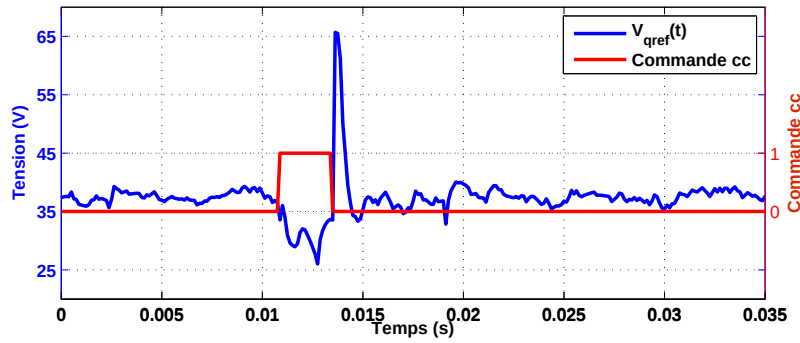


FIGURE 3.3.42 – Signature du défaut dans le courant i_q

FIGURE 3.3.43 – Signature du défaut dans la tension V_{dref} FIGURE 3.3.44 – Signature du défaut dans la tension V_{qref}

Nous commençons par présenter un zoom sur la forme du signal obtenu suite à l'apparition et à la disparition d'un défaut de court-circuit inter-spices dans le courant i_a (voir la figure 3.3.40). Cet exemple correspond au cas expérimental de fonctionnement M1C1 présenté dans le tableau 3.2. Sur les figures 3.3.41 à 3.3.44, nous présentons l'impact du défaut sur i_d , i_q , V_{dref} et V_{qref} . Les signaux issus de ces enregistrements sont utilisés pour extraire les formes sur lesquelles les bases des ondelettes adaptées sont construites.

Nous constatons que la phase du défaut de court-circuit qui entraîne la modification la plus significative est la phase d'ouverture du court-circuit. C'est donc dans cette phase du signal que nous allons extraire notre signature de défaut.

Pour obtenir les motifs du défaut, nous avons retiré la valeur moyenne des signaux ci-dessus et nous avons normalisé les signaux résultants en temps (base $[0\ 1]$) et en amplitude (valeur max = 1). D'après les figures 3.3.41 et 3.3.42, nous remarquons que l'impact du défaut sur les courants i_d et i_q a la même forme. Sur la figure 3.3.45a, nous présentons en rouge la forme extraite des courants (i_d, i_q) et en bleu l'ondelette adaptée construite avec « Pat2cwav ». De la même façon, nous remarquons que la signature du défaut dans les tensions V_{dref} et V_{qref} a la même forme et nous présentons sur la figure 3.3.45b en rouge la forme extraite des tensions (V_{dref}, V_{qref}) et en bleu l'ondelette adaptée.

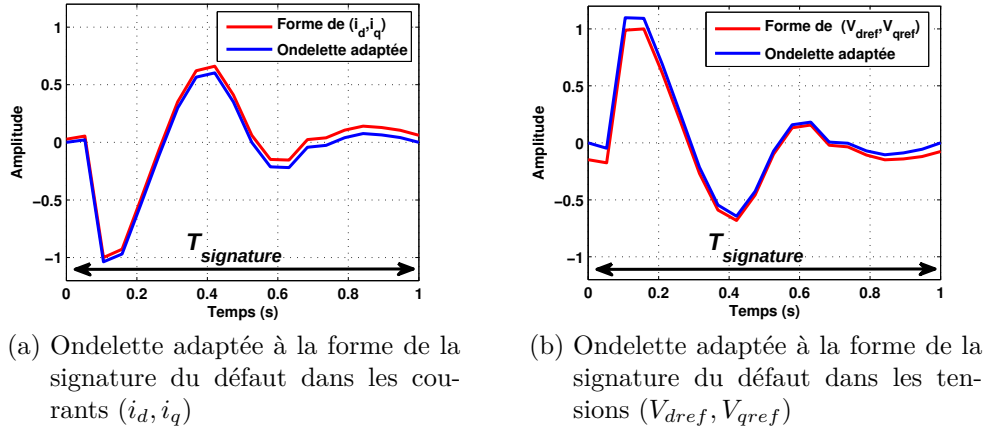


FIGURE 3.3.45 – Ondelette adaptée à la signature du défaut

3.3.3.3 Méthode de détection du défaut intermittent

Pour détecter la présence du défaut, des transformées en ondelettes sont appliquées aux courants (i_d, i_q) ainsi qu'aux tensions (V_{dref}, V_{qref}) en utilisant les ondelettes adaptées aux signatures du défaut (figures 3.3.45a et 3.3.45b).

La méthode de détection du défaut intermittent dans les têtes de bobines se divise en quatre étapes. Dans un premier temps, nous éliminons la valeur moyenne du signal à transformer (i_d, i_q, V_{dref} ou V_{qref}) en utilisant un filtre passe-haut bien réglé.

$$i_{dNorm} = i_d - M(i_d) \quad (3.3.26)$$

$$i_{qNorm} = i_q - M(i_q) \quad (3.3.27)$$

$$V_{dNorm} = V_{dref} - M(V_{dref}) \quad (3.3.28)$$

$$V_{qNorm} = V_{qref} - M(V_{qref}) \quad (3.3.29)$$

Dans un second temps, nous appliquons la transformation en ondelettes pour n_δ dilations différentes pour obtenir $[W_{idNorm}], [W_{iqNorm}], [W_{VdNorm}]$ ou $[W_{VqNorm}]$ contenant chacune n_δ vecteurs.

Dans un troisième temps, nous analysons les résultats. En présence d'un défaut de court-circuit inter-spices, la transformation en ondelettes détecte la présence des signatures du défaut et les amplifie. Nous notons δ_{AM} le coefficient de dilatation offrant l'amplification maximale. Que ce soit pour les courants ou pour les tensions, la corrélation entre l'ondelette et la signature du défaut se manifeste par un pic positif dans la transformée en ondelettes. Par conséquent, les parties négatives de $[W_{idNorm}], [W_{iqNorm}], [W_{VdNorm}]$ ou $[W_{VqNorm}]$ sont inutiles pour la détection du défaut. Par la suite, nous définissons les parties positives des transformées en ondelettes $[W_{idNorm}^+], [W_{iqNorm}^+], [W_{VdNorm}^+]$ et

$[W_{VqNorm}^+]$ alors que $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{iqNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ et $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ représentent les vecteurs correspondant à δ_{AM} .

Dans un quatrième temps, nous comparons les valeurs maximales de $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{iqNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ et $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ à un seuil de détection déterminé pour une machine saine. En présence du défaut, les pics présents dans les signaux étudiés seront amplifiés par la transformation en ondelettes.

La procédure de la détection de défauts intermittents peut être résumée par le schéma de la figure 3.3.46. Les fonctions des blocs 1 à 5 sont déjà expliquées. La fonction du bloc 6 est de compter les impulsions envoyées par le bloc 5 en cas de pics supérieur au seuil de détection. La prise de décision dépend de la stratégie de maintenance. Comme le but de notre étude est de développer une méthode de détection de défauts et pas de définir une stratégie de maintenance, nous ne développons pas la partie prise de décision. Nous pouvons tout de même préciser que la durée de comptage des pics (étape 6) doit être un multiple d'une demi-période électrique ($\frac{\pi}{p\Omega}$).

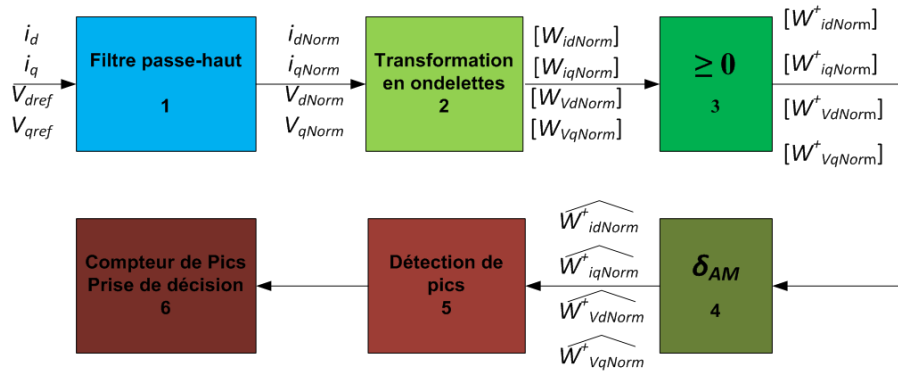


FIGURE 3.3.46 – Algorithme de détection des défauts naissants dans les têtes de bobines

Pour les résultats de l'application de la transformée en ondelettes sur les signaux issus des deux machines de test présentées dans l'Annexe A, nous faisons varier le coefficient de dilatation δ linéairement de δ_{min} à δ_{max} avec un pas de dilatation égal à $\delta_0 = \delta_{min}$. Le choix de δ_{min} et δ_{max} est fait d'une manière à couvrir toutes les possibilités de dilatation de la signature du défaut sans avoir de problème de calcul numérique (nombre de points suffisants).

Nous choisissons δ_{min} et δ_{max} de la façon suivante :

$$T_{signature}\delta_{min} = 4T_e \quad (3.3.30)$$

$$T_{signature}\delta_{max} = T_{elec-max} = \frac{2\pi}{p\Omega_{min}} \quad (3.3.31)$$

Avec $T_{elec-max}$ la période électrique maximum des points de fonctionnement accessibles, T_e la période d'échantillonnage, Ω_{min} vitesse de rotation minimale des points de fonctionnement accessibles.

$T_{signature}$ est définie conformément aux figures 3.3.45a et 3.3.45b, sa valeur vaut 1.

La première limite permet de s'assurer que le calcul numérique sera possible (équation 3.3.30). Par ailleurs il faut s'assurer que la fréquence d'échantillonnage sur la période minimum électrique accessible par la machine (vitesse mécanique la plus élevée) soit suffisante (acquisition d'au moins 20 points par période). La seconde limite est fixée en considérant que la durée de la signature du défaut ne dépasse jamais la période électrique maximum.

Pour la Machine 1 qui possède 4 paires de pôles, la période d'échantillonnage utilisée en simulation et sur le banc d'essai est $1,25 \cdot 10^{-4} s$, et selon le tableau 3.2, la période électrique la plus petite correspond à une vitesse mécanique de $450 tr/min$ ($47 rd/s$). Nous obtenons $\delta_{min} = 5,00 \cdot 10^{-4}$ et $\delta_{max} = 3,30 \cdot 10^{-2}$, un pas de dilatation égal à $5,00 \cdot 10^{-4}$ et 65 étapes de dilatation.

Pour la Machine 2 qui possède 8 paires de pôles, la période d'échantillonnage utilisée en simulation et sur le banc d'essai est $1,00 \cdot 10^{-4} s$, et selon le tableau 3.2, la période électrique la plus petite correspond aussi $600 tr/min$ ($63 rd/s$). Ce qui nous donne $\delta_{min} = 4,00 \cdot 10^{-4}$ et $\delta_{max} = 1,20 \cdot 10^{-2}$, un pas de dilatation égal à $4,00 \cdot 10^{-4}$ et 30 étapes de dilatation.

Pour bien illustrer la méthode de détection, et avant de présenter les résultats des différents cas étudiés pour les deux machines, nous commençons par présenter un exemple détaillé de l'application de cette méthode sur le courant i_d pour le cas M1C1 de la Machine 1.

D'abord, nous testons la méthode présentée ci-dessus sur des résultats obtenus par simulation. La figure 3.3.47 montre $[W_{idNorm}^+]$ dans un graphe 3D (temps, coefficient de dilatation, $[W_{idNorm}^+]$) pour la Machine 1 fonctionnant en présence d'un défaut intermittent (cas M1C1). Nous remarquons que ce graphe présente un maximum à environ 3,50 pour un δ_{AM} égal à $1,50 \cdot 10^{-3}$. Sur la figure 3.3.48, nous présentons $[W_{idNorm}^+]$ obtenu pour le même point de fonctionnement mais pour une machine saine afin de faire une comparaison avec le graphe précédent. Si nous comparons les deux cas sain et défectueux, nous remarquons que la valeur de $[W_{idNorm}^+]$ est plus grande en cas de défaut et quel que soit le coefficient de dilatation δ . En effet, la valeur de $[W_{idNorm}^+]$ pour la machine saine reste proche de zéro indépendamment du coefficient de dilatation parce qu'en absence de défaut, l'ondelette ne trouve pas la signature du défaut qui lui ressemble. Les valeurs maximales de $[W_{idNorm}^+]$ de la machine saine, pouvant être considérée comme le seuil de détection si la surveillance est effectuée sur le courant i_d , dépendent du découpage de l'onde de tension, de l'aléa de l'échantillonnage et des bruits de mesure. Nous indiquons que pour les résultats de simulation, nous avons ajouté un bruit afin de simuler le bruit de mesure. Sur la figure 3.3.49, $\widehat{W_{idNorm}^+}$ correspondant à δ_{AM} est illustré et nous le comparons à la partie négative de i_{dNorm} (le pic correspondant à la signature du défaut dans i_{dNorm} est négatif). Sur cette figure, nous pouvons constater que la signature du défaut corrèle bien avec l'ondelette adaptée à cette signature. Si nous notons $M(\hat{i}_{dNorm})$ la valeur moyenne des pics dus à la présence de défauts intermittents dans i_{dNorm} , elle est égale à 2,50 selon la figure 3.3.49. Dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$, la valeur moyenne des pics $M(\hat{W}_{idNorm})$ devient 2,75. Nous notons également $M(i_{dBruit})$ la valeur moyenne du reste du signal i_{dNorm} sans les pics, elle est égale à $4,19 \cdot 10^{-2}$. Dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$ la valeur moyenne sans les pics $M(W_{idBruit})$ devient $2,67 \cdot 10^{-2}$. Nous pouvons définir comme indicateur de la capacité à reconnaître la signature du défaut dans le courant i_d le rapport RSB suivant :

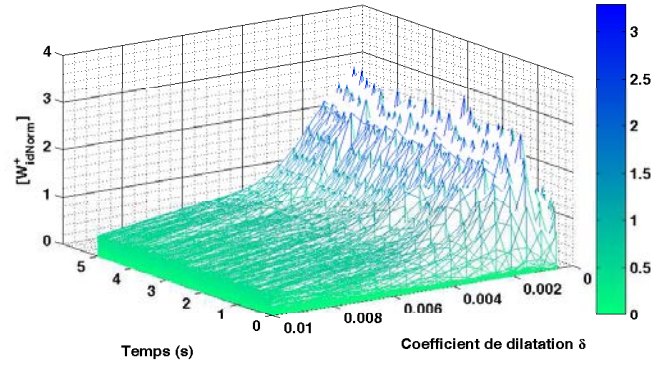


FIGURE 3.3.47 – $[W_{idNorm}^+]$ pour un régime de fonctionnement défectueux

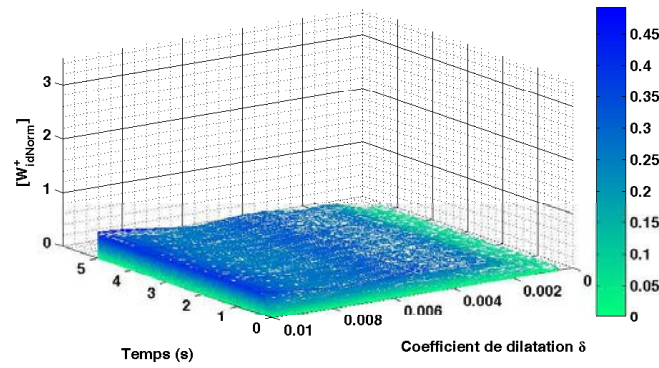


FIGURE 3.3.48 – $[W_{idNorm}^+]$ pour un régime de fonctionnement sain

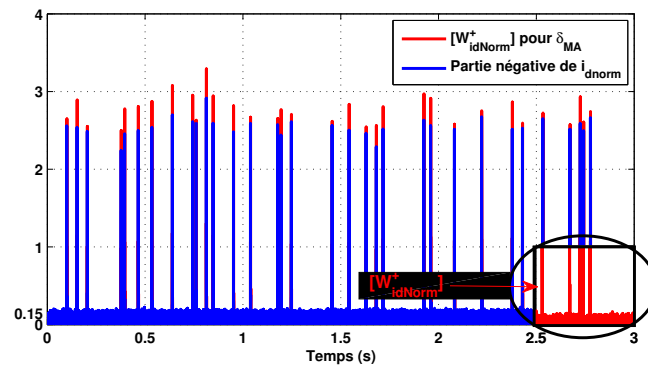


FIGURE 3.3.49 – $\widehat{W_{idNorm}^+}$ pour un régime de fonctionnement défectueux

$$RSB = \frac{\frac{M(\hat{W}_{idNorm})}{M(W_{idBruit})}}{\frac{M(\hat{i}_{dNorm})}{M(i_{dBruit})}} \quad (3.3.32)$$

Pour le cas étudié, nous trouvons un RSB à 173%. Le RSB trouvé prouve que l'on-delette adaptée construite précédemment effectue une reconnaissance de la signature du défaut et amplifie le rapport signal sur bruit de 73%.

Comme la détection du défaut intermittent se base sur la comparaison de la valeur maximale de $[W_{idNorm}^+]$, $[W_{iqNorm}^+]$, $[W_{VdNorm}^+]$ ou $[W_{VqNorm}^+]$ avec un seuil de détection défini pour une machine saine, cette méthode nécessite la connaissance a priori de cette valeur seuil. Les valeurs seuils de détections correspondent aux valeurs max de $[W_{idNorm}^+]$, $[W_{iqNorm}^+]$, $[W_{VdNorm}^+]$ ou $[W_{VqNorm}^+]$ pour les cas sains. Le tableau 3.5 présente le seuil de détection (SD) pour les 8 points de fonctionnement de la Machine 1 et le tableau 3.6 montre celui pour les 8 points de la Machine 2. Nous constatons que le seuil de détection sur les tensions de référence est plus élevé que celui des courants. Cependant, cela est à relativiser car il ne s'agit pas des seuils normalisés.

Cas	i_d	i_q	V_{dref}	V_{qref}
M1C1	1,30	0,68	17	9
M1C2	1,40	0,85	32	21
M1C3	1,10	0,85	12	9
M1C4	1,00	0,79	22	17
M1C5	1,40	0,48	18	6
M1C6	1,00	0,54	25	12
M1C7	1,50	0,92	17	11
M218	1,10	0,88	27	20

TABLE 3.5 – Seuil de détection pour la Machine 1

Cas	i_d	i_q	V_{dref}	V_{qref}
M2C1	0,64	0,40	10	7
M2C2	0,43	0,25	11	8
M2C3	0,39	0,73	9	12
M2C4	0,61	0,52	21	16
M2C5	0,70	0,53	13	10
M2C6	0,43	0,34	16	10
M2C7	0,66	0,89	10	15
M2C8	0,90	0,69	28	20

TABLE 3.6 – Seuil de détection pour la Machine 2

Maintenant que le seuil de détection a été déterminé pour tous les cas du tableau 3.2, nous pouvons appliquer la méthode de détection du défaut intermittent présentée

ci-dessus à tous les cas de ce tableau. Pour chaque cas, nous avons évalué les indicateurs développés précédemment à la fois par simulation et par expérimentation. En supplément du courant i_d , nous analysons également les indicateurs liés au courant i_q et les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} . Pour faciliter la présentation et la comparaison des résultats, nous les regroupons dans des tableaux présentés par la suite.

3.3.3.3.1 Application de la méthode de détection sur i_d

Pour commencer, le tableau 3.7 montre $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenu pour le courant i_d par simulation de la Machine 1 lorsqu'un défaut intermittent avec $\mu = 50\%$ et $I_s = 99\% I_{Amax}$ est réalisé. D'après ce tableau, nous remarquons que le coefficient de dilatation δ_{AM} offrant la meilleure amplification varie en fonction des cas traités entre $1,50 \cdot 10^{-3}$ et $2,00 \cdot 10^{-3}$. L'indicateur de reconnaissance du défaut, le RSB est compris entre 113% et 203%, ce qui signifie que nous avons une augmentation du rapport signal sur bruit après ondelettes variant de 13% à 103%. Concernant les valeurs des pics dues à la présence du défaut intermittent, nous remarquons que pour les 8 cas présents, les valeurs moyennes des pics après la transformation en ondelettes sont toujours supérieures au seuil de détection lié au bruit de mesure simulé.

Le tableau 3.8 présente $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenu pour le courant i_d expérimental mesuré sur le banc d'essai de la Machine 1 dans les mêmes conditions de défaut qu'en simulation. D'après ce tableau, δ_{AM} prend des valeurs entre $2,00 \cdot 10^{-3}$ et $3,50 \cdot 10^{-3}$. L'indicateur de reconnaissance du défaut est supérieur à 100% pour les 8 cas, le défaut est donc détectable avec une amplification du rapport signal sur bruit dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$ allant de 12% à 65% selon les cas. Les valeurs moyennes des pics de $\widehat{W_{idNorm}^+}$ sont supérieures au seuil de détection SD pour les 8 cas traités garantissant la détection du défaut dans tous les cas considérés.

La différence des valeurs numériques entre le cas simulé et le cas expérimental peut s'expliquer par l'aléa de l'échantillonnage et les bruits de mesure qui influent directement sur les valeurs du courant i_d dont nous faisons l'acquisition et par conséquent, ils influent indirectement sur $\widehat{W_{idNorm}^+}$.

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{idNorm})$	$M(i_{dBruit})$	$M(W_{idBruit})$	SD
M1C1	$1,50 \cdot 10^{-3}$	173%	2,50	2,75	$4,19 \cdot 10^{-2}$	$2,67 \cdot 10^{-2}$	0,50
M1C2	$1,50 \cdot 10^{-3}$	150%	1,00	1,80	$2,60 \cdot 10^{-2}$	$3,11 \cdot 10^{-2}$	0,30
M1C3	$2,00 \cdot 10^{-3}$	113%	6,50	7,00	$1,94 \cdot 10^{-1}$	$1,85 \cdot 10^{-1}$	2,00
M1C4	$1,50 \cdot 10^{-3}$	135%	3,40	4,60	$8,84 \cdot 10^{-2}$	$8,87 \cdot 10^{-2}$	1,00
M1C5	$2,00 \cdot 10^{-3}$	128%	1,80	2,10	$4,26 \cdot 10^{-2}$	$3,89 \cdot 10^{-2}$	0,50
M1C6	$1,50 \cdot 10^{-3}$	142%	0,80	1,30	$2,33 \cdot 10^{-2}$	$2,67 \cdot 10^{-2}$	0,30
M1C7	$2,00 \cdot 10^{-3}$	192%	4,40	7,75	$2,07 \cdot 10^{-1}$	$1,90 \cdot 10^{-1}$	2,20
M1C8	$1,50 \cdot 10^{-3}$	203%	3,00	6,00	$1,34 \cdot 10^{-1}$	$1,31 \cdot 10^{-1}$	1,00

TABLE 3.7 – $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{idNorm})$	$M(i_{dBruit})$	$M(W_{idBruit})$	SD
M1C1	$3,50.10^{-3}$	112%	3,00	5,00	$9,51.10^{-2}$	$1,41.10^{-1}$	1,30
M1C2	$2,00.10^{-3}$	165%	1,90	3,50	$6,20.10^{-2}$	$6,93.10^{-2}$	1,40
M1C3	$3,00.10^{-3}$	115%	7,00	10,00	$8,69.10^{-2}$	$1,08.10^{-1}$	1,10
M1C4	$2,00.10^{-3}$	112%	4,00	6,00	$6,06.10^{-2}$	$8,09.10^{-2}$	1,00
M1C5	$3,50.10^{-3}$	112%	2,00	3,10	$1,25.10^{-1}$	$1,72.10^{-1}$	1,40
M1C6	$2,50.10^{-3}$	145%	2,50	5,00	$7,30.10^{-2}$	$1,01.10^{-1}$	1,00
M1C7	$2,50.10^{-3}$	115%	6,30	8,10	$1,13.10^{-1}$	$1,25.10^{-1}$	1,50
M1C8	$2,50.10^{-3}$	115%	4,00	6,30	$8,27.10^{-2}$	$1,13.10^{-1}$	1,10

TABLE 3.8 – $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{idNorm})$	$M(i_{dBruit})$	$M(W_{idBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	122%	$9,50.10^{-1}$	$8,00.10^{-1}$	$4,48.10^{-2}$	$3,08.10^{-2}$	0,65
M2C2	$4,00.10^{-4}$	199%	$8,00.10^{-1}$	$5,00.10^{-1}$	$2,82.10^{-2}$	$8,85.10^{-3}$	0,37
M2C3	$1,20.10^{-3}$	109%	1,20	1,30	$4,31.10^{-2}$	$4,28.10^{-2}$	0,91
M2C4	$1,20.10^{-3}$	119%	1,00	1,00	$3,71.10^{-2}$	$3,12.10^{-2}$	0,68
M2C5	$1,20.10^{-3}$	118%	$7,50.10^{-1}$	$7,30.10^{-1}$	$3,81.10^{-2}$	$3,14.10^{-2}$	0,57
M2C6	$1,20.10^{-3}$	113%	$4,00.10^{-1}$	$3,70.10^{-1}$	$3,12.10^{-2}$	$2,54.10^{-2}$	0,33
M2C7	PAS DE DETECTION						1,00
M2C8	PAS DE DETECTION						0,77

TABLE 3.9 – $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{idNorm})$	$M(i_{dBruit})$	$M(W_{idBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	123%	$7,50.10^{-1}$	$9,00.10^{-1}$	$4,19.10^{-2}$	$4,08.10^{-2}$	0,64
M2C2	$8,00.10^{-4}$	129%	$6,00.10^{-1}$	$6,20.10^{-1}$	$3,00.10^{-2}$	$2,40.10^{-2}$	0,43
M2C3	$1,20.10^{-3}$	111%	2,00	1,90	$8,06.10^{-2}$	$6,89.10^{-2}$	0,39
M2C4	$8,00.10^{-4}$	105%	1,91	2,20	$1,36.10^{-1}$	$1,49.10^{-1}$	0,61
M2C5	$1,20.10^{-3}$	133%	$8,00.10^{-1}$	1,00	$3,22.10^{-2}$	$3,02.10^{-2}$	0,70
M2C6	$8,00.10^{-4}$	134%	$6,00.10^{-1}$	$8,00.10^{-1}$	$3,97.10^{-2}$	$3,94.10^{-2}$	0,43
M2C7	$1,20.10^{-3}$	105%	1,50	1,50	$1,07.10^{-1}$	$1,01.10^{-1}$	0,66
M2C8	$8,00.10^{-4}$	110%	1,20	1,70	$1,81.10^{-1}$	$2,32.10^{-1}$	0,90

TABLE 3.10 – $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_d de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

Après avoir présenté les résultats de $\widehat{W_{idNorm}^+}$ pour la Machine 1, obtenus avec une valeur de μ (pourcentage de spires impliquées dans le court-circuit) égale à 50%, nous présentons dans les tableaux 3.9 et 3.10 $\widehat{W_{idNorm}^+}$ obtenu pour les cas traités avec la Machine 2, où μ est égal à 6,25%. Pour les résultats simulés présentés dans 3.9, le coefficient de dilatation δ_{AM} prend des valeurs entre $4,00.10^{-4}$ et $1,20.10^{-3}$. Le RSB est compris entre 109% et 199% montrant une bonne augmentation du rapport signal sur bruit des pics. Bien que la valeur moyenne des pics $M(\hat{W}_{idNorm})$ soit supérieure au seuil de détection SD , nous sommes dans un cas limite pour la détection du défaut intermittent comme en témoigne la proximité de la valeur de $M(\hat{W}_{idNorm})$ avec celle de SD . Pour les cas M2C7 et M2C8, la signature de défaut n'est pas détectable avec notre méthode. Les résultats dans le tableau 3.10 concernant le courant i_d obtenu en manipulation sont proches de ceux obtenus en simulation. δ_{AM} expérimental est compris entre $8,00.10^{-4}$ et $1,20.10^{-3}$ et le RSB est lui compris entre 105% et 134%. Le fait que le défaut soit détectable en manipulation et pas en simulation pour les cas M2C7 et M2C8 est certainement dû à la nature du bruit ajouté en simulation.

3.3.3.2 Application de la méthode de détection sur i_q

Les tableaux 3.11 et 3.12 montrent les résultats de l'application de la transformée en ondelettes sur i_q pour les 8 cas traités avec la Machine 1 en simulation et en manipulation expérimentale respectivement. Pour le courant i_q simulé, nous trouvons un δ_{AM} entre $1,00.10^{-3}$ et $1,50.10^{-3}$ et un RSB entre 105% et 136%. Le seuil de détection SD calculé pour la machine saine est toujours inférieur aux valeurs moyennes des pics après traitement par ondelettes $M(\hat{W}_{iqNorm})$. Pour le courant i_q expérimental, δ_{AM} est entre $1,00.10^{-3}$ et $3,50.10^{-3}$ et le RSB est entre 106% et 146% et comme dans le cas simulé, le seuil de détection expérimental SD reste inférieur aux valeurs moyennes des pics montrant que le défaut intermittent étudié est détectable avec la méthode proposée.

De la même manière, les tableaux 3.13 et 3.14 présentent les résultats obtenus lorsque la méthode de détection est appliquée au courant i_q de la Machine 2 avec un μ égal à 6,25%. Pour le courant i_q simulé, nous trouvons un δ_{AM} entre $4,00.10^{-4}$ et $1,50.10^{-3}$ et

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{iqNorm})$	$M(i_{qBruit})$	$M(W_{iqBruit})$	SD
M1C1	$1,50.10^{-3}$	107%	3,60	4,00	$1,52.10^{-2}$	$1,58.10^{-2}$	0,17
M1C2	$1,00.10^{-3}$	105%	2,00	2,10	$1,84.10^{-2}$	$1,84.10^{-2}$	0,21
M1C3	$1,50.10^{-3}$	128%	5,70	5,20	$5,30.10^{-2}$	$3,79.10^{-2}$	0,53
M1C4	$1,50.10^{-3}$	112%	4,00	3,80	$2,69.10^{-2}$	$2,28.10^{-2}$	0,23
M1C5	$1,50.10^{-3}$	110%	3,90	4,20	$1,22.10^{-2}$	$1,19.10^{-2}$	0,16
M1C6	$1,00.10^{-3}$	105%	2,50	2,60	$1,37.10^{-2}$	$1,36.10^{-2}$	0,17
M1C7	$1,50.10^{-3}$	136%	5,00	5,00	$5,62.10^{-2}$	$4,15.10^{-2}$	0,59
M1C8	$1,50.10^{-3}$	108%	3,50	3,50	$2,50.10^{-2}$	$2,32.10^{-2}$	0,24

TABLE 3.11 – $\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{iqNorm})$	$M(i_{qBruit})$	$M(W_{iqBruit})$	SD
M1C1	$3,50.10^{-3}$	109%	3,90	5,10	$2,97.10^{-2}$	$3,55.10^{-2}$	0,68
M1C2	$2,00.10^{-3}$	109%	3,00	4,50	$3,08.10^{-2}$	$4,25.10^{-2}$	0,85
M1C3	$2,00.10^{-3}$	109%	5,70	6,80	$6,85.10^{-2}$	$7,47.10^{-2}$	0,85
M1C4	$3,00.10^{-3}$	106%	5,40	6,50	$6,88.10^{-2}$	$7,85.10^{-2}$	0,79
M1C5	$3,50.10^{-3}$	117%	3,80	5,50	$2,78.10^{-2}$	$3,44.10^{-2}$	0,48
M1C6	$2,00.10^{-3}$	118%	2,50	4,00	$2,85.10^{-2}$	$3,86.10^{-2}$	0,54
M1C7	$1,00.10^{-2}$	146%	5,30	5,40	$6,87.10^{-2}$	$4,81.10^{-2}$	0,92
M1C8	$2,50.10^{-3}$	107%	4,70	5,30	$6,68.10^{-2}$	$7,06.10^{-2}$	0,88

TABLE 3.12 – $\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{iqNorm})$	$M(i_{qBruit})$	$M(W_{iqBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	151%	1,00	$9,00.10^{-1}$	$1,16.10^{-2}$	$6,91.10^{-3}$	0,14
M2C2	$4,00.10^{-4}$	194%	$8,00.10^{-1}$	$5,50.10^{-1}$	$7,94.10^{-3}$	$2,81.10^{-3}$	0,86
M2C3	$1,20.10^{-3}$	118%	1,51	1,20	$2,44.10^{-2}$	$1,66.10^{-2}$	0,23
M2C4	$1,20.10^{-3}$	144%	1,40	1,20	$1,89.10^{-2}$	$1,12.10^{-2}$	0,13
M2C5	$1,20.10^{-3}$	118%	1,20	$8,50.10^{-1}$	$7,12.10^{-3}$	$4,27.10^{-3}$	0,12
M2C6	$4,00.10^{-4}$	175%	1,11	$8,00.10^{-1}$	$6,14.10^{-3}$	$2,55.10^{-3}$	0,07
M2C7	$1,20.10^{-3}$	136%	2,01	2,20	$1,89.10^{-2}$	$1,53.10^{-2}$	0,18
M2C8	$1,20.10^{-3}$	112%	1,60	1,50	$1,12.10^{-2}$	$9,45.10^{-3}$	0,93

TABLE 3.13 – $\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{iqNorm})$	$M(i_{qBruit})$	$M(W_{iqBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	146%	$6,00.10^{-1}$	$6,00.10^{-1}$	$3,58.10^{-2}$	$2,45.10^{-2}$	0,40
M2C2	$1,20.10^{-3}$	135%	$5,50.10^{-1}$	$5,50.10^{-1}$	$2,70.10^{-2}$	$2,00.10^{-2}$	0,25
M2C3	$1,20.10^{-3}$	117%	2,00	2,50	$1,13.10^{-1}$	$1,20.10^{-1}$	0,73
M2C4	$1,20.10^{-3}$	116%	1,80	1,90	$1,10.10^{-1}$	$1,00.10^{-1}$	0,52
M2C5	$1,20.10^{-3}$	133%	1,20	1,20	$4,25.10^{-2}$	$3,20.10^{-2}$	0,53
M2C6	$1,20.10^{-3}$	109%	1,00	1,00	$3,49.10^{-2}$	$3,21.10^{-2}$	0,34
M2C7	$2,00.10^{-3}$	116%	1,50	1,60	$1,30.10^{-1}$	$1,20.10^{-1}$	0,89
M2C8	$8,00.10^{-4}$	169%	1,40	1,20	$1,14.10^{-1}$	$5,77.10^{-2}$	0,69

TABLE 3.14 – $\widehat{W_{iqNorm}^+}$ obtenue avec le courant i_q de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

un RSB entre 112% et 194%. Pour le courant i_q expérimental, δ_{AM} est entre $8,00.10^{-4}$ et $2,00.10^{-3}$ et le RSB va de 109% à 169%. Il est à noter que les valeurs moyennes des pics après traitement par ondelettes $M(\hat{W}_{iqNorm})$ reste suffisamment supérieures au seuil de détection SD et la différence entre le seuil et les pics est significativement plus grande que celle trouvée avec l'application de la méthode au courant i_d . Cela nous conduit à conclure que le courant i_q est probablement un meilleur candidat pour la détection du défaut intermittent que le courant i_d .

3.3.3.3 Application de la méthode de détection sur V_{dref}

Après l'analyse des courants, nous passons à l'analyse des tensions de référence et nous commençons par V_{dref} de la Machine 1. Les tableaux 3.15 et 3.16 présentent les résultats de $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenus avec les signaux V_{dNorm} simulés et expérimentaux. Dans le tableau 3.15 (résultats simulés), le coefficient de dilatation fournissant l'amplification maximale δ_{AM} est compris entre $1,00.10^{-3}$ et $2,00.10^{-3}$. L'indicateur de reconnaissance de la signature du défaut, le RSB est entre 106% et 169%. En ce qui concerne le tableau 3.15 (résultats expérimentaux), δ_{AM} est compris entre $2,00.10^{-3}$ et $3,50.10^{-3}$ et le RSB va de 112% à 137%. Nous remarquons également que le seuil de détection est significativement plus petit que l'indicateur de défaut. En conclusion, le défaut intermittent provoqué dans la Machine 1 reste facilement détectable en appliquant la méthode de détection proposée à la tension V_{dref} .

Pour les résultats de la Machine 2 avec V_{dref} , les tableaux 3.17 et 3.18 présentent les indicateurs développés ci-dessus. Nous pouvons noter que δ_{AM} est aux alentours de $8,00.10^{-4}$ pour les deux cas simulé et expérimental. Le RSB est compris entre 118% et 191% en simulation et entre 114% et 128% en pratique. Nous remarquons également que la distinction entre l'indicateur et le seuil de détection est difficile dans certains cas. L'utilisation de la tension de référence V_{dref} pour détecter le défaut intermittent à l'aide de la méthode proposée présente ainsi des limites pour une valeur de μ faible (6,25%).

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{VdNorm})$	$M(V_{dBruit})$	$M(W_{VdBruit})$	SD
M1C1	$1,50.10^{-3}$	126%	27	26	0,53	0,40	6
M1C2	$1,00.10^{-3}$	169%	30	38	0,56	0,42	6
M1C3	$1,00.10^{-3}$	106%	70	70	1,68	1,58	22
M1C4	$1,50.10^{-3}$	144%	80	120	1,55	1,62	19
M1C5	$1,50.10^{-3}$	128%	20	20	0,56	0,44	7
M1C6	$1,00.10^{-3}$	157%	25	30	0,55	0,42	6
M1C7	$2,00.10^{-3}$	115%	60	75	2,22	2,40	23
M1C8	$2,00.10^{-3}$	112%	65	75	2,24	2,31	20

TABLE 3.15 – $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{VdNorm})$	$M(V_{dBruit})$	$M(W_{VdBruit})$	SD
M1C1	$3,50.10^{-3}$	137%	35	58	1,24	1,50	17
M1C2	$2,00.10^{-3}$	133%	40	66	1,32	1,63	32
M1C3	$3,00.10^{-3}$	127%	100	130	1,12	1,15	12
M1C4	$2,00.10^{-3}$	120%	120	150	1,24	1,30	22
M1C5	$3,00.10^{-3}$	124%	25	35	1,50	1,70	18
M1C6	$2,00.10^{-3}$	121%	30	40	1,56	1,72	25
M1C7	$3,00.10^{-3}$	113%	70	105	1,33	1,77	17
M1C8	$3,00.10^{-3}$	112%	75	110	1,37	1,80	27

TABLE 3.16 – $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{VdNorm})$	$M(V_{dBruit})$	$M(W_{VdBruit})$	SD
M2C1	$8,00.10^{-4}$	191%	11	13	0,78	0,48	12
M2C2	$8,00.10^{-4}$	162%	15	16	0,77	0,51	12
M2C3	$8,00.10^{-4}$	118%	22	23	1,34	1,19	16
M2C4	$8,00.10^{-4}$	124%	31	35	1,45	1,32	20
M2C5	$8,00.10^{-4}$	185%	10	12	0,77	0,50	10
M2C6	$8,00.10^{-4}$	123%	12	12	0,84	0,68	10
M2C7	$8,00.10^{-4}$	118%	15	17	1,51	1,45	17
M2C8	$8,00.10^{-4}$	114%	20	23	1,75	1,76	21

TABLE 3.17 – $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{VdNorm})$	$M(V_{dBruit})$	$M(W_{VdBruit})$	SD
M2C1	$8,00.10^{-4}$	122%	9	10	0,66	0,60	10
M2C2	$8,00.10^{-4}$	119%	14	19	0,78	0,90	11
M2C3	$8,00.10^{-4}$	121%	27	40	1,26	1,55	9
M2C4	$8,00.10^{-4}$	119%	42	55	3,50	3,85	21
M2C5	$8,00.10^{-4}$	128%	12	16	0,97	1,01	13
M2C6	$8,00.10^{-4}$	124%	15	22	1,02	1,21	16
M2C7	$8,00.10^{-4}$	114%	24	30	1,60	1,76	10
M2C8	$8,00.10^{-4}$	120%	30	39	4,65	5,02	28

TABLE 3.18 – $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{dref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

3.3.3.3.4 Application de la méthode de détection sur V_{qref}

Et pour terminer, nous appliquons la méthode de détection présentée dans ce sous-chapitre à la tension de référence V_{qref} . Nous commençons par la Machine 1 avec un μ égal à 50%. Les tableaux 3.19 et 3.20 montrent les indicateurs obtenus où δ_{AM} varie entre $1,00.10^{-3}$ et $2,50.10^{-3}$ pour les résultats simulés et entre $2,00.10^{-3}$ et $3,50.10^{-3}$ pour les signaux expérimentaux. La comparaison des valeurs RSB dans ce tableau et celles obtenues avec les courants et avec V_{dref} montre que l'utilisation de la tension V_{qref} permet d'améliorer largement le RSB . En effet, il est compris entre 119% et 325% pour les résultats simulés et entre 140% et 547% pour les résultats expérimentaux. Le seuil de détection SD est également largement inférieur aux valeurs des indicateurs de défaut.

Les résultats de $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenus avec la Machine 2 où μ est égal à 6,25% sont présentés dans les tableaux 3.21 et 3.22. Nous trouvons des valeurs de δ_{AM} comprises entre $4,00.10^{-4}$ et $1,20.10^{-3}$ en simulation et $1,20.10^{-3}$ et $2,00.10^{-3}$ en pratique. Comme pour la Machine 1, les valeurs RSB obtenues avec la tension V_{qref} sont plutôt élevées et comprises entre 121% et 258% en simulation et entre 122% et 155% en expérimentation. Et la remarque la plus importante concerne le rapport élevé que nous pouvons constater entre $M(\widehat{W_{VqNorm}})$ et SD pour pratiquement tous les cas étudiés. Cela signifie que la tension de référence V_{qref} est le meilleur candidat pour détecter le défaut intermittent à l'aide de la méthode de détection proposée dans ce sous-chapitre.

3.3.3.3.5 Conclusion sur la méthode de détection

Après avoir appliqué la transformation en ondelettes sur les courants (i_d, i_q) et sur les tensions (V_{dref}, V_{qref}) en utilisant des ondelettes adaptées à la signature du défaut dans chacun des signaux cités, nous résumons les résultats obtenus. La différence entre les valeurs de δ_{AM} obtenues pour la même machine et le même cas avec différents signaux ($i_d, i_q, V_{dref}, V_{qref}$) s'explique par le fait que la signature du défaut est parfois comprise entre deux valeurs de δ accessibles et donc l'ondelette adaptée parfois corrèle mieux avec la valeur de δ inférieure et parfois avec celle supérieure. A cela s'ajoute l'aléa d'échantillonnage et les bruits de mesure qui influent directement sur les signaux acquis.

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\widehat{V_{qNorm}})$	$M(\widehat{W_{VqNorm}})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
M1C1	$1,50.10^{-3}$	183%	33	38	0,35	0,22	2
M1C2	$1,00.10^{-3}$	119%	43	42	0,54	0,44	5
M1C3	$2,50.10^{-3}$	208%	25	25	2,47	1,19	8
M1C4	$1,50.10^{-3}$	325%	22	25	2,46	0,86	7
M1C5	$1,50.10^{-3}$	186%	35	40	0,27	0,16	2
M1C6	$1,50.10^{-3}$	123%	48	46	0,45	0,35	4
M1C7	$2,50.10^{-3}$	164%	44	47	1,68	1,09	8
M1C8	$1,50.10^{-3}$	231%	65	65	1,67	0,72	6

TABLE 3.19 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
M1C1	$3,50.10^{-3}$	547%	33	53	1,60	0,47	9
M1C2	$2,00.10^{-3}$	149%	37	65	0,85	1,00	21
M1C3	$3,00.10^{-3}$	240%	19	34	2,49	1,86	9
M1C4	$3,00.10^{-3}$	140%	20	35	1,60	2,00	17
M1C5	$3,50.10^{-3}$	171%	37	60	0,57	0,54	6
M1C6	$2,00.10^{-3}$	141%	47	76	0,75	0,86	12
M1C7	$3,00.10^{-3}$	185%	30	45	1,23	1,00	11
M1C8	$2,50.10^{-3}$	154%	32	58	1,40	1,65	20

TABLE 3.20 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	163%	13	10	0,38	0,18	2
M2C2	$4,00.10^{-4}$	258%	26	24	0,38	0,13	2
M2C3	$1,20.10^{-3}$	165%	22	24	0,60	0,40	4
M2C4	$4,00.10^{-3}$	322%	22	26	0,60	0,22	3
M2C5	$1,20.10^{-3}$	142%	12	10	0,17	0,10	2
M2C6	$4,00.10^{-4}$	216%	27	26	0,21	0,09	2
M2C7	$1,20.10^{-3}$	121%	22	20	0,40	0,30	3
M2C8	$1,20.10^{-3}$	178%	22	19	0,36	0,17	3

TABLE 3.21 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
M2C1	$1,20.10^{-3}$	147%	7	9	0,55	0,45	7
M2C2	$1,20.10^{-3}$	135%	13	14	0,75	0,60	8
M2C3	$1,20.10^{-3}$	132%	14	19	2,00	2,00	12
M2C4	$1,20.10^{-3}$	147%	24	35	2,65	2,63	16
M2C5	$1,20.10^{-3}$	169%	9	12	0,76	0,60	10
M2C6	$1,20.10^{-3}$	135%	16	20	0,95	0,88	10
M2C7	$2,00.10^{-3}$	122%	14	24	2,00	2,80	15
M2C8	$1,20.10^{-3}$	132%	20	30	3,00	3,40	20

TABLE 3.22 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

Concernant la détection du défaut, nous pouvons conclure que les ondelettes adaptées effectuent une détection de la signature du défaut dans chacun des quatre signaux considérés et amplifient le rapport signal sur bruit. Pour tout les cas traités, les pics dus à la présence du défaut sont amplifiés au-delà du seuil de détection de défaut. Nous retrouvons la limite de la détection de défaut par la méthode proposée dans certains cas pour la Machine 2 où le nombre de spires impliquées dans le court-circuit intermittent est plutôt faible ; il s'agit des indicateurs $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{iqNorm}^+}$ et $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ ne permettant pas la distinction nette du seuil de détection alors que l'indicateur $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ le permet relativement aisément. L'amplification maximale du signal sur bruit est également obtenue avec la tension de référence V_{ref} .

Cette analyse nous amène à conclure que la meilleure détection du défaut intermittent à l'aide de la méthode proposée se fait en utilisant la tension de référence d'axe « q ». Les résultats de $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ des 27 points de fonctionnement de la Machine 1 et des 54 points de la Machine 2 (présents dans le tableau 3.2.3) sont donnés dans l'Annexe F.

Une étude de la sensibilité de cette méthode de détection vis-à-vis le défaut de variation de couple de charge est présentée en annexe E. Cette étude a montré que la méthode de détection développée dans ce chapitre permet une discrimination efficace du défaut intermittent par rapport à des variations brutales du couple de charge.

3.4 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une stratégie de maintenance préventive qui sert à signaler la présence de défaut naissant dans les têtes de bobines des machines électriques. Cette stratégie se divise en plusieurs étapes qui sont l'acquisition des signaux, le traitement de signal et une éventuelle prise de décision. La présence de défaut du type court-circuit intermittent modifie les signaux électriques et introduit des distorsions particulières dans les courants statoriques et dans les tensions de référence. Ces distorsions gardent toujours la même forme mais leurs durées et leurs amplitudes changent en fonction des paramètres de la commande, du défaut et des points de fonctionnement.

A la recherche d'une signature du défaut intermittent, nous avons effectué un traitement du signal temporel avec les méthodes statistiques, un traitement fréquentiel et une transformée en ondelettes adaptées.

Les méthodes de traitement statistiques des signaux ne sont pas très sensibles aux défauts intermittents. Comme elles consistent à calculer des valeurs moyennes sur une durée de temps déterminée, elles sont aveugles devant les variations de courte durée qui n'arrive pas d'une manière périodique. Ces méthodes sont plus efficaces avec les défauts avancés où les perturbations dans les signaux acquis sont plus pesantes.

Même dans les cas des défauts avancés où ces méthodes arrivent à signaler une anomalie dans le signal acquis, elles sont incapables de reconnaître le type ou la source du défaut.

Pour les méthodes de traitement de signal fréquentielles, et d'après notre étude bibliographique, un défaut inter-spires se manifeste par une augmentation de l'amplitude de l'harmonique de rang deux. Malheureusement, en cas de défaut intermittent aléatoire, l'amplitude de l'harmonique de rang deux ne se comporte pas de la même manière que

pour les défauts inter-spires permanents. La surveillance de cet harmonique n'est pas donc adaptée dans le cas étudié.

Les études des méthodes de traitement de signal statistiques et fréquentielles nous amènent à conclure que la détection de défaut intermittent aléatoire dans les têtes de bobines nécessite une méthode de détection de forme indépendante de la durée de la fenêtre d'étude. Les ondelettes adaptées à une forme constituent un outil performant pour effectuer cette détection de forme indépendamment de sa durée et son amplitude et par conséquent la détection de la signature de défaut de court-circuit intermittent traité dans notre travail. L'application de cette méthode de traitement de signal a montré sa capacité à détecter les défauts intermittents et à les discriminer vis-à-vis des autres types de défauts.

La procédure consiste à retirer les valeurs moyennes des signaux acquis dans le plan (d, q) et à calculer leurs transformées en ondelettes. Nous gardons uniquement les parties positives de ces transformées parce qu'elles contiennent l'information la plus significative. La détection de défaut se fait à travers un comptage de pics avec des seuils de détections calculés pour des machines saines. Afin de surveiller la progression de défaut, le comptage se fait sur une durée déterminée dépendante de la vitesse.

Nous notons une meilleure reconnaissance de défaut avec le traitement des tensions de références d'axe « q ». En effet les correcteurs de courants se comportent comme des filtres et par voie de conséquence les tensions de références issues des régulateurs sont moins bruitées que les courants statoriques. Les tensions d'axe « q » ont aussi l'avantage d'être moins ondulées en amplitude par rapport au tension d'axe « d », ce qui fait d'elles les meilleurs signaux pour effectuer la détection des défauts intermittents.

Les avantages de cette méthode de détections sont les suivants :

- Augmentation du rapport signal sur bruit en sortie après transformée en ondelettes qui dépasse parfois les 400% à comparer avec le signal d'entrée.
- Discrimination du défaut intermittent par rapport aux autres types de défauts qui est en fait une reformulation du point précédent.
- Méthode de détection ne nécessitant pas de sondes ou de capteurs supplémentaires par rapport à une commande vectorielle classique.

Cette méthode possède aussi des inconvénients comme :

- L'incapacité de différencier un défaut avec un grand nombre de spires en court-circuit intermittent (μ élevé) et une grande résistance de court-circuit ($R_{f_{cc\ on}}$ élevée) et entre un défaut avec un petit nombre de spires en court-circuit intermittent (μ petit) et une faible résistance de court-circuit ($R_{f_{cc\ on}}$ faible).
- Risque de non détection pour des valeurs faibles de μ .

La méthode de détection développée dans ce chapitre peut servir pour développer un indicateur de défaut de court-circuit intermittent naissant dans les têtes de bobines et ensuite être utilisé dans un outil plus complet de reconnaissances de forme.

Chapitre 4

Suivi de vieillissement

4.1 Introduction

Après l'étude des défauts naissants dans les têtes des bobines des enroulements statiques, nous nous intéressons dans ce chapitre au suivi de vieillissement des enroulements. Ce suivi nous permet d'avoir des informations sur l'état de santé de l'enroulement et par conséquent de suivre son vieillissement au cours du temps.

L'étude présentée dans ce chapitre pourra faire partie d'une méthode préventive de diagnostic.

En figure 4.1.1, nous présentons les différents états de détection de défauts d'enroulement. L'état le plus avancé est la détection de défauts inter-spires permanents. Comme mentionné dans le premier chapitre, beaucoup d'études ont été faites afin d'étudier ce type de défaut, notamment au sein du laboratoire GREEN [Boileau 10, Leboeuf 12a]. Un état moins avancé que le défaut permanent est le défaut inter-spires intermittent qui est un état naissant de ce dernier. Une grande partie de cette thèse s'y est consacrée, notamment dans le deuxième et le troisième chapitres. Un état encore moins avancé que le défaut intermittent est le suivi de vieillissement auquel nous consacrons ce dernier chapitre.

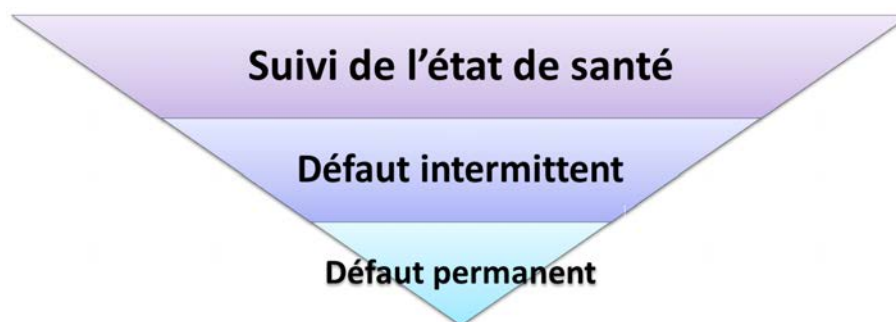


FIGURE 4.1.1 – Différents états de détection de défauts d'enroulement

Le vieillissement d'un enroulement se manifeste par la dégradation des couches d'isolant séparant les spires adjacentes. Les conditions de fonctionnement, le nombre d'heures de service, la température, l'âge de l'enroulement lui-même et l'imperfection de la matière

isolante sont des facteurs qui influent sur l'état de santé de l'enroulement.

D'après [Werynski 06a], les contraintes agissant sur un système d'isolation électrique sont au nombre de quatre : chimique, électrique, mécanique et thermique. Ces quatre éléments sont fortement liés et agissent directement sur le vieillissement de l'isolant. Les méthodes de surveillance des isolants électriques sont nombreuses. Nous citons l'ouvrage de Fournier [Fournier 90] qui présente les méthodes les plus utilisées pour suivre l'évolution de la santé des isolants et le livre de Stone *et al* consacré à l'étude des matières isolantes et de leurs ruptures [Stone 14]. Pour estimer la durée de vie restante, beaucoup de travaux se basent sur les statistiques en étudiant plusieurs enroulements. Les études concernent le vieillissement naturel ou accéléré de ces machines [Fabiani 02, Farahani 10, Lahoud 13, Lahoud 15].

Dans ce qui suit, nous citons les principales méthodes pour surveiller l'isolation des enroulements d'après [Werynski 06b, Grubic 08, Babel 14].

4.1.1 La mesure de la résistance d'isolement et l'indice de polarisation

Pour mesurer la résistance du système d'isolation uniquement, la mesure se fait à l'arrêt de la machine et après débranchement des câbles. Pour le calcul de la résistance phase-masse, nous appliquons une tension continue entre une phase de la machine et la carcasse métallique et ensuite le courant circulant entre ces deux bornes est mesuré. Deux mesures sont effectuées, une première après une minute, et une seconde après 10 minutes. Les résistances de l'isolant résultantes sont notées R_1 et R_{10} . Le choix de la tension continue ainsi que des durées 1 et 10 minutes sont issues des normes d'isolations [Stone 05]. D'après [Werynski 06a], la mesure après une minute est prise après la fin de la décroissance exponentielle du courant capacitif. La mesure après 10 minutes est faite pour prendre en considération la diminution du courant d'absorption causé par la polarisation de certaines molécules d'isolant. L'indice de polarisation est défini comme étant le rapport des deux résistances $\frac{R_1}{R_{10}}$. La mesure de la résistance d'isolement n'est pas une méthode exacte parce que les mesures de résistance dépendent de la température.

4.1.2 Mesure de la capacité phase-masse

La mesure de la capacité phase-masse permet de suivre l'évolution des propriétés de l'isolation d'encoche. La procédure utilisée dans cette mesure consiste à appliquer la mesure à une phase du stator isolée des deux autres phases, ces dernières étant reliées à la terre. Cette technique permet de prendre en considération l'isolation des têtes de bobines. La capacité mesurée dépend de la résine ainsi que de l'humidité. L'évaporation partielle de certains composants de la résine diminue sa valeur et la présence d'humidité l'augmente. La mesure de la capacité est un outil pour localiser les fuites d'eau dans les alternateurs hydrauliques refroidis par eau [Arbour 89]. Une autre méthode consiste à évaluer le facteur de dissipation obtenu à l'aide d'un pont de Schering. Ce facteur est un indicateur de dégradation de la matière isolante. Cette méthode consiste à comparer la capacité obtenue sous faible tension avec celle obtenue sous une tension de valeur nominale.

4.1.3 Test d'épreuve sous tension élevée

Ce test consiste à soumettre l'enroulement à une tension supérieure à sa tension nominale. La survie de l'enroulement à l'épreuve signifie qu'il est a priori en bonne santé. Ce genre de test présente le risque de causer la rupture de l'isolant. Cette épreuve est généralement utilisée pour tester les machines neuves ou reconditionnées pour s'assurer de la bonne santé de l'enroulement. Le test peut se faire en continu ou en alternatif. L'augmentation de la tension se fait par palier et la valeur maximale est fixée par des normes comme la CEI 60034-18 [IEC-60034 95]. Dans le cas d'une machine usagée, le test de surtension, tel que décrit dans [Yang 12], est un moyen pour mesurer la rigidité diélectrique de l'isolant et la sensibilité de cette isolation à la rupture. Le test de la tension de claquage réduit la durée de vie de l'isolant et il est conseillé de l'éviter.

4.1.4 Mesures des décharges partielles sur une machine à l'arrêt

Comme pour la mesure de la capacité phase-masse, pour mesurer les décharges partielles séparément, une tension alternative est appliquée entre une phase et la masse et les phases restantes sont reliées à la masse. Un dispositif d'enregistrement rapide de chaque impulsion brève permet d'enregistrer les courants mesurés dont l'analyse montrerait des décharges partielles [Cavallini 03, Cavallini 06].

4.1.5 Surveillance de la qualité de l'isolation d'une machine en fonctionnement

Beaucoup de méthodes ont été développées pour surveiller l'isolation en-ligne. Nous mentionnons les capteurs de fumée qui peuvent être installés pour détecter un échauffement excessif, les méthodes en-ligne pour mesurer les décharges partielles comme les coupleurs capacitifs, les transformateurs de courant hautes fréquences [Mohamed 08] et les mesures du champ magnétique [Savin 11]. Pour la détection des défauts inter-spires, nous trouvons aussi les méthodes utilisant les détecteurs de déséquilibre d'impédance [Kohler 02].

4.1.6 Essais hautes fréquences

Plusieurs méthodes existent pour faire des essais hautes fréquences. Dans [Perisse 09], nous retrouvons un système de surveillance en-ligne capable de donner des renseignements sur le vieillissement des machines à courant alternatif. Le système de surveillance est basé sur la mesure indirecte de la capacité inter-spires. La méthode consiste à injecter une tension alternative à hautes fréquences et d'effectuer une mesure de courant. Pour une fréquence inférieure à 10Mhz, l'enroulement statorique est assimilé à un circuit RLC parallèle [Perisse 06]. D'après [Perisse 09], la variation de la capacité globale du circuit RLC correspond approximativement à la variation de la capacité inter-spires et la variation de la première fréquence de résonance parallèle peut être considérée comme un effet indirect de la dégradation de l'isolant. Perrise note que lorsque la capacité varie, les fréquences de résonances séries varient aussi. D'autres modèles équivalents hautes fréquences existent

[Revol 03b, Revol 03a, Schinkel 06, Werynski 06b, Werynski 06a, Wang 10] et sont utilisés afin de surveiller les fréquences de résonances parallèles et/ou séries. Les modèles d'admittance équivalente hautes fréquences sont un outil permettant de décrire l'état de santé de l'enroulement étudié. En effet, le schéma équivalent des enroulements en basse fréquence ne tient pas compte des capacités parasites. C'est un schéma simplifié de l'enroulement, le plus souvent constitué de la résistance de l'enroulement statorique et de son inductance. En hautes fréquences, la simplification effectuée pour le cas basse fréquence n'est plus valable et l'enroulement de la machine doit être modélisé par des circuits plus complexes qui tiennent compte des différentes capacités inter-spores ou entre la masse et l'enroulement. Ce modèle doit prendre aussi en compte l'effet de peau, de proximité et les pertes diélectriques. Les études ont montré que le comportement HF est plus sensible aux perturbations et aux décharges partielles que celui en basse tension, ce qui offre une meilleure piste pour la détection des défauts naissants ou le suivi de vieillissement.

Dans ce qui suit, nous présentons d'abord les modèles équivalents hautes fréquences les plus fréquemment cités dans la bibliographie. Ensuite, nous développons une méthode basée sur l'identification de l'admittance hautes fréquences de l'enroulement en vue de surveiller l'état de santé de la machine. La surveillance est réalisée en suivant l'évolution de la fonction de transfert modélisant cette admittance.

4.2 Modèles équivalent hautes fréquences d'un enroulement

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude des défauts précoces dans les machines électriques. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la prise en compte des éléments parasites dans les modèles hautes fréquences permettrait de détecter de tels défauts, qui affectent en premier les éléments parasites. Les modèles que nous présentons par la suite sont tous basés sur des circuits équivalents hautes fréquences incluant de différentes manières les éléments parasites sous forme d'inductances, de capacités et de résistances. Afin de vérifier la pertinence de chaque modèle d'enroulement statorique de la machine synchrone à aimants dans son comportement en hautes fréquences, nous comparons l'admittance hautes fréquences obtenue avec chaque modèle à celle obtenue expérimentalement.

Cette étude nécessite une série de mesures des différents couples de valeur tension-courant obtenus pour les différentes fréquences étudiées. Ces mesures ont été réalisées sur la Machine d'essai 2 (annexe A) conformément au montage de la figure 4.2.1 pour une tension d'alimentation du générateur HF de 20 V et des fréquences comprises entre 10 kHz et 25 MHz. La sonde de tension utilisée est une Tektronix TMDP0200 (750 V - 200 MHz) et la sonde de courant est une Tektronix TCP312A (30 A - 100 MHz). Une fois ces essais effectués, l'admittance du système peut être tracée dans le plan de Bode (figure 4.2.2).

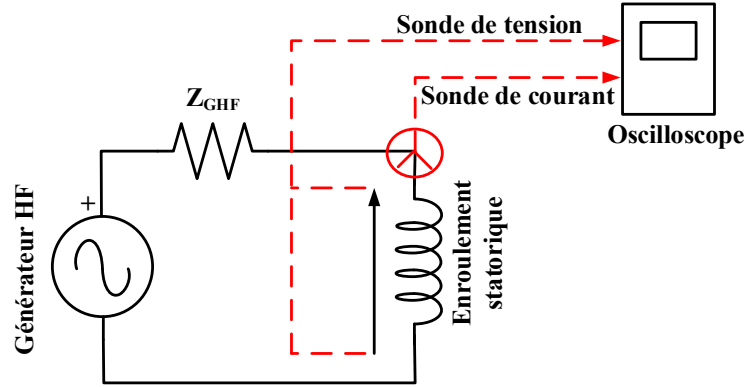


FIGURE 4.2.1 – Mesure de l'admittance de l'enroulement statorique

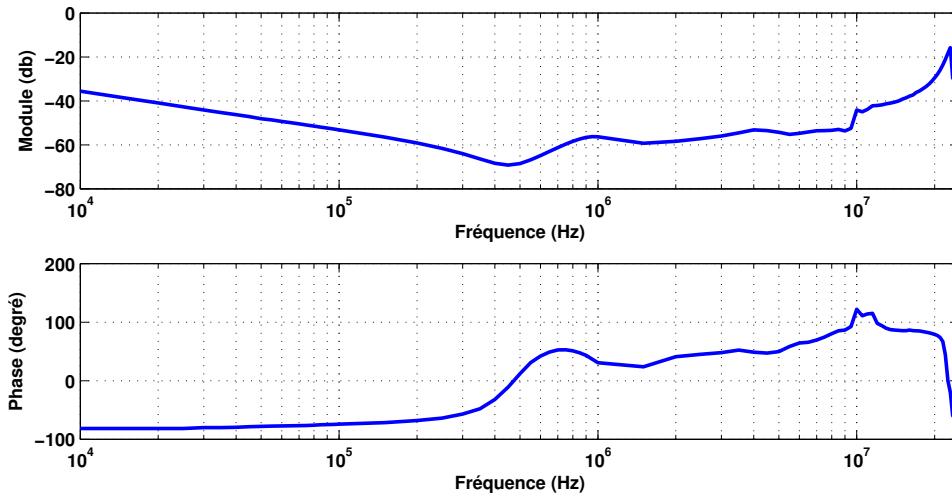


FIGURE 4.2.2 – Admittance mesurée dans le plan de Bode

Trouver un modèle équivalent hautes fréquences revient à trouver un modèle circuit dont l'admittance tracée dans le plan de Bode donne la même courbe que celle obtenue expérimentalement et présentée dans la figure 4.2.2. Nous commençons alors par l'analyse de cette courbe. D'après la figure 4.2.2, nous remarquons la présence de deux fréquences de résonance, une première correspondant à l'admittance la plus petite (proche de 450 kHz) et une deuxième correspondant à l'admittance la plus élevée (proche de 23 MHz). Or, nous savons que dans un circuit RLC parallèle, il existe une fréquence dite fréquence de résonance parallèle quand le courant dans les branches parallèles devient en phase avec la tension d'alimentation. Autrement dit, à cette fréquence, le courant dans l'inductance devient égale à l'opposé de celui dans la capacité et l'impédance équivalente du circuit RLC se réduit à la résistance. La résonance parallèle se manifeste alors par un minimum de l'admittance équivalente dans le plan de Bode. Nous savons également que dans un circuit RLC série, il existe une fréquence dite fréquence de résonance série où la réactance inductive devient égale à la réactance capacitive. La réactance inductive étant proportionnelle à la fréquence et la réactance capacitive inversement proportionnelle à la fréquence,

la résonance série se produit lorsque ces deux réactances sont égales. A cette fréquence, l'admittance équivalente du circuit RLC se manifeste par un maximum dans la courbe de l'admittance dans le plan de Bode.

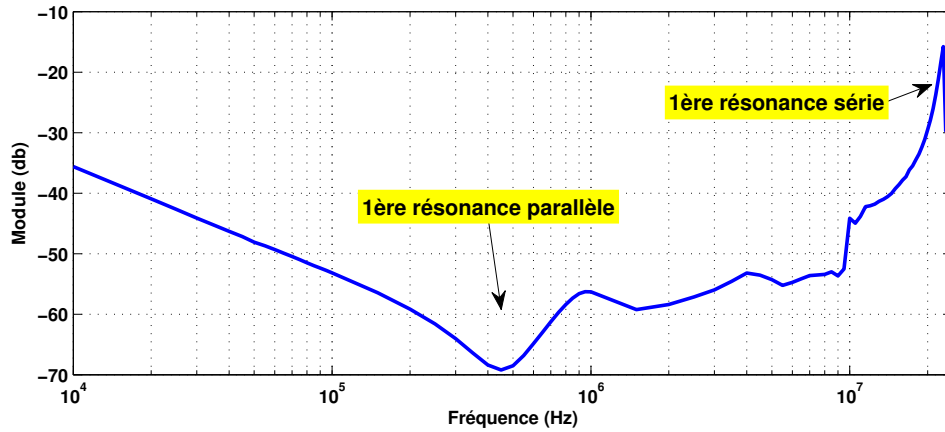


FIGURE 4.2.3 – Module de l'admittance expérimentale en hautes fréquences

Maintenant, si nous revenons au graphe de Bode de l'admittance de la machine de test, nous remarquons la présence de plusieurs fréquences de résonance dont deux principales, une première « parallèle » et une seconde « série » (voir figure 4.2.3). Trouver un montage équivalent constitué de résistances, d'inductances et de capacités revient à trouver un montage dont l'admittance possède le même module et la même phase en fonction de la fréquence. Elle possèdera également les mêmes fréquences de résonance et par conséquent elle contient forcément des RLC parallèles et séries.

4.2.1 Modèle 1

D'après les travaux de Werynski [Werynski 06b, Werynski 06a] et les tests effectués sur des éprouvettes torsadées ainsi que sur des enroulements de machines, le vieillissement de l'enroulement augmente les capacités entre les spires du bobinage, diminuent la tension de claquage et augmente ainsi la probabilité de rupture de l'isolant. Le schéma équivalent hautes fréquences de Werynski d'une phase d'enroulement statorique triphasé relié en étoile est présenté sur la figure 4.2.4. Dans ce schéma, nous retrouvons la résistance statorique R_s en série avec l'inductance d'une phase qui est modélisée par un circuit RLC parallèle. R_W modélise les pertes fer, L_W l'inductance de l'enroulement et C_W la capacité entre les spires du bobinage. Ce schéma tient aussi compte de la ligne de mesure modélisée par la résistance de mesure R_m , l'inductance de mesure L_m et la capacité de mesure C_m . Les variations de la capacité entre les spires C_W peuvent être suivies en surveillant les caractéristiques hautes fréquences de l'enroulement. Werynski a vérifié son modèle avec des essais sur deux machines de 4 kW et 45 kW en prenant des échelles de fréquences entre 1 kHz et 50 MHz.

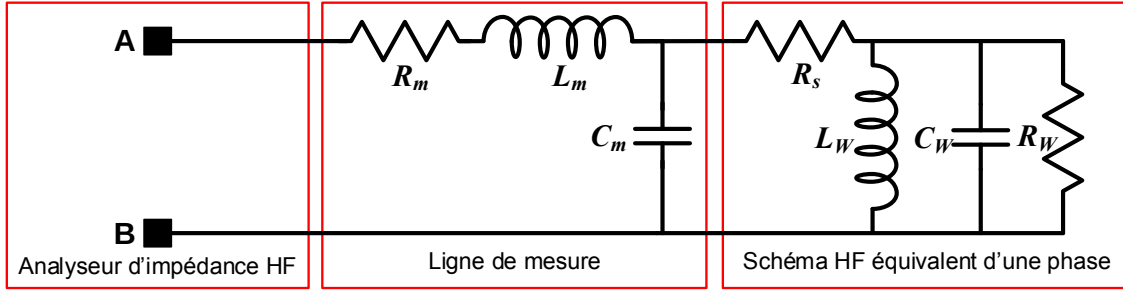


FIGURE 4.2.4 – Modèle 1 d'une phase d'enroulement en hautes fréquences [Werynski 06a]

D'après le schéma de la figure 4.2.4, l'impédance équivalente de l'ensemble (ligne de mesure - phase) est égale à Z_{AB} définie par l'équation 4.2.1.

$$Z_{AB} = R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m + \frac{1}{R_s + \frac{1}{\frac{1}{R_w} + \frac{1}{j\omega L_w} + j\omega C_w}}} \quad (4.2.1)$$

Selon ce modèle, la première fréquence de résonance parallèle définie sur la figure 4.2.3 correspond à une valeur f_{RP} définie par l'équation 4.2.2.

$$f_{RS} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}(C_m + C_w)}} \quad (4.2.2)$$

avec L_{eq} l'inductance équivalente entre les points A et B .

Pour pouvoir calculer la capacité entre les spires de l'enroulement d'une phase de la machine de test utilisée dans ce chapitre, nous avons commencé par identifier les valeurs des éléments constituant le modèle équivalent. Le calcul est fait à l'aide de la méthode de dichotomie numérique et cherche les valeurs qui se rapprochent le plus de la courbe expérimentale. Pour une fréquence de résonance parallèle de 450 KHz , nous trouvons pour la machine de test $L_m = 1 \mu H$, $C_m = 20 \text{ pF}$, $R_m = 0,1 \Omega$, $R_s = 0,25 \Omega$, $R_w = 2,8 \text{ k}\Omega$, $L_w = 1 \text{ mH}$ et $C_w = 110 \text{ pF}$.

Sur la figure 4.2.5, le plan de Bode de l'admittance identifiée avec le modèle 1 et celle expérimentalement mesurée sur le banc d'essai sont présentées. Nous remarquons que ce modèle fournit une bonne identification pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance parallèle, mais pour les fréquences supérieures à cette valeur, la courbe identifiée ne suit plus parfaitement la courbe expérimentale et par conséquent elle n'est pas sensible aux variations hautes fréquences. En fait, dans le montage du modèle 1, nous retrouvons un RLC parallèle d'où la présence de la résonance parallèle dans le plan de Bode de l'admittance estimée avec ce modèle. Toutefois, le modèle 1 ne contient aucun circuit permettant l'obtention d'une fréquence de résonance série d'où son absence dans le plan de Bode dessiné.

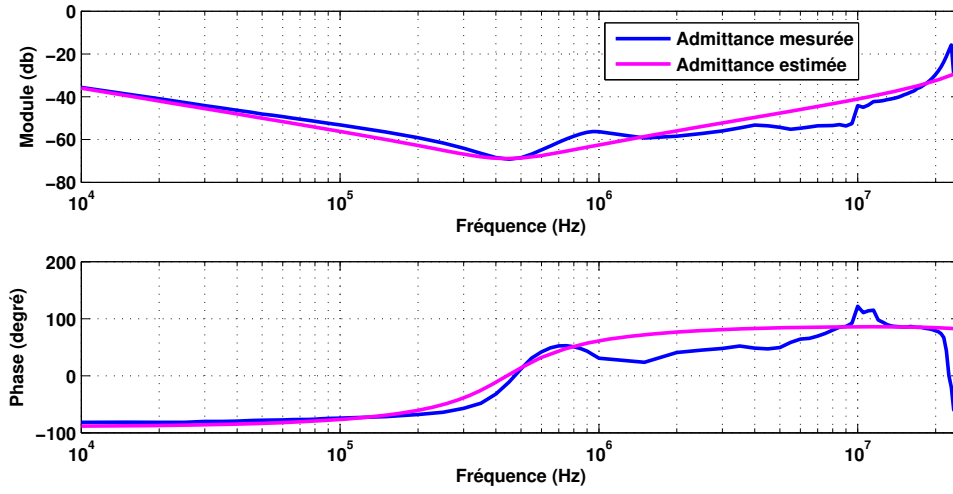


FIGURE 4.2.5 – Admittance estimée (modèle 1) en hautes fréquences comparée avec l’admittance mesurée

4.2.2 Modèle 2

D’après [Revol 03b, Revol 03a], un enroulement statorique peut être présenté par le modèle équivalent de la figure 4.2.6. Ce modèle prend en compte différents phénomènes physiques présents, il n’est autre que le modèle d’une inductance bobinée dans un circuit magnétique et auquel nous ajoutons les couplages parasites avec le châssis. R_s et L modélisent la résistance statorique d’une phase et son inductance propre, R_p représente les pertes induites dans le fer au stator, C_p est associé aux couplages capacitifs parasites entre les spires et finalement C_{T1} et C_{T2} symbolisent le couplage entre l’enroulement et le châssis. Nous retrouvons ce modèle dans les travaux de [Zhong 95, Boglietti 99, Moreira 02, Weber 04]. D’après ces références, ce modèle est défini pour une gamme de fréquence allant de quelques Hz et arrivant jusqu’à $100 MHz$ et une gamme de puissance entre $370 W$ et $45 kW$.

Le schéma présenté sur la figure 4.2.6 présente l’avantage de simplicité, mais malheureusement son inconvénient majeur est sa limite dans la représentation fréquentielle qu’il fournit. L’admittance de ce modèle présentée par l’équation 4.2.3 ne présente qu’une seule fréquence de résonance parallèle définie par f_{RP} dans l’équation 4.2.5.

$$Y_{AB} = \frac{1}{R_s + j\omega L} + \frac{1}{R_p} + j\omega C_{eq} \quad (4.2.3)$$

Si nous posons :

$$C_{eq} = C_p + \frac{C_{T1} \cdot C_{T2}}{C_{T1} + C_{T2}} \quad (4.2.4)$$

alors la fréquence de résonance parallèle s’écrit :

$$f_{RP} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad (4.2.5)$$

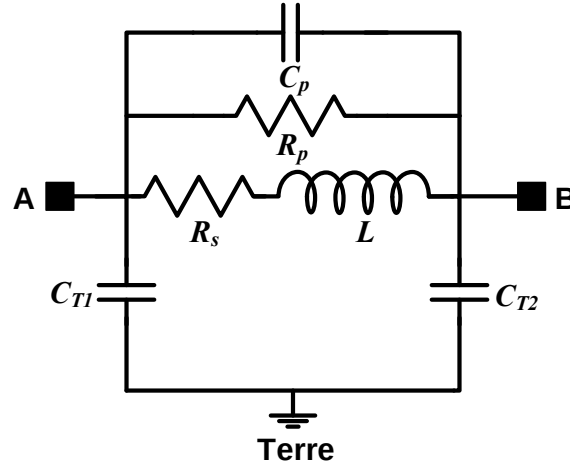


FIGURE 4.2.6 – Modèle simple d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 2) [Revol 03a]

L'approche du modèle 2 ne prend pas en compte l'impédance de la ligne de mesure. Elle est différente dans la modélisation que le modèle 1 mais les deux modèles sont proches. L'identification des paramètres de la machine de test donne des valeurs proches de celles obtenues pour le modèle 1. Il s'agit des paramètres obtenus à l'aide de la méthode de dichotomie numérique : $R_s = 0,25 \Omega$, $R_p = 1,4 M\Omega$, $L = 1 mH$ et $C_{eq} = 120 pF$.

Sur la figure 4.2.7, l'admittance estimée avec le modèle 2 et l'admittance expérimentale sont comparées. Nous remarquons une réponse fréquentielle similaire à celle du modèle 1. Ce modèle permet de prendre en compte la fréquence de résonance parallèle à $450 kHz$, mais pas la résonance série à $23 MHz$.

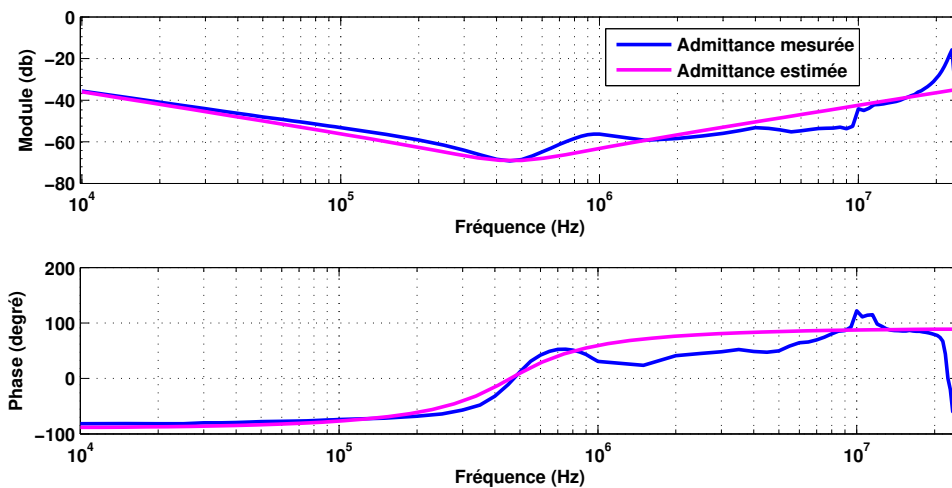


FIGURE 4.2.7 – Admittance estimée (modèle 2) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée

4.2.3 Modèle 3

Dans les travaux de [Revol 03a, Kahoul 08], nous trouvons une version modifiée du montage de la figure 4.2.6. Le nouveau modèle prend en compte les variations de l'inductance dues aux effets de peau et aux courants induits. Ces deux facteurs limitent la pénétration du champ dans le circuit magnétique, ce qui affecte la densité du courant dans le conducteur et diminue l'inductance en fonction de la fréquence. Dans le schéma de la figure 4.2.8, nous présentons le modèle amélioré de l'inductance prenant en considération les effets mentionnés. L'inductance est modélisée par un réseau de n cellules imbriquées. Chaque cellule correspond à une diminution dans le module de l'impédance de L et le nombre de cellules n dépend de l'évolution de L en fonction de la fréquence. Le modèle équivalent d'un enroulement statorique devient celui présenté sur la figure 4.2.9. Pour plus de réalisme, les résistances R_{T1} et R_{T2} qui modélisent les résistances parasites entre le stator et la terre ont été ajoutées.

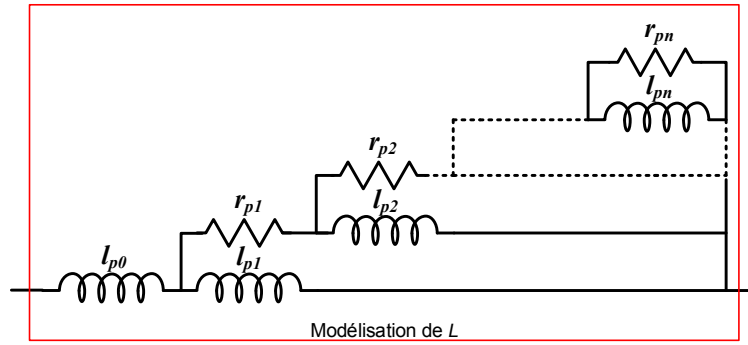


FIGURE 4.2.8 – Modélisation de l'inductance propre [Revol 03a]

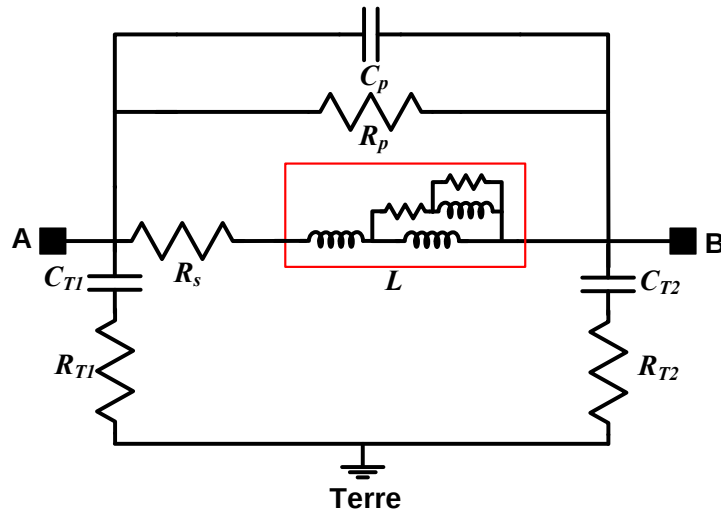


FIGURE 4.2.9 – Modèle modifié d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 3) [Revol 03a]

D'après [Revol 03a], le modèle de la figure 4.2.9 modélise la première fréquence de résonance « parallèle ». Par conséquent, il est capable de modéliser d'une manière approchée le comportement du stator et donne des résultats satisfaisants pour les fréquences proches. Au delà de cette valeur, ce modèle ne permet pas de visualiser les résonances qui apparaissent, il n'est donc pas adapté à notre cahier des charges

Dans sa thèse [Revol 03a], Revol propose un modèle de cellules résonantes capable de représenter les résonances hautes fréquences. Celui-ci est présenté dans le paragraphe suivant.

4.2.4 Modèle 4

Le schéma équivalent hautes fréquences avec des cellules résonantes, tel que présenté dans [Revol 03a], est illustré sur la figure 4.2.10. Le nombre de cellules (n) est calculé en utilisant le graphe de l'admittance mesurée, il correspond au nombre des résonances contenues dans le graphe. La résonance principale qui correspond à la première résonance parallèle permet de déterminer la valeur de l'inductance totale de l'enroulement. Cette contrainte impose que la somme des inductances des cellules élémentaires l_{ri} soit égale à cette inductance basse fréquence L_e (équation 4.2.6). Les valeurs numériques des éléments constitutifs de chaque cellule sont calculées en fonction de leur ordre d'apparition.

Dans la figure 4.2.11 et dans les équations 4.2.7, 4.2.8 et 4.2.9, nous présentons un exemple des relations qui lient les éléments de deux cellules résonantes juxtaposées avec les fréquences de résonance. Ces fréquences, correspondant à des extrema dans l'admittance, sont indiquées comme étant des fréquences d'antirésonances parallèles. Les inductances l_{ri} sont calculées dans l'ordre décroissant des inductances élémentaires constituant l'inductance basse fréquence L_e .

$$L_e = \sum l_{ri} \quad (4.2.6)$$

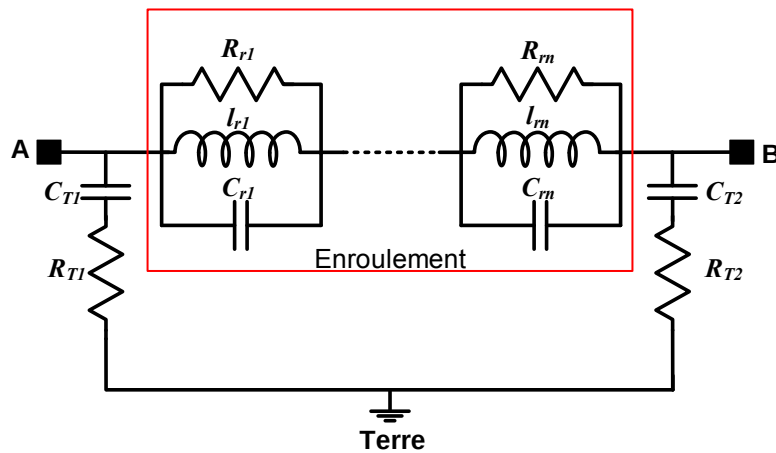


FIGURE 4.2.10 – Schéma équivalent d'un enroulement avec des cellules résonantes [Revol 03a]

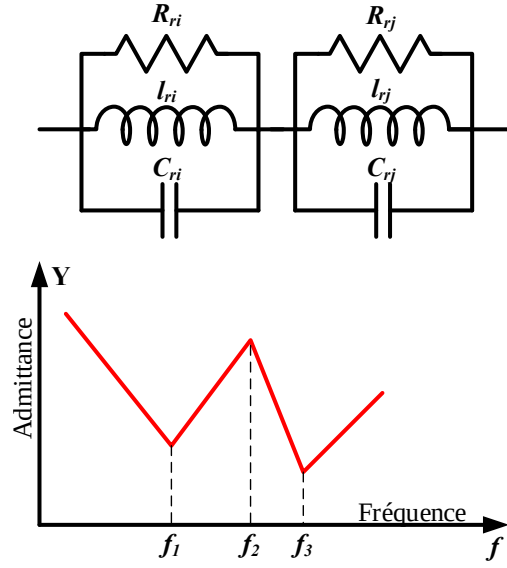


FIGURE 4.2.11 – Interaction de deux cellules juxtaposées [Revol 03a]

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ri}C_{ri}}} \quad (4.2.7)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ri}C_{rj}}} \quad (4.2.8)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{rj}C_{rj}}} \quad (4.2.9)$$

Comme attendu, le comportement du modèle 4 représente mieux que les modèles précédents celui de la machine étudiée en hautes fréquences (voir la figure 4.2.12). Par contre, le comportement basse fréquence du modèle équivalent avec les cellules résonantes n'est pas précis. Ce qui ne constitue pas un obstacle dans le cadre de notre étude car nous nous intéressons à la partie hautes fréquences de la modélisation.

Pour identifier le nombre de cellules résonantes et les valeurs numériques de leurs éléments constitutifs, nous avons pris en considération les fréquences de résonances parallèle et série les plus significatives. Sur la figure 4.2.12, nous notons 2 résonances parallèles à 450 kHz et à 23.5 MHz et une résonance série à 23 MHz . Ce qui nous conduit à un schéma équivalent avec deux cellules résonantes. Pour deux cellules, nous obtenons l'admittance équivalente Y_{AB} définie par :

$$Y_{AB} = \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{T1} + R_{T2} + \frac{1}{j\omega C_{T1}} + \frac{1}{j\omega C_{T2}}} \quad (4.2.10)$$

Z est l'impédance équivalente des cellules résonantes en série définit par :

$$Z = \sum_i Z_{ri} \quad (4.2.11)$$

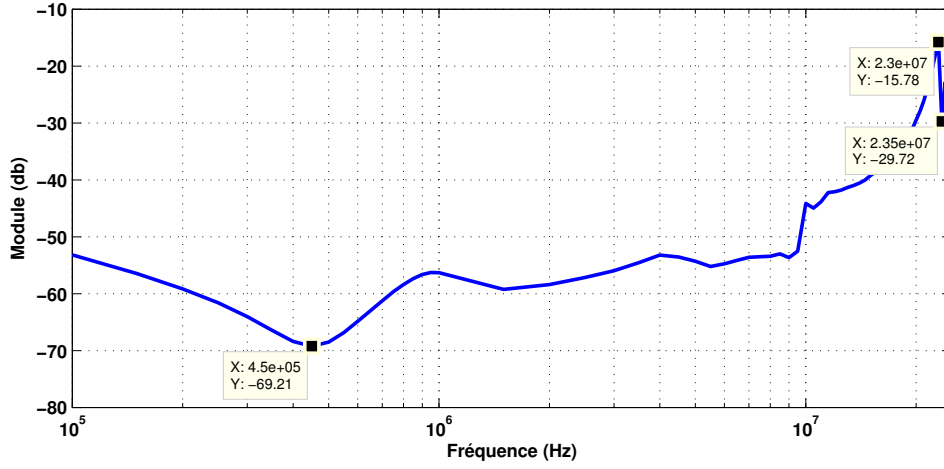


FIGURE 4.2.12 – Fréquences de résonances parallèle et série de l'admittance expérimentale

avec Z_{ri} , l'impédance d'une cellule élémentaire, définie par :

$$Z_{ri} = \frac{j\omega l_{ri} R_{ri}}{(j\omega)^2 R_{ri} C_{ri} l_{ri} + j\omega l_{ri} + R_{ri}} \quad (4.2.12)$$

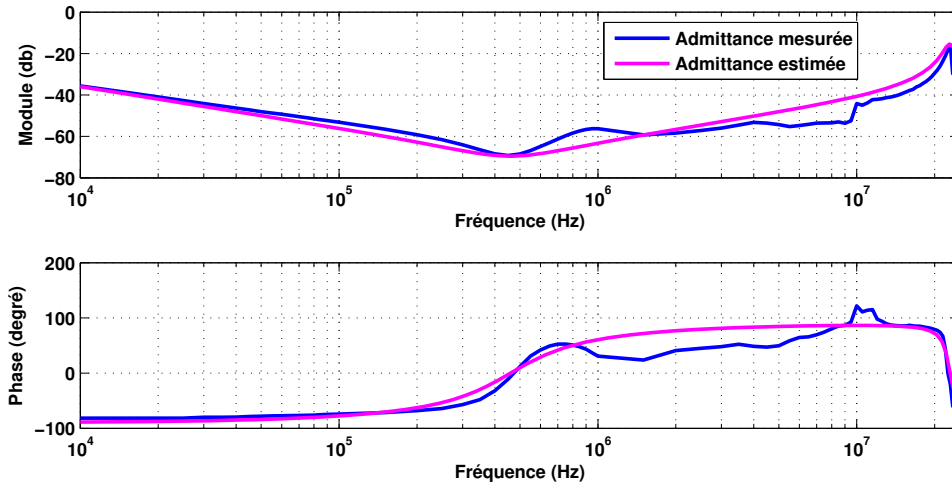


FIGURE 4.2.13 – Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 4) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée

Sur la figure 4.2.13, nous présentons l'admittance identifiée avec le modèle 4 et nous la comparons avec l'admittance mesurée. Le graphe identifié correspond à deux cellules résonantes avec les paramètres suivants : $R_1 = 3\text{ k}\Omega$, $L_1 = 1\text{ mH}$, $C_1 = 120\text{ pF}$, $R_2 = 0.7\text{ k}\Omega$, $L_2 = 0.4\text{ }\mu\text{H}$, $C_2 = 1\text{ pF}$, $R_{T1} = 1\text{ k}\Omega$, $R_{T2} = 1\text{ k}\Omega$, $C_{T1} = 400\text{ pF}$ et $C_{T2} = 400\text{ pF}$.

Pour deux cellules résonantes, le graphe identifié suit mieux l'admittance mesurée que les modèles précédents. Il présente deux fréquences de résonance, une première parallèle et une seconde série, mais il n'arrive pas à suivre parfaitement l'admittance expérimentale. L'augmentation du nombre de cellules résonantes ne nous a pas permis d'identifier une admittance plus ressemblante au résultat expérimental. Les inconvénients du modèle 4 avec les cellules résonantes réside dans sa forte dépendance de la gamme de fréquence étudiée pour définir le nombre de cellules et dans sa limite à suivre parfaitement la courbe de l'admittance expérimentale.

4.2.5 Modèle 5

Dans les travaux de [Schinkel 06], nous retrouvons le même modèle que celui de la figure 4.2.6 avec quelques modifications. Le nouveau modèle prend en compte non seulement l'inductance propre d'une phase mais aussi l'inductance mutuelle entre les phases. L'inductance L de la figure 4.2.6 devient deux inductances que nous noterons L (propre) et M (mutuelle). La capacité modélisant le couplage entre les spires est remplacée par une capacité additionnelle C_{ad} en série avec une résistance additionnelle R_{ad} le tout en parallèle avec la mutuelle M . D'après [Schinkel 06], le modèle proposé sur la figure 4.2.14 est un modèle hautes fréquences valable jusqu'à 30 MHz .

L'admittance équivalente du modèle 5 est définie par l'équation 4.2.13 :

$$Y_{AB} = \frac{1}{Z} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_{T1} + R_{T2} + \frac{1}{j\omega C_{T1}} + \frac{1}{j\omega C_{T2}}} \quad (4.2.13)$$

Z représente l'impédance de la ligne constituée de la résistance R_s , l'inductance L et la mutuelle M en parallèle avec la capacité C_{ad} et la résistance R_{ad} .

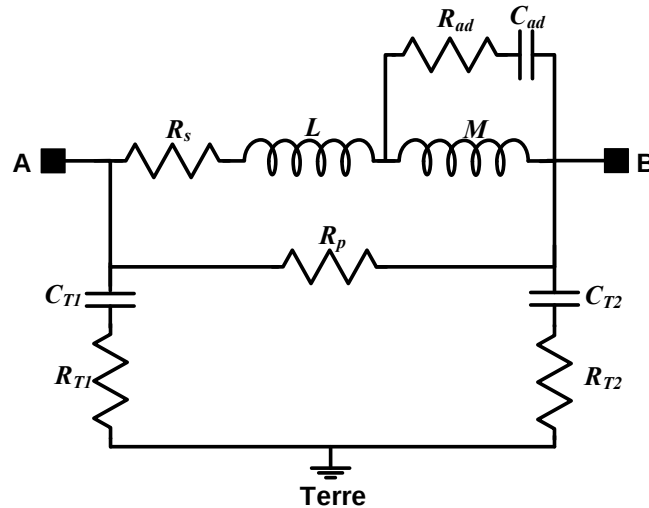


FIGURE 4.2.14 – Modèle d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 5) [Schinkel 06]

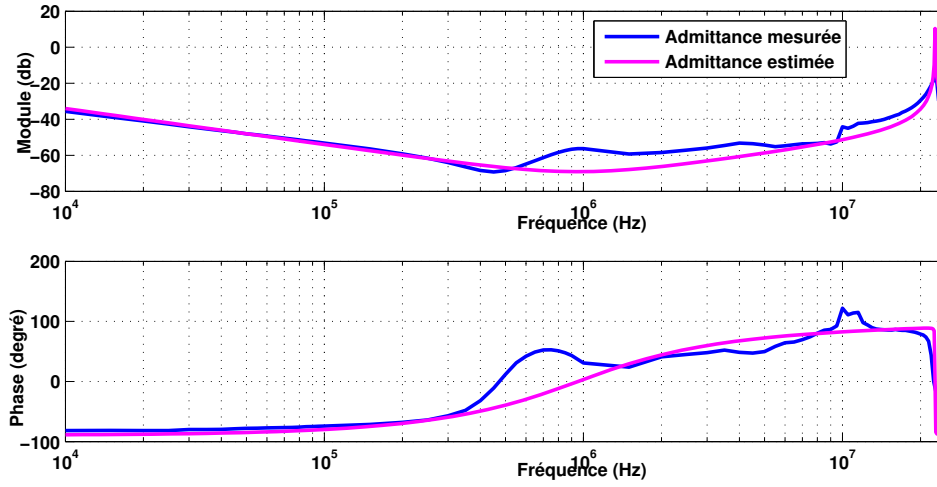


FIGURE 4.2.15 – Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 5) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée

$$Z = R_s + j\omega L + \frac{(j\omega)^2 M R_{ad} C_{ad} + j\omega M}{(j\omega)^2 M C_{ad} + j\omega R_{ad} C_{ad} + 1} \quad (4.2.14)$$

Des études d'identification numérique entre l'admittance équivalente Y_{AB} et la courbe d'admittance expérimentale ont été effectuées en utilisant les algorithmes génétiques afin de déterminer les valeurs numériques des éléments du modèle 5 correspondant à la machine de test.

Sur la figure 4.2.15, nous présentons l'admittance identifiée avec le modèle 5 et nous la comparons avec l'admittance mesurée. Le graphe identifié correspond aux paramètres suivants : $L = 0.0014 \text{ mH}$, $M = 0.8 \text{ mH}$, $R_s = 0.25 \Omega$, $C_{ad} = 0.035 \text{ nF}$, $R_{ad} = 0.003 \Omega$, $R_p = 4 \text{ k}\Omega$, $R_{t1} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{T2} = 5 \text{ k}\Omega$, $C_{T1} = 400 \text{ pF}$ et $C_{T2} = 400 \text{ pF}$.

Malheureusement, le modèle 5 n'offre pas une bonne modélisation de la résonance parallèle à 450 kHz . De plus, la valeur calculée de l'inductance propre pour que le modèle 5 offre la même courbe d'admittance que la courbe mesurée est de 0.0014 mH qui est largement inférieure à l'inductance propre de notre machine qui est de l'ordre de 1.2 mH . Avec une valeur de L proche de 1.2 mH le modèle 5 ne permet pas l'obtention d'une admittance dans le plan de Bode qui se rapproche de la courbe expérimentale. Pour ces deux raisons, nous concluons que le modèle 5 n'est pas capable de modéliser l'inductance en hautes fréquences de notre machine d'essai.

4.2.6 Modèle 6

Le dernier modèle que nous présentons est le modèle d'un enroulement en hautes fréquences développé par Wang [Wang 10] et présenté sur la figure 4.2.16. Comme pour les modèles précédents, nous retrouvons R_{T1} , R_{T2} , C_{T1} et C_{T2} , les résistances et capacités parasites entre le stator et la terre. L_f représente l'inductance de fuite et R_p la résistance

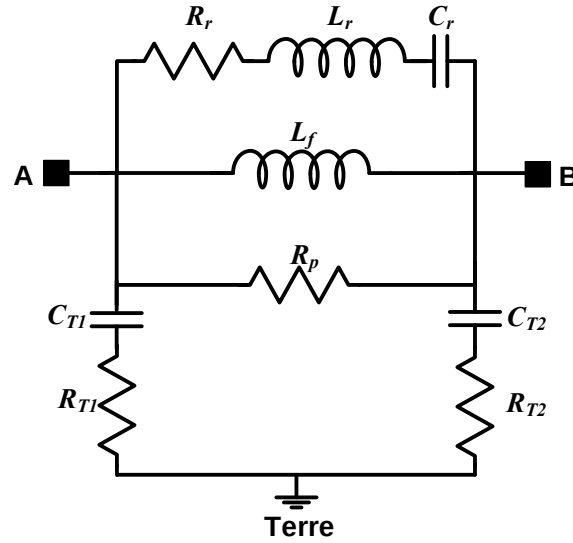


FIGURE 4.2.16 – Modèle 6 d'un enroulement en hautes fréquences (modèle 6) [Wang 10]

modélisant les pertes fer. Les éléments R_r , L_r et C_r constituent les éléments ajoutés pour modéliser la résonance dans la courbe de l'admittance. Wang a vérifié son modèle avec des essais sur un moteur de 2.2 kW et une gamme de fréquence entre 10 kHz et 10 MHz .

L'admittance équivalente entre les bornes de l'enroulement est donnée par l'équation 4.2.15 :

$$Y_{AB} = \frac{1}{R_r + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} + \frac{1}{j\omega L_f} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_{T1} + R_{T2} + \frac{1}{j\omega C_{T1}} + \frac{1}{j\omega C_{T2}}} \quad (4.2.15)$$

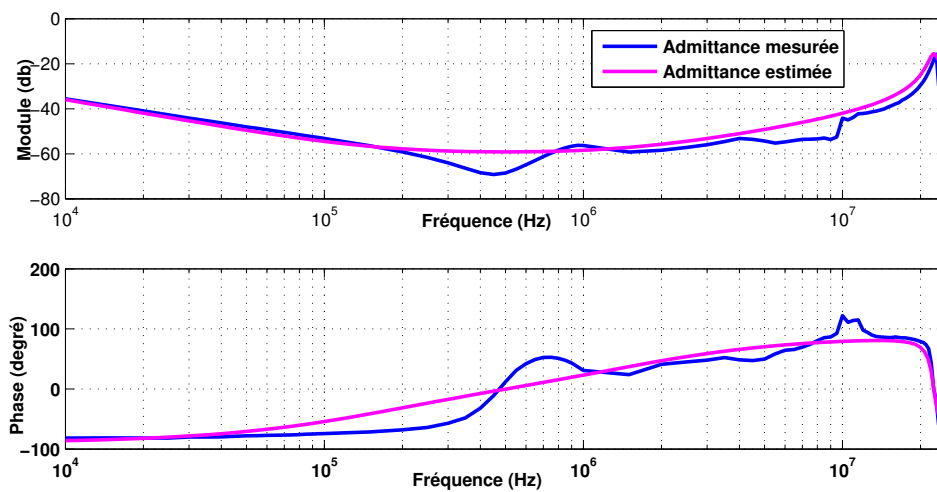


FIGURE 4.2.17 – Admittance estimée avec deux cellules résonantes (modèle 6) en hautes fréquences comparée avec l'admittance mesurée

Sur la figure 4.2.17, nous présentons l'admittance identifiée avec le modèle 6 et nous la comparons avec l'admittance mesurée. Le graphe identifié correspond aux paramètres suivants : $L_f = 1\text{ mH}$, $R_r = 6\Omega$, $L_r = 0.005\text{ mH}$, $C_r = 100\text{ pF}$, $R_p = 1\text{ k}\Omega$, $R_{t1} = 5\text{ k}\Omega$, $R_{T2} = 5\text{ k}\Omega$, $C_{T1} = 400\text{ pF}$ et $C_{T2} = 400\text{ pF}$.

Ce modèle donne un résultat meilleur que celui obtenu avec le modèle 5. Nous pouvons noter sur la figure 4.2.17 que ce modèle arrive à suivre l'allure générale de la courbe d'admittance en hautes fréquences mais ne permet pas de modéliser correctement les fréquences de résonance surtout la première. Par conséquent, l'admittance dans le plan de Bode obtenue avec ce modèle n'offre pas une représentation satisfaisante de l'enroulement en hautes fréquences.

4.2.7 Conclusion sur les modèles HF équivalents

Pour conclure cette étude basée sur les modèles de type circuit équivalent existants dans la littérature, nous remarquons qu'aucun des modèles étudiés ci-dessus permet d'approcher l'admittance expérimentale avec une précision suffisante sur toute la gamme de la fréquence considérée. Ce constat nous conduit à développer d'autres types de modèles. Dans le sous-chapitre suivant, nous proposons des modèles de type fonction de transfert pour représenter l'admittance de la machine étudiée.

Notre objectif étant de suivre les modifications dans l'admittance d'une machine afin de faire un suivi de l'état de santé du Système d'Isolation Electrique (*SIE*) de la machine, nous avons besoin d'avoir un modèle fin de l'admittance de la machine lorsque celle ci est saine afin de pouvoir le comparer avec l'admittance mesurée à un instant t . Toutes les modélisations présentées jusqu'ici ce sont révélées assez grossières ne prenant pas en compte les résonances secondaires ce qui n'est pas adapté à notre objectif.

Afin d'essayer de suivre plus précisément l'admittance réelle dans la suite de ce chapitre nous proposons une méthode qui supprime les limitations imposées par une modélisation de type circuit.

4.3 Modèle hautes fréquences adapté

4.3.1 Introduction

Nous rappelons que le but de notre étude est de trouver un modèle représentant l'admittance d'un enroulement considéré sain, et en particulier son comportement hautes fréquences (au-delà du MHz) a priori plus sensible aux défauts naissants que le comportement basse fréquence. La surveillance de l'état de fonctionnement de l'enroulement consiste à détecter tout changement pouvant se produire dans cette admittance au fil du temps. Bien évidemment, la corrélation entre d'éventuels changements détectés et un défaut naissant reste à établir. Cela nécessite des moyens d'essais conséquents et des essais de vieillissement, généralement longs à réaliser, pour valider expérimentalement les liens de cause à effet entre le changement d'admittance et un défaut naissant.

Le modèle adapté est un modèle graphique utilisant la courbe de l'admittance hautes fréquences et la méthode de surveillance consiste à suivre l'évolution de cette courbe.

4.3.2 Développement d'un multi-modèle fonction de transfert

Afin de réaliser une modélisation plus fine nous proposons d'identifier la courbe d'admittance expérimentale à celle donnée par la fonction de transfert d'un système linéaire invariant dans le temps

Cette fonction de transfert est donnée par la relation suivante :

$$TF_{n/m} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0} \quad (4.3.1)$$

L'ordre du polynôme du numérateur (n) et celui du dénominateur (m) ainsi que les coefficients a_i et b_j sont à déterminer. Pour cela, nous utilisons les algorithmes génétiques.

Nous rappelons que les algorithmes génétiques font partie de la famille des algorithmes évolutionnistes. Il s'agit d'un algorithme d'optimisation particulièrement bien adapté aux problèmes d'optimisation dont la fonction coût n'est pas dérivable. Ils sont inspirés des mécanismes liés à la sélection naturelle des espèces en utilisant les opérateurs génétiques tels que le croisement, la mutation et la sélection. Pour déterminer les paramètres de la fonction de transfert, nous définissons une première population initiale dont le code génétique de chaque individu est composé des coefficients a_i et b_j pour un n et un m donnés. Nous commençons par les plus petits n et m . Les valeurs initiales des coefficients a_i et b_j ont été déterminées à l'aide de la fonction « invfreqs » de Matlab (équation 4.3.1). La population possède 50 individus et nous avons laissé l'algorithme évoluer jusqu'à 1000 générations. Si le meilleur individu de la dernière génération représente une fonction de transfert satisfaisante en termes de réponse fréquentielle vis-à-vis de l'admittance expérimentale, le résultat est gardé. Dans le cas contraire, nous augmentons l'ordre de la fonction de transfert et nous recommençons le calcul jusqu'à trouver une solution optimale.

4.3.3 Résultats obtenus

D'après notre étude, une fonction de transfert de l'admittance de la machine de test pour une gamme de fréquence allant de 10 kHz à 25 MHz est d'un ordre de 18 au numérateur et 18 au dénominateur. Pour trouver des fonction de transfert d'ordre inférieur à $\frac{18}{18}$, nous avons divisé la fonction de transfert en deux grande partie, la première allant d'une fréquence égale à 10 kHz et arrivant jusqu'à 900 kHz et la deuxième de 900 kHz jusqu'à 25 MHz . En faisant cette segmentation, nous trouvons des fonctions de transfert d'ordre inférieur à 18. Pour la première partie, nous trouvons une fonction de transfert d'ordre $\frac{2}{3}$ alors que pour la seconde partie, une fonction de transfert d'ordre $\frac{6}{6}$ paraît satisfaisant. Sur la figure 4.3.1, la courbe de l'admittance expérimentale et celle identifiée sont illustrées.

L'identification de la fonction de transfert peut être très utile pour la mémorisation de la fonction de transfert mesurée. Elle sera sauvegardée à la place des points mesurés et ainsi elle permet de réduire l'espace mémoire nécessaire pour stocker les informations concernant le suivi de vieillissement d'une machine donnée. Surtout que ce genre de surveillance nécessite des cartes mémoires à grande capacité de stockage pour pouvoir sauvegarder tous les tests durant le cycle de vie d'une machine.

Pour la première partie de l'admittance ayant la fonction de transfert d'ordre $\frac{2}{3}$ et allant d'une fréquence égale à 10 kHz à 900 kHz , nous obtenons $TF_{2/3}$ définie par l'équation

4.3.2.

$$TF_{2/3} = \frac{8284s^2 + 1,422.10^{10}s + 6,663.10^{16}}{s^3 + 1,463.10^6s^2 + 5,196.10^{13}s + 1,22.10^{18}} \quad (4.3.2)$$

Pour la deuxième partie de l'admittance allant de 900 kHz à 25 MHz , et d'après nos calculs, nous trouvons qu'à partir d'une fonction de transfert d'ordre $\frac{3}{4}$, nous pouvons voir une admittance qui ressemble à celle mesurée, mais pour plus d'exactitude, nous avons préféré d'adopter la fonction de transfert d'ordre $\frac{6}{6}$ notée $TF_{6/6}$ et définie par l'équation 4.3.3.

$$\frac{2,069.10^{-3}s^6 + 1,056.10^6s^5 + 9,188.10^{13}s^4 + 2,827.10^{22}s^3}{s^6 + 2,175.10^7s^5 + 4,708.10^{16}s^4 + 7,602.10^{23}s^3 + 6,437.10^{32}s^2 + 6,153.10^{39}s + 2,036.10^{48}} \\ + 1,094.10^{30}s^2 + 9,558.10^{37}s + 2,237.10^{45}}{s^6 + 2,175.10^7s^5 + 4,708.10^{16}s^4 + 7,602.10^{23}s^3 + 6,437.10^{32}s^2 + 6,153.10^{39}s + 2,036.10^{48}} \quad (4.3.3)$$

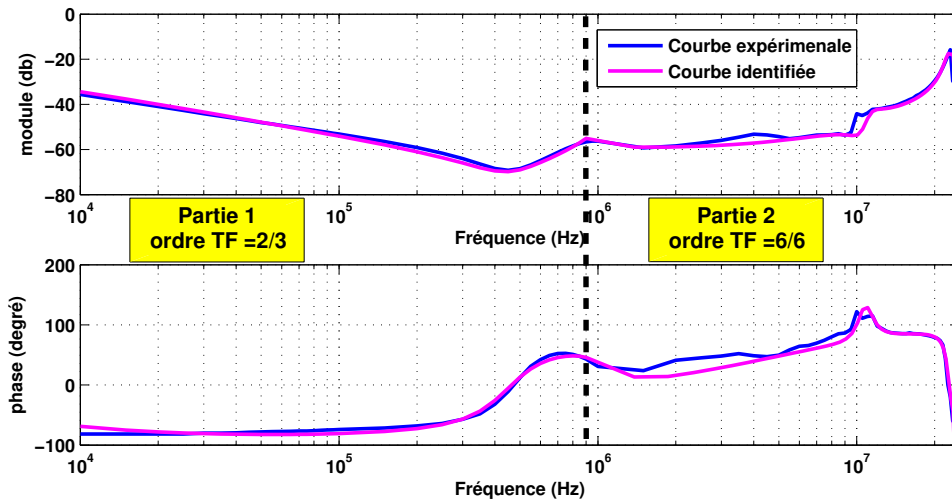


FIGURE 4.3.1 – Admittance identifiée comparée à l'admittance mesurée

L'identification de la fonction de transfert effectuée dans cette sous section nous a montré qu'il est possible de trouver une fonction de transfert beaucoup plus représentative de la courbe d'admittance en hautes fréquences qu'avec des circuits électriques équivalents. Ces fonctions de transfert sont à mémoriser sous forme de vecteurs constitués de $(n+m+2)$ éléments avec n l'ordre du numérateur et m l'ordre du dénominateur et une information concernant la gamme de fréquence dans laquelle elles sont valides. Pour le cas de la machine de test, il suffit de mémoriser $TF_{2/3}$ et $TF_{6/6}$ sous forme de deux vecteurs ainsi que leur gamme de fréquence de validité respective à la place de mémoriser tout les points expérimentaux. Cette identification devient indispensable lorsqu'une méthode de suivi de vieillissement par analyse de l'admittance de la machine est mise en œuvre, en effet cette dernière nous permet de considérablement limité le besoin en ressource de mémoire.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des modèles hautes fréquences des enroulements afin de pouvoir suivre leurs évolutions au cours du temps. Avec l'hypothèse que certaines de ces évolutions traduisent un vieillissement du Système d'Isolation Electrique (*SIE*). Le concept consiste à suivre l'évolution de l'admittance du système au cours du temps en la comparant avec un modèle de référence. Les modèles utilisés doivent donc être précis notamment dans le domaine des hautes fréquences car ce domaine contient a priori plus d'informations.

Après avoir étudié les modèles circuits équivalents *HF* existants, nous en avons conclu qu'ils décrivent d'une manière trop approchée le comportement en hautes fréquences des enroulements de machines électriques et ne permettent pas de modéliser les fréquences de résonances correctement. La représentation de ces fréquences dans le plan de Bode de l'admittance est une nécessité pour atteindre nos objectifs. Comme les modèles existants ne permettent pas la modélisation des résonances secondaires, ils ne sont a priori pas capables de mettre en évidence les conséquences de la détérioration du système d'isolation électrique sur ces pics de résonance.

L'étude de l'enregistrement expérimental de l'admittance en hautes fréquences pourrait permettre de suivre le vieillissement de l'enroulement au court du temps. Elle nécessite une carte mémoire par enroulement pour réaliser des mesures tout au long de la vie de l'enroulement étudié. La méthode consiste à prendre des mesures pour l'admittance à un instant initial puis refaire la même chose après plusieurs mois (ou plusieurs heures) de fonctionnement. Pour détecter la présence d'éventuelles anomalies, chaque nouvelle courbe mesurée est comparée aux courbes précédentes surtout autour de certains pics de résonances. Le stockage des courbes d'essais et ensuite leurs comparaisons permettent de suivre l'évolution du vieillissement.

Pour réduire l'espace nécessaire pour le stockage des informations liées à l'état de santé de l'enroulement, nous avons développé une méthode d'identification numérique de la fonction de transfert de l'admittance hautes fréquences. La méthode utilise les algorithmes génétiques pour trouver la fonction de transfert qui se rapproche le plus de l'admittance mesurée.

En effet, identifier la courbe obtenue sous une forme de fonction de transfert permet de stocker toutes les informations nécessaires pour retrouver la courbe d'admittance sans enregistrer les points de mesure, ce qui minimise l'espace de stockage sans affecter la qualité du suivi de vieillissement.

La méthode développée permet d'envisager de détecter les défauts naissants liés à la détérioration du Système d'Isolation Electrique des enroulements ayant pour conséquence des modifications notables dans l'admittance de ces enroulements en utilisant des méthodes d'analyse graphique. Dans ces conditions, la surveillance de l'amplitude des résonances pourrait être utilisée comme indicateur de défauts naissants. Vu sa simplicité, cette méthode peut servir de première alarme dans la détection d'anomalie et inciter à effectuer d'autres tests dédiés ou envisager une maintenance.

Dans le cadre de notre étude, nous avons envisagé d'appliquer la méthode de suivi de vieillissement sur l'enroulement statorique d'une *MSAP* mais nous notons que cette

méthode pourrait être utilisée pour surveiller les enroulements de tous types de machines électriques tournantes ainsi que ceux des transformateurs ou tout autre système électrique bobiné.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux exposés dans ce document concernent la surveillance de l'état de santé des Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*). Ce type de machine permet de réaliser des actionneurs compacts, à fort couple massique et aisément contrôlable par une alimentation de type onduleur de tension. Ils sont actuellement très utilisés notamment dans le domaine du transport. Dans ces domaines comme par exemple ceux de l'aéronautique, toutes les maintenances entraînant des temps d'arrêt non planifiés ont des coûts importants, donc toutes les méthodes (fiables et peu coûteuses) limitant ces maintenances imprévues sont les bienvenues.

Tout au long de leur vie, ces machines électriques sont soumises à des contraintes de fonctionnement et d'environnement qui vont aboutir à dégrader leurs composants et à l'apparition de défaillances. Une présentation des différents types de défaillances pouvant survenir dans une telle structure est présentée dans le chapitre 1 ainsi que différentes méthodes de détection associées. Notre étude se concentre sur un défaut électrique pouvant survenir au stator des *MSAP*.

Dans un enroulement statorique, les têtes de bobines sont soumises à des vibrations mécaniques qui accélèrent leur vieillissement et les rendent vulnérables aux défauts inter-spires. Ainsi, il est fort probable qu'un court-circuit inter-spires puisse apparaître au niveau des têtes de bobines de l'enroulement statorique. Compte tenu des vibrations mécaniques de ces dernières, le modèle de défaut naissant développé est un court-circuit résistif intermittent. Il est présenté dans le chapitre 2 ainsi que les conditions de validité dans lesquelles il a été développé. Afin d'étudier l'impact du défaut intermittent sur le fonctionnement de la machine, une résolution analytique de ce modèle de défaut a été effectuée pour une machine commandée par un onduleur de tension linéarisé contrôlé en courant (régulateurs PI). L'expression analytique du courant obtenue permet d'étudier les termes influençant la forme des perturbations apparaissant dans le courant statorique lors d'un court-circuit inter-spires intermittent. Dans le but de trouver une signature associée à ce défaut intermittent, une étude paramétrique a été réalisée. Cette étude nous a permis de conclure que la perturbation engendrée par le défaut intermittent dans le courant statorique a toujours la même forme, mais change d'échelle en fonction du point de fonctionnement, du réglage du régulateur et des paramètres électriques qui modélisent le défaut (Résistance du court-circuit, Nombre de spires impliquées ...).

A la recherche d'une méthode de détection du défaut intermittent, dans le chapitre 3, nous avons commencé par tester des méthodes de détection statistiques et fréquentielles déjà existantes et ayant déjà fait leurs preuves pour la détection de court-circuit inter-spires permanents. Ces méthodes se sont révélées inefficaces pour la détection du défaut

étudié dans ce travail. Ces méthodes ont échoué à détecter la présence du défaut intermittent dans un état naissant et à le discriminer des autres types de défauts. Nous avons donc proposé une méthode dédiée en nous appuyant sur les propriétés mise en évidence lors de l'étude analytique. La méthode proposée est basée sur la reconnaissance de la forme du défaut en utilisant une transformation en ondelettes. Les bases d'ondelettes adaptées ont été construites en utilisant la déformation générée par la présence du défaut intermittent dans chacun des signaux étudiés. La méthode de détection a été appliquée sur les courants statoriques et sur les tensions de références dans le plan (d, q) . Les résultats de simulations ainsi que les résultats de manipulation ont montré l'efficacité et la capacité de cette méthode à détecter les court-circuits inter-spires intermittents à les discriminer vis-à-vis des autres types de défauts. C'est une méthode en-ligne qui n'affecte pas la continuité de service et qui ne nécessite pas de capteurs supplémentaires autre que ceux utilisés pour effectuer la commande de la machine.

Après l'étude d'un défaut considéré comme naissant dans les têtes des bobines du stator des machines synchrones, nous nous sommes intéressés dans le chapitre 4 au suivi global du vieillissement des enroulements statoriques de machines électriques afin d'avoir des informations sur l'état de santé de ces enroulements. Nous avons fait l'hypothèse que le vieillissement physique des isolants a pour conséquence une modification notable du comportement haute fréquence du bobinage. Le concept consiste à suivre l'évolution de l'admittance du système au cours du temps en la comparant avec une admittance de référence, celle du système lorsqu'il est sain. Les modèles utilisés doivent donc être précis notamment dans le domaine des hautes fréquences car ce domaine contient a priori plus d'informations. Nous avons également développé une méthode d'identification numérique de la fonction de transfert de l'admittance haute fréquence pour réduire l'espace nécessaire pour le stockage des informations liées à l'état de santé de l'enroulement. La méthode utilise les algorithmes génétiques pour trouver la fonction de transfert qui se rapproche le plus de l'admittance mesurée. Dans le cadre de notre étude, nous avons envisagé d'appliquer la méthode de suivi de vieillissement à l'enroulement statorique d'une *MSAP* mais nous notons que cette méthode pourrait être utilisée pour surveiller les enroulements de tous types de machines électriques tournantes ainsi que ceux des transformateurs ou tout autre système électrique bobiné.

Enfin du côté des perspectives liées à ce travail, nous pouvons citer les pistes suivantes :

- L'étude de l'impact du type de régulateur utilisé sur la signature du défaut intermittent inter-spires et sur son seuil de détection. Plusieurs types de commandes peuvent être étudiés et comparés.
- Une étude analytique de la sensibilité de la forme d'onde caractéristique du défaut de court-circuit intermittent vis-à-vis des paramètres de la machine, de la commande et du défaut. Les expressions analytiques des courants statoriques données dans le chapitre 2 peuvent servir pour réaliser cette étude.
- L'étude de l'admittance hautes fréquences présentée dans ce travail nécessite de longues campagnes d'essais pour montrer la corrélation entre des défauts et le changement de la réponse fréquentielle de l'admittance. Il serait également intéressant

de développer des techniques de mesure d'admittance utilisant l'onduleur de tension alimentant déjà la machine pour éviter de déconnecter la machine en vue d'évaluer son admittance.

Annexes

Annexe A

Paramètres machines d'essais

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanent utilisée pour faire les essais expérimentaux et noté Machine d'essai 1 sont données dans le tableau A.1.

Puissance nominal 450 W	nombre de paire de pôle 4
Vitesse nominale 1500 tr/min	Inductance statorique 3.1 mH
Tension de bus continue 200 V	Résistance statorique 0.44 Ω
Courant nominal 3 A	Coefficient de flux 0.124 Wb

TABLE A.1 – paramètres de la Machine d'essai 1

Le contrôle de la Machine 1 est effectué à l'aide d'une carte d'acquisition DSpace DS1104 (acquisition des courant, commande de l'onduleur), avec une fréquence d'échantillonnage égale à 8 kHz. Le banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 1 est donnée par la figure A.1.



FIGURE A.1 – Photo banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 1

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanent utilisée pour faire les essais expérimentaux et noté Machine d'essai2 sont données dans le tableau A.2.

Le contrôle de la Machine 2 est effectué à l'aide d'une carte d'acquisition DSpace DS1005 (acquisition des courant, commande de l'onduleur), avec une fréquence d'échantillonnage égale à 10 kHz. Le banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 2 est donnée par la figure A.2.

Puissance nominale 1000 W	Nombre de pair de pôle 8
Vitesse nominale 1500 tr/min	Inductance statorique 1.8 mH
Tension de bus continu 300 V	Résistance statorique 0.26 Ω
Courant nominal 3 A	Coefficient de flux 0.119 Wb

TABLE A.2 – paramètres de la Machine d'essai 2



FIGURE A.2 – Photo banc d'essai utilisé pour simuler les défauts intermittents sur la Machine 2

Annexe B

Calcul des inductances

Pour une *MSAP* à rotor lisse, si nous négligeons les effets de saturation, nous pouvons détailler le calcul des inductances propre et mutuelles de la partie de l'enroulement du stator subissant le court-circuit inter-spire. Les calculs détaillés dans cet annexe nous permettent de calculer L_{a2} , M_{a1a2} , M_{ba2} et M_{ca2} pour la Machine d'essai 2 utilisée lors de nos études expérimentales dans cette thèse.

Considérons une machine synchrone triphasée à N_{bob} bobines élémentaires par phase, elle possède $3N_{bob}$ bobines élémentaires au total dans les 3 phases. D'après [Leboeuf 12a], si $L_{bob-3N_{bob}}$ est la matrice carré de dimension $[3N_{bob} \times 3N_{bob}]$ caractérisant les couplages entre les différentes bobines, pour les machines à rotor lisse et en absence de saturation, les différentes inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants et de la position du rotor. $L_{bob-3N_{bob}}$ est une matrice diagonale et circulante. Les éléments diagonaux sont les inductances propres des bobines élémentaires et donc leurs valeurs sont supérieures aux valeurs des inductances mutuelles. Plus les bobines sont éloignées les unes des autres, plus les mutuelles entre elles sont faibles.

$$L_{bob-3N_{bob}} = \begin{bmatrix} l & m_1 & \cdots & m_{3N_{bob}-1} \\ m_{3N_{bob}-1} & l & \cdots & m_{3N_{bob}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_1 & \cdots & m_{3N_{bob}-1} & l \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.1})$$

où l est l'inductance propre d'une bobine élémentaire et les coefficients $m_{1...3N_{bob}-1}$ les inductances mutuelles entre les différentes bobines.

La Machine d'essai 2, est une machine à 8 paires de pôles et à 16 bobines élémentaires par phase. Ce qui fait que la matrice $L_{bob-3N_{bob}}$ est une matrice $[48 \times 48]$.

Nous fournissons la valeur numérique de la première ligne de la matrice $L_{bob-3N_{bob}}$ de la Machine 2 dans l'équation B.0.2.

$$\begin{aligned}
 \text{ligne1} = 1.10^{-4}[\\
 & 0.7235 \quad 0.0718 \quad -0.2986 \quad -0.0123 \quad -0.0085 \quad -0.0079 \quad -0.0076 \quad -0.0073 \\
 & -0.0070 \quad -0.0068 \quad -0.0065 \quad -0.0063 \quad -0.0061 \quad -0.0059 \quad -0.0057 \quad -0.0056 \\
 & -0.0054 \quad -0.0052 \quad -0.0051 \quad -0.0050 \quad -0.0049 \quad -0.0049 \quad -0.0048 \quad -0.0047 \\
 & -0.0048 \quad -0.0047 \quad -0.0048 \quad -0.0049 \quad -0.0049 \quad -0.0050 \quad -0.0051 \quad -0.0052 \\
 & -0.0054 \quad -0.0056 \quad -0.0057 \quad -0.0059 \quad -0.0061 \quad -0.0063 \quad -0.0065 \quad -0.0068 \\
 & -0.0070 \quad -0.0073 \quad -0.0076 \quad -0.0079 \quad -0.0085 \quad -0.0123 \quad -0.2969 \quad 0.0719] \\
 & \hspace{15em} (B.0.2)
 \end{aligned}$$

Si nous notons $C_{abc-bob}$ la matrice de bobinage des phases (a, b, c) par rapport aux bobines élémentaires, nous pouvons écrire la matrice des inductances des trois phases en fonction de la matrice $L_{bob-3N_{bob}}$ comme présenté dans l'équation B.0.3. $C_{abc-bob}$ est une matrice de dimension $[3 \times 3N_{bob}]$.

$$\begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} = C_{abc-bob} \cdot L_{bob-3N_{bob}} \quad (B.0.3)$$

Dans la figure B.1, nous présentons le bobinage adopté pour la Machine d'essai 2. Pour cette machine, la matrice $C_{abc-bob}$ est de dimension $[3 \times 48]$. Le schéma de bobinage de ses phases et la disposition des bobines contenues dans chaque phase sont donnés dans la figure B.1.

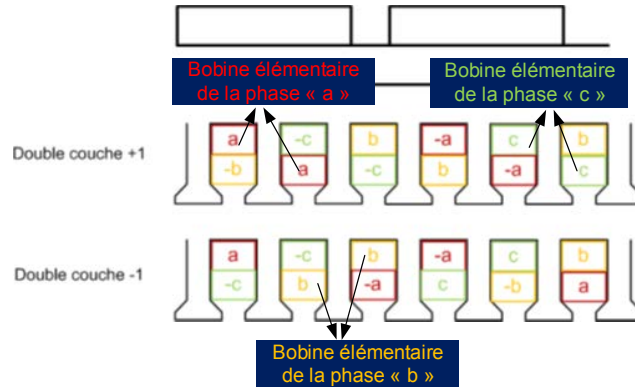


FIGURE B.1 – Bobinage adopté pour la Machine d'essai 2

D'après cette figure, si nous définissons la matrice C_1 comme présentée dans l'équation B.0.4, la matrice $C_{abc-bob}$ s'écrit en fonction de C_1 comme présent dans l'équation B.0.5.

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (B.0.4)$$

$$C_{abc-bob} = \begin{bmatrix} C_1 & C_1 & C_1 & C_1 & C_1 & C_1 & C_1 & C_1 \end{bmatrix} \quad (B.0.5)$$

En cas de défaut inter-spire sur la phase « a » du stator, cette dernière se divise en deux parties, partie saine a_1 et partie en court-circuit a_2 (figure B.2).

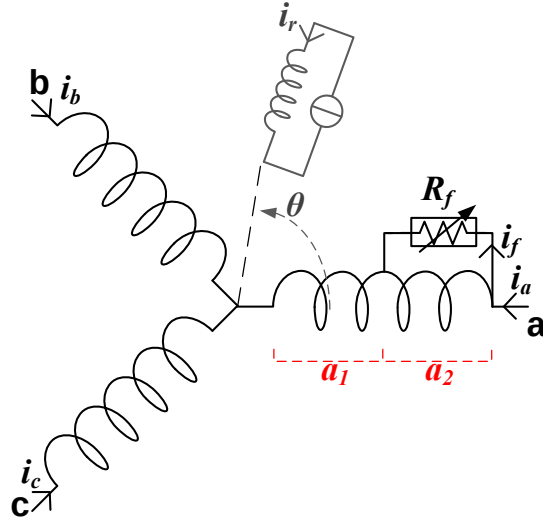


FIGURE B.2 – modèle équivalent d'un stator en défaut

Pour calculer L_{a2} , M_{a1a2} , M_{ba2} et M_{ca2} , nous supposons qu'au lieu d'avoir 3 phases dans la machine, nous en avons 4, les phases a_1 , b , c et a_2 . La matrice de bobinage servant à calculer les inductances dans les phases devient $C_{a_1bca_2-bob}$ de dimension $[4 \times 3N_{bob}]$. Et nous pouvons écrire l'équation B.0.6.

$$\begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1b} & M_{a1c} & M_{a1a2} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{ba2} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{ca2} \\ M_{a2a1} & M_{a2b} & M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} = C_{a_1bca_2-bob} \cdot L_{bob-3N_{bob}} \quad (B.0.6)$$

La matrice $C_{a_1bca_2-bob}$ est de dimension $[4 \times 48]$ respectivement.

Pour mieux comprendre le calcul de L_{a2} , M_{a1a2} , M_{ba2} et M_{ca2} , nous considérons l'exemple d'une seule bobine en court-circuit sur la phase « a » comme présenté dans la figure B.3 (6.25% de la phase « a » en court-circuit).

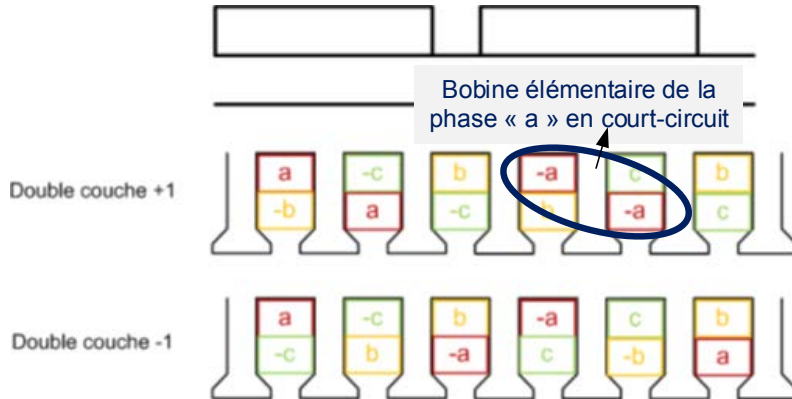


FIGURE B.3

La matrice C_2 prend en compte la présence du court circuit sur la phase « a » et divise cette dernière en deux parties « $a1$ » et « $a2$ » comme présent dans l'équation B.0.7.

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.7})$$

Si nous définissons la matrice C_{1bis} comme dans l'équation B.0.8. Cette matrice sert à représenter la partie du bobine qui ne contient pas de court-circuit.

$$C_{1bis} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.8})$$

La matrice $C_{a1bca2-bob}$ s'écrit en fonction de C_{1bis} et C_2 comme présent dans l'équation B.0.9.

$$C_{a1bca2-bob} = \begin{bmatrix} C_2 & C_{1bis} & C_{1bis} & C_{1bis} & C_{1bis} & C_{1bis} & C_{1bis} & C_{1bis} \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.9})$$

Pour calculer L_{a2} , M_{a1a2} , M_{ba2} et M_{ca2} en cas où d'autres bobines élémentaires en court-circuit ou dans le cas de plusieurs bobines en court-circuit, il suffit de redéfinir la matrice de bobinage $C_{a1bca2-bob}$ pour prendre en compte le court-circuit (mettre « 0 » à la place de « 1 » ou « -1 » dans la partie saine « a_1 » et les déplacer dans la ligne correspondante à la partie défectueuse « a_2 »).

Annexe C

Equation analytique du courant

C.1 Expression analytique

Le système d'équation sur l'axe « α » est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} = & \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} R_s L_{a2} (k+1) + M_{f\alpha} R'_{a2} & - (R'_{a2} L_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) & -k \frac{R_s^2}{L_s} L_{a2} \\ - (R_s M_{f\alpha} (k+1) + L_s R'_{a2}) & R'_f L_s + M_{f\alpha} R'_{a2} & k \frac{R_s^2}{L_s} M_{f\alpha} \\ -1 (M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \\ & + \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} L_{a2} & -M_{f\alpha} & -k R_s L_{a2} \\ -M_{f\alpha} & L_s & k R_s M_{f\alpha} \\ 0 & 0 & M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_{a2} \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \quad (C.1.1) \end{aligned}$$

Nous posons le vecteur d'état x_{def} défini par :

$$x_{def} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_f \\ \sigma_\alpha \end{bmatrix} \quad (C.1.2)$$

L'entrée de ce système v_{def} est défini par :

$$v_{def} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ -e_{a2} \\ i_{\alpha ref} \end{bmatrix} \quad (C.1.3)$$

Le système d'équation présent dans 2.3.19 peut s'écrire alors sous la forme d'un système d'état avec un vecteur d'état x_{def} et une entrée v_{def} .

$$\dot{x}_{def}(t) = [A_{def}] x_{def}(t) + [B_{def}] v_{def}(t) \quad (C.1.4)$$

Les matrices A_{def} et B_{def} sont définies par :

$$[A_{def}] = \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} R_s L_{a2} (k+1) + M_{f\alpha} R'_{a2} & - (R'_{a2} L_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) & -k \frac{R_s^2}{L_s} L_{a2} \\ - (R_s M_{f\alpha} (k+1) + L_s R'_{a2}) & R'_f L_s + M_{f\alpha} R'_{a2} & k \frac{R_s^2}{L_s} M_{f\alpha} \\ -1 (M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (C.1.5)$$

$$[B_{def}] = \frac{1}{M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2}} \begin{bmatrix} L_{a2} & -M_{f\alpha} & -k R_s L_{a2} \\ -M_{f\alpha} & L_s & k R_s M_{f\alpha} \\ 0 & 0 & M_{f\alpha}^2 - L_s L_{a2} \end{bmatrix} \quad (C.1.6)$$

Les valeurs propres des systèmes d'équations C.1.4 ne peuvent pas être obtenues sous forme analytique par un logiciel de calcul formel. Pour résoudre cette équation, nous optons pour une résolution à l'aide de la transformée de Laplace.

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation C.1.4, nous pouvons écrire :

$$s X_{def}(s) - x_{def}(0) = [A_{def}] X_{def}(s) + [B_{def}] \Upsilon_{def}(s) \quad (C.1.7)$$

D'où

$$X_{def}(s) = [s Iden(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}] \Upsilon_{def}(s) + [s Iden(3) - A_{def}]^{-1} x_{def}(0) \quad (C.1.8)$$

avec le vecteur d'état initial $x_{def}(0)$ donné par l'équation C.1.9, où $I_{\alpha 0}$ est la valeur du courant i_α à l'instant initial.

$$x_{def}(0) = \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{f0} \\ \sigma_{\alpha 0} \end{bmatrix} \quad (C.1.9)$$

En remplaçant les matrices A_{def} et B_{def} par leurs valeurs, nous obtenons :

$$[s Iden(3) - A_{def}]^{-1} = \frac{1}{Den1} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (C.1.10)$$

Avec

$$Den1 = (L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) s^3 + (L_s^2 R'_f + L_s L_{a2} R_s (k+1) + 2 L_s M_{f\alpha} R'_{a2}) s^2 + (L_s R_s R'_f (k+1) - L_s R_{a2}'^2 + L_{a2} R_s^2 k) s + R_s^2 R'_f k \quad (C.1.11)$$

$$a_{11} = L_s s \left[\left(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2} \right) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f \right] \quad (C.1.12)$$

$$a_{12} = L_s s \left(L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f \right) \quad (C.1.13)$$

$$a_{13} = R_s^2 k \left(L_{a2} s + R'_f \right) \quad (C.1.14)$$

$$a_{21} = \left(L_s^2 R'_{a2} + L_s M_{f\alpha} R_s (k+1) \right) s + M_{f\alpha} R_s^2 k \quad (C.1.15)$$

$$a_{22} = \left(L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2 \right) s^2 + \left(L_s L_{a2} R_s (k+1) + L_s M_{f\alpha} R'_{a2} \right) s + L_{a2} R_s^2 k \quad (C.1.16)$$

$$a_{23} = R_s^2 k \left(-M_{f\alpha} s + R'_{a2} \right) \quad (C.1.17)$$

$$a_{31} = -L_s \left[\left(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2} \right) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f \right] \quad (C.1.18)$$

$$a_{32} = -L_s \left(L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f \right) \quad (C.1.19)$$

$$a_{33} = L_s \left[\left(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2 \right) s^2 + \left(L_{a2} R_s (k+1) + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2} \right) s \right] \\ + L_s \left[R_s R'_f (k+1) - R_{a2}'^2 \right] \quad (C.1.20)$$

Le terme $[s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}]$ s'écrit sous la forme suivante :

$$[s \text{Iden}(3) - A_{def}]^{-1} [B_{def}] = \frac{1}{\text{Den1}} \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (C.1.21)$$

Avec

$$b_{11} = -L_s s \left(L_{a2} s + R'_f \right) \quad (C.1.22)$$

$$b_{12} = -L_s s \left(-M_{f\alpha} s + R'_{a2} \right) \quad (C.1.23)$$

$$b_{13} = R_s k \left(L_s s + R_s \right) \left(L_{a2} s + R'_f \right) \quad (C.1.24)$$

$$b_{21} = -L_s s \left(-M_{f\alpha} s + R'_{a2} \right) \quad (C.1.25)$$

$$b_{22} = - \left(L_s s + R_s k \right) \left(L_s s + R_s \right) \quad (C.1.26)$$

$$b_{23} = R_s k \left(L_s s + R_s \right) \left(-M_{f\alpha} s + R'_{a2} \right) \quad (C.1.27)$$

$$b_{31} = L_s \left(L_{a2} s + R'_f \right) \quad (C.1.28)$$

$$b_{32} = L_s \left(-M_{f\alpha} s + R'_{a2} \right) \quad (C.1.29)$$

$$b_{33} = L_s \left[\left(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2 \right) s^2 + \left(L_{a2} R_s + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2} \right) s + R_s R'_f - R_{a2}'^2 \right] \quad (C.1.30)$$

Les expressions de Laplace de $I_\alpha(s)$, $I_f(s)$ et $\Sigma_\alpha(s)$ dépendent de l'entrée du système $E_\alpha(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{aref}(s)$ et du vecteur des valeurs initiales.

La *f.e.m.* d'axe « α » est définie par l'équation C.1.31. En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $E_\alpha(s)$ présentée dans C.1.32.

$$e_\alpha(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (C.1.31)$$

$$E_\alpha(s) = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.1.32})$$

La *f.e.m.* $e_{a2}(t)$ est définie comme présent dans l'équation C.1.33. La transformée de Laplace de cette équation donne $E_{a2}(s)$ présentée dans C.1.34.

$$e_{a2}(t) = \mu \omega \psi_f \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (\text{C.1.33})$$

$$E_{a2}(s) = \mu \omega \psi_f \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.1.34})$$

Le courant de référence d'axe « α » peut être défini comme présent dans l'équation C.1.35. En appliquant la transformée de Laplace à cette équation, nous obtenons $I_{\alpha ref}(s)$ présentée dans C.1.36. Le courant $i_{\alpha ref}$ est imposé tel qu'il soit en phase avec la *f.e.m.* e_α .

$$i_{\alpha ref}(t) = I_{\alpha ref} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (\text{C.1.35})$$

$$I_{\alpha ref}(s) = I_{\alpha ref} \frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.1.36})$$

D'après les équations C.1.8, C.1.10 et C.1.21, l'expression du courant $I_\alpha(s)$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned} I_\alpha(s) = & \frac{-L_s s (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} E_\alpha(s) + \frac{L_s s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2})}{Den1} E_{a2}(s) \\ & + \frac{R_s k (L_s s + R_s) (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} I_{\alpha ref}(s) + \frac{L_s s [(-M_{f\alpha}^2 + L_s L_{a2}) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f]}{Den1} i_{\alpha 0} \\ & + \frac{L_s s (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f)}{Den1} i_{f0} + \frac{R_s^2 k (L_{a2} s + R'_f)}{Den1} \sigma_{\alpha 0} \quad (\text{C.1.37}) \end{aligned}$$

En remplaçant les termes $E_\alpha(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{\alpha ref}(s)$ par leurs transformées de Laplace, nous pouvons écrire le courant $I_\alpha(s)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} I_\alpha(s) = & \frac{K_{\alpha 20} s^2 + K_{\alpha 10} s + K_{\alpha 00}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ & + \frac{K_{\alpha 21} s^2 + K_{\alpha 11} s + K_{\alpha 01}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \quad (\text{C.1.38}) \end{aligned}$$

Avec

$$K_{\alpha 20} = -\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\psi_f L_s L_{a2} - \mu\omega\psi_f L_s M_{f\alpha} + k R_s L_s L_{a2} I_{\alpha ref} \quad (C.1.39)$$

$$K_{\alpha 10} = -\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\psi_f L_s R'_f + \mu\omega\psi_f L_s R'_{a2} + k R_s R'_f L_s I_{\alpha ref} + k R_s^2 L_{a2} I_{\alpha ref} \quad (C.1.40)$$

$$K_{\alpha 00} = k R_s^2 R'_f I_{\alpha ref} \quad (C.1.41)$$

$$K_{\alpha 21} = L_s i_{\alpha 0} (L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) \quad (C.1.42)$$

$$K_{\alpha 11} = R'_{a2} L_s M_{f\alpha} i_{\alpha 0} + R'_f L_s^2 i_{\alpha 0} + R'_{a2} L_s L_{a2} i_{f0} + R'_f L_s M_{f\alpha} i_{f0} + k R_s^2 L_{a2} \sigma_{\alpha 0} \quad (C.1.43)$$

$$K_{\alpha 01} = k R_s^2 R'_f \sigma_{\alpha 0} \quad (C.1.44)$$

$$K_{d3} = L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2 \quad (C.1.45)$$

$$K_{d2} = L_s^2 R'_f + L_s L_{a2} R_s (k+1) + 2L_s M_{f\alpha} R'_{a2} \quad (C.1.46)$$

$$K_{d1} = L_s R_s R'_f (k+1) - L_s R_{a2}'^2 + L_{a2} R_s^2 k \quad (C.1.47)$$

$$K_{d0} = R_s^2 R'_f k \quad (C.1.48)$$

D'après les équations C.1.8, C.1.10 et C.1.21, le courant $I_f(s)$ est défini par :

$$\begin{aligned} I_f(s) = & \frac{-L_s s (-M_{f\alpha} s + R'_{a2})}{Den1} E_{\alpha}(s) + \frac{(L_s s + R_s k) (L_s s + R_s)}{Den1} E_{a2}(s) \\ & + \frac{R_s k (L_s s + R_s) (-M_{f\alpha} s + R'_{a2})}{Den1} I_{\alpha ref}(s) + \frac{(L_s^2 R'_{a2} + L_s M_{f\alpha} R_s (k+1)) s + M_{f\alpha} R_s^2 k}{Den1} i_{\alpha 0} \\ & + \frac{(L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_s L_{a2} R_s (k+1) + L_s M_{f\alpha} R'_{a2}) s + L_{a2} R_s^2 k}{Den1} i_{f0} \\ & + \frac{R_s^2 k (-M_{f\alpha} s + R'_{a2})}{Den1} \sigma_{\alpha 0} \quad (C.1.49) \end{aligned}$$

En remplaçant les termes $E_{\alpha}(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{\alpha ref}(s)$ par leurs transformées de Laplace, nous pouvons écrire le courant $I_f(s)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} I_f(s) = & \frac{K_{f20} s^2 + K_{f10} s + K_{f00}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ & + \frac{K_{f21} s^2 + K_{f11} s + K_{f01}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \quad (C.1.50) \end{aligned}$$

Avec

$$K_{f20} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f L_s M_{f\alpha} + \mu \omega \psi_f L_s^2 - k R_s L_s M_{f\alpha} I_{\alpha ref} \quad (C.1.51)$$

$$K_{f10} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_f R'_{a2} L_s + \mu \omega \psi_f L_s R_s (k+1) + k R_s R'_{a2} L_s I_{\alpha ref} - k R_s^2 M_{f\alpha} I_{\alpha ref} \quad (C.1.52)$$

$$K_{f00} = \mu \omega \psi_f R_s^2 k + k R_s^2 R'_{a2} I_{\alpha ref} \quad (C.1.53)$$

$$K_{f21} = (L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) i_{f0} \quad (C.1.54)$$

$$K_{f11} = (L_s^2 R'_{a2} + L_s M_{f\alpha} R_s (k+1)) i_{\alpha 0} \quad (C.1.55)$$

$$+ (L_s L_{a2} R_s (k+1) + L_s M_{f\alpha} R'_{a2}) i_{f0} - R_s^2 k M_{f\alpha} \sigma_{\alpha 0} \quad (C.1.56)$$

$$K_{f01} = M_{f\alpha} R_s^2 k i_{\alpha 0} + L_{a2} R_s^2 k i_{f0} + R_s^2 k R'_{a2} \sigma_{\alpha 0} \quad (C.1.57)$$

D'après les équations C.1.8, C.1.10 et C.1.21, $\sigma_\alpha(s)$ est défini par :

$$\begin{aligned} \Sigma_\alpha(s) = & \frac{L_s (L_{a2}s + R'_f)}{Den1} E_\alpha(s) - \frac{L_s (-M_{f\alpha}s + R'_{a2})}{Den1} E_{a2}(s) \\ & + \frac{L_s [(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_{a2} R_s + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2}) s + R_s R'_f - R_{a2}'^2]}{Den1} I_{\alpha ref}(s) \\ & - \frac{L_s [(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) s + R'_{a2} M_{f\alpha} + L_s R'_f]}{Den1} i_{\alpha 0} + \frac{-L_s (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f)}{Den1} i_{f0} \\ & + \frac{L_s [(L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) s^2 + (L_{a2} R_s (k+1) + L_s R'_f + 2M_{f\alpha} R'_{a2}) s + R_s R'_f (k+1) - R_{a2}'^2]}{Den1} \sigma_{\alpha 0} \end{aligned} \quad (C.1.58)$$

En remplaçant les termes $E_\alpha(s)$, $E_{a2}(s)$ et $I_{\alpha ref}(s)$ par leurs transformées de Laplace, nous pouvons écrire $\Sigma_\alpha(s)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \Sigma_\alpha(s) = & \frac{K_{\sigma 20} s^2 + K_{\sigma 10} s + K_{\sigma 00}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ & + \frac{K_{\sigma 21} s^2 + K_{\sigma 11} s + K_{\sigma 01}}{K_{d3} s^3 + K_{d2} s^2 + K_{d1} s + K_{d0}} \end{aligned} \quad (C.1.59)$$

Avec

$$\begin{aligned}
 K_{\sigma 20} &= (L_s^2 L_{a2} - L_s M_{f\alpha}^2) I_{\alpha ref} \\
 K_{\sigma 10} &= \omega \psi_f L_s \left(\sqrt{\frac{3}{2}} L_{a2} + \mu M_{f\alpha} \right) + I_{\alpha ref} L_s (L_{a2} R_s + L_s R'_f + 2 M_{f\alpha} R'_{a2}) \\
 K_{\sigma 00} &= \omega \psi_f L_s \left(\sqrt{\frac{3}{2}} R'_f - \mu R'_{a2} \right) + L_s I_{\alpha ref} (R_s R'_f - R_{a2}'^2) \\
 K_{\sigma 21} &= L_s \sigma_{\alpha 0} (L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) \\
 K_{\sigma 11} &= -L_s i_{\alpha 0} (L_s L_{a2} - M_{f\alpha}^2) + L_s \sigma_{\alpha 0} (L_{a2} R_s (k+1) + L_s R'_f + 2 M_{f\alpha} R'_{a2}) \\
 K_{\sigma 01} &= L_s i_{\alpha 0} (-R'_{a2} M_{f\alpha} - L_s R'_f) - L_s i_{f0} (L_{a2} R'_{a2} + M_{f\alpha} R'_f) \\
 &\quad + L_s \sigma_{\alpha 0} (R_s R'_f (k+1) - R_{a2}'^2) \quad (C.1.60)
 \end{aligned}$$

Pour calculer la transformée inverse de Laplace et obtenir $i_\alpha(t)$, $i_f(t)$ et $\sigma_\alpha(t)$ nous effectuons une décomposition en éléments simples. Deux possibilités sont envisageables pour cette décomposition. La première possibilité est que le dénominateur *Den1* possède trois pôles réels et la deuxième possibilité est que *Den1* possède un pôle réel et deux pôles complexes conjugués.

C.2 Dénominateur *Den1* avec trois pôles réels

C.2.1 Expression analytique du courant $i_\alpha(t)$

Pour la décomposition en élément simple nous commençons par le cas où le dénominateur *Den1* possède 3 pôles réels que nous notons $p_{\alpha 1}$, $p_{\alpha 2}$ et $p_{\alpha 3}$. Dans ces conditions, nous écrivons $I_\alpha(s)$ conformément à l'équation C.2.1.

$$\begin{aligned}
 I_\alpha(s) &= \frac{K_{\alpha 20} s^2 + K_{\alpha 10} s + K_{\alpha 00}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\
 &\quad + \frac{K_{\alpha 21} s^2 + K_{\alpha 11} s + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \quad (C.2.1)
 \end{aligned}$$

L'équation C.2.1 peut être divisée en deux parties $I_{\alpha 1}(s)$ et $I_{\alpha 2}(s)$.

$$I_\alpha(s) = I_{\alpha 1}(s) + I_{\alpha 2}(s) \quad (C.2.2)$$

Avec

$$I_{\alpha 1}(s) = \frac{K_{\alpha 20} s^2 + K_{\alpha 10} s + K_{\alpha 00}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (C.2.3)$$

$$I_{\alpha 2}(s) = \frac{K_{\alpha 21} s^2 + K_{\alpha 11} s + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \quad (C.2.4)$$

$I_{\alpha 1}(s)$ peut aussi être divisée en deux expressions que nous développons comme suit :

$$I_{\alpha 1}(s) = I_{\alpha 11}(s) + I_{\alpha 12}(s) \quad (\text{C.2.5})$$

Avec

$$I_{\alpha 11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.6})$$

$$I_{\alpha 12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.7})$$

Le terme $I_{\alpha 11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I_{\alpha 11}(s) = \frac{A_{\alpha 11}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 11}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 11}}{s - p_{\alpha 3}} + \frac{D_{\alpha 11}s + E_{\alpha 11}}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.2.8})$$

Avec

$$A_{\alpha 11} = (s - p_{\alpha 1}) [I_{\alpha 11}(s)]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}p_{\alpha 1}^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}p_{\alpha 1}^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}p_{\alpha 1}}{K_{d3}(p_{\alpha 1} - p_{\alpha 2})(p_{\alpha 1} - p_{\alpha 3})(p_{\alpha 1}^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.9})$$

$$B_{\alpha 11} = (s - p_{\alpha 2}) [I_{\alpha 11}(s)]_{s=p_{\alpha 2}} = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}p_{\alpha 2}^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}p_{\alpha 2}^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}p_{\alpha 2}}{K_{d3}(p_{\alpha 2} - p_{\alpha 1})(p_{\alpha 2} - p_{\alpha 3})(p_{\alpha 2}^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.10})$$

$$C_{\alpha 11} = (s - p_{\alpha 3}) [I_{\alpha 11}(s)]_{s=p_{\alpha 3}} = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}p_{\alpha 3}^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}p_{\alpha 3}^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}p_{\alpha 3}}{K_{d3}(p_{\alpha 3} - p_{\alpha 1})(p_{\alpha 3} - p_{\alpha 2})(p_{\alpha 3}^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.11})$$

Pour le calcul de $D_{\alpha 11}$ et $E_{\alpha 11}$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} D_{\alpha 11}j\omega + E_{\alpha 11} &= (s + \omega^2) [I_{\alpha 11}(s)]_{s=j\omega} \\ &= \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}(j\omega)^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}(j\omega)^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}(j\omega)}{K_{d3}(j\omega - p_{\alpha 1})(j\omega - p_{\alpha 2})(j\omega - p_{\alpha 3})} \\ &\quad - \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}\omega^2 + j(\sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}\omega - \sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}\omega^3)}{K_{d3}\{\omega^2(p_{\alpha 1} + p_{\alpha 2} + p_{\alpha 3}) - p_{\alpha 1}p_{\alpha 2}p_{\alpha 3} + j[\omega(p_{\alpha 1}p_{\alpha 2} + p_{\alpha 2}p_{\alpha 3} + p_{\alpha 1}p_{\alpha 3}) - \omega^3]\}} \end{aligned} \quad (\text{C.2.12})$$

Nous posons

$$Re_{\alpha 1} = -\frac{1}{K_{d3}} \sin(\varphi_1) K_{\alpha 10} \omega^2 \quad (C.2.13)$$

$$Im_{\alpha 1} = \frac{1}{K_{d3}} \left(\sin(\varphi_1) K_{\alpha 00} \omega - \sin(\varphi_1) K_{\alpha 20} \omega^3 \right) \quad (C.2.14)$$

$$Re_{d1} = \omega^2 (p_{\alpha 1} + p_{\alpha 2} + p_{\alpha 3}) - p_{\alpha 1} p_{\alpha 2} p_{\alpha 3} \quad (C.2.15)$$

$$Im_{d1} = \omega (p_{\alpha 1} p_{\alpha 2} + p_{\alpha 2} p_{\alpha 3} + p_{\alpha 1} p_{\alpha 3}) - \omega^3 \quad (C.2.16)$$

L'équation C.2.12 s'écrit alors :

$$\begin{aligned} D_{\alpha 11} j\omega + E_{\alpha 11} &= \frac{Re_{\alpha 1} + jIm_{\alpha 1}}{Re_{d1} + jIm_{d1}} \\ &= \frac{Re_{\alpha 1} + jIm_{\alpha 1}}{Re_{d1} + jIm_{d1}} \frac{Re_{d1} - jIm_{d1}}{Re_{d1} - jIm_{d1}} \\ &= \frac{Re_{\alpha 1} Re_{d1} + Im_{\alpha 1} Im_{d1} + j(Re_{d1} Im_{\alpha 1} - Re_{\alpha 1} Im_{d1})}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2} \end{aligned} \quad (C.2.17)$$

En séparant partie réelle et partie imaginaire, nous obtenons les coefficients $D_{\alpha 11}$ et $E_{\alpha 11}$.

$$D_{\alpha 11} = \frac{1}{\omega} \frac{(Re_{d1} Im_{\alpha 1} - Re_{\alpha 1} Im_{d1})}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2} \quad (C.2.18)$$

$$E_{\alpha 11} = \frac{Re_{\alpha 1} Re_{d1} + Im_{\alpha 1} Im_{d1}}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2} \quad (C.2.19)$$

Le terme $I_{\alpha 12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I_{\alpha 12}(s) = \frac{A_{\alpha 12}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 12}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 12}}{s - p_{\alpha 3}} + \frac{D_{\alpha 12}s + E_{\alpha 12}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.2.20)$$

Avec

$$A_{\alpha 12} = (s - p_{\alpha 1}) [I_{\alpha 12}(s)]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} p_{\alpha 1}^2 + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} p_{\alpha 1} + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d3} (p_{\alpha 1} - p_{\alpha 2}) (p_{\alpha 1} - p_{\alpha 3}) (p_{\alpha 1}^2 + \omega^2)} \quad (C.2.21)$$

$$B_{\alpha 12} = (s - p_{\alpha 2}) [I_{\alpha 12}(s)]_{s=p_{\alpha 2}} = \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} p_{\alpha 2}^2 + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} p_{\alpha 2} + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d3} (p_{\alpha 2} - p_{\alpha 1}) (p_{\alpha 2} - p_{\alpha 3}) (p_{\alpha 2}^2 + \omega^2)} \quad (C.2.22)$$

$$C_{\alpha 12} = (s - p_{\alpha 3}) [I_{\alpha 12}(s)]_{s=p_{\alpha 3}} = \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} p_{\alpha 3}^2 + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} p_{\alpha 3} + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d3} (p_{\alpha 3} - p_{\alpha 1}) (p_{\alpha 3} - p_{\alpha 2}) (p_{\alpha 3}^2 + \omega^2)} \quad (C.2.23)$$

Pour le calcul de $D_{\alpha 12}$ et $E_{\alpha 12}$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}
 D_{\alpha 12}j\omega + E_{\alpha 12} &= (s + \omega^2) [I_{\alpha 12}(s)]_{s=j\omega} \\
 &= \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} (j\omega)^2 + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} (j\omega) + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d3} (j\omega - p_{\alpha 1}) (j\omega - p_{\alpha 2}) (j\omega - p_{\alpha 3})} \\
 &= \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00} - \omega^3 \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} + j (\omega^2 \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10})}{K_{d3} \{ \omega^2 (p_{\alpha 1} + p_{\alpha 2} + p_{\alpha 3}) - p_{\alpha 1} p_{\alpha 2} p_{\alpha 3} + j [\omega (p_{\alpha 1} p_{\alpha 2} + p_{\alpha 2} p_{\alpha 3} + p_{\alpha 1} p_{\alpha 3}) - \omega^3] \}}
 \end{aligned} \tag{C.2.24}$$

Nous posons :

$$Re_{\alpha 2} = \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00} - \omega^3 \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} \tag{C.2.25}$$

$$Im_{\alpha 2} = \omega^2 \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} \tag{C.2.26}$$

L'équation C.2.24 s'écrit alors :

$$\begin{aligned}
 D_{\alpha 12}j\omega + E_{\alpha 12} &= \frac{Re_{\alpha 2} + jIm_{\alpha 2}}{Re_{d1} + jIm_{d1}} \\
 &= \frac{Re_{\alpha 2} + jIm_{\alpha 2}}{Re_{d1} + jIm_{d1}} \frac{Re_{d1} - jIm_{d1}}{Re_{d1} - jIm_{d1}} \\
 &= \frac{Re_{\alpha 2} Re_{d1} + Im_{\alpha 2} Im_{d1} + j (Re_{d1} Im_{\alpha 2} - Re_{\alpha 2} Im_{d1})}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2}
 \end{aligned} \tag{C.2.27}$$

En séparant partie réelle et partie imaginaire, nous obtenons les coefficients $D_{\alpha 12}$ et $E_{\alpha 12}$.

$$D_{\alpha 12} = \frac{1}{\omega} \frac{(Re_{d1} Im_{\alpha 2} - Re_{\alpha 2} Im_{d1})}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2} \tag{C.2.28}$$

$$E_{\alpha 12} = \frac{Re_{\alpha 2} Re_{d1} + Im_{\alpha 2} Im_{d1}}{Re_{d1}^2 + Im_{d1}^2} \tag{C.2.29}$$

Le terme $I_{\alpha 2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha 2}(s) = \frac{A_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 3}} \tag{C.2.30}$$

Avec

$$A_{\alpha 21} = (s - p_{\alpha 1}) [I_{\alpha 2}(s)]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{K_{\alpha 21} p_{\alpha 1}^2 + K_{\alpha 11} p_{\alpha 1} + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (p_{\alpha 1} - p_{\alpha 2}) (p_{\alpha 1} - p_{\alpha 3})} \tag{C.2.31}$$

$$B_{\alpha 21} = (s - p_{\alpha 2}) [I_{\alpha 2}(s)]_{s=p_{\alpha 2}} = \frac{K_{\alpha 21} p_{\alpha 2}^2 + K_{\alpha 11} p_{\alpha 2} + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (p_{\alpha 2} - p_{\alpha 1}) (p_{\alpha 2} - p_{\alpha 3})} \tag{C.2.32}$$

$$C_{\alpha 21} = (s - p_{\alpha 3}) [I_{\alpha 2}(s)]_{s=p_{\alpha 3}} = \frac{K_{\alpha 21} p_{\alpha 3}^2 + K_{\alpha 11} p_{\alpha 3} + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (p_{\alpha 3} - p_{\alpha 1}) (p_{\alpha 3} - p_{\alpha 2})} \quad (\text{C.2.33})$$

Si nous revenons à l'expression de $I_{\alpha}(s)$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} I_{\alpha}(s) &= I_{\alpha 11}(s) + I_{\alpha 12}(s) + I_{\alpha 2}(s) \\ &= \frac{A_{\alpha 11} + A_{\alpha 12} + A_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 11} + B_{\alpha 12} + B_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 11} + C_{\alpha 12} + C_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 3}} \\ &\quad + \frac{(D_{\alpha 11} + D_{\alpha 12}) s}{s^2 + \omega^2} + \frac{E_{\alpha 11} + E_{\alpha 12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (\text{C.2.34})$$

L'équation C.2.34 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha}(s) = \frac{A_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\alpha 1}}{s - p_{\alpha 3}} + D_{\alpha 1} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\alpha 1} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.2.35})$$

Avec

$$A_{\alpha 1} = A_{\alpha 11} + A_{\alpha 12} + A_{\alpha 21} \quad (\text{C.2.36})$$

$$B_{\alpha 1} = B_{\alpha 11} + B_{\alpha 12} + B_{\alpha 21} \quad (\text{C.2.37})$$

$$C_{\alpha 1} = C_{\alpha 11} + C_{\alpha 12} + C_{\alpha 21} \quad (\text{C.2.38})$$

$$D_{\alpha 1} = D_{\alpha 11} + D_{\alpha 12} \quad (\text{C.2.39})$$

$$E_{\alpha 1} = \frac{E_{\alpha 11} + E_{\alpha 12}}{\omega} \quad (\text{C.2.40})$$

Les coefficients $A_{\alpha 1}$, $B_{\alpha 1}$, $C_{\alpha 1}$, $D_{\alpha 1}$ et $E_{\alpha 1}$ sont fonction des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de cette équation nous fourni $i_{\alpha}(t)$ défini dans l'équation C.2.41.

$$i_{\alpha}(t) = A_{\alpha 1} e^{p_{\alpha 1} t} + B_{\alpha 1} e^{p_{\alpha 2} t} + C_{\alpha 1} e^{p_{\alpha 3} t} + D_{\alpha 1} \cos(\omega t) + E_{\alpha 1} \sin(\omega t) \quad (\text{C.2.41})$$

C.2.2 Expression analytique du courant $i_f(t)$

De la même manière que le courant $I_{\alpha}(s)$, le courant $I_f(s)$ peut être décomposé en éléments simples.

$$\begin{aligned} I_f(s) &= \frac{K_{f20} s^2 + K_{f10} s + K_{f00}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ &\quad + \frac{K_{f21} s^2 + K_{f11} s + K_{f01}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) (s - p_{\alpha 2}) (s - p_{\alpha 3})} \end{aligned} \quad (\text{C.2.42})$$

L'équation C.2.42 peut être divisée en deux parties $I_{f1}(s)$ et $I_{f2}(s)$.

$$I_f(s) = I_{f1}(s) + I_{f2}(s) \quad (\text{C.2.43})$$

Avec

$$I_{f1}(s) = \frac{K_{f20}s^2 + K_{f10}s + K_{f00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (\text{C.2.44})$$

$$I_{f2}(s) = \frac{K_{f21}s^2 + K_{f11}s + K_{f01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} \quad (\text{C.2.45})$$

$I_{f1}(s)$ se divise à son tour en deux expressions $I_{f11}(s)$ et $I_{f12}(s)$.

$$I_{f1}(s) = I_{f11}(s) + I_{f12}(s) \quad (\text{C.2.46})$$

Avec

$$I_{f11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{f20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{f10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{f00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.47})$$

$$I_{f12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{f20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{f10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{f00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.2.48})$$

Le terme $I_{f11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I_{f11}(s) = \frac{A_{f11}}{s - p_{\alpha1}} + \frac{B_{f11}}{s - p_{\alpha2}} + \frac{C_{f11}}{s - p_{\alpha3}} + \frac{D_{f11}s + E_{f11}}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.2.49})$$

Le terme $I_{f12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I_{f12}(s) = \frac{A_{f12}}{s - p_{\alpha1}} + \frac{B_{f12}}{s - p_{\alpha2}} + \frac{C_{f12}}{s - p_{\alpha3}} + \frac{D_{f12}s + E_{f12}}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.2.50})$$

Le terme $I_{f2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{f2}(s) = \frac{A_{f21}}{s - p_{\alpha1}} + \frac{B_{f21}}{s - p_{\alpha2}} + \frac{C_{f21}}{s - p_{\alpha3}} \quad (\text{C.2.51})$$

Si nous revenons à l'expression de $I_f(s)$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} I_f(s) &= I_{f11}(s) + I_{f12}(s) + I_{f2}(s) \\ &= \frac{A_{f11} + A_{f12} + A_{f21}}{s - p_{\alpha1}} + \frac{B_{f11} + B_{f12} + B_{f21}}{s - p_{\alpha2}} + \frac{C_{f11} + C_{f12} + C_{f21}}{s - p_{\alpha3}} \\ &\quad + \frac{(D_{f11} + D_{f12})s}{s^2 + \omega^2} + \frac{E_{f11} + E_{f12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (\text{C.2.52})$$

L'équation C.2.52 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_f(s) = \frac{A_{f1}}{s - p_{\alpha1}} + \frac{B_{f1}}{s - p_{\alpha2}} + \frac{C_{f1}}{s - p_{\alpha3}} + D_{f1} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{f1} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$$

Avec

$$A_{f1} = A_{f11} + A_{f12} + A_{f21} \quad (C.2.53)$$

$$B_{f1} = B_{f11} + B_{f12} + B_{f21} \quad (C.2.54)$$

$$C_{f1} = C_{f11} + C_{f12} + C_{f21} \quad (C.2.55)$$

$$D_{f1} = D_{f11} + D_{f12} \quad (C.2.56)$$

$$E_{f1} = \frac{E_{f11} + E_{f12}}{\omega} \quad (C.2.57)$$

Le calcul des coefficients A_{f1} , B_{f1} , C_{f1} , D_{f1} et E_{f1} se fait exactement de la même façon que pour le calcul des coefficients $A_{\alpha1}$, $B_{\alpha1}$, $C_{\alpha1}$, $D_{\alpha1}$ et $F_{\alpha1}$. Ces coefficients sont des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de $I_f(s)$ donne $i_f(t)$ défini par :

$$i_f(t) = A_{f1}e^{p_{\alpha1}t} + B_{f1}e^{p_{\alpha2}t} + C_{f1}e^{p_{\alpha3}t} + D_{f1}\cos(\omega t) + E_{f1}\sin(\omega t) \quad (C.2.58)$$

C.2.3 Expression analytique de $\sigma_\alpha(t)$

De la même manière que les courants $I_\alpha(s)$, et $I_f(s)$, $\Sigma_\alpha(s)$ peut être décomposée en éléments simples.

$$\begin{aligned} \Sigma_\alpha(s) = \frac{K_{\sigma20}s^2 + K_{\sigma10}s + K_{\sigma00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} & \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \\ & + \frac{K_{\sigma21}s^2 + K_{\sigma11}s + K_{\sigma01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} \end{aligned} \quad (C.2.59)$$

L'équation C.2.59 peut être divisée en deux parties $\Sigma_{\alpha1}(s)$ et $\Sigma_{\alpha2}(s)$.

$$\Sigma_\alpha(s) = \Sigma_{\alpha1}(s) + \Sigma_{\alpha2}(s) \quad (C.2.60)$$

Avec

$$\Sigma_{\alpha1}(s) = \frac{K_{\sigma20}s^2 + K_{\sigma10}s + K_{\sigma00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (C.2.61)$$

$$\Sigma_{\alpha2}(s) = \frac{K_{\sigma21}s^2 + K_{\sigma11}s + K_{\sigma01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha1})(s - p_{\alpha2})(s - p_{\alpha3})} \quad (C.2.62)$$

$\Sigma_{\alpha1}(s)$ se divise à son tour en deux expressions $\Sigma_{\alpha11}(s)$ et $\Sigma_{\alpha12}(s)$.

$$\Sigma_{\alpha1}(s) = \Sigma_{\alpha11}(s) + \Sigma_{\alpha12}(s) \quad (C.2.63)$$

Avec

$$\Sigma_{\alpha 11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\sigma 20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{\sigma 10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{\sigma 00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})(s^2 + \omega^2)} \quad (C.2.64)$$

$$\Sigma_{\alpha 12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 3})(s^2 + \omega^2)} \quad (C.2.65)$$

Le terme $\Sigma_{\alpha 11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$\Sigma_{\alpha 11}(s) = \frac{A_{\sigma 11}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 11}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\sigma 11}}{s - p_{\alpha 3}} + \frac{D_{\sigma 11}s + E_{\sigma 11}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.2.66)$$

Le terme $\Sigma_{\alpha 12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$\Sigma_{\alpha 12}(s) = \frac{A_{\sigma 12}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 12}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\sigma 12}}{s - p_{\alpha 3}} + \frac{D_{\sigma 12}s + E_{\sigma 12}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.2.67)$$

Le terme $\Sigma_{\alpha 2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Sigma_{\alpha 2}(s) = \frac{A_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 3}} \quad (C.2.68)$$

Si nous revenons à l'expression de $\Sigma_{\alpha}(s)$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \Sigma_{\alpha}(s) &= \Sigma_{\alpha 11}(s) + \Sigma_{\alpha 12}(s) + \Sigma_{\alpha 2}(s) \\ &= \frac{A_{\sigma 11} + A_{\sigma 12} + A_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 11} + B_{\sigma 12} + B_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\sigma 11} + C_{\sigma 12} + C_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 3}} \\ &\quad + \frac{(D_{\sigma 11} + D_{\sigma 12})s + E_{\sigma 11} + E_{\sigma 12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (C.2.69)$$

L'équation C.2.69 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Sigma_{\alpha}(s) = \frac{A_{\sigma 1}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 1}}{s - p_{\alpha 2}} + \frac{C_{\sigma 1}}{s - p_{\alpha 3}} + D_{\sigma 1} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\sigma 1} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (C.2.70)$$

Avec

$$A_{\sigma 1} = A_{\sigma 11} + A_{\sigma 12} + A_{\sigma 21} \quad (C.2.71)$$

$$B_{\sigma 1} = B_{\sigma 11} + B_{\sigma 12} + B_{\sigma 21} \quad (C.2.72)$$

$$C_{\sigma 1} = C_{\sigma 11} + C_{\sigma 12} + C_{\sigma 21} \quad (C.2.73)$$

$$D_{\sigma 1} = D_{\sigma 11} + D_{\sigma 12} \quad (C.2.74)$$

$$E_{\sigma 1} = \frac{E_{\sigma 11} + E_{\sigma 12}}{\omega} \quad (C.2.75)$$

Le calcul des coefficients $A_{\sigma 1}$, $B_{\sigma 1}$, $C_{\sigma 1}$, $D_{\sigma 1}$ et $E_{\sigma 1}$ se fait exactement de la même façon que pour le calcul des coefficients $A_{\alpha 1}$, $B_{\alpha 1}$, $C_{\alpha 1}$, $D_{\alpha 1}$ et $E_{\alpha 1}$. Ces coefficients sont des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de $\Sigma_{\alpha}(s)$ donne $\sigma_{\alpha}(t)$ définie par :

$$\sigma_{\alpha}(t) = A_{\sigma 1}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\sigma 1}e^{p_{\alpha 2}t} + C_{\sigma 1}e^{p_{\alpha 3}t} + D_{\sigma 1}\cos(\omega t) + E_{\sigma 1}\sin(\omega t) \quad (C.2.76)$$

C.3 Dénominateur *Den1* avec un pôle réel et deux complexes conjugués

C.3.1 Expression analytique du courant $i_\alpha(t)$

Dans le cas où le dénominateur *Den1* possède un pôle réel $p_{\alpha 1}$ et deux autres complexes conjugués $p_{\alpha 2}$ et $p_{\alpha 2}^*$, l'expression de $I_\alpha(s)$ est donnée par l'équation C.3.1.

$$I_\alpha(s) = \frac{K_{\alpha 20}s^2 + K_{\alpha 10}s + K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 2}^*)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{K_{\alpha 21}s^2 + K_{\alpha 11}s + K_{\alpha 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s - p_{\alpha 2})(s - p_{\alpha 2}^*)} \quad (\text{C.3.1})$$

L'équation C.3.1 peut être divisée en deux parties $I'_{\alpha 1}(s)$ et $I'_{\alpha 2}(s)$.

$$I_\alpha(s) = I'_{\alpha 1}(s) + I'_{\alpha 2}(s) \quad (\text{C.3.2})$$

Avec

$$I'_{\alpha 1}(s) = \frac{K_{\alpha 20}s^2 + K_{\alpha 10}s + K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2))} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (\text{C.3.3})$$

$$I'_{\alpha 2}(s) = \frac{K_{\alpha 21}s^2 + K_{\alpha 11}s + K_{\alpha 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2))} \quad (\text{C.3.4})$$

$I'_{\alpha 1}(s)$ se divise à son tour en deux expressions $I'_{\alpha 11}(s)$ et $I'_{\alpha 12}(s)$.

$$I'_{\alpha 1}(s) = I'_{\alpha 11}(s) + I'_{\alpha 12}(s) \quad (\text{C.3.5})$$

Avec

$$I'_{\alpha 11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2))(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.3.6})$$

$$I'_{\alpha 12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2))(s^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.3.7})$$

Le terme $I'_{\alpha 11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I'_{\alpha 11}(s) = \frac{A'_{\alpha 11}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\alpha 11}s + C'_{\alpha 11}}{s^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]s + |p_{\alpha 2}|^2)} + \frac{D'_{\alpha 11}s + E'_{\alpha 11}}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{C.3.8})$$

$$A'_{\alpha 11} = (s - p_{\alpha 1}) \left[I'_{\alpha 11}(s) \right]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}p_{\alpha 1}^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}p_{\alpha 1}^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}p_{\alpha 1}}{K_{d3}(p_{\alpha 1}^2 - 2(\operatorname{Re}[p_{\alpha 2}]p_{\alpha 1} + |p_{\alpha 2}|^2))(p_{\alpha 1}^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.3.9})$$

Les termes $D'_{\alpha 11}$ et $E'_{\alpha 11}$ sont les mêmes que $D_{\alpha 11}$ et $E_{\alpha 11}$ obtenus dans le cas où $Den1$ possède trois pôles réels.

Pour le calcul de $B'_{\alpha 11}$, nous écrivons l'équation C.3.10.

$$\begin{aligned} I'_{\alpha 11}(s) &= \frac{A'_{\alpha 11} \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2) + (s - p_{\alpha 1}) (B'_{\alpha 11}s + C'_{\alpha 11}) (s^2 + \omega^2)}{(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \\ &\quad + \frac{(D'_{\alpha 11}s + E'_{\alpha 11}) (s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)}{(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \\ &= \frac{\sin(\varphi_1)K_{\alpha 20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{\alpha 00}s}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.10) \end{aligned}$$

Le terme multipliant s^4 dans le numérateur de $I'_{\alpha 11}(s)$ (équation C.3.10) doit être nul ce qui revient à écrire :

$$0 = A'_{\alpha 11} + B'_{\alpha 11} + D'_{\alpha 11} \quad (C.3.11)$$

D'où :

$$B'_{\alpha 11} = -A'_{\alpha 11} - D'_{\alpha 11} \quad (C.3.12)$$

Pour le calcul de $C'_{\alpha 11}$, nous posons $s = 0$,

$$\frac{A'_{\alpha 11}}{-p_{\alpha 1}} + \frac{C'_{\alpha 11}}{|p_{\alpha 2}|^2} + \frac{E'_{\alpha 11}}{\omega^2} = 0 \quad (C.3.13)$$

D'où

$$C'_{\alpha 11} = |p_{\alpha 2}|^2 \left(\frac{A'_{\alpha 11}}{p_{\alpha 1}} - \frac{E'_{\alpha 11}}{\omega^2} \right) \quad (C.3.14)$$

Le terme $I'_{\alpha 12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I'_{\alpha 12}(s) = \frac{A'_{\alpha 12}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\alpha 12}s + C'_{\alpha 12}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + \frac{D'_{\alpha 12}s + E'_{\alpha 12}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.15)$$

Avec

$$A'_{\alpha 12} = (s - p_{\alpha 1}) \left[I'_{\alpha 12}(s) \right]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 20}p_{\alpha 1}^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 10}p_{\alpha 1} + \omega \cos(\varphi_1)K_{\alpha 00}}{K_{d3} \left(p_{\alpha 1}^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])p_{\alpha 1} + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (p_{\alpha 1}^2 + \omega^2)} \quad (C.3.16)$$

Les termes $D'_{\alpha 12}$ et $E'_{\alpha 12}$ sont les mêmes que $D_{\alpha 12}$ et $E_{\alpha 12}$ obtenus dans le cas où $Den1$ possède trois pôles réels.

Pour le calcul de $B'_{\alpha 12}$, nous écrivons l'équation C.3.17.

$$\begin{aligned}
 I'_{\alpha 12}(s) &= \frac{A'_{\alpha 12} \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2) + (s - p_{\alpha 1}) \left(B'_{\alpha 12} s + C'_{\alpha 12} \right) (s^2 + \omega^2)}{(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \\
 &+ \frac{\left(D'_{\alpha 12} s + E'_{\alpha 12} \right) (s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)}{(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \\
 &= \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 20} s^2 + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 10} s + \omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.17)
 \end{aligned}$$

Le terme multipliant s^4 dans le numérateur de $I'_{\alpha 12}(s)$ doit être nul ce qui revient à écrire :

$$0 = A'_{\alpha 12} + B'_{\alpha 12} + D'_{\alpha 12} \quad (C.3.18)$$

D'où

$$B'_{\alpha 11} = -A'_{\alpha 12} - D'_{\alpha 12} \quad (C.3.19)$$

Pour le calcul de $C'_{\alpha 12}$, nous posons $s = 0$,

$$\frac{A'_{\alpha 12}}{-p_{\alpha 1}} + \frac{C'_{\alpha 12}}{|p_{\alpha 2}|^2} + \frac{E'_{\alpha 12}}{\omega^2} = \frac{\omega \cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d0} \omega^2} \quad (C.3.20)$$

D'où

$$C'_{\alpha 12} = |p_{\alpha 2}|^2 \left(\frac{\cos(\varphi_1) K_{\alpha 00}}{K_{d0} \omega} + \frac{A'_{\alpha 12}}{p_{\alpha 1}} - \frac{E'_{\alpha 12}}{\omega^2} \right) \quad (C.3.21)$$

Le terme $I'_{\alpha 2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I'_{\alpha 2}(s) = \frac{A'_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\alpha 21} s + C'_{\alpha 21}}{s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2} \quad (C.3.22)$$

Avec

$$A'_{\alpha 21} = (s - p_{\alpha 1}) \left[I'_{\alpha 2}(s) \right]_{s=p_{\alpha 1}} = \frac{K_{\alpha 21} p_{\alpha 1}^2 + K_{\alpha 11} p_{\alpha 1} + K_{\alpha 01}}{K_{d3} \left(p_{\alpha 1}^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) p_{\alpha 1} + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \quad (C.3.23)$$

Pour le calcul de $B'_{\alpha 21}$, nous écrivons l'équation C.3.24.

$$\begin{aligned}
 I'_{\alpha 2}(s) &= \frac{A'_{\alpha 21} \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) + (s - p_{\alpha 1}) \left(B'_{\alpha 21} s + C'_{\alpha 21} \right)}{(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \\
 &= \frac{K_{\alpha 21} s^2 + K_{\alpha 11} s + K_{\alpha 01}}{K_{d3} (s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2 (Re [p_{\alpha 2}]) s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \quad (C.3.24)
 \end{aligned}$$

Le terme multipliant s^2 dans le numérateur de $I'_{\alpha 2}(s)$ donne l'équation suivante :

$$\frac{K_{\alpha 21}}{K_{d3}} = A'_{\alpha 21} + B'_{\alpha 21} \quad (\text{C.3.25})$$

D'où

$$B'_{\alpha 21} = \frac{K_{\alpha 21}}{K_{d3}} - A'_{\alpha 21} \quad (\text{C.3.26})$$

Pour le calcul de $C'_{\alpha 21}$, nous posons $s = 0$,

$$\frac{A'_{\alpha 21}}{-p_{\alpha 1}} + \frac{C'_{\alpha 21}}{|p_{\alpha 2}|^2} = \frac{K_{\alpha 10}}{K_{d0}} \quad (\text{C.3.27})$$

D'où

$$C'_{\alpha 21} = |p_{\alpha 2}|^2 \left(\frac{K_{\alpha 10}}{K_{d0}} + \frac{A'_{\alpha 21}}{p_{\alpha 1}} \right) \quad (\text{C.3.28})$$

Si nous revenons à l'expression de $I_{\alpha}(s)$, nous pouvons écrire

$$\begin{aligned} I_{\alpha}(s) &= I'_{\alpha 11}(s) + I'_{\alpha 12}(s) + I'_{\alpha 2}(s) \\ &= \frac{A'_{\alpha 11} + A'_{\alpha 12} + A'_{\alpha 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{(B'_{\alpha 11} + B'_{\alpha 12} + B'_{\alpha 21})s + (C'_{\alpha 11} + C'_{\alpha 12} + C'_{\alpha 21})}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} \\ &\quad + \frac{(D'_{\alpha 11} + D'_{\alpha 12})s}{s^2 + \omega^2} + \frac{E'_{\alpha 11} + E'_{\alpha 12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (\text{C.3.29})$$

L'équation C.3.29 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha}(s) = \frac{A_{\alpha 2}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\alpha 2}s + C_{\alpha 2}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + D_{\alpha 2} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\alpha 2} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$$

Avec

$$A_{\alpha 2} = A'_{\alpha 11} + A'_{\alpha 12} + A'_{\alpha 21} \quad (\text{C.3.30})$$

$$B_{\alpha 2} = B'_{\alpha 11} + B'_{\alpha 12} + B'_{\alpha 21} \quad (\text{C.3.31})$$

$$C_{\alpha 2} = C'_{\alpha 11} + C'_{\alpha 12} + C'_{\alpha 21} \quad (\text{C.3.32})$$

$$D_{\alpha 2} = D'_{\alpha 11} + D'_{\alpha 12} \quad (\text{C.3.33})$$

$$E_{\alpha 2} = \frac{E'_{\alpha 11} + E'_{\alpha 12}}{\omega} \quad (\text{C.3.34})$$

Les coefficients $A_{\alpha 2}$, $B_{\alpha 2}$, $C_{\alpha 2}$, $D_{\alpha 2}$ et $E_{\alpha 2}$ sont des fonctions des paramètres R_f , I_s , μ , k , ω et I_{aref} .

La transformée inverse de $I_{\alpha}(s)$ donne $i_{\alpha}(t)$ définie par :

$$i_\alpha(t) = A_{\alpha 2} e^{p_{\alpha 1} t} + B_{\alpha 2} e^{t(Re[p_{\alpha 2}])} \cos(Im[p_{\alpha 2}] t) + \frac{B_{\alpha 2} (Re[p_{\alpha 2}]) + C_{\alpha 2}}{(Im[p_{\alpha 2}])} e^{t(Re[p_{\alpha 2}])} \sin(Im[p_{\alpha 2}] t) + D_{\alpha 2} \cos(\omega t) + E_{\alpha 2} \sin(\omega t) \quad (C.3.35)$$

C.3.2 Expression analytique du courant $i_f(t)$

De la même manière que le courant $I_\alpha(s)$, le courant $I_f(s)$ peut être décomposé en éléments simples.

$$I_f(s) = \frac{K_{f20}s^2 + K_{f10}s + K_{f00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{K_{f21}s^2 + K_{f11}s + K_{f01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)} \quad (C.3.36)$$

L'équation C.3.36 peut être divisée en deux parties $I'_{f1}(s)$ et $I'_{f2}(s)$.

$$I_f(s) = I'_{f1}(s) + I'_{f2}(s) \quad (C.3.37)$$

Avec

$$I'_{f1}(s) = \frac{K_{f20}s^2 + K_{f10}s + K_{f00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (C.3.38)$$

$$I'_{\alpha 2}(s) = \frac{K_{f21}s^2 + K_{f11}s + K_{f01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)} \quad (C.3.39)$$

$I'_{f1}(s)$ se divise à son tour en deux expressions $I'_{f11}(s)$ et $I'_{f12}(s)$.

$$I'_{f1}(s) = I'_{f11}(s) + I'_{f12}(s) \quad (C.3.40)$$

Avec

$$I'_{f11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{f20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{f10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{f00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)(s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.41)$$

$$I'_{f12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{f20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{f10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{f00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1})(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2)(s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.42)$$

Le terme $I'_{f11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I'_{f11}(s) = \frac{A'_{f11}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{f11}s + C'_{f11}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + \frac{D'_{f11}s + E'_{f11}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.43)$$

Le terme $I'_{f12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$I'_{f12}(s) = \frac{A'_{f12}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{f12}s + C'_{f12}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + \frac{D'_{f12}s + E'_{f12}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.44)$$

Le terme $I'_{f2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I'_{f2}(s) = \frac{A'_{f21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{f21}s + C'_{f21}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} \quad (C.3.45)$$

Si nous revenons à l'expression de $I_f(s)$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} I_f(s) &= I'_{f11}(s) + I'_{f12}(s) + I'_{f2}(s) \\ &= \frac{A'_{f11} + A'_{f12} + A'_{f21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{(B'_{f11} + B'_{f12} + B'_{f21})s + (C'_{f11} + C'_{f12} + C'_{f21})}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} \\ &\quad + \frac{(D'_{f11} + D'_{f12})s}{s^2 + \omega^2} + \frac{E'_{f11} + E'_{f12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (C.3.46)$$

L'équation C.3.46 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha}(s) = \frac{A_{f2}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{f2}s + C_{f2}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + D_{f2}\frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{f2}\frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.47)$$

Avec

$$A_{f2} = A'_{f11} + A'_{f12} + A'_{f21} \quad (C.3.48)$$

$$B_{f2} = B'_{f11} + B'_{f12} + B'_{f21} \quad (C.3.49)$$

$$C_{f2} = C'_{f11} + C'_{f12} + C'_{f21} \quad (C.3.50)$$

$$D_{f2} = D'_{f11} + D'_{f12} \quad (C.3.51)$$

$$E_{f2} = \frac{E'_{f11} + E'_{f12}}{\omega} \quad (C.3.52)$$

La transformée inverse $I_f(s)$ donne $i_f(t)$ défini par :

$$\begin{aligned} i_f(t) &= A_{f2}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{f2}e^{t(Re[p_{\alpha 2}])}\cos(Im[p_{\alpha 2}]t) \\ &\quad + \frac{B_{f2}(Re[p_{\alpha 2}]) + C_{f2}}{(Im[p_{\alpha 2}])}e^{t(Re[p_{\alpha 2}])}\sin(Im[p_{\alpha 2}]t) + D_{f2}\cos(\omega t) + E_{f2}\sin(\omega t) \end{aligned} \quad (C.3.53)$$

C.3.3 Expression analytique de $\sigma_\alpha(t)$

De la même manière que les courant $I_\alpha(s)$, et $I_f(s)$, $\Sigma_\alpha(s)$ peut être décomposée en éléments simples.

$$\Sigma_\alpha(s) = \frac{K_{\sigma 20}s^2 + K_{\sigma 10}s + K_{\sigma 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{K_{\sigma 21}s^2 + K_{\sigma 11}s + K_{\sigma 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \quad (C.3.54)$$

L'équation C.3.54 peut être divisée en deux parties $\Sigma'_{\alpha 1}(s)$ et $\Sigma'_{\alpha 2}(s)$.

$$\Sigma_\alpha(s) = \Sigma'_{\alpha 1}(s) + \Sigma'_{\alpha 2}(s) \quad (C.3.55)$$

Avec

$$\Sigma'_{\alpha 1}(s) = \frac{K_{\sigma 20}s^2 + K_{\sigma 10}s + K_{\sigma 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \left(\frac{s \sin(\varphi_1) + \omega \cos(\varphi_1)}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (C.3.56)$$

$$\Sigma'_{\alpha 2}(s) = \frac{K_{\sigma 21}s^2 + K_{\sigma 11}s + K_{\sigma 01}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right)} \quad (C.3.57)$$

$\Sigma'_{\alpha 1}(s)$ se divise par à son tour en deux expressions $\Sigma'_{\alpha 11}(s)$ et $\Sigma'_{\alpha 12}(s)$.

$$\Sigma'_{\alpha 1}(s) = \Sigma'_{\alpha 11}(s) + \Sigma'_{\alpha 12}(s) \quad (C.3.58)$$

Avec

$$\Sigma'_{\alpha 11}(s) = \frac{\sin(\varphi_1)K_{\sigma 20}s^3 + \sin(\varphi_1)K_{\sigma 10}s^2 + \sin(\varphi_1)K_{\sigma 00}s}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.59)$$

$$\Sigma'_{\alpha 12}(s) = \frac{\omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 20}s^2 + \omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 10}s + \omega \cos(\varphi_1)K_{\sigma 00}}{K_{d3}(s - p_{\alpha 1}) \left(s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2 \right) (s^2 + \omega^2)} \quad (C.3.60)$$

Le terme $\Sigma'_{\alpha 11}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$\Sigma'_{\alpha 11}(s) = \frac{A'_{\sigma 11}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\sigma 11}s + C'_{\sigma 11}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + \frac{D'_{\sigma 11}s + E'_{\sigma 11}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.61)$$

Le terme $\Sigma'_{\alpha 12}(s)$ peut se décomposer en éléments simples de la façon suivante :

$$\Sigma'_{\alpha 12}(s) = \frac{A'_{\sigma 12}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\sigma 12}s + C'_{\sigma 12}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + \frac{D'_{\sigma 12}s + E'_{\sigma 12}}{s^2 + \omega^2} \quad (C.3.62)$$

Le terme $\Sigma'_{\alpha 2}(s)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Sigma'_{\alpha 2}(s) = \frac{A'_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B'_{\sigma 21}s + C'_{\sigma 21}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} \quad (C.3.63)$$

Si nous revenons à l'expression de $\Sigma_{\alpha}(s)$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \Sigma_{\alpha}(s) &= \Sigma'_{\alpha 11}(s) + \Sigma'_{\alpha 12}(s) + \Sigma'_{\alpha 2}(s) \\ &= \frac{A'_{\sigma 11} + A'_{\sigma 12} + A'_{\sigma 21}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{(B'_{\sigma 11} + B'_{\sigma 12} + B'_{\sigma 21})s + (C'_{\sigma 11} + C'_{\sigma 12} + C'_{\sigma 21})}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} \\ &\quad + \frac{(D'_{\sigma 11} + D'_{\sigma 12})s}{s^2 + \omega^2} + \frac{E'_{\sigma 11} + E'_{\sigma 12}}{s^2 + \omega^2} \end{aligned} \quad (C.3.64)$$

L'équation C.3.64 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Sigma_{\alpha}(s) = \frac{A_{\sigma 2}}{s - p_{\alpha 1}} + \frac{B_{\sigma 2}s + C_{\sigma 2}}{s^2 - 2(Re[p_{\alpha 2}])s + |p_{\alpha 2}|^2} + D_{\sigma 2} \frac{s}{s^2 + \omega^2} + E_{\sigma 2} \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$$

Avec

$$A_{\sigma 2} = A'_{\sigma 11} + A'_{\sigma 12} + A'_{\sigma 21} \quad (C.3.65)$$

$$B_{\sigma 2} = B'_{\sigma 11} + B'_{\sigma 12} + B'_{\sigma 21} \quad (C.3.66)$$

$$C_{\sigma 2} = C'_{\sigma 11} + C'_{\sigma 12} + C'_{\sigma 21} \quad (C.3.67)$$

$$D_{\sigma 2} = D'_{\sigma 11} + D'_{\sigma 12} \quad (C.3.68)$$

$$E_{\sigma 2} = \frac{E'_{\sigma 11} + E'_{\sigma 12}}{\omega} \quad (C.3.69)$$

La transformée inverse de $\Sigma_{\alpha}(s)$ donne $\sigma_{\alpha}(t)$ définie par :

$$\begin{aligned} \sigma_{\alpha}(t) &= A_{\sigma 2}e^{p_{\alpha 1}t} + B_{\sigma 2}e^{t(Re[p_{\alpha 2}])}\cos(Im[p_{\alpha 2}]t) \\ &\quad + \frac{B_{\sigma 2}(Re[p_{\alpha 2}]) + C_{\sigma 2}}{(Im[p_{\alpha 2}])}e^{t(Re[p_{\alpha 2}])}\sin(Im[p_{\alpha 2}]t) + D_{\sigma 2}\cos(\omega t) + E_{\sigma 2}\sin(\omega t) \end{aligned} \quad (C.3.70)$$

Annexe D

Méthode statistique

D.1 Calcul de la valeur moyenne

Dans les figures D.1 à D.8 nous présentons les valeurs moyennes des courants statoriques et des tensions de références des deux machines d'essais 1 et 2 (voir annexe A) dans les repères (α, β) et (d, q) obtenues pour les données de simulation ainsi que pour les données expérimentales.

D'après ces figures nous constatons que les valeurs moyennes des courants ou des tensions de références sont insensibles à la présence de défaut intermittent. Cette observation nous permet de conclure que la valeur moyenne ne peut pas être utilisée comme un indicateur de défaut intermittent naissant dans les têtes de bobines.

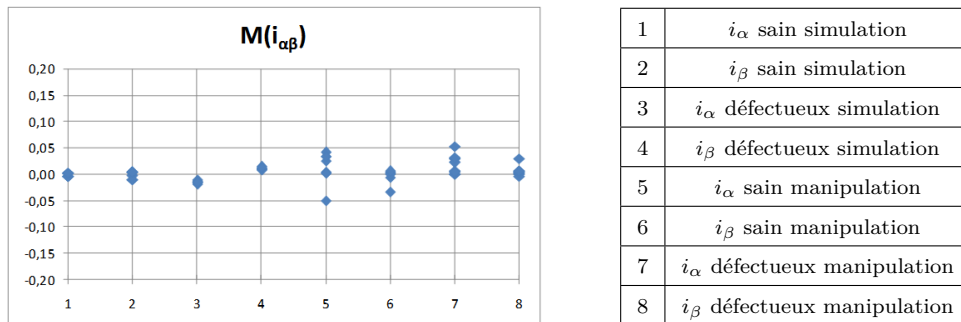


FIGURE D.1 – Moyennes des courants (i_α, i_β) , Machine 1

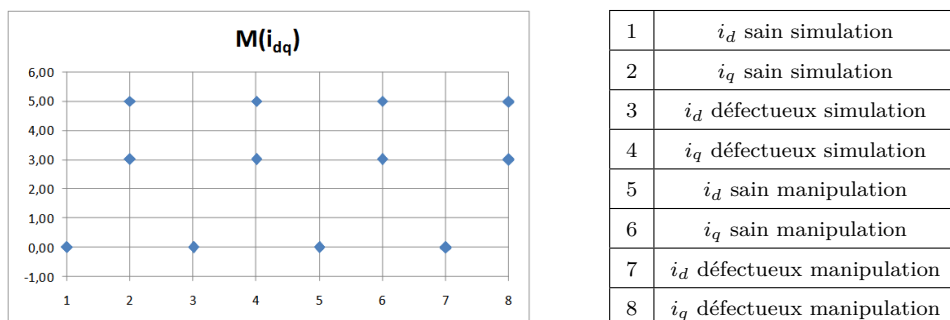


FIGURE D.2 – Moyennes des courants (i_d, i_q) , Machine 1

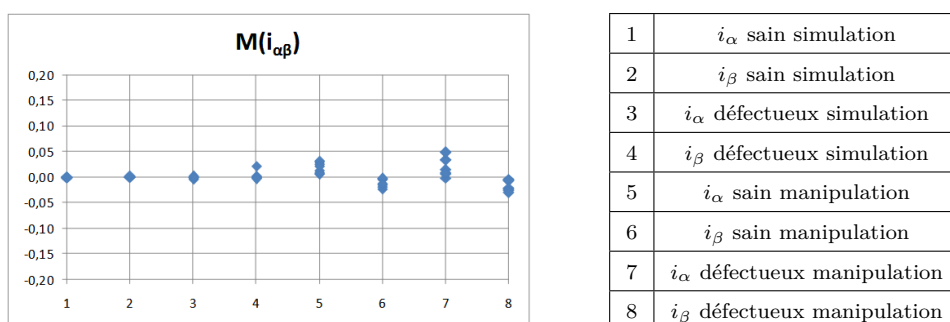


FIGURE D.3 – Moyennes des courants (i_α, i_β) , Machine 2

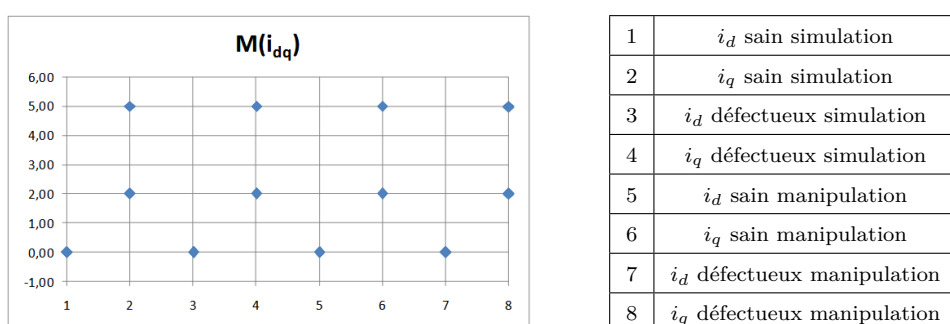
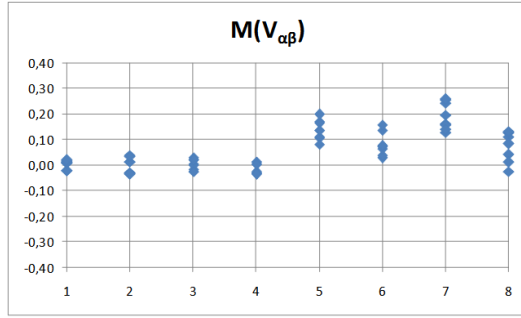
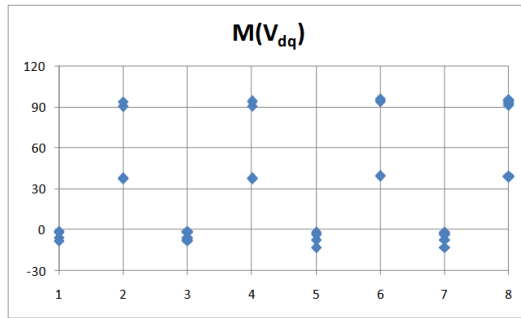


FIGURE D.4 – Moyennes des courants (i_d, i_q) , Machine 2



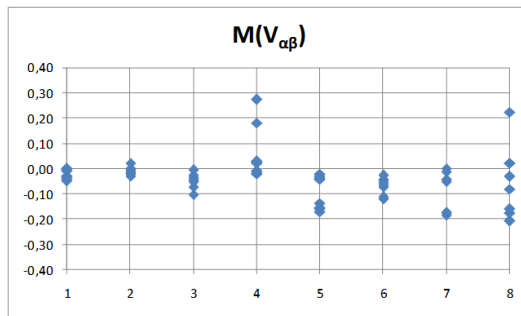
1	$V_{\alpha ref}$ saine simulation
2	$V_{\beta ref}$ saine simulation
3	$V_{\alpha ref}$ défectueuse simulation
4	$V_{\beta ref}$ défectueuse simulation
5	$V_{\alpha ref}$ saine manipulation
6	$V_{\beta ref}$ saine manipulation
7	$V_{\alpha ref}$ défectueuse manipulation
8	$V_{\beta ref}$ défectueuse manipulation

FIGURE D.5 – Moyennes des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1



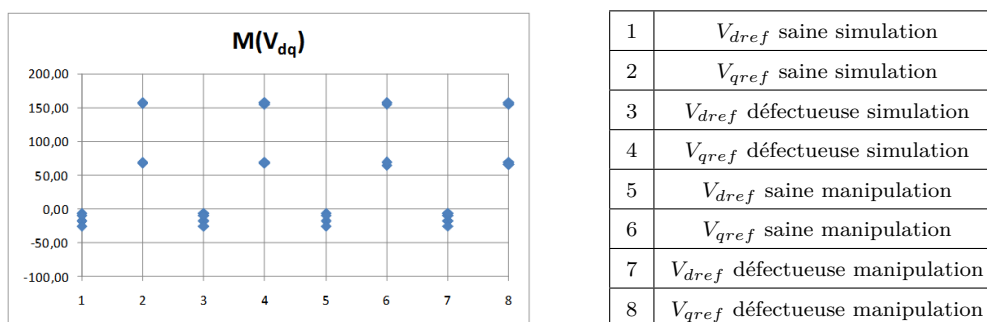
1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE D.6 – Moyennes des tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1



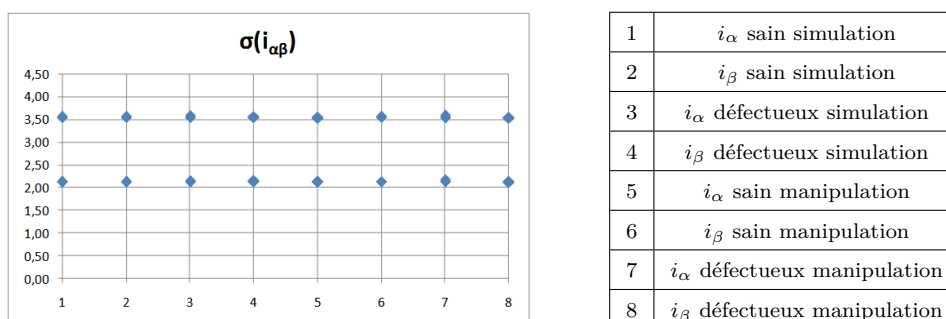
1	$V_{\alpha ref}$ saine simulation
2	$V_{\beta ref}$ saine simulation
3	$V_{\alpha ref}$ défectueuse simulation
4	$V_{\beta ref}$ défectueuse simulation
5	$V_{\alpha ref}$ saine manipulation
6	$V_{\beta ref}$ saine manipulation
7	$V_{\alpha ref}$ défectueuse manipulation
8	$V_{\beta ref}$ défectueuse manipulation

FIGURE D.7 – Moyennes des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2

FIGURE D.8 – Moyennes des tensions (V_{dref} , V_{qref}), Machine 2

D.2 Calcul de l'écart-type

Dans les figures D.1 à D.8 nous présentons les écarts-types des courants statoriques et des tensions de références des deux machines d'essais 1 et 2 (voir annexe A) dans les repères (α, β) et (d, q) obtenues pour les données de simulation ainsi que pour les données expérimentales. D'après ces figures nous constatons que les valeurs obtenues pour les courants ou les tensions de références sont insensibles à la présence de défaut intermittent et ne changent pas entre un régime sain et un autre défectueux. Cette observation nous permet de conclure que l'écart-type ne peut pas être utilisé comme un indicateur de défaut intermittent naissant dans les têtes de bobines.

FIGURE D.1 – Ecarts-types des courants (i_α , i_β), Machine 1

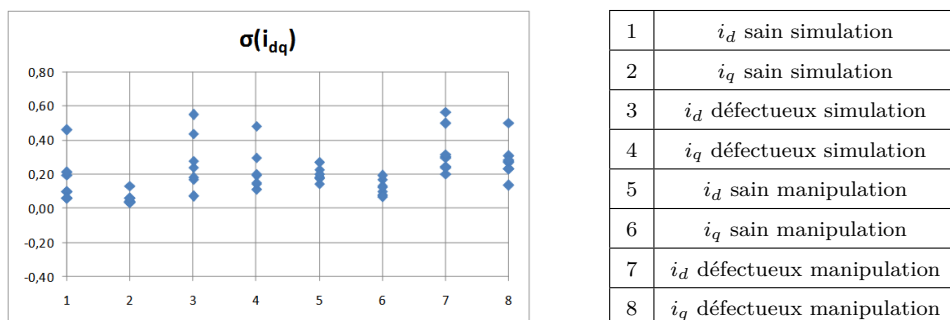


FIGURE D.2 – Ecarts-types des courants (i_d, i_q) , Machine 1

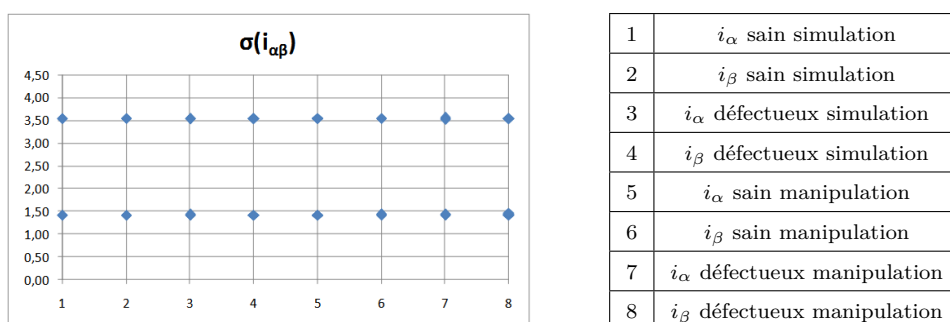


FIGURE D.3 – Ecarts-types des courants (i_α, i_β) , Machine 2

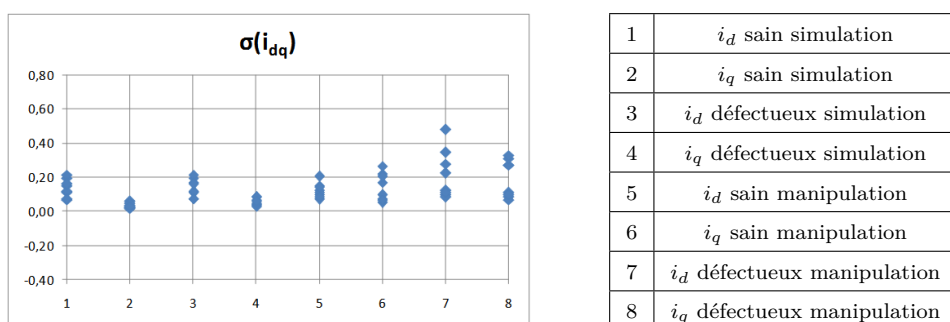
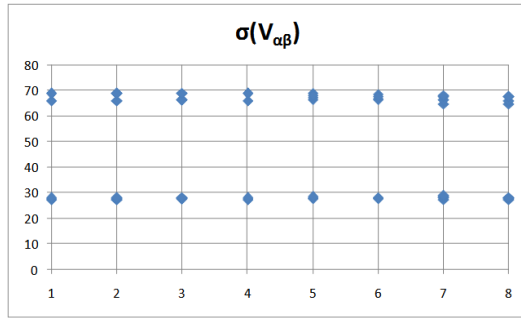
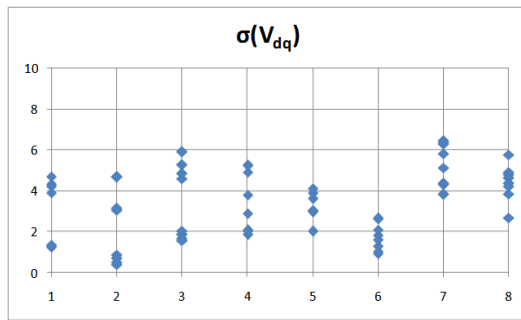


FIGURE D.4 – Ecarts-types des courants (i_d, i_q) , Machine 2



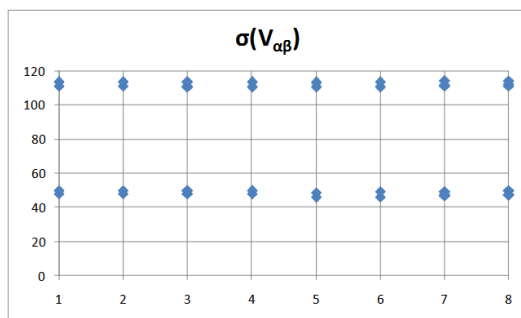
1	$V_{\alpha ref}$ saine simulation
2	$V_{\beta ref}$ saine simulation
3	$V_{\alpha ref}$ défectueuse simulation
4	$V_{\beta ref}$ défectueuse simulation
5	$V_{\alpha ref}$ saine manipulation
6	$V_{\beta ref}$ saine manipulation
7	$V_{\alpha ref}$ défectueuse manipulation
8	$V_{\beta ref}$ défectueuse manipulation

FIGURE D.5 – Ecart-types des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 1



1	V_{dref} saine simulation
2	V_{qref} saine simulation
3	V_{dref} défectueuse simulation
4	V_{qref} défectueuse simulation
5	V_{dref} saine manipulation
6	V_{qref} saine manipulation
7	V_{dref} défectueuse manipulation
8	V_{qref} défectueuse manipulation

FIGURE D.6 – Ecart-types des tensions (V_{dref}, V_{qref}), Machine 1



1	$V_{\alpha ref}$ saine simulation
2	$V_{\beta ref}$ saine simulation
3	$V_{\alpha ref}$ défectueuse simulation
4	$V_{\beta ref}$ défectueuse simulation
5	$V_{\alpha ref}$ saine manipulation
6	$V_{\beta ref}$ saine manipulation
7	$V_{\alpha ref}$ défectueuse manipulation
8	$V_{\beta ref}$ défectueuse manipulation

FIGURE D.7 – Ecart-types des tensions ($V_{\alpha ref}, V_{\beta ref}$), Machine 2

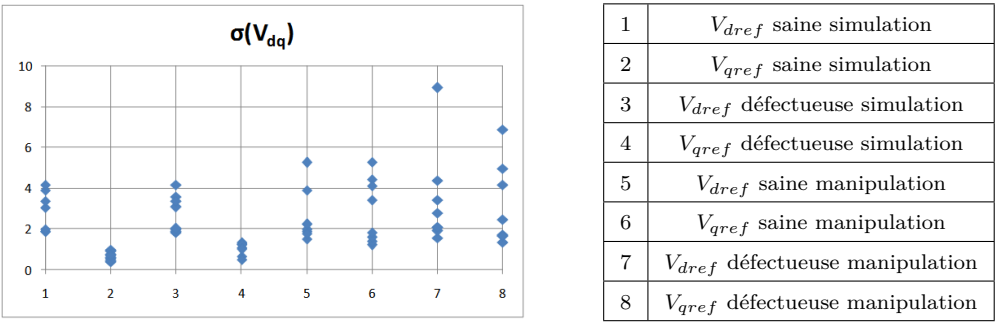


FIGURE D.8 – Ecarts-types des tensions (V_{dref}, V_{qref}) , Machine 2

Annexe E

Accoups de couple

Les défauts de variations de couple de charge que nous présentons dans cet annexe sont ceux qui se manifestent par des changements brusque du couple de charge. Nous avons testé ce type de défaut afin de visualiser ses conséquences sur les courants statoriques et les tensions de références. Les tests ont été réalisés en simulation pour une diminution brusque du couple de charge de 20%. Ils ont été obtenus avec les paramètres de la Machine d'essai 1. Les résultats présentés dans les figures E.1, E.2 et E.3 correspondent au point de fonctionnement $I_{qref} = 3A$, $\Omega = 450tr/min = 47rd/s$ et $K_{pi} = 10$. Dans ces figures, le couple de charge est considéré à 100% de sa valeur initiale lorsque « commande accoups de couple » est « 0 », il devient égal à 80% de cette valeur lorsque « commande accoups de couple » est « 1 ».

D'après les figures E.1, E.2 et E.3, nous remarquons que les perturbations introduites dans les courants statoriques et les tensions de références en présence de variations de couple sont différentes des signatures du défaut intermittents dans ces signaux.

Pour tester la capacité de la méthode de détection du défaut intermittent à discriminer le défaut intermittent des autres types de défaut, nous appliquons cette méthode aux courants (i_d , i_q) et aux tensions (V_{dref} , V_{qref}) présentés dans les figures E.2 et E.3. Dans le tableau E.1, nous présentons les résultats obtenus.

Nous remarquons que pour les cas où la variation de couple de charge a introduit des pics dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ ou $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ plus grands que les seuils de détection déterminés dans le chapitre 3, les RSB obtenus sont inférieurs à 100% (de l'ordre de 60%). Les valeurs des RSB obtenus signifient que la reconnaissance de la signature du défaut intermittent n'a pas eu lieu et que les pics obtenus dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ ou $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ ne correspondent pas au défaut intermittent.

Les tests présentés dans cet annexe nous ont permis de conclure que le défaut naissant possède des signatures propres à lui et c'est la reconnaissance de ces signatures dans les signaux mesurés qui nous permet de distinguer ce type de défauts des autres types. Nous rappelons que l'identification d'un défaut intermittent consiste à appliquer la transformée en ondelettes à i_{dNorm} , i_{qNorm} , V_{dNorm} ou V_{qNorm} et ensuite à comparer le max de $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{iqNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ ou $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ au seuil de détection (SD). Si le max obtenu est supérieur à SD , il faut vérifier la valeur du RSB parce qu'il est l'indicateur permettant de savoir

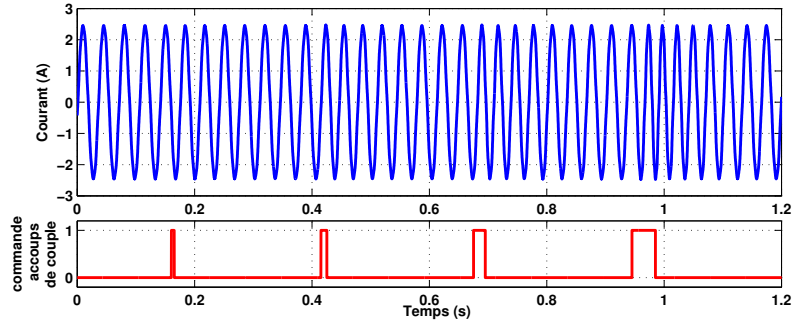


FIGURE E.1 – Courant i_a en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut

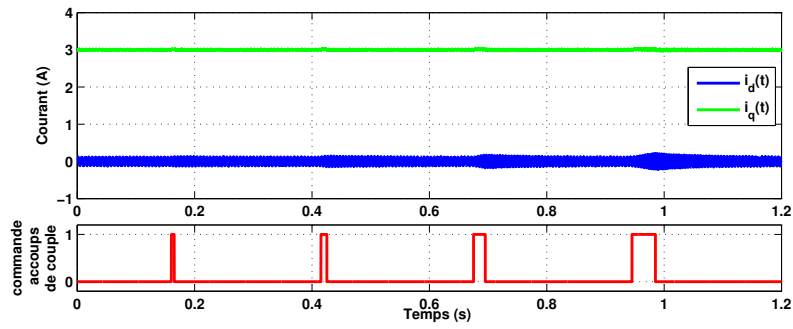


FIGURE E.2 – Courants (i_d, i_q) en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut

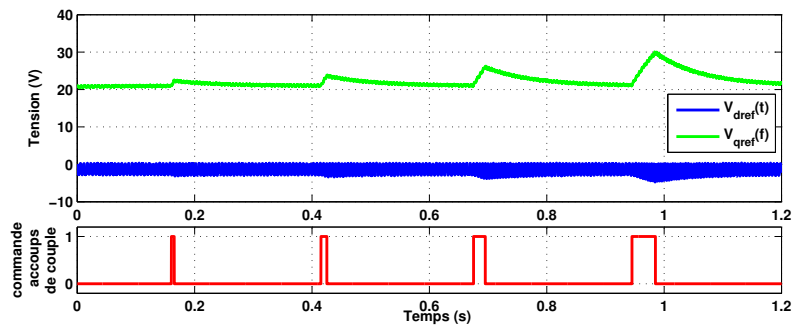


FIGURE E.3 – Tensions (V_{dref}, V_{qref}) en présence d'un défaut d'accoups de couple accompagné par la commande du défaut

i_d	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{i}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{idNorm})$	$M(i_{dBruit})$	$M(W_{idBruit})$	SD
	$1,00.10^{-2}$	59%	0,25	0,60	$4,19.10^{-2}$	0,17	0,50
i_q	$max\left(\widehat{W_{iqNorm}^+}\right) < SD$						
V_{dref}	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{dNorm})$	$M(\hat{W}_{VdNorm})$	$M(V_{dBruit})$	$M(W_{VdBruit})$	SD
	$1,00.10^{-2}$	60%	3,50	7,50	0,53	1,90	6
V_{qref}	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
	$3,30.10^{-2}$	62%	5,00	5,00	0,35	0,56	2

TABLE E.1 – Résultats obtenus en appliquant la méthode de détection du défaut intermittent sur des signaux présentant un défaut de variation de charge

l'origine des pics retrouvés. Un RSB supérieur à 100% indique la présence de défaut intermittent et un RSB inférieur à cette valeur signifie que les pics retrouvés dans $\widehat{W_{idNorm}^+}$, $\widehat{W_{iqNorm}^+}$, $\widehat{W_{VdNorm}^+}$ ou $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ ne correspondent pas à un défaut intermittent.

Annexe F

Méthode de détection appliquée sur V_{qref}

Avant de présenter les résultats obtenues pour l'application de la méthode de détection du défaut intermittent dans les têtes de bobines présentée dans le chapitre 3, nous rappelons les 27 cas étudiés pour la Machine d'essai 1 (voir annexe A) et nous les numérotons de la façon suivante :

- cas 1, 2, 3 pour $I_{qref} = 3A$, $\Omega = 450tr/min = 47rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 4, 5, 6 pour $I_{qref} = 3A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 7, 8, 9 pour $I_{qref} = 3A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 10, 11, 12 pour $I_{qref} = 4A$, $\Omega = 450tr/min = 47rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 14, 14, 15 pour $I_{qref} = 4A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 16, 17, 18 pour $I_{qref} = 4A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 19, 20, 21 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 450tr/min = 47rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 22, 23, 24 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$
- cas 25, 26, 27 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$ et $K_{pi} = 10, 15, 20$

Pour ces 27 cas, le courant seuil I_s est égal à 99% I_{Amax} , le rapport des spires subissant le court-circuit intermittent μ est égal à 50% du nombre de spires totales et la résistance de court-circuit intermittent R_{fcon} est égale à 0.8 $Ohms$.

cas sain	SD	cas sain	SD	cas sain	SD
1	9	10	8	19	6
2	16	11	10	20	9
3	21	12	17	21	12
4	10	13	10	22	10
5	16	14	14	23	10
6	21	15	20	24	16
7	17	16	10	25	11
8	13	17	13	26	14
9	17	18	18	27	20

TABLE F.1 – Seuil de détection obtenu sur la tension V_{qref} , Machine 1

Dans le tableau F.1 nous présentons les seuils de détection en manipulation pour les tensions de références d'axe « q » obtenus pour la Machine 1 saine avec la transformée en ondelettes. Dans les tableaux F.2 et F.3 nous présentons $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ pour les tensions de références d'axe « q » obtenus pour la Machine 1 en simulation et en manipulation. Pour un μ égal à 50%, ces tableaux montrent les indicateurs obtenus où δ_{AM} varie entre $1,00.10^{-3}$ et $2,50.10^{-3}$ pour les résultats simulés et entre $1,50.10^{-3}$ et $6,50.10^{-3}$ pour les signaux expérimentaux. Le RSB est compris entre 119% et 419% pour les résultats simulés et entre 127% et 547% pour les résultats expérimentaux. Nous notons que le seuil de détection SD est également inférieur aux valeurs des indicateurs de défaut.

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
1	$1,50.10^{-3}$	183%	33	38	0,35	0,22	2
2	$1,50.10^{-3}$	156%	50	60	0,40	0,30	3
3	$1,00.10^{-3}$	119%	43	42	0,54	0,44	5
4	$1,50.10^{-3}$	272%	47	43	1,46	0,49	4
5	$1,50.10^{-3}$	299%	70	80	1,35	0,52	4
6	$1,00.10^{-3}$	188%	70	60	1,30	0,59	5
7	$2,50.10^{-3}$	208%	25	25	2,47	1,19	8
8	$1,50.10^{-3}$	419%	30	40	2,48	0,79	6
9	$1,50.10^{-3}$	325%	22	25	2,46	0,86	7
10	$1,50.10^{-3}$	173%	36	40	0,30	0,19	3
11	$1,50.10^{-3}$	136%	54	62	0,33	0,28	3
12	$1,50.10^{-3}$	131%	45	43	0,55	0,40	5
13	$1,50.10^{-3}$	268%	52	48	1,16	0,40	4
14	$1,50.10^{-3}$	310%	58	70	1,06	0,41	4
15	$1,50.10^{-3}$	187%	77	74	1,05	0,54	5
16	$2,50.10^{-3}$	198%	42	48	2,01	1,16	8
17	$1,50.10^{-3}$	368%	60	80	2,02	0,73	7
18	$1,50.10^{-3}$	319%	90	110	2,09	0,80	6
19	$1,50.10^{-3}$	186%	35	40	0,27	0,16	2
20	$1,50.10^{-3}$	137%	51	59	0,27	0,23	3
21	$1,50.10^{-3}$	123%	48	46	0,45	0,35	4
22	$1,50.10^{-3}$	263%	51	52	0,92	0,35	4
23	$1,50.10^{-3}$	274%	60	75	0,86	0,39	4
24	$1,50.10^{-3}$	162%	80	73	0,89	0,50	5
25	$2,50.10^{-3}$	164%	44	47	1,68	1,09	8
26	$1,50.10^{-3}$	268%	56	60	1,66	0,66	6
27	$1,50.10^{-3}$	231%	65	65	1,67	0,72	6

TABLE F.2 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 1

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
1	$3, 50.10^{-3}$	547%	33	53	1,60	0,47	9
2	$2, 50.10^{-3}$	224%	51	80	1,00	0,70	16
3	$2, 00.10^{-3}$	149%	37	65	0,85	1,00	21
4	$2, 50.10^{-3}$	146%	24	37	0,85	0,90	10
5	$2, 50.10^{-3}$	158%	38	54	1,11	1,00	16
6	$2, 50.10^{-3}$	194%	37	57	1,85	1,47	21
7	$1, 50.10^{-3}$	240%	19	34	2,49	1,86	17
8	$2, 50.10^{-3}$	127%	20	30	1,40	1,66	13
9	$3, 00.10^{-3}$	140%	20	35	1,60	2,00	17
10	$3, 50.10^{-3}$	176%	35	51	0,76	0,63	8
11	$2, 50.10^{-3}$	229%	52	72	0,90	0,62	10
12	$2, 50.10^{-3}$	200%	48	70	0,90	0,63	17
13	$2, 50.10^{-3}$	234%	30	39	0,90	0,50	10
14	$2, 50.10^{-3}$	130%	43	64	0,70	0,80	14
15	$2, 50.10^{-3}$	138%	38	63	1,00	1,20	20
16	$2, 50.10^{-3}$	162%	14,5	26	1,40	1,55	10
17	$1, 50.10^{-3}$	194%	21	34	1,20	1,00	13
18	$2, 00.10^{-3}$	167%	18	32	1,50	1,60	18
19	$3, 50.10^{-3}$	171%	37	60	0,57	0,54	6
20	$2, 50.10^{-3}$	159%	51	81	0,50	0,50	9
21	$2, 00.10^{-3}$	141%	47	76	0,75	0,86	12
22	$3, 00.10^{-3}$	141%	30	44	1,17	1,22	10
23	$2, 50.10^{-3}$	185%	46	70	1,40	1,15	10
24	$2, 50.10^{-3}$	175%	40	65	1,40	1,30	16
25	$6, 50.10^{-3}$	185%	30	45	1,23	1,00	11
26	$2, 00.10^{-3}$	178%	17	30	1,33	1,32	14
27	$2, 50.10^{-3}$	154%	32	58	1,40	1,65	20

TABLE F.3 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 1

Avant de présenter les résultats de l'application de la méthode de détection des défauts intermittents dans les têtes de bobines en utilisant une analyse d'ondelettes adaptées sur la tension V_{qref} issue de la Machine 2, nous rappelons les 54 cas traités pour cette machine et nous les numérotions de 1 à 54 de la façon suivante :

- cas 1, 2, 3 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$
- cas 4, 5, 6 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$
- cas 7, 8, 9 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$
- cas 10, 11, 12 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$

- cas 13, 14, 15 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$
- cas 16, 17, 18 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{16}$ et $R_{fcon} = 0 Ohms$
- cas 19, 20, 21 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 22, 23, 24 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 25, 26, 27 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 28, 29, 30 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 31, 32, 33 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 34, 35, 36 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{4}$ et $R_{fcon} = 1 Ohms$
- cas 37, 38, 39 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$
- cas 40, 41, 42 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$
- cas 43, 44, 45 pour $I_{qref} = 2A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$
- cas 46, 47, 48 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 600tr/min = 63rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$
- cas 49, 50, 51 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1050tr/min = 110rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$
- cas 52, 53, 54 pour $I_{qref} = 5A$, $\Omega = 1500tr/min = 157rd/s$, $K_{pi} = 15, 20, 25$, $\mu = \frac{1}{2}$ et $R_{fcon} = 7.5 Ohms$

Dans le tableau F.4 nous présentons les seuils de détection en manipulation et en simulation pour les tensions de références d'axe « q » obtenus pour la Machine 2 saine avec la transformée en ondelettes.

Dans les tableaux F.5, F.6, F.7 et F.8, nous présentons $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ pour les tensions de références d'axe « q » obtenus pour la Machine 2 en simulation et en manipulation. Nous trouvons des valeurs de δ_{AM} comprises entre $4,00.10^{-4}$ et $1,20.10^{-3}$ en simulation et 4.10^{-4}

cas sain	SD	cas sain	SD	cas sain	SD
1	7	7	12	13	12
2	7	8	15	14	13
3	8	9	16	15	13
4	9	10	10	16	15
5	9	11	9	17	18
6	10	12	10	18	20

TABLE F.4 – Seuil de détection obtenu sur la tension V_{qref} , Machine 2

et $4,00.10^{-3}$ en pratique. Les valeurs RSB obtenues avec la tension V_{qref} sont comprises entre 108% et 408% en simulation et entre 107% et 268% en expérimentation. Le rapport élevé que nous pouvons constater entre $M(\hat{W}_{VqNorm})$ et SD est la raison pour laquelle la tension de référence V_{qref} est le meilleur candidat pour détecter le défaut intermittent à l'aide de la méthode de détection proposée dans le chapitre 3.

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
1	$1,20.10^{-3}$	163%	13	10	0,38	0,18	2
2	$4,00.10^{-4}$	244%	21	16	0,38	0,12	2
3	$4,00.10^{-4}$	258%	26	24	0,38	0,13	2
4	$1,20.10^{-3}$	142%	17	12	0,56	0,28	1
5	$4,00.10^{-4}$	220%	22	17	0,48	0,16	3
6	$4,00.10^{-4}$	197%	38	27	0,56	0,20	3
7	$1,20.10^{-3}$	165%	22	24	0,60	0,39	4
8	$4,00.10^{-3}$	273%	22	25	0,60	0,25	4
9	$4,00.10^{-3}$	322%	22	26	0,60	0,22	3
10	$1,20.10^{-3}$	142%	12	10	0,17	0,10	2
11	$4,00.10^{-4}$	215%	23	18	0,19	0,07	2
12	$4,00.10^{-4}$	216%	27	26	0,21	0,09	2
13	$1,20.10^{-3}$	130%	20	18	0,26	0,18	2
14	$4,00.10^{-4}$	185%	27	21	0,30	0,12	3
15	$4,00.10^{-4}$	187%	32	26	0,30	0,13	3
16	$1,20.10^{-3}$	121%	22	10	0,40	0,30	3
17	$4,00.10^{-4}$	201%	22	18	0,35	0,14	3
18	$2,20.10^1$	178%	22	19	0,36	0,17	3
19	$1,20.10^{-3}$	168%	20	16	0,36	0,17	2
20	$4,00.10^{-4}$	253%	30	24	0,37	0,12	2
21	$4,00.10^{-4}$	252%	42	37	0,39	0,13	2
22	$1,20.10^{-3}$	152%	30	24	0,51	0,27	1
23	$4,00.10^{-4}$	228%	43	32	0,58	0,19	3
24	$4,00.10^{-4}$	254%	37	34	0,62	0,22	3
25	$4,00.10^{-4}$	233%	24	18	0,50	0,16	4
26	$4,00.10^{-4}$	326%	22	25	0,44	0,15	4
27	$4,00.10^{-4}$	379%	21	28	0,63	0,22	3
28	$1,20.10^{-3}$	144%	26	22	0,19	0,11	2
29	$4,00.10^{-4}$	210%	36	28	0,20	0,07	2
30	$4,00.10^{-4}$	208%	36	33	0,21	0,09	2
31	$1,20.10^{-3}$	127%	37	30	0,25	0,16	2
32	$4,00.10^{-4}$	211%	49	39	0,26	0,10	3
33	$4,00.10^{-4}$	212%	42	38	0,29	0,12	3

TABLE F.5 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
34	$1, 20.10^{-3}$	143%	22	21	0,45	0,30	3
35	$4, 00.10^{-4}$	233%	23	21	0,39	0,15	3
36	$4, 00.10^{-4}$	247%	23	29	0,30	0,15	3
37	$1, 60.10^{-3}$	122%	15	12	0,20	0,13	2
38	$1, 20.10^{-3}$	160%	18	23	0,10	0,08	2
39	$1, 20.10^{-3}$	108%	32	28	0,14	0,11	2
40	$1, 20.10^{-3}$	144%	20	18	0,40	0,25	1
41	$1, 20.10^{-3}$	262%	24	37	0,45	0,27	3
42	$1, 20.10^{-3}$	144%	56	47	0,49	0,28	3
43	$1, 20.10^{-3}$	113%	25	23	0,42	0,34	4
44	$4, 00.10^{-4}$	304%	26	31	0,31	0,12	4
45	$4, 00.10^{-4}$	408%	27	38	0,76	0,26	3
46	$1, 20.10^{-3}$	143%	14	12	0,18	0,11	2
47	$1, 20.10^{-3}$	212%	18	23	0,19	0,12	2
48	$1, 20.10^{-3}$	142%	40	35	0,19	0,12	2
49	$1, 20.10^{-3}$	123%	24	20	0,25	0,17	2
50	$1, 20.10^{-3}$	177%	31	39	0,27	0,19	3
51	$1, 20.10^{-3}$	125%	65	55	0,28	0,19	3
52	$4, 00.10^{-4}$	266%	23	24	0,30	0,12	3
53	$1, 20.10^{-3}$	185%	22	34	0,35	0,30	3
54	$4, 00.10^{-4}$	283%	24	40	0,23	0,14	3

TABLE F.6 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de simulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
1	$1, 20.10^{-3}$	147%	7	9	0,55	0,45	7
2	$1, 20.10^{-3}$	138%	12	13	0,70	0,55	7
3	$1, 20.10^{-3}$	135%	13	14	0,75	0,60	8
4	$1, 20.10^{-3}$	123%	12	13	1,25	1,10	9
5	$1, 20.10^{-3}$	134%	14	18	1,25	1,20	9
6	$1, 20.10^{-3}$	145%	16	21	1,50	1,36	10
7	$1, 20.10^{-3}$	132%	14	19	2,00	2,00	12
8	$1, 20.10^{-3}$	125%	24	30	2,20	2,20	15
9	$1, 20.10^{-3}$	147%	24	35	2,65	2,63	16
10	$1, 20.10^{-3}$	169%	9	12	0,76	0,60	10
11	$1, 20.10^{-3}$	139%	13	17	0,80	0,75	9
12	$1, 20.10^{-3}$	135%	16	20	0,95	0,88	10
13	$1, 20.10^{-3}$	123%	14	16	1,35	1,25	12

TABLE F.7 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

cas défaut	δ_{AM}	RSB	$M(\hat{V}_{qNorm})$	$M(\hat{W}_{VqNorm})$	$M(V_{qBruit})$	$M(W_{VqBruit})$	SD
14	$1, 20.10^{-3}$	124%	19	22	1,50	1,40	13
15	$1, 20.10^{-3}$	114%	28	31	1,70	1,65	13
16	$2, 00.10^{-3}$	122%	14	24	2,00	2,80	15
17	$1, 20.10^{-3}$	116%	20	25	2,60	2,80	18
18	$1, 20.10^{-3}$	132%	20	30	3,00	3,40	20
19	$1, 20.10^{-3}$	136%	12	12	0,60	0,44	7
20	$1, 20.10^{-3}$	171%	15	16	0,80	0,50	7
21	$1, 20.10^{-3}$	140%	20	20	0,70	0,50	8
22	$1, 20.10^{-3}$	156%	18	22	1,40	1,10	9
23	$1, 20.10^{-3}$	130%	24	26	1,20	1,00	9
24	$1, 20.10^{-3}$	165%	40	40	2,42	1,46	10
25	$2, 00.10^{-3}$	133%	12	20	2,00	2,50	12
26	$1, 60.10^{-3}$	107%	20	24	1,81	2,03	15
27	$1, 20.10^{-3}$	200%	20	40	2,95	2,95	16
28	$1, 20.10^{-3}$	153%	20	22	0,80	0,57	10
29	$1, 20.10^{-3}$	144%	26	32	0,78	0,66	9
30	$1, 20.10^{-3}$	131%	37	43	0,90	0,80	10
31	$1, 20.10^{-3}$	127%	23	26	1,35	1,20	12
32	$1, 20.10^{-3}$	138%	43	53	1,40	1,25	13
33	$4, 00.10^{-3}$	171%	64	62	1,50	0,85	13
34	$1, 20.10^{-3}$	121%	19	26	1,85	2,10	15
35	$1, 60.10^{-3}$	130%	20	28	2,60	2,80	18
36	$4, 00.10^{-4}$	268%	20	40	3,73	2,78	20
37	$1, 20.10^{-3}$	141%	7	8	0,49	0,43	7
38	$1, 20.10^{-3}$	155%	14	20	0,62	0,55	7
39	$1, 20.10^{-3}$	113%	12	13	0,64	0,61	8
40	$1, 20.10^{-3}$	133%	10	15	0,80	0,90	9
41	$1, 20.10^{-3}$	116%	14	17	1,15	1,20	9
42	$4, 00.10^{-4}$	135%	23	19	1,30	0,77	10
43	$1, 20.10^{-3}$	124%	27	35	1,90	1,98	12
44	$4, 00.10^{-4}$	182%	24	28	2,00	1,28	15
45	$4, 00.10^{-4}$	251%	25	44	2,42	1,70	16
46	$1, 20.10^{-3}$	150%	10	11	0,75	0,56	10
47	$1, 20.10^{-3}$	167%	16	23	0,75	0,63	9
48	$1, 20.10^{-3}$	132%	24	28	0,85	0,75	10
49	$1, 20.10^{-3}$	124%	16	17	1,40	1,20	12
50	$1, 20.10^{-3}$	137%	34	42	1,50	1,35	13
51	$4, 00.10^{-4}$	199%	38	46	1,40	0,85	13
52	$2, 40.10^{-3}$	130%	20	24	2,00	1,85	15
53	$4, 00.10^{-4}$	211%	22	28	2,40	1,45	18
54	$4, 00.10^{-4}$	338%	20	45	3,15	2,10	20

TABLE F.8 – $\widehat{W_{VqNorm}^+}$ obtenue avec la tension V_{qref} de manipulation dans des conditions de défaut, Machine 2

Contribution de la thèse

N. Haje Obeid, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, *Modeling and diagnostic of incipient inter-turn faults for a three phase permanent magnet synchronous motor*, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 52, no. 5, pages 4426-4434, Sept.-Oct. 2016.

N. Haje Obeid, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, *Modèle dynamique et signature du défaut inter-spire intermittent dans les têtes de bobines d'une MSAP*, Symposium de Génie Electrique, Grenoble, France, Juin 2016.

N. Haje Obeid, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, *Modeling and diagnostic of incipient inter-turn faults for a three phase permanent magnet synchronous motor using wavelet transform*, Industry Applications Society Annual Meeting, pages 1-8, Oct. 2015.

I. Rasoanarivo, A. Baddi, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N.Takorabet, F.Meibody-Tabar, N. HajeObeid, *High Frequency AC Machines Winding Model-Parameters Estimation*, Energy Conversion Congress & Expo, Sept. 2014.

N. Haje Obeid, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, *Modeling and diagnostic of incipient inter-turn faults for a three phase permanent magnet synchronous motor*, Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE, pages 1-8, Oct. 2014.

N. Haje Obeid, *Modélisation et détection d'un défaut interspires naissant dans l'enroulement statorique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Journées JCGE'2014 - SEEDS, Saint-Louis, France, Juin 2014.

Bibliographie

- [Ahrens 93] S. Ahrens. *Système expert d'aide au diagnostic et à la maintenance de grands entraînements électriques*. thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1993.
- [Albrecht 86] P. F. Albrecht, J. C. Appiarius, R. M. McCoy, E. L. Owen & D. K. Sharma. *Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. EC-1, no. 1, pages 39–46, Mars 1986.
- [Aldroubi 98] A. Aldroubi, P. Abry & M. Unser. *Construction of biorthogonal wavelets starting from any two multiresolutions*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 46, no. 4, pages 1130–1133, Avril 1998.
- [Alty 91] JL Alty & LI Mikulich. *Industrial applications of artificial intelligence*, 1991.
- [Andriamalala 09] R. N. Andriamalala. *Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone : application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques*. thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.
- [Arbour 89] R. C. Arbour & B. Milano. *Diagnosing high-potential test failures in large water-cooled hydrogenerators*. In IEEE Proceedings of the 19th Electrical Electronics Insulation Conference, EEIC/ICWA Exposition, pages 228–235, Sept. 1989.
- [Arief 12] Y. Z. Arief, W. Izzati & Z. Adzis. *Modeling of partial discharge mechanisms in solid dielectric material*. International Journal of Engineering and Innovative Technology, vol. 1, no. 4, pages 1–6, Avril 2012.
- [Aroquiadassou 07] G. Aroquiadassou, H. Henao & G. A. Capolino. *Experimental Analysis of the dq0 Stator Current Component Spectra of a 42V Fault-Tolerant Six-Phase Induction Machine Drive with Opened Stator Phases*. In IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pages 52–57, Sept 2007.
- [Assaf 04] T. Assaf, H. Henao & G. A. Capolino. *Simplified axial flux spectrum method to detect incipient stator inter-turn short-circuits in*

- induction machine*. In IEEE International Symposium on Industrial Electronics, volume 2, pages 815–819, Mai 2004.
- [Aubert 08] E. Aubert. *Diagnostic optique du vieillissement électrique des résine époxydes sous faible champ électrique*. thèse de doctorat, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008.
- [Aubert 13] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux & D. Alejo. *On-line inter-turn short-circuit detection in permanent magnet synchronous generators*. In 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pages 329–335, Août 2013.
- [Aubert 14] B. Aubert. *Détection des courts-circuits inter-spices dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014.
- [Awadallah 06] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan & T. W. Nehl. *Detection of stator short circuits in VSI-fed brushless DC motors using wavelet transform*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 1, pages 1–8, Mars 2006.
- [Babel 14] A. S. Babel & E. G. Strangas. *Condition-based monitoring and prognostic health management of electric machine stator winding insulation*. In IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 1855–1861, Sept. 2014.
- [Bachir 02] S. Bachir. *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*. thèse de doctorat, Université de Poitiers, UFR des sciences fondamentales et appliquées, 2002.
- [Barater 13] D. Barater, G. Buticchi, C. Gerada & J. Arellano-Padilla. *Diagnosis of incipient faults in PMSMs with coaxially insulated windings*. In 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, pages 2756–2761. IEEE, Nov. 2013.
- [Barman 15] D. Barman, S. Sarkar, G. Das, S. Das & P. Purkait. *DFA and DWT based severity detection and discrimination of induction motor stator winding short circuit fault from incipient insulation failure*. In International Conference on Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization, EESCO, pages 1–6. IEEE, Jan. 2015.
- [Belot 82] A. Belot. Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit. Techniques de l'ingénieur, Sept. 1982.
- [Benbouzid 99] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira & C. Theys. *Induction motors faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 1, pages 14–22, Jan. 1999.

- [Besnard 10] F. Besnard & L. Bertling. *An Approach for Condition-Based Maintenance Optimization Applied to Wind Turbine Blades*. IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 1, no. 2, pages 77–83, Juillet 2010.
- [Bianchini 11] C. Bianchini, F. Immovilli, M. Cocconcelli, R. Rubini & A. Bellini. *Fault detection of linear bearings in brushless AC linear motors by vibration analysis*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 5, pages 1684–1694, Mai 2011.
- [Birolleau 08] D. Birolleau. *Etude d'actionneurs électriques pour la tolérance aux fautes*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble INPG, 2008.
- [Bissonnette 12] M. R. Bissonnette. *End-winding vibration monitoring and interpretation*. In IEEE Conference Record of the 2012 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, ISEI, pages 285–290, Juin 2012.
- [Blischke 03] W. R. Blischke & D. N. P. Murthy. Case studies in reliability and maintenance, volume 480. John Wiley & Sons, 2003.
- [Blödt 05] M. Blödt. *Diagnostic de défauts mécaniques d'un entraînement asynchrone à vitesse variable*. In 7ème Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie, Juin 2005.
- [Blödt 08] M. Blödt, P. Granjon, B. Raison & G. Rostaing. *Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pages 1813–1822, Avril 2008.
- [Blödt 09] M. Blödt, J. Regnier & J. Faucher. *Distinguishing load torque oscillations and eccentricity faults in induction motors using stator current wigner distributions*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 6, pages 1991–2000, Dec. 2009.
- [Boggs 82] S. A. Boggs & G. C. Stone. *Fundamental limitations in the measurement of corona and partial discharge*. IEEE Transactions on Electrical Insulation, no. 2, pages 143–150, Avril 1982.
- [Boggs 90] S. A. Boggs. *Partial discharge. III. Cavity-induced PD in solid dielectrics*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 6, no. 6, pages 11–16, Dec. 1990.
- [Boggs 00] S. Boggs & J. Densley. *Fundamentals of partial discharge in the context of field cable testing*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 16, no. 5, pages 13–18, Sept.-Oct. 2000.
- [Boglietti 99] A. Boglietti & E. Carpaneto. *Induction motor high frequency model*. In 34th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications, volume 3, pages 1551–1558, Oct. 1999.
- [Boileau 10] T. Boileau. *Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents. Tolérance au défaut de capteur*

- mécanique. Détection de Défauts Electriques.* thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, 2010.
- [Boileau 11] T. Boileau. Cours de formation continue : Formation temps plein. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010-2011.
- [Boileau 13] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh & F. Meibody-Tabar. *Synchronous Demodulation of Control Voltages for Stator Interturn Fault Detection in PMSM.* IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pages 5647–5654, Dec. 2013.
- [Bonnett 00] A. H. Bonnett. *Root cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures.* IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 5, pages 1435–1448, Sept. 2000.
- [Boudaoud 97] N. Boudaoud. *Conception d'un système de diagnostic adaptatif en ligne pour la surveillance des système évolutifs.* thèse de doctorat, Université de Compiègne, 1997.
- [Boutleux 96] E. Boutleux. *Diagnostic et suivi d'évolution de l'état d'un système par reconnaissance des formes floues. Application au modèle du réseau téléphonique français.* thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, 1996.
- [Brown 66] S. C. Brown. Introduction to electrical discharges in gases. Wiley, 1966.
- [Cabanass 98] M. F. Cabanass, M. G. Melero, G. A. Orcajo, F. R. Faya & J. S. Sariego. *Experimental application of axial leakage flux to the detection of rotor asymmetries, mechanical anomalies and interturn short-circuits in working induction motors.* In International Conference on Electrical Machines, pages 420–425, Sept. 1998.
- [Casimir 03] R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc & F. Chappuis. *Broken bars detection in an induction motor by pattern recognition.* In IEEE Power Tech Conference Proceedings, numéro 2, pages 7–pp, Juin 2003.
- [Cassady 05] C. R. Cassady & E. Kutanoglu. *Integrating preventive maintenance planning and production scheduling for a single machine.* IEEE Transactions on Reliability, vol. 54, no. 2, pages 304–309, Juin 2005.
- [Cavallini 03] A. Cavallini, M. Conti, A. Contin & G. C. Montanari. *Advanced PD inference in on-field measurements. II. Identification of defects in solid insulation systems.* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 10, no. 3, pages 528–538, Juin 2003.
- [Cavallini 06] A. Cavallini & G. C. Montanari. *Effect of supply voltage frequency on testing of insulation system.* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 13, no. 1, pages 111–121, Fev. 2006.
- [Ceban 12] A. Ceban. *Méthode globale de diagnostic des machines électriques.* thèse de doctorat, Université d'Artois, 2012.

- [Chapa 00] J. O. Chapa & R. M. Rao. *Algorithms for designing wavelets to match a specified signal*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 48, no. 12, pages 3395–3406, Dec. 2000.
- [Chedot 07] L. Chedot, G. Friedrich, J. M. Biedinger & P. Macret. *Integrated starter generator : The need for an optimal design and control approach. Application to a permanent magnet machine*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pages 551–559, Mars-Avril 2007.
- [Chinnam 04] R. B. Chinnam & P. Baruah. *A neuro-fuzzy approach for estimating mean residual life in condition-based maintenance systems*. International Journal of Materials and Product Technology, vol. 20, no. 1-3, pages 166–179, 2004.
- [Choi 15] G. Choi & T. M. Jahns. *Post-demagnetization characteristics of permanent magnet synchronous machines*. In IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, pages 1781–1788, Sept. 2015.
- [Chouhan 13] R. Chouhan, M. Gaur & R. Tripathiz. *A survey of preventive maintenance planning models, techniques and policies for an ageing and deteriorating production pystems*. HCTL Open International Journal of Technology Innovations and Research, vol. 3, pages 1–19, Mai 2013.
- [Crine 97] J. P. Crine. *A molecular model to evaluate the impact of aging on space charges in polymer dielectrics*. IEEE transactions on dielectrics and electrical insulation, vol. 4, no. 5, pages 487–495, Oct. 1997.
- [Cruz 03] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso & H. A. Toliyat. *Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory*. In 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference, volume 2, pages 1340–1346, Oct. 2003.
- [Dai 05] M. Dai, A. Keyhani & T. Sebastian. *Fault analysis of a PM brushless DC motor using finite element method*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 1, pages 1–6, Mars 2005.
- [Danikas 03] M. G. Danikas & G. E. Vassiliadis. *Models of partial discharges (PD) in enclosed cavities in solid dielectrics : A study of the relationship of PD magnitudes to the sensitivity of PD detectors and some further comments on insulation lifetime*. Journal of Electrical Engineering, vol. 54, no. 5-6, pages 132–135, 2003.
- [Das 13] S. Das, P. Purkait & S. Chakravorti. *Characterization of short circuit faults and incipient insulation degradation between stator winding turns of induction motor*. In IEEE 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, CATCON, pages 54–59, Dec. 2013.

- [Dehkordi 07] A. B. Dehkordi, A. M. Gole & T. L. Maguire. *Real time simulation of internal faults in synchronous machines*. In International Conference on Power Systems Transients, IPST, Juin 2007.
- [Delcroix 94] J. L. Delcroix & A. Bers. *Physique des plasmas*. Les Ulis (Essonne) : EDP sciences, 1994.
- [Deleroi 82] W. Deleroi. *Squirrel cage motor with broken bar in the rotor—physical phenomena and their experimental assessment*. In Proceedings of International Conference On Electrical Machines, pages 767–770, Juillet 1982.
- [Delforge 95] C. Delforge & B. Lemaire-Semail. *Induction machine modeling using finite element and permeance network methods*. IEEE transactions on magnetics, vol. 31, no. 3, pages 2092–2095, Mai 1995.
- [Devaney 04] M. J. Devaney & L. Eren. *Detecting motor bearing faults*. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 7, no. 4, pages 30–50, Dec. 2004.
- [Devanneaux 01] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues & J. Faucher. *An accurate model of squirrel cage induction machines under rotor faults*. In Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, volume 1, pages 384–387, Août 2001.
- [Diallo 05] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad & X. Pierre. *Fault detection and diagnosis in an induction machine drive : A pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 3, pages 512–519, Sept. 2005.
- [Didier 04] G. Didier. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [Dissado 97] L. A. Dissado, G. Mazzanti & G. C. Montanari. *The role of trapped space charges in the electrical aging of insulating materials*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 4, no. 5, pages 496–506, Oct. 1997.
- [Dorrell 08] D. G. Dorrell & C. Cossar. *A vibration-based condition monitoring system for switched reluctance machine rotor eccentricity detection*. IEEE Transactions on Magnetism, vol. 44, no. 9, pages 2204–2214, Sept. 2008.
- [Doyen 11] L. Doyen & O. Gaudoin. *Modeling and Assessment of Aging and Efficiency of Corrective and Planned Preventive Maintenance*. IEEE Transactions on Reliability, vol. 60, no. 4, pages 759–769, Dec. 2011.
- [Duan 12] Y. Duan & H. Toliyat. *A review of condition monitoring and fault diagnosis for permanent magnet machines*. In IEEE Power and Energy Society General Meeting, pages 1–4, Juillet 2012.

- [Dumas 01] J. Dumas & B. Bennevault. Analyse du signal (fft et filtrage numérique) & analyse des systèmes. MVI technologies group, Fev. 2001.
- [Ebrahimi 10] B. M. Ebrahimi, J. Faiz & B. N. Araabi. *Pattern identification for eccentricity fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors using stator current monitoring*. Electric Power Applications, IET, vol. 4, no. 6, pages 418–430, Juillet 2010.
- [Eren 04] L. Eren & M. J. Devaney. *Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 53, no. 2, pages 431–436, Avril 2004.
- [Eykhof 74] P. Eykhof. *System Identification. Parameter and State Estimation*, 1974.
- [Fabiani 02] D. Fabiani. *Accelerated degradation of ac-motor winding insulation due to voltage waveforms generated by adjustable speed drives*. thèse de doctorat, University of Bologna, 2002.
- [Faiz 07] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliyat & B. Akin. *Diagnosis of a mixed eccentricity fault in a squirrel-cage three-phase induction motor using time stepping finite element technique*. In IEEE International Conference on Electric Machines & Drives, volume 2, pages 1446–1450, Mai 2007.
- [Farahani 10] M. Farahani, E. Gockenbach, H. Borsi, K. Schaefer & M. Kaufhold. *Behavior of machine insulation systems subjected to accelerated thermal aging test*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 17, no. 5, pages 1364–1372, Oct. 2010.
- [Farooq 08] J. A. A. Farooq. *Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents*. thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [Farreny 85] H. Farreny. Les systèmes experts. Cépadues, 1985.
- [Fellouah 07] R. Fellouah. *Contribution au Diagnostic de Pannes pour les Systèmes Différentiellement Plats*. thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Toulouse, 2007.
- [Ferreira 08] F. J. T. E. Ferreira, J. P. Trovão & A. T. de Almeida. *Motor bearings and insulation system condition diagnosis by means of common-mode currents and shaft-ground voltage correlation*. In 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 1–6, Sept. 2008.
- [Filippetti 88] F. Filippetti, G. Franceschini, M. Martelli & C. Tassoni. *An approach to knowledge representation about induction machine diagnostics in expert systems*. In International Conference on Electrical Machines, volume 3, pages 289–296, Sept. 1988.

- [Foggia 99] A. Foggia. Methodes de calcul des inductances de fruites. Techniques Ingénieur, 1999.
- [Forssén 08] C. Forssén. *Modelling of cavity partial discharges at variable applied frequency*. thèse de doctorat, KTH School of Electrical Engineering, 2008.
- [Fournier 86] R. Fournier. Les isolants en électrotechnique, concepts et théorie. Editions Eyrolles Paris, 1986.
- [Fournier 90] R. Fournier. Les isolants en électrotechnique : Essais, mécanisme de dégradation, applications industrielles. Eyrolles, 1990.
- [Frelicot 92] C. Frelicot. *Un système adaptatif de diagnostic prédictif par reconnaissance des formes floues*. thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 1992.
- [Fukunaga 92] K. Fukunaga, M. Tan & H. Takehana. *New partial discharge detection method for live UHV/EHV cable joints*. IEEE transactions on electrical insulation, vol. 27, no. 3, pages 669–674, Juin 1992.
- [Gerada 05] C. Gerada, K. Bradley & M. Summer. *Winding turn-to-turn faults in permanent magnet synchronous machine drives*. In Record of the 2005 Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting Conference, volume 2, pages 1029–1036, Oct. 2005.
- [Gritli 12] Y. Gritli, C. Rossi, D. Casadei, L. Zarri & F. Filippetti. *Demagnetizations diagnosis for permanent magnet synchronous motors based on advanced wavelet analysis*. In XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 2397–2403, Sept. 2012.
- [Grubic 08] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu & T. G. Habetler. *A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pages 4127–4136, Dec. 2008.
- [Guely 98] F. Guely, F. Chevy & S. Piou. *Agro-alimentaire et logique floue*. Industries alimentaires et agricoles, vol. 115, no. 6, pages 47–51, 1998.
- [Gupta 05] A. Gupta, S. D. Joshi & S. Prasad. *A new approach for estimation of statistically matched wavelet*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, no. 5, pages 1778–1793, Mai 2005.
- [Haje Obeid 16] N. Haje Obeid, T. Boileau & B. Nahid-Mobarakeh. *Modeling and Diagnostic of Incipient Inter-turn Faults For a Three Phase Permanent Magnet Synchronous Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 5, pages 4426–4434, Sept.-Oct. 2016.
- [Haji 01] M. Haji & H. A. Toliyat. *Pattern recognition-a technique for induction machines rotor broken bar detection*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, no. 4, pages 312–317, Dec. 2001.

- [Harmouche 15] J. Harmouche, C. Delpha & D. Diallo. *Improved fault diagnosis of ball bearings based on the global spectrum of vibration signals*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 1, pages 376–383, Mars 2015.
- [Henao 99] H. Henao, G. A. Capolino, M. Garcia-Melero & M. F. Cabanas. *A new model of the induction motor rotor cage for diagnostics*. In Proceedings of International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives, SDEMPED'99, pages 383–388, Sept. 1999.
- [Henao 03] H. Henao, C. Demian & G. A. Capolino. *A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 5, pages 1272–1279, Sept. 2003.
- [Henao 05] H. Henao, H. Razik & G. A. Capolino. *Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 3, pages 801–807, Mai-Juin 2005.
- [Humer 08] M. Humer, R. Vogel & S. Kulig. *Monitoring of generator end winding vibrations*. In 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 1–5, Sept. 2008.
- [IAS 85a] *Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no. 4, pages 853–864, Juillet 1985.
- [IAS 85b] *Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part II*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no. 4, pages 865–872, Juillet 1985.
- [IAS 87] *Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations : Part 3*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 1, pages 153–158, Jan. 1987.
- [IEC-60034 95] IEC-60034. *Rotating electrical machines part 18 : Functional evaluation of insulation systems*. International Electrotechnical Commission, 1995.
- [IEC-60270 01] IEC-60270. *High-Voltage Test Techniques Partial Discharge Measurements*. International Electrotechnical Commission, vol. 60, page 270, 2001.
- [Immovilli 10] F. Immovilli, A. Bellini, R. Rubini & C. Tassoni. *Diagnosis of bearing faults in induction machines by vibration or current signals : A critical comparison*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 4, pages 1350–1359, Juillet-Août 2010.
- [Jancel 63] R. Jancel & T. Kahan. *Électrodynamique des plasmas : fondée sur la mécanique statistique*, volume 1. Dunod, 1963.

- [Jerance 02] N. Jerance. *Réseaux de reluctances et diagnostic des machines électriques*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2002.
- [Jin 10] T. Jin & M. Mechehoul. *Minimize Production Loss in Device Testing via Condition-Based Equipment Maintenance*. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, vol. 7, no. 4, pages 958–963, Oct. 2010.
- [Journeaux 13] A. A. Journeaux, F. Bouillault & O. Moreau. *Turbo generators end windings magneto-mechanical analysis using a fully analytical magnetic model*. In COMPUMAG, juin 2013.
- [Kahoul 08] R. Kahoul, Y. Azzouz, A. Louis, B. Mazari & P. Marchal. *Méthodologie de modélisation de l'impédance du moteur à courant continu destinée aux applications CEM-Automobile*. In Journée scientifique d'URSI-France et 14ème Colloque International & Exposition sur la Compatibilité électromagnétique, Mai 2008.
- [Kapler 14] J. Kapler, J. Letal, M. Sasic, G. C. Stone & I. Power-Qualitrol. *Recent endwinding vibration problems in air-cooled turbine generators*. In CIGRE, Août 2014.
- [Kartalovic 11] N. Kartalovic, D. Kovacevic & S. Milosavljevic. *An advanced model of partial discharge in electrical insulation*. Facta universitatis-series : Electronics and Energetics, vol. 24, no. 1, pages 41–55, Avril 2011.
- [Khan 89] G. K. M. Khan, G. W. Buckley & N. Brooks. *Calculation of forces and stresses on generator end-windings Part I : Forces*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 4, no. 4, pages 42–42, Dec. 1989.
- [Khelif 94] M. Khelif. *Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants électroniques de puissance*. thèse de doctorat, Ecullly Ecole centrale de Lyon, 1994.
- [Khov 09] M. Khov. *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [Kia 07] S. H. Kia, H. Henao & G. A. Capolino. *Digital Signal Processing for Induction Machines Diagnosis - A Review*. In 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, pages 1155–1162, Nov. 2007.
- [Kia 13] Y. M. Kia, M. Khedri, H. R. Najafi & M. A. S. Nejad. *Hybrid modelling of doubly fed induction generators with inter-turn stator fault and its detection method using wavelet analysis*. IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 7, no. 9, pages 982–990, Sept. 2013.

- [Kim 05] K. C. Kim, H. W. Lee, Y. D. Chun & J. Lee. *Analysis of electromagnetic force distribution on end winding for motor reliance*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 10, pages 4072–4074, Oct. 2005.
- [Kim 11] K. H. Kim. *Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a PMSM through current harmonic monitoring*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 6, pages 2565–2568, Juin 2011.
- [Kim 15] H. K. Kim, D. H. Kang & J. Hur. *Fault Detection of Irreversible Demagnetization Based on Space Harmonics According to Equivalent Magnetizing Distribution*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 11, pages 1–4, Nov. 2015.
- [Kliman 88] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott & M. W. Madden. *Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 3, no. 4, pages 873–879, Dec. 1988.
- [Kohler 02] J. L. Kohler, J. Sottile & F. C. Trutt. *Condition monitoring of stator windings in induction motors. I. Experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pages 1447–1453, Sept.-Oct. 2002.
- [Koliatene 09] F. Koliatene. *Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique*. thèse de doctorat, Université de Toulouse III-Paul Sabatier, 2009.
- [Kral 99] C. Kral & F. Pirker. *Rotor eccentricity detection of induction machines by torque estimation*. In Proceedings of International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives, SDEMPED'99, pages 283–287, Sept. 1999.
- [Kreuger 89] F. H. Kreuger. *Partial discharge detection in high-voltage equipment*. Butterworth-Heinemann, 1989.
- [Küttler 11] S. Küttler, E. L. Khadija, G. Friedrich, F. Vangraefschepe, A. Abdeli & B. Thirouard. *Modèle analytique prenant en compte la saturation croisée pour le dimensionnement optimal des machines à aimants internes*. In Conférence Électronique du Futur, Dec. 2011.
- [Lacoume 97] J. L. Lacoume, P. O. Amblard & P. Comon. *Statistiques d'ordre supérieur pour le traitement du signal*. Masson, 1997.
- [Lahoud 13] N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec & P. Maussion. *Electrical aging of the insulation of low-voltage machines : Model definition and test with the design of experiments*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pages 4147–4155, Sept. 2013.
- [Lahoud 15] N. Lahoud, M. Q. Nguyen, P. Maussion, D. Malec & D. Mary. *Lifetime model of the inverter-fed motors secondary insulation by*

- using a design of experiments*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 22, no. 6, pages 3170–3176, Dec. 2015.
- [Lang 11] H. Lang, A. Stermecki, O. Bíró & G. Ofner. *Numerical simulation of the end-winding deformations in the synchronous machine under symmetrical short-circuit conditions using FEM*. E & I Elektrotechnik und Informationstechnik, vol. 128, no. 5, pages 161–166, Mai 2011.
- [Lang 13] H. Lang, A. Stermecki, O. Bíró & G. Ofner. *Development of a new simulation tool for computation of the synchronous generator end-winding deformations*. In 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, pages 2750–2755, Nov. 2013.
- [Leboeuf 11] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc & F. Meibody-Tabar. *Real-Time Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 6, pages 2402–2412, Nov.-Dec. 2011.
- [Leboeuf 12a] N. Leboeuf. *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spires : modélisation, détection de défauts inter-spires*. thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [Leboeuf 12b] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar & G. Clerc. *Estimating permanent-magnet motor parameters under inter-turn fault conditions*. IEEE Transactions on Magnetism, vol. 48, no. 2, pages 963–966, Feb. 2012.
- [Leboeuf 12c] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar & G. Clerc. *Inductance calculations in permanent-magnet motors under fault conditions*. IEEE Transactions on Magnetism, vol. 48, no. 10, pages 2605–2616, Oct. 2012.
- [Lebold 03] M. Lebold, K. Reichard & D. Boylan. *Utilizing dcom in an open system architecture framework for machinery monitoring and diagnostics*. In IEEE Aerospace Conference, volume 3, pages 1227 – 1236, Mars 2003.
- [Leith 88] D. Leith, N. D. Deans & I. D. Stewart. *Condition monitoring of electrical machines using real-time expert system*. In International Conference on Electrical Machines, ICEM, volume 3, pages 297–302, Sept. 1988.
- [Li 14] J. Li, Y. Yang & W. Kong. *Research on the stator end vibration characteristics of large generator sets*. In IEEE China International Conference on Electricity Distribution, CIED, pages 461–464, Sept. 2014.
- [Lin 02] J. Lin. *Applying stator end-winding vibration monitoring technology at JH Campbell generation plant*. In Iris Rotating Machine Conference, Juin 2002.

-
- [Lin 10] R. Lin, A. N. Laiho, A. Haavisto & A. Arkkio. *End-winding vibrations caused by steady-state magnetic forces in an induction machine*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 7, pages 2665–2674, Juillet 2010.
- [Liu 07] Y. Liu & S. Hjarne. *Analysis of forces on coil ends of formed stator windings*. In IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, pages 1019–1024, Oct. 2007.
- [Ljung 99] L. Ljung. *System identification : Theory for the user*, ptr prentice hall information and system sciences series. Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [Lu 04] Q. F. Lu, Z. T. Cao & E. Ritchie. *Model of stator inter-turn short circuit fault in doubly-fed induction generators for wind turbine*. In Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, volume 2, pages 932–937 Vol.2, Juin 2004.
- [Mahyob 09] A. Mahyob, P. Reghem & G. Barakat. *Permeance network modeling of the stator winding faults in electrical machines*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pages 1820–1823, Mars 2009.
- [Mammar 99] S. Mammar. *Traitement statistique du signal : Génie électrique et informatique industrielle, génie des systèmes industriels 3è année [cours]*. Institut universitaire professionnalisé d’Evry, 1999.
- [McInerny 03] S. A. McInerny & Y. Dai. *Basic vibration signal processing for bearing fault detection*. IEEE Transactions on Education, vol. 46, no. 1, pages 149–156, Fev. 2003.
- [Merkhouf 03] A. Merkhoul, B. F. Boueri & H. Karmaker. *Generator end windings forces and natural frequency analysis*. In IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’03, volume 1, pages 111–114, Juin 2003.
- [Misiti 5] M. Misiti, . Misiti, G. Oppenheim & J. M. Poggi. *Wavelet toolbox user’s guide*. The Math Works, Inc., Sept. 2015 (revised for version 4.15).
- [Misiti 03] M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, F. Castanié & H. Maître. *Les ondelettes et leurs applications*. Hermès Science publications, 2003.
- [Mohamed 08] F. P. Mohamed, W. H. Siew & Q. M. Li. *Online partial discharge detection in HV cables using conventional current transformers*. In IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, CMD, pages 1250–1253, Avril 2008.
- [Mohammed 07] O. A. Mohammed, Z. Liu, S. Liu & N. Y. Abed. *Internal short circuit fault diagnosis for PM machines using FE-based phase variable model and wavelets analysis*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 4, pages 1729–1732, Avril 2007.

- [Moreira 02] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan & S. Bernet. *High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pages 1297–1306, Sept. 2002.
- [Morinigo-Sotelo 10] D. Morinigo-Sotelo, L. A. García-Escudero, O. Duque-Perez & M. Perez-Alonso. *Practical aspects of mixed-eccentricity detection in PWM voltage-source-inverter-fed induction motors*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 1, pages 252–262, Jan. 2010.
- [Nair 13] T. R. G. Nair, A. P. Geetha & M. Asharani. *Adaptive wavelet based identification and extraction of PQRSST combination in randomly stretching ECG sequence*. In IEEE China Summit & International Conference on Signal and Information Processing, ChinaSIP, pages 278–282, Juillet 2013.
- [Nandi 99] S. Nandi & H. A. Toliyat. *Fault diagnosis of electrical machines-a review*. In IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMD'99, pages 219–221, Mai 1999.
- [Nandi 00] S. Nandi & H. A. Toliyat. *Novel frequency domain based technique to detect incipient stator inter-turn faults in induction machines*. In Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications, volume 1, pages 367–374, Oct. 2000.
- [Nasser 71] E. Nasser. Fundamentals of gaseous ionization and plasma electronics. Wiley-Interscience, 1971.
- [Negrello 91] L. Negrello. *Systèmes experts et intelligence artificielle*. Rapport technique, Schneider Electric España SA, 1991.
- [Neti 08] P. Neti, A. B. Dehkordi & A. M. Gole. *A new robust method to detect rotor faults in salient-pole synchronous machines using structural asymmetries*. In IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS'08, pages 1–8, Oct. 2008.
- [Neti 13] P. Neti & B. Wilhelm. *Online Health Monitoring of Motor Insulation*. Rapport technique, General Electric Company, 2013.
- [Nogarede 01] B. Nogarede. Machines tournantes principes et constitution. Techniques Ingénieur, 2001.
- [Nourelfath 10] M. Nourelfath, M. Fitouhi & M. Machani. *An Integrated Model for Production and Preventive Maintenance Planning in Multi-State Systems*. IEEE Transactions on Reliability, vol. 59, no. 3, pages 496–506, Sept. 2010.
- [Ondel 06] O. Ondel. *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone*. thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- [Onel 08] I. Y. Onel & M. E. H. Benbouzid. *Induction motor bearing failure detection and diagnosis : Park and Concordia transform approaches*

- comparative study*. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 13, no. 2, pages 257–262, Avril 2008.
- [Pacas 09] M. Pacas, S. Villwock & R. Dietrich. *Bearing damage detection in permanent magnet synchronous machines*. In IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pages 1098–1103, Sept. 2009.
- [Pagetti-Enseeiht 10] C. Pagetti-Enseeiht. Module de sûreté de fonctionnement, cours 3ème tr - option se. École nationale supérieure d'électrotechnique, d'électronique, d'informatique, d'hydraulique et des télécommunications, 2010.
- [Paoletti 99] G. Paoletti & A. Golubev. *Partial discharge theory and applications to electrical systems*. In IEEE Industry Technical Conference Record of 1999 Annual, Pulp and Paper, pages 124–138, Juin 1999.
- [Penman 94] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd & W. T. Fink. *Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors*. IEEE transactions on Energy conversion, vol. 9, no. 4, pages 652–658, Dec. 1994.
- [Perisse 06] F. Perisse, D. Roger & C. Saligot. *Online testing of AC motor for predictive maintenance*. Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 27, Août 2006.
- [Perisse 09] F. Perisse, D. Mercier, E. Lefevre & D. Roger. *Robust diagnostics of stator insulation based on high frequency resonances measurements*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 16, no. 5, pages 1496–1502, Oct. 2009.
- [Pesquet-Popescu 01] B. Pesquet-Popescu. Ondettes et applications. Techniques de l'Ingénieur, 2001.
- [Petrichenko 07] D. Petrichenko. *Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance*. thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [Popov 13] E. Popov. Electrostatique et magnétostatique : Notes du cours. Institut Fresnel, Université d'Aix Marseille, 2013.
- [Rafiee 15] K. Rafiee, Q. Feng & D. W. Coit. *Condition-Based Maintenance for Repairable Deteriorating Systems Subject to a Generalized Mixed Shock Model*. IEEE Transactions on Reliability, vol. 64, no. 4, pages 1164–1174, Dec. 2015.
- [Raison 00] B. Raison. *Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2000.
- [Rajagopalan 06] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler & R. G. Harley. *Detection of rotor faults in brushless DC motors operating under nonstationary conditions*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 6, pages 1464–1477, Nov.-Dec. 2006.

- [Rajagopalan 07] S. Rajagopalan, W. Roux, T. G. Habetler & R. G. Harley. *Dynamic eccentricity and demagnetized rotor magnet detection in trapezoidal flux (brushless DC) motors operating under different load conditions*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pages 2061–2069, Sept. 2007.
- [Raminosoa 06] T. Raminosoa. *Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseaux de perméances*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [Rausch 10] M. Rausch & H. Liao. *Joint Production and Spare Part Inventory Control Strategy Driven by Condition Based Maintenance*. IEEE Transactions on Reliability, vol. 59, no. 3, pages 507–516, Sept. 2010.
- [Razik 03] H. Razik & G. Didier. Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone. Institut Universitaire Formation Des Maitres-Université Henri Poincaré, IUFM de Lorraine, 2003.
- [Revol 03a] B. Revol. *Modélisation et optimisation des performances CEM d’une association variateur de vitesse-machine asynchrone*. thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2003.
- [Revol 03b] B. Revol, J. Roudet, J. L. Schanen & P. Loizelet. *Fast EMI prediction method for three-phase inverter based on Laplace transforms*. In IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, PESC’03, volume 3, pages 1133–1138, Juin 2003.
- [Richard 96] N. Richard, F. Duffeau, A. C. Leger & N. Szylowicz. *Computation of forces and stresses on generator end windings using a 3D finite element method*. IEEE transactions on magnetics, vol. 2, no. 3, pages 1689–1692, Mai 1996.
- [Richard 97] S. Richard. *Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régimes permanents et transitoires*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1997.
- [Rosero 08] J. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega & E. Rosero. *Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and wigner ville distribution (WVD)*. In Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, pages 98–103, Fev. 2008.
- [Rosu 05] M. Rosu, J. Saitz & A. Arkkio. *Hysteresis model for finite-element analysis of permanent-magnet demagnetization in a large synchronous motor under a fault condition*. IEEE Transactions on magnetics, vol. 41, no. 6, pages 2118–2123, Juin 2005.
- [Said 00] M. N. Said, M. E. H. Benbouzid & A. Benchaib. *Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation*. IEEE Transactions on energy conversion, vol. 15, no. 1, pages 66–70, Mars 2000.

- [Sanche 97] L. Sanche. *Nanoscopic aspects of electronic aging in dielectrics*. IEEE transactions on dielectrics and electrical insulation, vol. 4, no. 5, pages 507–543, Oct. 1997.
- [Sarkar 13] S. Sarkar, S. Das & P. Purkait. *Wavelet and SFAM based classification of induction motor stator winding short circuit faults and incipient insulation failures*. In 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, CATCON, pages 237–242, Dec. 2013.
- [Savin 11] S. Savin, S. Ait-Amar, D. Roger & G. Vélú. *Prospective Method for Partial Discharge Detection in Large AC Machines using Magnetic Sensors in Low Electric Field Zones*. Applied Computational Electromagnetics Society Journal, vol. 26, no. 9, pages 729–736, Sept. 2011.
- [Schinkel 06] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John & H. Reichl. *Efficient HF modeling and model parameterization of induction machines for time and frequency domain simulations*. In IEEE 21st Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’06, pages 6–pp, Mars 2006.
- [Schlegl 12] B. Schlegl, C. Scheinecker, A. Marn, F. Neumayer, M. Himmelreich & F. Heitmeir. *Development of a full parameterized FE-modeling tool for efficient vibration investigations on end windings of Turbo- and Hydro-generators*. In XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 2961–2968, Sept. 2012.
- [Schoen 95a] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran & R. G. Bartfield. *Motor bearing damage detection using stator current monitoring*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pages 1274–1279, Nov.-Dec. 1995.
- [Schoen 95b] R. R. Schoen, B. K. Lin, T. G. Habetler, J. H. Schlag & S. Farag. *An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pages 1280–1286, Nov.-Dec. 1995.
- [Scott 81] D. J. Scott, S. J. Salon & G. L. Kusik. *Electromagnetic Forces on the Armature End Windings of Large Turbine Generators I-Steady State Conditions*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, no. 11, pages 4597–4603, Nov. 1981.
- [Seinsch 01] H. O. Seinsch. *Monitoring und Diagnose elektrischer maschinen und Antriebe*. Stand der Forschung, Entwicklungstendenzen, Frankfurt am Main, VDE-Haus, vol. 28, 2001.
- [Seshadrinath 14] J. Seshadrinath, B. Singh & B. K. Panigrahi. *Incipient Turn Fault Detection and Condition Monitoring of Induction Machine Using Analytical Wavelet Transform*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 3, pages 2235–2242, Mai 2014.

- [Silva 94] V. Silva. *Etude tridimensionnelle par éléments finis des effets d'extrémités dans des parties frontales des machines synchrones*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1994.
- [Soualhi 13] A. Soualhi. *Du diagnostic au pronostic de pannes des entraînements électriques*. thèse de doctorat, Université Claude Bernard-Lyon I, 2013.
- [Stone 04] G. C. Stone, E. Boulter, I. Culbert & H. Dhirani. *Stator Winding Insulation Systems in Current Use*. In *Electrical Insulation for Rotating Machines :Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair*, pages 95–111. Wiley-IEEE Press, 2004.
- [Stone 05] G. C. Stone. *Partial discharge diagnostics and electrical equipment insulation condition assessment*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 12, no. 5, pages 891–904, Oct. 2005.
- [Stone 06] G. C. Stone & V. Warren. *Objective methods to interpret partial-discharge data on rotating-machine stator windings*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 1, pages 195–200, Jan.-Fev. 2006.
- [Stone 09] G. C. Stone & R. Wu. *Examples of stator winding insulation deterioration in new generators*. In *IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials, ICPADM*, pages 180–185, Juillet 2009.
- [Stone 12] G. C. Stone. *A perspective on online partial discharge monitoring for assessment of the condition of rotating machine stator winding insulation*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 28, no. 5, pages 8–13, Sept. 2012.
- [Stone 14] G. C. Stone, I. Culbert, E. A. Boulter & H. Dhirani. *Electrical insulation for rotating machines : Design, evaluation, aging, testing, and repair*. Wiley-IEEE Press, 2014.
- [Sun 08] Z. Sun, J. Wang, D. Howe & G. Jewell. *Analytical prediction of the short-circuit current in fault-tolerant permanent-magnet machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pages 4210–4217, Dec. 2008.
- [Takorabet 08] A. Takorabet. *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile : comparaison à des structures classiques*. thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2008.
- [Tallam 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler & R. G. Harley. *Transient model for induction machines with stator winding turn faults*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 3, pages 632–637, Mai 2002.
- [Tétreault 08] A. Tétreault. *End-winding Vibration in Large Rotating Machines*. In *74th Annual International Doble Client Conference*, 2008.

- [Thomson 99] W. T. Thomson, D. Rankin & D. G. Dorrell. *On-line current monitoring to diagnose airgap eccentricity in large three-phase induction motors-industrial case histories verify the predictions*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pages 1372–1378, Dec. 1999.
- [Thomson 03] W. T. Thomson & R. J. Gilmore. *Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives—fundamentals, data interpretation, and industrial case histories*. In Proceedings of 32nd Turbo machinery Symposium, A&M University, Texas, USA, 2003.
- [Thorsen 95] O. V. Thorsen & M. Dalva. *A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, pages 1186–1196, Sept.-Oct. 1995.
- [Thorsen 99] O. V. Thorsen & M. Dalva. *Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 4, pages 810–818, Juillet-Août 1999.
- [Trajin 09] B. Trajin. *Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones. Application à la surveillance des roulements à billes*. thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2009.
- [Trajin 10] B. Trajin, J. Regnier & J. Faucher. *Comparison between vibration and stator current analysis for the detection of bearing faults in asynchronous drives*. IET Electric Power Applications, vol. 4, no. 2, pages 90–100, Fev. 2010.
- [Trnka 14] P. Trnka, M. Sirucek, M. Svoboda & J. Soucek. *Condition-based maintenance of high-voltage machines—a practical application to electrical insulation*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 30, no. 1, pages 32–38, Jan.-Fev. 2014.
- [Truchetet 98] F. Truchetet. *Ondelettes pour le signal numérique, collection traitement du signal*, edition hermes. Paris, Jan. 1998.
- [Tu 06] X. Tu, L. A. Dessaint, M. El Kahel & A. Barry. *Modeling and experimental validation of internal faults in salient pole synchronous machines including space harmonics*. Mathematics and Computers in Simulation, vol. 71, no. 4, pages 425–439, Juin 2006.
- [Urresty 12] J. C. Urresty, J. R. Riba, M. Delgado & L. Romeral. *Detection of demagnetization faults in surface-mounted permanent magnet synchronous motors by means of the zero-sequence voltage component*. IEEE transactions on Energy conversion, vol. 27, no. 1, pages 42–51, Mars 2012.

- [Utsumi 03] T. Utsumi & I. Yamaguchi. *Detection and location of inter-turn short circuit in linear induction motor*. In 4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pages 63–68, Août 2003.
- [Vas 93] P. Vas. Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines. Oxford University Press, USA, 1993.
- [Vaseghi 08a] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet & F. Meibody-Tabar. *Experimentally Validated Dynamic Fault Model for PMSM with Stator Winding Inter-Turn Fault*. In IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS’08, pages 1–5, Oct. 2008.
- [Vaseghi 08b] B. Vaseghi, N. Takorabet & F. Meibody-Tabar. *Modeling of IM with stator winding inter-turn fault validated by FEM*. In 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM, pages 1–5, Sept. 2008.
- [Vaseghi 09] B. Vaseghi, N. Takorabet & F. Meibody-Tabar. *Fault analysis and parameter identification of permanent-magnet motors by the finite-element method*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 9, pages 3290–3295, Sept. 2009.
- [Vogt 13] G. Vogt. *Etude des phénomènes électromagnétiques dans les zones frontales des grandes machines synchrones : outils de tests sur le 125 MW*. thèse de doctorat, Université Lille Nord de France - Artois, 2013.
- [Wang 02] H. Wang. *A survey of maintenance policies of deteriorating systems*. European journal of operational research, vol. 139, no. 3, pages 469–489, Juin 2002.
- [Wang 10] L. Wang, C. N. M. Ho, F. Canales & J. Jatskevich. *High-frequency cable and motor modeling of long-cable-fed induction motor drive systems*. In IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, pages 846–852, Sept. 2010.
- [Weber 04] S. P. Weber, K. Hoene, S. Guttowski, W. John & H. Reichl. *Modeling induction machines for EMC-analysis*. In IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, volume 1, pages 94–98, Juin 2004.
- [Werynski 06a] P. Werynski. *Vieillissement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques*. thèse de doctorat, Université d’Artois, 2006.
- [Werynski 06b] P. Werynski, D. Roger, F. Perisse, J. F. Brudny & P. Schlupp. *Vieillissement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques*. SEE Revue de l’électricité et de l’électronique, REE, no. 11, pages 37–48, Dec. 2006.
- [Wetzer 89] J. M. Wetzer & P. C. T Van Der Laan. *Prebreakdown currents : basic interpretation and time-resolved measurements*. IEEE Tran-

- sactions on Electrical Insulation, vol. 24, no. 2, pages 297–308, Avril 1989.
- [Wheeler 05] J. C. G. Wheeler. *Effects of converter pulses on the electrical insulation in low and medium voltage motors*. IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 21, no. 2, pages 22–29, Mars 2005.
- [Williamson 88] S. Williamson & M. R. E. Ellis. *Influence of rotor currents on end-winding forces in cage motor*. IEE Proceedings B-Electric Power Applications, vol. 135, no. 6, pages 371–379, Nov. 1988.
- [Wróblewski 12] S. Wróblewski & A. Napieralski. *A multichannel measurement system for online turbogenerator vibration diagnostics*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, no. 4, pages 978–983, Dec. 2012.
- [Wu 10] Q. Wu & S. Nandi. *Fast Single-Turn Sensitive Stator Interturn Fault Detection of Induction Machines Based on Positive- and Negative-Sequence Third Harmonic Components of Line Currents*. IEE transaction on Industry Applications, vol. 46, no. 3, pages 974 – 983, Mai-Juin 2010.
- [Yahoui 95] H. Yahoui. *Contribution à la surveillance et au diagnostic des machines électriques. Application aux machines triphasées asynchrones à cage*. Thèse de doctorat, Université Claude Bernard-Lyon1, 1995.
- [Yang 12] J. Yang, T. j. Kang, B. Kim, S. B. Lee, Y. W. Yoon, D. Kang, J. Cho & H. Kim. *Experimental evaluation of using the surge PD test as a predictive maintenance tool for monitoring turn insulation quality in random wound AC motor stator windings*. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 19, no. 1, pages 53–60, Fev. 2012.
- [Yazici 04] B. Yazici. *Statistical pattern analysis of partial discharge measurements for quality assessment of insulation systems in high-voltage electrical machinery*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pages 1579–1594, Nov.-Dec. 2004.
- [Yoo 15] J. H. Yoo, C. S. Park & T. U. Jung. *Demagnetization diagnosis of permanent magnet synchronous motor by using continuous wavelet transform*. In IEEE 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, pages 1486–1489, Oct. 2015.
- [Zhang 11] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler & B. Lu. *A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 1, pages 34–46, Jan.-Fev. 2011.
- [Zhong 95] E. Zhong & T. A. Lipo. *Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pages 1247–1256, Nov.-Dec. 1995.

- [Zwingelstein 95] G. Zwingelstein. Diagnostic des défaillances : théorie et pratique pour les systèmes industriels. Hermès, 1995.

Grâce à leurs avancées techniques en termes de poids, performances et fiabilité, les machines synchrones sont de plus en plus utilisées dans le domaine de transport et en particuliers dans l'aéronautique. Les stratégies de maintenances de ces systèmes électriques sont alors indispensables afin d'éviter des surcouts liés à des temps d'arrêt non planifiés. Ce document propose une analyse des conséquences d'un défaut inter-spires intermittent naissant dans l'enroulement statorique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Ce type de défaut correspond à l'état peu avancé d'un futur court-circuit permanent. Jusqu'à présent, les études menées se sont limitées à la détection de courts-circuits inter-spires permanents. L'objectif de cette analyse est de définir une méthode de détection de ce type de défaut qui soit facile à mettre en œuvre. A partir d'une étude analytique du courant statorique d'une MSAP contrôlée en courant en présence de court-circuit intermittent, nous avons étudié l'impact des différentes grandeurs influençant la perturbation du courant. Nous avons constaté que la forme de la perturbation créée par le défaut était toujours la même et qu'elle était la signature du défaut intermittent dans le courant. Par la suite cette étude analytique a été validée expérimentalement. Dans la partie suivante nous avons étudié la sensibilité des méthodes de détection des courts-circuits inter-spires permanents appliquées au cas du court-circuit intermittent. Ces méthodes se sont révélées inadaptées pour la détection du défaut étudié dans ce travail. Nous avons donc proposé une méthode dédiée qui est basée sur la détection de la signature du défaut et qui utilise une transformation en ondelette adaptée. Il s'agit d'une méthode de détection de forme qui permet non seulement de détecter le défaut intermittent mais aussi de le distinguer des autres types de défauts. La performance de la méthode a été validée par les résultats de simulation et de manipulation. Dans une dernière partie, une étude plus générale sur le suivi de vieillissement des enroulements est proposée. Elle est basée sur le suivi de l'évolution des courbes d'admittance hautes fréquences d'un bobinage au cours du temps en utilisant les fonctions de transfert de ce dernier.

Mots-clés: défauts inter-spires naissants, détection de défaut, modélisation, ondelettes, têtes de bobines, vieillissement.

Abstract

Thanks to technical advances in terms of weight, performance and reliability, synchronous machines are increasingly used in the transport field and especially in aeronautics. The maintenance strategies of these electrical systems are essential to avoid extra costs associated with unscheduled downtime. This document offers a study on the intermittent inter-turn fault occurring in the stator winding of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and its consequences. This type of fault correspond to the emerging state for a future permanent short circuit condition. So far, studies have been limited to the detection of continuous inter-turn short circuits. The main purpose of this analysis is to define a detection method for this type of fault easy to implement. Based on the stator current analytical study of a PMSM current controlled in presence of intermittent short circuit, we had studied the impact of different variables influencing the current disturbance. We had found that the shape of the disturbance created by the fault was always the same and that it was the fault signature in the current signal. Later this analytical study was validated experimentally. In the next part we had studied the sensitivity of continuous short circuits detection methods applied in the case of intermittent short circuit. These methods have been proved unsuitable to detect the defect studied in this work. Therefore, we had proposed a dedicated method based on the fault signature identification using an adapted wavelet transform. It is a pattern detection method able to detect the intermittent fault and to distinguish it from other types of defects. The performance of the method was validated by simulation and experimental results. In the last part, a more general study concerning the winding health monitoring is proposed. It uses transfer functions and it is based on the monitoring over time of the winding high frequencies admittance curves evolution.

Keywords: incipient inter-turn faults, fault detection, modeling, wavelets, end winding, insulation aging.