



HAL
open science

Contribution au diagnostic et a l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents.

Kawthar Alameh

► **To cite this version:**

Kawthar Alameh. Contribution au diagnostic et a l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents.. Automatique. Normandie Université, 2017. Français. NNT: 2017NORMR072 . tel-01700940

HAL Id: tel-01700940

<https://theses.hal.science/tel-01700940>

Submitted on 5 Feb 2018

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

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



Normandie Université

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité Automatique et traitement du signal

Opéré par l'Université de Rouen Normandie

Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents

**Présentée et soutenue par
Kawthar ALAMEH**

**Thèse soutenue publiquement le 20 Décembre 2017
devant le jury composé de**

M / Kamal MEDJAHER	Professeur à l'ENIT, Tarbes	Rapporteur
M / Ahmed EL-HAJJAJI	Professeur à l'Université de Picardie Jules Verne, Amiens	Rapporteur
M / Frédéric HAMELIN	Professeur à l'Université de Lorraine, Nancy	Examineur
M / Claude DELPHA	MCF-HDR à l'Université Paris-Sud, Cachan	Examineur
Mme / Cristina VLAD	MCF à Centrale Supélec, Gif-sur-Yvette	Examinatrice
M / Georges BARAKAT	Professeur à l'Université du Havre, Le Havre	Codirecteur de thèse
M / Ghaleb HOBLOS	EC-HDR à l'ESIGELEC, Rouen	Directeur de thèse

**Thèse dirigée par M. Ghaleb HOBLOS, laboratoire IRSEEM
Et codirigée par M. Georges BARAKAT, laboratoire GREAH**

*A mes parents Fouad et Wafaa
A mes sœurs Zainab, Soumaya, Israa et Nour-El-Houda
A mes anges Rayhanna et Hussein
A tous ceux que j'aime.*

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du Pôle Automatique et Systèmes (A&S) de l'Institut de Recherche en Systèmes Electroniques EMbarqués (IRSEEM) en codirection avec le Groupe de Recherche en Electrotechnique et Automatique du Havre (GREAH). Je remercie la région Haute-Normandie ainsi que l'Université Libanaise (Liban) pour le financement qui m'a été accordé au cours de mes quatre années de thèse.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Ghaleb HOBLOS, mon directeur de thèse à l'IRSEEM, pour la confiance qu'il m'a accordée en me permettant d'effectuer mes travaux de recherche sous sa direction et d'avoir toujours assuré l'avancement et la continuité de la thèse. Ses conseils et son aide ont été les plus utiles pour l'aboutissement de ce travail. J'exprime aussi ma gratitude à Monsieur Georges BARAKAT, mon codirecteur au GREAH, d'avoir accepté de codiriger cette thèse.

Je remercie Monsieur Claude DELPHA, Maitre de conférences à l'Université Paris Sud, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse et de participer à l'examen de ce travail et en avoir assuré la critique.

J'adresse toute ma reconnaissance à Monsieur Kamal MEDJAHER, Professeur à l'ENIT de Tarbes et Monsieur Ahmed EL-HAJJAJI, Professeur à l'Université de Picardie Jules Verne, d'avoir accepté d'être rapporteurs de mes travaux. Je les remercie vivement de leur lecture approfondie et leurs remarques constructives et enrichissantes.

Je remercie également Madame Cristina VLAD, Maitre de conférences à Centrale Supélec et Monsieur Frédéric HAMELIN, Professeur à l'Université de Lorraine d'avoir accepté avec grand plaisir de participer à ce jury et d'examiner ce travail.

Mes remerciements s'adressent à tous les membres de l'IRSEEM plus particulièrement à Monsieur Nicolas LANGLOIS, Responsable du pôle A&S de m'avoir accueilli au sein du pôle, et Madame Mireille CANDELON pour sa gentillesse, sa sympathie et sa disponibilité pour accomplir les formalités administratives me concernant durant ces années de thèse.

Aussi, je remercie tous les doctorants et les anciens collègues de l'IRSEEM qui sont devenus avec le temps des fidèles amis en particulier, dans le désordre : Enjie, Hiba, Chadia, Marwa, Rihab, Fabien, Lamia, Safa, Yvon et beaucoup d'autres qui seront trop nombreux à citer. Merci aussi à Lavinius qui s'est déplacé pour me soutenir et assister à ma soutenance. Je remercie également mes très chers amis à Rouen et au Liban pour leur présence à mon côté et les bons moments qu'on a partagé ensemble.

Je tiens finalement à remercier ma précieuse famille dont je suis fière : mon père, ma mère, mes sœurs, ma nièce Roro et mon neveu Hassouna qui, malgré la distance qui nous sépare, m'ont toujours gardé leur amour, leur soutien et leurs prières.

Au-dessus de tous les êtres, je remercie le bon Dieu, tout puissant et miséricordieux, de m'avoir accompagné à travers toutes les difficultés et de m'avoir donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail !

Résumé – L'avènement des aimants permanents et les progrès récents dans l'électronique de puissance ont joué un rôle majeur dans l'évolution de la motorisation électrique des véhicules. Actuellement, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) grâce à leurs performances, et surtout leur efficacité énergétique, sont considérées comme les candidats idéaux pour les chaînes de traction des véhicules hybrides et électriques. Toutefois, en raison du vieillissement des matériaux, des défauts de fabrication ou des conditions de fonctionnement assez sévères, différents types de défauts sont capables de survenir dans les composants de la machine, ses organes de commande ou de mesure. Pour répondre aux exigences de sûreté, de fiabilité et de disponibilité, l'intégration d'une approche de surveillance et de diagnostic de défauts, dans le groupe motopropulseur électrique automobile, devient de plus en plus primordiale. Dans ce contexte, l'objectif de la thèse est de contribuer au diagnostic et à la caractérisation de défauts dans la MSAP par une analyse vibratoire. En premier temps, des approches analytiques de modélisation de la MSAP et des défauts : de court-circuit inter-spores, d'excentricité et de démagnétisation rotoriques seront proposées. L'intérêt majeur de tels modèles, dans le cadre du diagnostic, est d'étudier le comportement de la machine en présence de défauts étudiés afin d'en déduire les méthodes de détection les plus adaptées. En outre, des modèles numériques seront développés afin de les confronter aux parties magnétique et mécanique analytiques de la machine ainsi qu'au défaut de démagnétisation. Dans la phase d'analyse des impacts de défauts, nous allons nous focaliser sur les cas d'excentricité et de démagnétisation rotoriques. Les indicateurs de défauts seront extraits des représentations du signal vibratoire dans le temps et l'espace et de leurs transformées de Fourier, pour les cas de défauts simples et les cas de deux défauts combinés. Pour les cas simples, deux approches de localisation seront proposées : la première utilise le principe de tests statistiques et de tables de signatures, inspirée des méthodes de diagnostic à base de modèles, alors que la deuxième repose sur un banc de trois réseaux de neurones, où chacun est à une entrée et une sortie et destiné à localiser un type de défaut. Enfin, les performances des deux approches, en termes de robustesse et d'adaptabilité, seront comparées pour les mêmes ensembles de seuillage/d'apprentissage et de test.

Mots clés – diagnostic de défauts, machine synchrone à aimants permanents, modélisation analytique et par éléments finis, court-circuit inter-spores, excentricité, démagnétisation, indicateurs de défauts, test statistique, table de signatures, réseaux de neurones

Abstract –The advent of new magnetic materials and recent advances in power electronics have played a major role in the progress of hybrid electric vehicles. Nowadays, permanent magnet synchronous machines (PMSM) thanks to their performances, especially their energy efficiency, are considered as ideal candidates for the traction chains of hybrid and electric vehicles. However, due to material aging, manufacturing defects or severe operating conditions, different types of faults are capable to occur in the machine components, its control or measuring devices. In order to ensure safety, reliability and availability, the integration of a fault diagnosis and condition monitoring approach in the automotive electrical powertrain system is becoming more and more important. In this context, the aim of the thesis is to contribute to the diagnosis and characterization of faults in the PMSM based on a vibration analysis. First, analytical modeling approaches for the PMSM and inter-turn short-circuits, eccentricity and rotor demagnetization faults will be proposed. The major interest of such models, in a diagnosis context, is to study the behavior of the machine in the presence of studied faults in order to deduce the most suitable detection methods. In addition, numerical models will be developed in order to validate the analytical magnetic and mechanical parts of the machine as well as the demagnetization fault. In the phase of fault impact analysis, we will focus on the cases of rotor eccentricity and demagnetization. The fault indicators will be extracted from the vibratory signal representations in time and space domains and their Fourier transforms, in the cases of single faults and the cases of two combined faults. For single fault cases, two diagnosis approaches will be proposed: the first uses the principle of statistical tests and fault signature tables, inspired by model-based diagnosis methods, while the second relies on a set of three neural networks, such as each one is with a single input and a single output and dedicated to isolate one type of fault. Finally, the performance of these two approaches, in terms of robustness and adaptability, will be compared for the same training and test sets.

Keywords – fault diagnosis, permanent magnet synchronous machine, analytical and finite element modeling, inter-turn short-circuit, eccentricity, demagnetization, fault indicators, statistical test, fault signature table, neural networks

Table des matières

Table des figures	vii
Liste des tableaux	xiii
Table de notations	xv
Liste des publications	xxii
Introduction générale.....	1
Chapitre I. État de l'art des défauts des machines synchrones à aimants permanents et de leurs outils de diagnostic.....	4
I.1. Introduction.....	4
I.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	4
I.2.1. Structure et fonctionnement de la MSAP	5
I.2.2. Modélisation de la MSAP.....	8
I.3. Défauts des machines électriques	11
I.3.1. Etude statistique sur les défauts des machines électriques	11
I.3.2. Défauts au stator	13
I.3.3. Défauts au rotor	14
I.4. Différentes approches de diagnostic	17
I.4.1. Approches à base de modèle	18
I.4.2. Approche sans modèle.....	19
I.5. État de l'art de surveillance des défauts des machines électriques.....	27
I.5.1. Grandeurs mesurables et signaux de défauts	28
I.5.2. Détection et localisation de défauts par analyse de signaux.....	29
I.5.3. Analyse vibratoire des machines électriques.....	31
I.6. Objectifs du travail proposé	32
I.7. Conclusion	33
Chapitre II. Modélisation multiphysique de la machine synchrone à aimants permanents	35
II.1. Introduction.....	35
II.2. Modèle analytique multiphysique de la MSAP	35

II.2.1.	Hypothèses simplificatrices de modélisation	36
II.2.2.	Partie électronique de puissance	36
II.2.3.	Partie électrique	40
II.2.4.	Partie magnétique	40
II.2.5.	Partie mécano-vibratoire.....	44
II.3.	Modélisation analytique des défauts	48
II.3.1.	Défaut de court-circuit inter-spores	48
II.3.2.	Défaut d'excentricité rotorique.....	50
II.3.3.	Défaut de démagnétisation	53
II.4.	Exploitation du modèle analytique de simulation.....	54
II.4.1.	Régime sain	54
II.4.2.	Régimes défectueux.....	58
II.5.	Modélisation par méthodes à éléments finis	66
II.5.1.	Modèle magnétique sain à vide par MEF.....	67
II.5.2.	Modèle mécanique par MEF	69
II.5.3.	Modélisation de défaut de démagnétisation par MEF	71
II.6.	Conclusion	72
Chapitre III. Analyse des impacts de défauts simples et combinés sur les signaux vibratoires		74
III.1.	Introduction.....	74
III.2.	Cas de défauts simples	75
III.2.1.	Récapitulatif des impacts de défauts	75
III.2.2.	Analyse des indicateurs de défauts simples.....	77
III.2.3.	Analyse d'enveloppe du signal vibratoire pour les défauts simples.....	105
III.2.4.	Table de signatures de défauts simples.....	111
III.3.	Cas de défauts combinés	113
III.3.1.	Exploitation du modèle analytique	113
III.3.2.	Impacts de défauts combinés	122
III.3.3.	Analyse de pertinence des indicateurs conventionnels.....	125
III.3.4.	Table de signatures de défauts simples et combinés	134

III.4. Conclusion	135
Chapitre IV. Architectures proposées de diagnostic : détection et localisation de défauts simples	137
IV.1. Introduction.....	137
IV.2. Détection et localisation de défauts simples par test statistique	138
IV.2.1. Phase de seuillage	139
IV.2.2. Localisation de défauts	144
IV.2.3. Test de performance de l'approche de diagnostic	146
IV.3. Diagnostic de défauts simples par les réseaux de neurones.....	153
IV.3.1. Modèle d'un neurone artificiel	153
IV.3.2. Le Perceptron Multi-Couches.....	155
IV.3.3. Configuration et paramétrage du PMC.....	157
IV.3.4. Développement des différents PMC.....	160
IV.3.5. Test des différents PMC développés	161
IV.4. Comparaison de performances des deux méthodes de diagnostic	164
IV.5. Conclusion	165
Conclusion générale et perspectives	166
Bibliographie.....	168
Annexe A : Caractéristiques de la MSAP	179
Annexe B : Modèle analytique de la MSAP sous Matlab/Simulink.....	181
Annexe C : Calcul des résistances et inductances statoriques	185

Table des figures

Figure I.1. Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée.....	5
Figure I.2. Différentes dispositions d'aimants permanents dans le rotor: surfacique (a), insérés (b), enterrés (c) et à concentration de flux (d) [12]	6
Figure I.3. Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b) [20]	7
Figure I.4. Front de Pareto des modèles utilisés pour la conception des machines électriques [25]	9
Figure I.5. Répartition des défauts dans les machines de moyennes puissances en 1988 [55]	11
Figure I.6. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel en 1982 [11]	12
Figure I.7. Distribution des défauts dans les machines asynchrones de grande puissance [57]	12
Figure I.8. Représentation de court-circuits inter-spores (a), inter-phases (b) et entre phase et neutre (c)	13
Figure I.9. Structure d'un roulement à billes	14
Figure I.10. Positions du rotor et du stator dans une machine parfaite.....	16
Figure I.11. Types d'excentricités statique (a), dynamique (b) et mixte (c).....	16
Figure I.12. Catégories d'approches de diagnostic (a) avec et (b) sans modèles	18
Figure I.13. Classification des approches de diagnostic sans modèle.....	19
Figure I.14. Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine électrique [103]	28
Figure I.15. Objectif du travail proposé dans ce mémoire	34
Figure II.1. Modèle analytique multiphysique de la machine	36
Figure II.2. Formes d'ondes des f.é.m. (a), des courants statoriques (b) et les séquences d'ouvertures des interrupteurs (c) pour une commande pleine onde à 180°	38
Figure II.3. Modèle électronique couplé au circuit électrique du moteur (a) et les formes d'ondes des tensions simples autopilotées (b).....	39
Figure II.4. Système vibratoire typique à un degré de liberté.....	44
Figure II.5. Modèle d'un court-circuit inter-spores monophasé	49
Figure II.6. Représentation schématique radiale d'un rotor pour les cas sain (a), SE (b), DE (c) et ME (d)	51

Figure II.7. Transformation entre les repères fixe et tournant pour les cas sain (a), SE (b), DE (c) et ME (d).....	53
Figure II.8. Défaut de démagnétisation partielle asymétrique (a) et son modèle analytique (b)	53
Figure II.9. Flux magnétiques triphasés à vide dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain	55
Figure II.10. F.é.m. triphasées du moteur dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain	55
Figure II.11. Courants instantanés de phases (a) et leurs représentations spectrales pour un cas sain	55
Figure II.12. Couple EM instantané absorbé par le moteur (a) et son contenu spectral (b) pour un cas sain	56
Figure II.13. Perméance magnétique d'un entrefer uniforme dans l'espace (a) et ses harmoniques (b).....	56
Figure II.14. Induction magnétique dans l'entrefer dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain	57
Figure II.15. Induction magnétique dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b) pour un cas sain	57
Figure II.16. Signal vibratoire dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain	57
Figure II.17. Signal vibratoire dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b) pour un cas sain	58
Figure II.18. Courant de la phase A pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)	59
Figure II.19. Couple EM pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)	59
Figure II.20. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)	59
Figure II.21. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b).....	60
Figure II.22. Induction magnétique pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)	60
Figure II.23. Induction magnétique pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)	60
Figure II.24. Signal vibratoire pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b) ...	61

Figure II.25. Signal vibratoire pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)	61
Figure II.26. Courant de la phase A pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	62
Figure II.27. Couple EM pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	62
Figure II.28. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	62
Figure II.29. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b).....	63
Figure II.30. Induction magnétique dans l'entrefer pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b).....	63
Figure II.31. Induction magnétique pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)	63
Figure II.32. Signal vibratoire pour le cas sain et le DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	64
Figure II.33. Signal vibratoire pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)	64
Figure II.34. Courant pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b).....	64
Figure II.35. Couple EM pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)	65
Figure II.36. Induction magnétique pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)	65
Figure II.37. Induction magnétique pour le cas sain et DMF dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b).....	65
Figure II.38. Signal vibratoire pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b).....	66
Figure II.39. Signal vibratoire pour le cas sain et DMF dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)	66
Figure II.40. Modèle magnétique par MEF développé sous Matlab pour le cas sain.....	68
Figure II.41. Induction magnétique des aimants calculée analytiquement et par MEF pour le cas sain	69
Figure II.42. Modèle mécanique par MEF du système statorique développé sous Ansys	69
Figure II.43. Déformations circonférentielles du stator relatives aux modes de vibration 0, 2 et 3.....	70

Figure II.44. Modèle magnétique numérique pour le cas d'une fissure partielle dans un pôle rotorique	71
Figure II.45. Induction magnétique à vide analytique et par MEF pour le cas d'une DMF partielle.....	72
Figure III.1. Synoptique de l'approche proposée de détection et d'identification de défauts	74
Figure III.2. Signal vibratoire pour le cas sain et les défauts simples dans le temps (a) et la fréquence (b)	76
Figure III.3. Signal vibratoire pour le cas sain et les défauts simples dans l'espace (a) et ses harmoniques (b).....	76
Figure III.4. Densités spectrale (a) et d'harmoniques d'espace (b) de puissance du signal vibratoire pour les cas simples	82
Figure III.5. Déphasage initial de la vibration pour les cas sain et DMF dans le temps (a) et l'espace (b)	94
Figure III.6. Enveloppe du signal vibratoire en fonction du temps (a) et de la fréquence (b)	107
Figure III.7. Enveloppe du signal vibratoire en fonction de la position (a) et ses harmoniques d'espace (b)	107
Figure III.8. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF	114
Figure III.9. Couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF	114
Figure III.10. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b).....	115
Figure III.11. Induction magnétique pour les cas sain, défauts simples et combinés SE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b).....	115
Figure III.12. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)	116
Figure III.13. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b).....	116
Figure III.14. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF	117
Figure III.15. Couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF ...	117
Figure III.16. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b).....	118

Figure III.17. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b)	118
Figure III.18. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)	118
Figure III.19. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b).....	119
Figure III.20. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE.....	119
Figure III.21. Le couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE...	120
Figure III.22. Perméance d'entrefer pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	120
Figure III.23. Perméance d'entrefer pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)	121
Figure III.24. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)	121
Figure III.25. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)	121
Figure III.26. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)	122
Figure III.27. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)	122
Figure III.28. Performances des descripteurs pour les défauts simples (a) et leurs combinaisons (b)	134
Figure IV.1. Approches globales proposées de diagnostic de défauts par analyse vibratoire	137
Figure IV.2. Schéma de l'approche de localisation de défauts	138
Figure IV.3. Ensembles d'hypothèses H_{0i} et H_{1i} pour l'indicateur I_{ji} et le défaut f_i	140
Figure IV.4. Répartition des PDF de Lois Gaussiennes avec des sauts : positif (a) et négatif (b) de moyenne	141
Figure IV.5. Répartition des PDF de Loi Gaussienne pour un test statistique bilatéral	141
Figure IV.6. CDF de Af_0 pour les deux hypothèses H_{01} (rouge) et H_{11} (bleu)	143
Figure IV.7. Différentes possibilités de tables de signatures localisantes de défauts simples	145

Figure IV.8. Cas considérés pour l'étude de variation de la température	148
Figure IV.9. Évolutions des indicateurs de SE pour différentes températures	149
Figure IV.10. Évolutions des indicateurs de DE pour différentes températures.....	150
Figure IV.11. Évolutions des indicateurs de DMF pour différentes températures	150
Figure IV.12. Évolutions des indicateurs de DE pour différentes valeurs de V_{dc}	151
Figure IV.13. Évolutions des indicateurs de DMF pour différentes valeurs de V_{dc}	151
Figure IV.14. Évolutions des indicateurs de SE pour différentes valeurs de V_{dc}	152
Figure IV.15. Banc de réseaux de neurones pour la localisation de défauts.....	153
Figure IV.16. Modèle d'un neurone artificiel	154
Figure IV.17. Représentation d'un Perceptron Multi-Couches	155
Figure IV.18. Configuration retenue du PMC	160
Figure A. 1. Coupe radiale de la MSAP de référence	179
Figure A.2. Coupe axiale de la MSAP de référence	179
Figure B.1. Partie électronique du modèle analytique	181
Figure B.2. Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	181
Figure B.3. Schéma de fonctionnement du capteur à effet Hall.....	182
Figure B.4. Génération de la commande du convertisseur de tension DC-AC.....	182
Figure B.5. Partie analytique dynamique du stator	182
Figure B. 6. Partie analytique magnétique pour le calcul de l'induction statorique	183
Figure B.7. Partie analytique magnétique pour le calcul de l'induction rotorique	183
Figure B.8. Partie analytique magnétique pour le calcul de la pression magnétique radiale	183
Figure B.9. Partie analytique mécano-vibratoire du stator.....	184

Liste des tableaux

Tableau I.1. Classification de modèles analytiques existant en fonction de leurs objectifs et de leurs natures.....	10
Tableau I.2. Décision dans un test statistique binaire.....	25
Tableau II.1. Séquence de commande de la stratégie pleine onde à 180° en fonction des signaux Hall pour une rotation dans le sens positif.....	39
Tableau II.2. Relations entre O_s , O_r et O_a pour les différents types d'excentricités.....	51
Tableau II.3. Comparaison entre les fréquences naturelles analytique et par MEF.....	71
Tableau III.1. Impacts de défauts simples sur les différents signaux générés par le modèle de la machine.....	76
Tableau III.2. Évolutions des indicateurs scalaires en fonction de défauts simples.....	84
Tableau III.3. Évolutions des indicateurs harmoniques en fonction de défauts simples.....	87
Tableau III.4. Analyse du comportement des différents descripteurs classiques pour les cas de défauts simples.....	91
Tableau III.5. Classification des indicateurs selon leurs comportements en cas de défauts simples.....	93
Tableau III.6. Déphasages initiaux des signaux vibratoires, calculés dans les domaines temporel et spatial.....	95
Tableau III.7. Évolutions des indicateurs scalaires en fonction de défauts simples à faibles amplitudes.....	97
Tableau III.8. Évolutions des indicateurs harmoniques en fonction de défauts simples à faibles amplitudes.....	99
Tableau III.9. Analyse du comportement des différents descripteurs pour les défauts à faibles amplitudes.....	102
Tableau III.10. Classification des indicateurs selon leurs comportements pour des faibles amplitudes.....	105
Tableau III.11: Évolutions des amplitudes harmoniques d'enveloppes pour les différents défauts.....	108
Tableau III.12. Analyse du comportement des indicateurs d'enveloppe en fonction de défauts simples.....	110
Tableau III.13. Classification des indicateurs extraits des enveloppes selon leurs pertinences.....	111
Tableau III.14. Table de signatures de défauts.....	112

Tableau III.15. Table de signatures des défauts simples	113
Tableau III.16. Impact de défauts combinés sur les différents signaux générés par le modèle de la machine.....	123
Tableau III.17. Évolutions des indicateurs scalaires pour les défauts simples et combinés	125
Tableau III.18. Évolutions des caractéristiques d'harmoniques pour les défauts simples et combinés.....	128
Tableau III.19. Analyse des descripteurs conventionnels pour les défauts combinés.....	131
Tableau III.20. Classification des indicateurs conventionnels avec les cas combinés.....	133
Tableau III.21. Table de signatures des défauts simples et combinés.....	135
Tableau III.22. Table modifiée de signatures de défauts simples et combinés	135
Tableau IV.1. Nombres de signaux vibratoires pour le calcul des seuils	139
Tableau IV.2. Valeurs de seuils calculées pour les indicateurs présélectionnés	142
Tableau IV.3. Puissances de test en (%) pour les valeurs calculées des seuils.....	144
Tableau IV.4. Probabilité de bonne localisation pour les différentes tables de signatures...	146
Tableau IV.5. Performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis du niveau de bruit	147
Tableau IV.6. Test de performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis de la température	149
Tableau IV.7. Test de performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis de V_{dc}	152
Tableau IV.8. Etude de l'effet du nombre de couches cachées sur la performance du réseau	158
Tableau IV.9. Performance du réseau en fonction du nombre de neurones dans la couche cachée	159
Tableau IV.10. Performances des différents PMC pour les ensembles d'apprentissage.....	161
Tableau IV.11. Test de performances des PMC vis-à-vis du niveau de bruit	162
Tableau IV.12. Test de performances des PMC vis-à-vis de la température et de V_{dc}	162
Tableau IV.13. Comparaison de performance des deux approches proposées.....	164
Tableau A.1. Paramètres de la MSAP à 36 encoches et 6 paires de pôles [16].....	180

Table de notations

Acronymes

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MCC	Machine à courant continu
BLDC	Machine à courant continu sans balais ou en anglais BrushLess DC machine
MPP	Moteur Pas à Pas
MEF	Méthode des Éléments Finis
MCL	Modèles à Constantes Localisées
RMS	Valeur efficace ou en anglais Root Mean Square value
EMD	Empirical Mode Decomposition
IMF	Intrinsic Mode functions
TF	Transformée de Fourier
PBC	Spectre à Pourcentage de Bande Constante
RC	Spectre à Résolution Constante
TF ⁻¹	Transformée de Fourier Inverse
TFFG	Transformée de Fourier à Fenêtre Glissante
DWV	Distribution de Wigner-Ville
TOC	Transformée en Ondelettes Continue
TOD	Transformée en Ondelettes Discrète
TPO	Transformée en Paquets d'Ondelettes
GLR	Rapport de vraisemblance généralisé ou Generalized Likelihood Ratio
ACP	Analyse en Composantes Principales
RdF	Reconnaissance de Formes
SVM	Vecteur support machine ou Support Vector Machine
IA	Intelligence Artificielle
ASBC	Amplitude des composantes à bandes latérales ou Amplitude of Side Band Components
MAR	Modèle AutoRégressif
GR	Rayon de giration, ou bien Gyration Radius

SSBC	Composantes à bandes latérales spéciales ou Special Side Band Components
SH	Harmoniques spéciaux ou Special Harmonics (SH)
DSP	Densité Spectrale de Puissance
TDE	Time Delay Embedding
SPLS	Spectre de puissance sonore ou Sound Power Level Spectrum
EM	ElectroMagnétique
f.é.m.	Force électromotrice du moteur
TM	Tenseur de Maxwell
TV	Travaux Virtuels
MCM	Méthodes à base des Charges Magnétiques
MCE	Méthodes à base des Courants Equivalents
SE	Excentricité statique ou Static Eccentricity
DE	Excentricité dynamique ou Dynamic Eccentricity
ME	Excentricité mixte ou Mixed Eccentricity
DMF	Défaut de démagnétisation ou DeMagnetization Fault
DMF_1	DMF au premier pôle N de la machine
DMF_2	DMF au premier pôle S de la machine
SNR	Rapport signal-sur-bruit ou Signal-to-Noise Ratio
PDF	Fonction de densité de probabilité ou Probability Density Function
CDF	Fonction de densité cumulative ou Cumulative Density Function
PMC	Perceptron Multi-Couches

Notations

$(x_i)_{i=1..N}$	Signal discret défini dans les points $i = 1 \dots N$
$x(t)$	Signal temporel continu
$TF_x(f)$	Transformée de Fourier du signal temporel $x(t)$
$C_x(t)$	Cepstre du signal temporel $x(t)$
$w(t)$	Fenêtre temporelle glissante
$\Psi_{(a,b)}(t)$	Fonction ondelette continue translatée par a et dilatée par b dans le temps
$TOC_x(a,b)$	Coefficients de la TOC du signal temporel $x(t)$

$x(t, \theta)$	Signal 2-D dans les domaines temps et espace
$\Psi_{(a,b,\alpha)}(t, \theta)$	Fonction ondelette continue 2-D avec un angle de rotation α dans \mathbb{R}^2
$TOD_x(m, n)$	Coefficients de la TOD du signal temporel $x(t)$ dans le domaine (m, n)
$TPO_x(j, k, n)$	Coefficients de la TPO du signal temporel $x(t)$ du nœud n , dilatée par j et translatée par k
$((x_i)_{i=1\dots N})_j$	Signal temporel discret à la position angulaire θ_j
$((x_j)_{j=1\dots M})_i$	Signal angulaire discret à l'instant t_i
X_{c-c}	Valeur crête-à-crête du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
X_{min}	Valeur minimale du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
X_{max}	Valeur maximale du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
X_{eff}	Valeur efficace du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
E_X	Énergie moyenne du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
$Kurt_X$	Kurtosis du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
\bar{X}	Valeur moyenne du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
$Skew_X$	Skewness du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
FC_X	Facteur crête du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
FI_X	Facteur d'impulsion du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
$ \bar{X} $	Valeur moyenne absolue du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
SF_X	Facteur de forme du signal $(x_i)_{i=1\dots N}$
$S_X(f)$	DSP du signal temporel $x(t)$
P_{moy}	Puissance moyenne du signal $x(t)$ calculée à partir de sa DSP
A_{fk}	Amplitude fréquentielle de x_s à la fréquence $k f_e$ (μm)
$A_{hk'}$	Amplitude x_s à l'harmonique d'espace $k'h$ (μm)
$f(x)$	PDF de la variable x
$F(x)$	CDF de la variable x
f_a	Fonction d'activation du PMC

Notations relatives à la MSAP

V_{DC}	Tension du bus continu (V)
μ_{ra}	Perméabilité relative des aimants permanents
L_r	Longueur active de la machine (m)

τ_p	Pas polaire de la machine (m)
$U_i = \{T_i, D_i\}$	Interrupteur i de l'onduleur, formé par le transistor T_i et la diode D_i
Q_i	Commande de l'interrupteur U_i
e_j	f.é.m. de la phase statorique j (V)
H_j	Signal Hall de la phase statorique j
e_j	f.é.m. de la phase statorique j (V)
$\{V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}\}$	Tensions triphasées simples à la sortie de l'onduleur (V)
$V_{N0}(t)$	Tension homopolaire du moteur (V)
i_j	Courant de la phase statorique j (A)
$\{V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}\}$	Tensions composées entre phases à la sortie de l'onduleur (V)
R_s	Résistance d'une phase statorique (Ω)
L_s	Inductance synchrone d'une phase statorique (H)
K_b	Facteur du bobinage
K_d	Facteur de distribution
N_{se}	Nombre de spires par encoche statorique
p	Nombre de paires de pôles
σ_{bob}	Conductivité du bobinage ($(\Omega/m)^{-1}$)
S_e	Surface totale d'une encoche statorique (m ²)
K_e	Facteur de remplissage de l'encoche statorique
L_{tb}	Longueur des têtes du bobinage (m)
A_s	Section d'une spire statorique (m ²)
r_s	Rayon d'alésage (m)
h_{te}	Hauteur radiale totale d'une encoche (m)
h_1	Hauteur active de l'encoche (m)
h_2	Hauteur en haut de cale d'encoche (m)
h_3	Hauteur en bas de cale d'encoche active (m)
L_m	Inductance magnétisante d'une phase statorique (H)
L_f	Inductance de fuite d'une phase statorique (H)
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
N_{ep}	Nombre d'encoches par pôle par phase statorique

g	Epaisseur de l'entrefer uniforme (m)
e_m	Hauteur radiale des aimants rotoriques (m)
K_C	Coefficient de Carter
w_s	Largeur d'ouverture d'une encoche statorique (m)
w_t	Largeur d'un dent statorique (m)
m_p	Nombre de phases statoriques
$\{\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C\}$	Flux rotoriques induits dans les phases statoriques (Wb)
$C_{em}(t)$	Couple électromagnétique instantané (N.m)
$\Omega(t)$	Vitesse de rotation instantanée (rad/sec)
Ω_m	Vitesse de rotation angulaire mécanique (N.m)
$B_{rad}(t, \theta)$	Induction magnétique radiale 2-D dans l'entrefer (T)
$P_{rad}(t, \theta)$	Pression radiale 2-D surfacique appliquée au stator (Pa)
$\Lambda(\theta)$	Perméance surfacique de l'entrefer uniforme (H/m ²)
N_e	Nombre d'encoches statoriques
$MMF_s(t, \theta)$	Force magnétomotrice statorique 2-D (A)
N_s	Nombre de spires par phase statorique
$B_{stator}(t, \theta)$	Induction magnétique statorique 2-D (T)
$MMF_r(\theta_r)$	Force magnétomotrice rotorique exprimé dans le référentiel tournant (A)
B_r	Induction rémanente de l'aimant (T)
θ_m	Angle mécanique de l'ouverture d'aimants (rad)
θ_p	Angle mécanique du pas polaire (rad)
$B_{rotor}(t, \theta)$	Induction magnétique rotorique 2-D (T)
$N_{s/e}$	Nombre de spires par encoche statorique
Ω_e	Vitesse de rotation électrique (rad/sec)
f_e	Fréquence électrique (Hz)
$x_s(t, \theta)$	Réponse vibratoire du système statorique (m)
S_m	Système masse-ressort-amortisseur associé au mode de vibration m du stator
M_m	Masse du système S_m (Kg)
C_m	Coefficient d'amortissement du système S_m ((N.sec) /m)

K_m	Raideur du système S_m (N/m)
w_m	Pulsation propre du système S_m (rad/sec)
R_{ext}	Rayon extérieur du stator (m)
$R_{cs,m}$	Rayon moyen de la culasse statorique (m)
M_{cs}	Masse de la culasse statorique (Kg)
M_{bob}	Masse totale du bobinage (Kg)
M_{dents}	Masse des dents statoriques (Kg)
e_{cs}	Épaisseur de la culasse statorique (m)
N_e	Nombre d'encoches statoriques
θ_t	Largeur angulaire mécanique d'un dent statorique (rad)
$R_{dent,m}$	Rayon moyen des dents statoriques (m)
D_a	Diamètre de l'arbre de la machine (m)
L_{roul}	Distance entre les deux roulements (m)
L_{totale}	Longueur totale de la machine (m)
ζ_m	Rapport d'amortissement du système S_m
f_m	Fréquence propre du système S_m (Hz)
f_{mec}	Fréquence mécanique (Hz)
\vec{M}	Vecteur d'aimantation des aimants permanents rotoriques (A/m)
\vec{j}	Densité du courant dans le bobinage statorique (A/m ²)
\vec{A}	Potentiel vecteur du champ magnétique (T.m)
H_c	Champ coercitif de l'aimant permanent (A/m)
\vec{B}	Vecteur d'induction magnétique (T)
T_{aim}	Température des aimants permanents (°C)
T_{bob}	Température du bobinage statorique (°C)

Notations relatives aux défauts

R_f	Résistance du défaut de court-circuit inter-spines (Ω)
ε_f	Sévérité du défaut de court-circuit inter-spines
N_f	Nombre de spines court-circuités
i_{A_1}	Courant parcourant la partie saine A_1 de la phase défailante A (A)

i_f	Courant parcourant la résistance R_f (A)
i_{A_2}	Courant parcourant la partie court-circuitée A_2 de la phase défailante A (A)
$g_s(\theta)$	Épaisseur de l'entrefer pour le cas SE (m)
$g_d(t, \theta)$	Épaisseur de l'entrefer pour le cas DE (m)
$g_m(t, \theta)$	Épaisseur de l'entrefer pour le cas ME (m)
ε_s	Sévérité du cas SE
ε_d	Sévérité du cas DE
d_s	Déplacement de SE (m)
d_d	Déplacement de DE (m)
θ_{s0}	Position angulaire initiale pour SE (rad)
θ_{d0}	Position angulaire initiale pour DE (rad)
l_m	Dimension radiale de la DMF (m)
$[\theta_{j0}; \theta_{j1}]$	Position de la DMF dans le pôle j du rotor (rad)
$\beta(\theta_r)$	Fonction analytique modélisant la DMF
ε_p	Sévérité de la DMF
Ind_r	Valeur relative de l'indicateur pour un cas quelconque par rapport au cas sain
Ind_a	Valeur calculée de l'indicateur pour un cas quelconque ($\mu\text{m/sans unité}$)
$Ind_{a,sain}$	Valeur calculée de l'indicateur pour un cas sain ($\mu\text{m/sans unité}$)
$I_{Detect-(DMF)}$	Ensemble d'indicateurs capables de détecter la présence de tous les défauts sauf la DMF
I_{DMF}	Ensemble d'indicateurs capables d'isoler une DMF simple ou combinée avec un autre défaut
I_j^i	$j^{\text{ème}}$ Indicateur pertinent pour la localisation du défaut f_i
γ_j^i	Seuil de détection de l'indicateur I_j^i

Liste des publications

- Articles de revues internationales avec comité de lecture

“Comparative study between statistical- and neural- based fault diagnosis approaches. Application to permanent magnet synchronous machines”

K. Alameh, G. Hoblos, G. Barakat, Studies in Informatics and Control SIC, ISSN 1220-1766, IF = 0.776, indexé ISI THOMSON, en cours de préparation.

- Articles de conférences internationales avec comité de lecture

1. **“Multiphysical Modeling for fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors”**

K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, G. Barakat, IEEE International Conference on Industrial Technology ICIT'15, Séville, Espagne, 17-19 Mars 2015.

2. **“Feature Extraction for Vibration-Based Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Motors”**

K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, G. Barakat, 3rd International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering TAEECE'2015, Beyrouth, Liban, 29 Avril-1 Mai 2015.

3. **“Fault Detection and Isolation Approach for Permanent Magnet Synchronous Machines”**

K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, G. Barakat, 22nd International Congress on Sound and Vibration ICSV'22, Florence, Italie, 12-16 Juillet 2015.

4. **“Vibration-based Fault Diagnosis Approach for Permanent Magnet Synchronous Motors”**

K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, G. Barakat, 9th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes SAFEPROCESS'15, Paris, France, 2-4 Septembre 2015.

5. **“Numerical Versus Analytical Techniques for Healthy and Faulty Surface Permanent Magnet Machine”**

R. Ginzarly, K. Alameh, G. Hoblos, N. Moubayed, 3rd International Conference on Electrical, Electronics, Computer Engineering and their Applications EECEA'2016, Beyrouth, Liban, 21-23 Avril 2016.

6. **“Modeling Approach and Fault Index Analysis of a Voltage-Source Brushless DC Motor”**

K. Alameh, R. Ginzarly, G. Hoblos, G. Barakat, 3rd International Conference on Control and Fault-Tolerant Systems SysTol'16, Barcelone, Espagne, 7-9 Septembre 2016.

7. **“Statistical vibration-based fault diagnosis approach applied to brushless DC motors”**

K. Alameh, G. Hoblos, G. Barakat, soumis à 10th IFAC Symposium SAFEPROCESS'18, Varsovie, Pologne, 29-31 Août 2018.

- **Communications Orales**

1. **“Diagnostic de défauts du Groupe Motopropulseur par analyse des signaux vibro-acoustiques”**
K. Alameh, G. Hoblos, G. Barakat, Journée des Doctorants de l'IRSEEM, Rouen, France, 08 Juin 2016.
2. **“Détection et Diagnostic de défauts des machines synchrones à aimants permanents par analyse des signaux vibratoires”**
K. Alameh, G. Hoblos, G. Barakat, Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale SPMII, Le Havre, France, 14 Juin 2016.
3. **“Diagnostic de défauts dans une machine synchrone à aimants permanents par analyse des signaux vibratoires”**
K. Alameh, G. Hoblos, G. Barakat, Groupe de Travail Sûreté-Surveillance-Supervision S3, Paris, France, 15 Septembre 2016.

Introduction générale

La maintenance prédictive et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, au cours des dernières décennies, depuis que les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères. Cela revient principalement à l'incorporation prépondérante de ce type de machine dans des nombreuses applications critiques telles que : l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, la robotique et le médical. En effet, les MSAP possèdent généralement à un volume donné des meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones classiques comme : couples massiques plus élevés, bons rendements, bonnes durées de vies, performances dynamiques élevées, gammes de vitesse de fonctionnement importantes. Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des importants critères comme celles citées précédemment.

En raison du vieillissement des matériaux magnétiques, des défauts de fabrication et des opérations intermittentes, plusieurs types de défauts sont inévitables dans les machines électriques et peuvent intervenir dans leurs organes de mesure (capteurs) et de commande (actionneurs et convertisseurs) ou leurs différents composants (stator ou rotor). Lorsqu'un défaut se produit et que la machine tombe en panne, le résultat pourrait être, au mieux, une interruption ou même une perte de la chaîne de production ou bien, au pire, catastrophique pour le procédé et les humains. Les progrès en sciences des matériaux et en électronique de puissance ont rendu les machines électriques de plus en plus rapides et performantes mais aussi susceptibles à des nouveaux types de défauts. Pour ce fait, les constructeurs et les utilisateurs des machines électriques sont partis chercher également des améliorations dans le domaine du diagnostic de défauts afin de répondre à ces nouveaux enjeux. Actuellement, l'analyse des grandeurs mesurables issues des capteurs, et surtout les signaux vibro-acoustiques, combinée à une méthode automatique de surveillance est la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts sur les machines tournantes.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet régional EVOPAV – *EVolution de la Performance Acoustique et Vibratoire des motorisations du futur aux énergies nouvelles*, en collaboration entre le GREAH et l'IRSEEM. Ce projet, élaboré par ces deux laboratoires en 2010, porte sur la maîtrise des émissions vibro-acoustiques des véhicules électriques ainsi que de l'impact des divers défauts sur ces émissions. En fait, l'introduction des machines électriques dans les chaînes de propulsion des véhicules a modifié sensiblement leurs signatures vibro-acoustiques ainsi que leurs impacts sur l'environnement. D'où vient l'intérêt de caractériser, identifier et aussi diagnostiquer le bruit vibro-acoustique d'origine électromagnétique émis par les véhicules hybrides ou purement électriques.

Dans ce contexte, l'objectif de ce travail porte sur l'analyse et le diagnostic de défauts dans les MSAP par une analyse des signaux vibratoires d'origine électromagnétique. Parmi les défauts les plus courants dans ces machines, nous nous focalisons sur les cas d'excentricité et de démagnétisation rotoriques qui, une fois survenus, peuvent affecter leurs performances

globales. La modélisation et la simulation de la machine ainsi que des défauts étudiés sont les phases primordiales en matière de diagnostic. Elles permettent à la fois de comprendre et maîtriser le fonctionnement interne sain ou défaillant de la machine mais également de vérifier les algorithmes de détection. Par ailleurs, une approche de diagnostic à base de signal se repose sur deux phases principales : l'extraction des indicateurs de défauts et le choix de la méthode de prise de décision. Notons que le choix des outils de traitement de signal dans la première phase affecte fortement la performance de la méthode de prise de décision.

Le travail réalisé durant ces années de thèse [1]–[7] est présenté dans ce mémoire et structuré en quatre chapitres comme suit :

Le **premier chapitre** est le chapitre introductif qui présente un état de l'art synthétique allant des généralités sur les MSAP autopilotées et leurs modèles proposés dans la littérature, aux différents types de défauts de la machine, leurs origines et leurs impacts sur ses performances électromécaniques. Un accent particulier est finalement mis sur la technique de surveillance par une analyse vibratoire afin de situer les contributions de notre travail.

Le **second chapitre** est consacré pour la partie : modélisation et simulation de la machine et des défauts. Dans ce but, un modèle analytique multi-physique d'une MSAP autopilotée et tenant compte de ses aspects : commande, électrique, magnétique, mécanique et vibratoire est proposé. Des modèles analytiques des défauts : de court-circuit inter-spores monophasé, d'excentricité statique et dynamique et de démagnétisation rotoriques sont aussi intégrés dans le modèle afin de pouvoir analyser leurs effets sur les différents signaux générés, pour le but de diagnostic. Les modèles analytiques des parties magnétique et mécanique de la machine ainsi que celui du défaut de démagnétisation sont confrontés à des modèles développés par éléments finis afin de valider leurs précisions.

Le **troisième chapitre** est dédié à l'analyse des impacts de défauts étudiés sur les signaux vibratoires. Parmi les défauts modélisés, nous nous focalisons sur les excentricités : statique et dynamique et la démagnétisation partielle mono-polaire. Les indicateurs de défauts sont extraits à partir des signaux discrets et de leurs transformées de Fourier dans les domaines temporel et spatial. Leurs pertinences, en termes de détection et localisation, sont analysées en fonction du type et de la sévérité du défaut. Dans cette étude, nous considérons le cas de défauts simples, lorsque chaque défaut existe seul dans la machine, et le cas de défauts combinés, lorsque deux types de défaut coexistent à la fois. En outre, nous distinguons deux domaines d'analyse pour les défauts simples : le premier contient toutes les criticités du défaut : du cas sain au cas complètement dégradé, et le deuxième se limite à leurs états précoces avec des faibles valeurs de sévérités. Les résultats de ces deux scénarii d'analyse sont finalement représentés sous des formes structurelles en se servant du principe de tables de signatures.

Dans le **quatrième et dernier chapitre**, deux approches de prise de décision sont proposées en se basant sur l'ensemble d'indicateurs pertinents. Une première approche utilisant les tests statistiques et la table de signatures est développée. Ces tests permettent de calculer les seuils de localisation associés aux indicateurs pertinents présélectionnés, de manière à satisfaire un taux souhaité de fausses alarmes et une bonne puissance de test pour l'ensemble de seuillage.

La deuxième approche repose sur un banc de réseaux de neurones, développé en utilisant le même ensemble d'apprentissage, tel que chaque réseau est destiné à localiser un type de défaut. Ces approches sont proposées, en particulier, pour la localisation de défauts simples. Leurs performances, en termes de robustesse et d'adaptabilité, sont testées finalement vis-à-vis du niveau de bruit, de l'échauffement de la machine et de l'incertitude liée à la variation de la tension du bus continu.

Enfin, nous concluons le mémoire en résumant le travail effectué et les résultats obtenus ainsi que les limitations des approches développées et en proposant des perspectives envisageables.

Chapitre I. État de l'art des défauts des machines synchrones à aimants permanents et de leurs outils de diagnostic

I.1. Introduction

Au cours des dernières années, les machines à aimants permanents sont devenues de plus en plus répandues dans une large gamme d'applications grâce au progrès accru dans le domaine des matériaux magnétiques à base de terres rares, comme les Sm-Co et Nd-Fe-B. En effet, les nouveaux aimants permanents ont permis d'améliorer la performance dynamique, le rendement et le facteur de puissance de ces machines par rapport aux machines traditionnelles. Les chaînes éoliennes, les véhicules électriques hybrides et l'aéronautique sont des domaines dans lesquels les machines à aimants permanents sont largement employées actuellement. Toutefois, les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition. Ainsi, l'intégration des modules de surveillance et de diagnostic dans de telles applications est un point essentiel afin d'alerter les utilisateurs et même les concepteurs en cas d'un dysfonctionnement, dès son apparition, dans le but de garantir la sécurité et l'intégrité du système. Afin de répondre à ces exigences, le but de notre travail est de proposer une approche de diagnostic de défauts basée sur l'analyse des signaux vibratoires, issus principalement d'un modèle analytique de la machine.

Ce premier chapitre présente tout d'abord des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents concernant : leur structure, leur mode de fonctionnement ainsi que leurs différents modèles, sans ou en présence de défauts, proposés dans la littérature. Les défauts les plus courants dans les machines électriques sont ensuite cités avec une brève description de leurs apparitions et leur classification. Par la suite, nous réaliserons un état de l'art des approches utilisées pour diagnostiquer les défauts, en évoquant les deux grandes familles de méthodes : les techniques à base de modèles comportementaux et celles utilisant les signaux.

Dans la dernière partie du chapitre, la problématique de détection et de diagnostic de défauts des machines à aimants permanents est exposée, en mettant un accent particulier sur celle basée sur l'analyse vibratoire, afin de situer les contributions majeures apportées dans cette thèse.

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

Avec l'amélioration croissante des capacités énergétiques des aimants permanents en terres rares et les progrès constants réalisés dans les domaines de la commande et de l'électronique de puissance, les machines à aimants permanents sont devenues, depuis quelques décennies, très compétitives par rapport aux actionneurs asynchrones, surtout dans la motorisation des véhicules hybrides électriques [8].

Par définition, les machines à aimants permanents représentent une famille des machines synchrones pour laquelle l'excitation du circuit magnétique s'effectue par des aimants

permanents. En fonction des courants parcourant les phases statoriques, on peut distinguer entre les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) pour des courants sinusoïdaux et les machines à courant continu (MCC), à courant continu sans balais (ou en anglais BrushLess DC (BLDC)) et les moteurs pas à pas (MPP) pour des courants non sinusoïdaux. En raison de leur flux quasi-sinusoïdal dans l'entrefer et de leurs meilleures performances que leurs consœurs à aimants, les MSAP sont les plus adaptées dans divers domaines industriels, malgré leur coût relativement élevé et leurs électroniques de commande et de puissance complexes. Par conséquent, notre choix s'arrête dans cette étude sur la MSAP et on rappelle dans cette partie sa structure, son mode de fonctionnement ainsi que sa modélisation.

I.2.1. Structure et fonctionnement de la MSAP

La MSAP est un système électromécanique, dont le fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique au stator en synchronisme avec le rotor. Le champ tournant de l'induit au stator est créé par les courants quasi-sinusoïdaux parcourant ses enroulements et générés par la source d'alimentation en tension ou en courant. L'inducteur au rotor est la partie mobile de la machine, liée à son axe de rotation et sur lequel sont disposés les aimants permanents générant son excitation permanente. La force d'attraction créée entre ces deux champs donne naissance au couple électromagnétique qui, quant à lui, permet la rotation du rotor [9]. Toutefois, si la rotation du champ statorique s'effectue indépendamment de la position instantanée du rotor, comme c'est le cas de la machine synchrone classique, il y aura un risque de décrochement du rotor dans le cas d'un entraînement à vitesse variable. Par conséquent, et afin d'éviter ce risque et de stabiliser le comportement de la machine, la commutation des onduleurs doit s'effectuer en synchronisme avec la position du rotor, au moyen d'un capteur de position. Dans ce cas, on parle de machines synchrones autopilotées, dont l'architecture simplifiée est présentée dans la figure I.1.

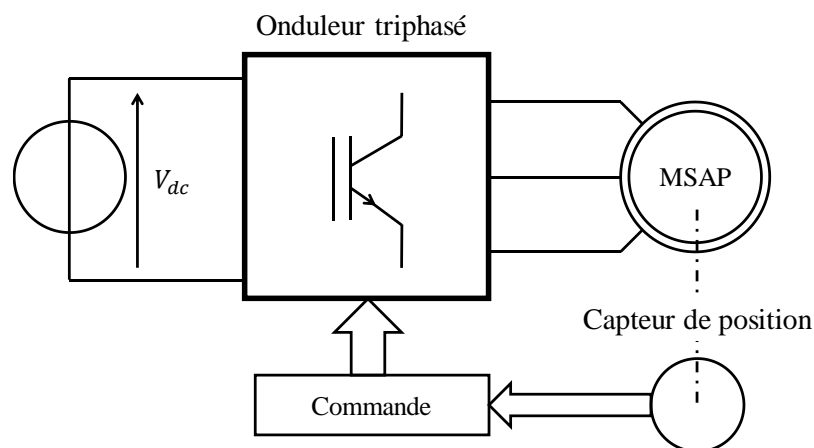


Figure I.1. Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée

Plusieurs critères permettent de distinguer les différentes topologies des MSAP :

- La position du rotor : intérieure ou extérieure,
- La position des aimants : montés en surface ou insérés dans le rotor,

- Le sens du flux : radial (RF), axial (AF) ou transversal (TF),
- Le bobinage : réparti (distribué) ou concentré (dentaire).

Les différentes topologies et technologies des MSAP sont largement détaillées dans [10]. Dans notre étude, nous retiendrons la structure à rotor intérieur en raison de sa facilité de mise en œuvre et de la bonne évacuation des pertes statoriques. Concernant le sens du flux dans l'entrefer, nous allons considérer la configuration la plus classique et commune qui est celle à flux radial.

I.2.1.1. Le rotor

Le rotor est constitué d'un noyau ferromagnétique, massif ou laminé, muni des aimants permanents assurant son excitation permanente. Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs qui, une fois aimantés, garde leur aimantation à la même température d'utilisation. Ces aimants peuvent être subdivisés, selon leur caractéristiques démagnétisantes, en trois principaux groupes : les Alinco, les ferrites et les terres rares (Sm-Co et Nd-Fe-Co). Malgré leurs coûts plus élevés que ceux des autres aimants permanents, les matériaux terres rares sont les plus appropriés pour les applications à hautes performances en raison de leurs meilleures propriétés magnétiques telles que : induction rémanente et champ coercitif élevés, caractéristique $B(H)$ quasi-linéaire, bonne tenue en température [11].

En s'intéressant uniquement aux machines à flux radial, on peut distinguer quatre principales topologies de rotor selon la disposition des aimants, comme illustré dans la figure I.2 :

- Aimants en surface (Surface-mounted Magnet) (fig.I.2(a)),
- Aimants insérés (Inset Magnet) (fig.I.2(b)),
- Aimants enterrés (Interior Magnet) (fig.I.2(c)),
- Aimants à concentration de flux (Flux-concentrating) (fig.I.2(d)).

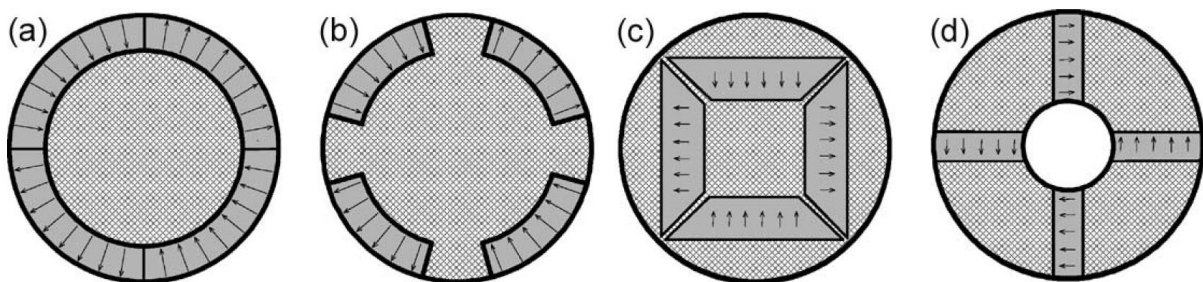


Figure I.2. Différentes dispositions d'aimants permanents dans le rotor: surfacique (a), insérés (b), enterrés (c) et à concentration de flux (d) [12]

Les différentes configurations du rotor sont largement développées dans [10], [13]–[15].

Dans ce travail, on s'intéresse à la machine synchrone à aimants montés en surface comme elle présente un bon compromis entre les performances d'une part et d'une autre part la simplicité de construction et de modélisation [16]. Dans une telle machine, les aimants sont collés sur la surface du rotor par des résines spéciales et puis consolider avec un tube de matériau amagnétique et non conducteur afin d'éviter leur décollage à haute vitesse. En outre,

étant donné que la perméabilité des aimants en terres rares est quasiment égale à celle de l'air, on peut considérer que cette machine possède un entrefer magnétique équivalent constant et relativement large. D'où, on est dans le cas de machine à pôles lisses avec des faibles inductances statoriques et une réponse dynamique rapide de son courant ainsi que de son couple. En revanche, on ne peut pas négliger, dans une telle configuration, les risques des démagnétisations partielles ou totales, de corrosion et de détachement des aimants ainsi que la limitation de la plage de défluxage de la machine.

I.2.1.2. Le stator

Le stator est quant à lui similaire à celui d'une machine synchrone classique. Il est constitué d'un empilement de tôles encochées, muni d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique. Le but de cet enroulement est de créer un champ magnétique tournant, lorsqu'il est alimenté par un système triphasé de courant ou de tension [17]. Ce champ interagit avec celui créé par les aimants permanents pour produire le couple.

Chaque encoche est remplie, en fonction de son facteur de remplissage, par le bobinage des conducteurs isolés les uns des autres et isolés aussi du circuit magnétique statorique. Ces conducteurs sont enroulés d'une encoche à l'autre selon le type de bobinage adapté, en formant des têtes de bobines (ou bien des chignons) de part et d'autres du stator [18].

Selon la méthode de réalisation du bobinage, on peut en identifier deux grandes familles : le bobinage distribué (fig.I.3(a)) et le bobinage concentré (fig.I.3(b)) [19].

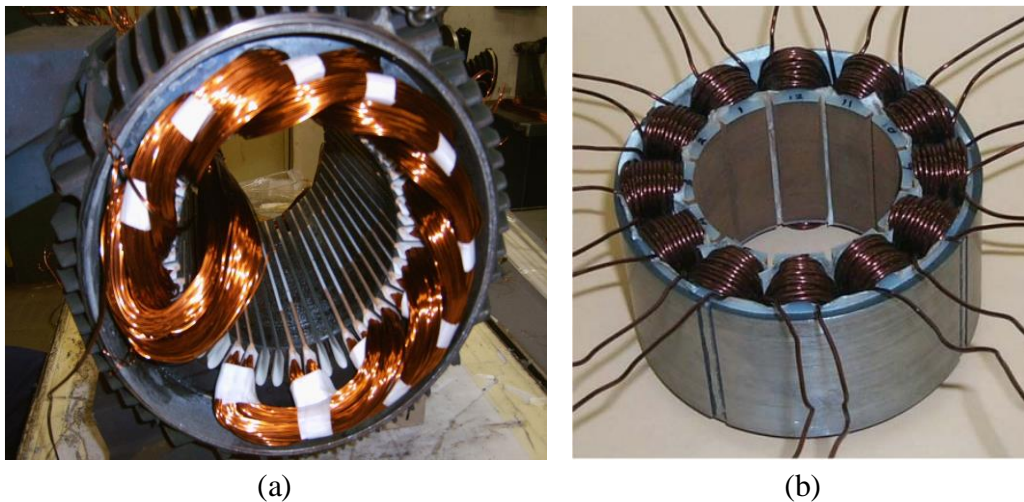


Figure I.3. Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b) [20]

D'une part, le bobinage distribué, encore appelé réparti, est la technique la plus utilisée dans l'industrie. Son avantage majeur est qu'elle permet une répartition quasi-sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer. Par conséquent, elle augmente la capacité du bobinage à récupérer le flux rotorique et donc de réduire les pertes magnétiques. Par ailleurs, le bobinage distribué est bien adapté dans les applications à grande vitesse, où un nombre de paires de pôles réduit est bien nécessaire. L'inconvénient principal de cette structure de bobinage est le volume de cuivre important perdu, notamment dans les têtes de bobines, lors de sa mise en place.

D'une autre part, le bobinage concentrique est une ancienne technique de bobinage qui consiste à entourer chaque dent par un enroulement et puis relier les enroulements de la même phase en série ou en parallèle. Cette structure de bobinage présente beaucoup d'avantages, par rapport à la première, qui résident dans : la réduction des têtes de bobines et donc du volume de cuivre utilisé, sa facilité de réalisation et son efficacité plus élevée pour le même couple moyen. Ce type de bobinage est très adapté dans les applications à grande puissance, avec un nombre de phases ou de pôles importants.

I.2.2. Modélisation de la MSAP

Depuis l'introduction des machines à aimant permanents, plusieurs modèles physiques leur ont été proposés pour différents objectifs qui dépendent principalement du but de l'utilisateur. Autrement dit, un modèle peut être développé dans le but de décrire le comportement et les performances d'un système et on l'appelle *modèle de comportement* ou bien dans le but de le concevoir en répondant à un cahier de charge spécifique et on l'appelle *modèle de conception*. Le premier modèle est généralement employé dans des activités liées à la commande et à la surveillance alors qu'on retrouve le deuxième dans les démarches de création optimale d'une nouvelle structure. Des détails sur ses deux approches de modélisation sont plus développés dans [10].

Dans le cadre de diagnostic de défauts, la simulation des machines électriques constitue la phase primordiale afin d'étudier son comportement sain ou en présence de défauts. Le premier objectif d'un tel modèle est de construire des bases de données sur les signes électriques ou magnétiques mesurables correspondant aux défauts considérés [21]. En effet, l'étude d'un défaut peut être menée par des mesures réelles provenant d'un banc expérimental ou bien par une simulation de la machine considérée. Bien évidemment, l'approche basée sur la simulation présente un intérêt particulier puisqu'elle permet de simuler plusieurs scénarios sans besoin d'un prototype de la structure à surveiller [22]. En outre, ce modèle permet de vérifier les performances des algorithmes de détection développés, avant leur mise en place. Par ailleurs, un modèle de la machine, adapté aux défauts, permet la reconfiguration de son architecture par sa loi de commande afin de s'adapter au mode de fonctionnement dégradé [23].

Vue son intérêt dans un problème de diagnostic, on va s'intéresser dans cette partie à la problématique de modélisation des machines. Trois familles de méthodes de modélisation sont identifiables dans la littérature : les méthodes numériques, les méthodes purement analytiques et les méthodes semi-analytiques [24]. Le choix du modèle se fait selon un compromis entre deux exigences majeures (voir figure I.4) : l'*erreur de modélisation* d'une part et le *temps de calcul* d'une autre part [11].

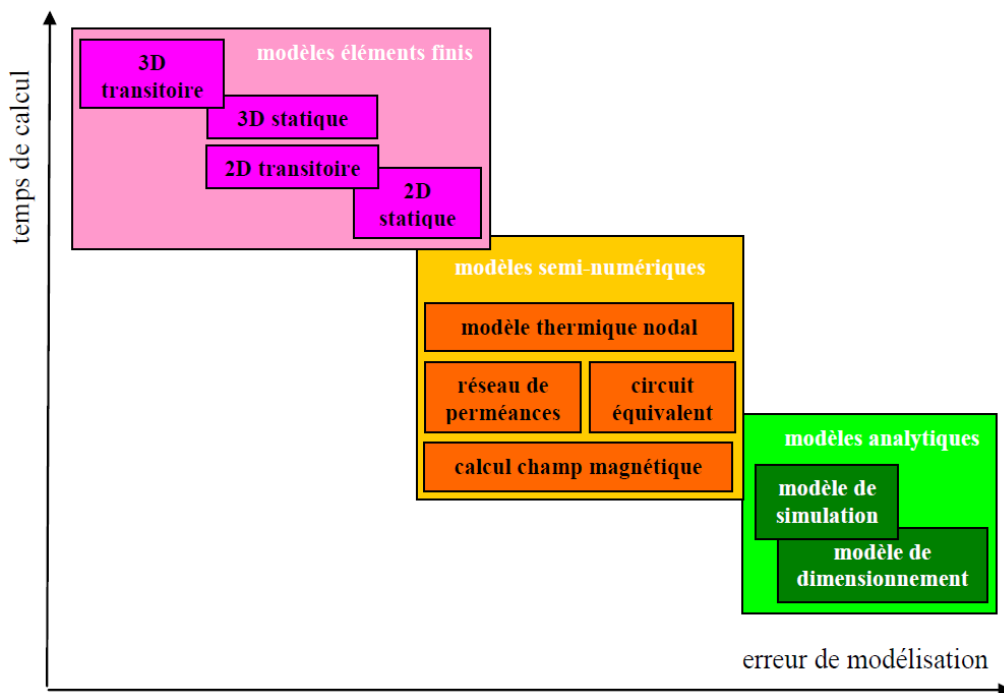


Figure I.4. Front de Pareto des modèles utilisés pour la conception des machines électriques [25]

I.2.2.1. Méthodes numériques

La méthode des éléments finis (MEF) et la méthode des différences finis sont les méthodes les plus souvent utilisées pour la modélisation des systèmes électromagnétiques et mécaniques tel que les machines électriques [10], [26]. Ces méthodes permettent de décrire fidèlement la géométrie de la structure et son comportement physique, en tenant compte de tous les phénomènes électromagnétique, thermiques et mécaniques internes, avec un faible niveau d'hypothèses [27]. Elles reposent sur une discrétisation spatiale de la structure étudiée en des petits sous-domaines, en surface ou en volume, dans lesquels on résout numériquement les équations à dérivées partielles qui peuvent être de nature non-linéaire [5].

Les approches numériques se présentent généralement sous forme de logiciels génériques où le travail de l'utilisateur consiste à décrire la géométrie de la structure, à réaliser son maillage et à renseigner les caractéristiques des matériaux [10]. Le développement accru des ordinateurs puissants ont permis de réduire constamment le temps de calcul qui peut être assez long surtout pour un maillage plus fin ou un couplage fort entre les différents domaines physiques.

En raison de leur complexité et de la lourdeur du calcul, les modèles à éléments finis servent en général dans la validation et la vérification des modèles analytiques ou semi-analytiques surtout pour le but de diagnostic [11], [17].

I.2.2.2. Modèles analytiques

Les méthodes de modélisation analytique se basent, contrairement aux méthodes numériques, sur des équations explicites qui relient les *grandeurs fonctionnelles* ou bien les performances du système aux *grandeurs descriptives* comme la géométrie du système et les caractéristiques des matériaux [10]. Les modèles basés sur les circuits électriques, magnétiques et mécaniques

sont les plus fréquemment mis en œuvre dans le domaine des machines électriques [27] et ce qui est en général suffisant pour faire la synthèse d'une approche de diagnostic [21].

Malgré leur simplicité et leur rapidité de résolution [24], la précision de ces modèles dépend fortement du niveau d'hypothèses simplificatrices considérées [27]. C'est pour cette raison que la proposition d'un modèle analytique est accompagnée souvent par une confrontation à un modèle numérique ou semi-analytique ou par une validation expérimentale.

De nombreux travaux se sont intéressés à la modélisation analytique des machines électriques pour déterminer leurs grandeurs : électromagnétiques, mécaniques ou vibratoires, dans le but de conception ou de diagnostic. En outre, des modèles analytiques multi-physiques, combinant ces différents aspects de la machine, sont aussi proposés dans la littérature. Le tableau I.1 résume quelques exemples de modèles déjà existant en fonction de leurs objectifs et aussi du (des) type(s) de (des) grandeur(s) qu'ils génèrent.

Tableau I.1. Classification de modèles analytiques existant en fonction de leurs objectifs et de leurs natures

	Électronique	Électromagnétique	Mécano-vibratoire
Modèle de conception		[11], [27]–[31]	
		[32]	
		[9], [33], [34]	
		[10], [16], [35]	
			[36]–[44]
Modèle pour le diagnostic		[45]–[48]	
		[24], [49], [50]	

I.2.2.3. Modèles semi-analytiques

La modélisation semi-analytique vient comme un compromis en précision et en temps de calcul entre les deux méthodes décrites précédemment [10]. Les modèles à constantes localisées (MCL) consistent à décomposer le circuit magnétique de la machine électrique en un ensemble de tubes de flux élémentaires [11]. Chaque tube est caractérisé par une perméance dépendant du matériau, s'il s'agit du fer ou bien de l'entrefer [27].

L'avantage d'un MCL est la possibilité de tenir compte de nombreux phénomènes électromagnétiques par rapport à la méthode analytique, tels que : la saturation, le mouvement, les différentes configuration de bobinage, mais avec moins de complexité et de temps de calcul par rapport à la MEF [51].

I.3. Défauts des machines électriques

Dans ce paragraphe est présenté un aperçu des différents défauts des machines électriques, leurs origines et leur classification.

Selon les définitions proposées par le comité technique de l'IFAC (International Federation of Automatic Control) SAFEPROCESS et reprises par [23], [52], [53], on désigne par un *défaul* toute déviation non acceptable d'au moins une caractéristique d'un système (actionneurs – procédé – capteurs) par rapport à sa valeur nominale. Quant à la *défaillance*, elle est définie par une interruption de la capacité du système à accomplir une fonction requise dans des conditions de fonctionnement spécifiées, due à un ou plusieurs défauts. Après la défaillance d'un système, ce dernier est déclaré en état de *panne* dans lequel il devient inapte d'assurer sa fonction.

Les origines de défauts dans les machines électriques sont multiples. Ils peuvent provenir des problèmes de fabrication, d'isolation électrique, de surchauffe du moteur, de vieillissement des composants, d'environnements humides ou autres. Ces différents défauts peuvent survenir sur le *stator* ainsi que sur le *rotor*, d'où nous allons les classer ci-après en deux catégories : défauts au stator et défauts au rotor.

I.3.1. Etude statistique sur les défauts des machines électriques

Plusieurs études statistiques ont été effectuées, à partir des années 80 jusqu'à présent, sur les défauts dans les machines asynchrones de moyenne et grande puissance. Cependant, il est toujours difficile de donner une répartition exacte des défaillances dans les différentes parties de la machine, parce qu'elle dépend de plusieurs facteurs tels que le type de la machine, le type d'alimentation, l'environnement d'application et autres [54].

Une étude statistique a été effectuée en 1988 par la compagnie d'assurance allemande Allianz sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) [55]. Leur répartition dans les différentes parties du moteur, illustrée dans la figure I.5, a montré que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et 18% dans les autres régions telles que les roulements.

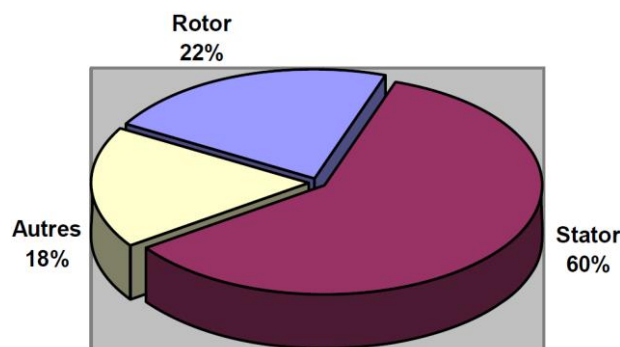


Figure I.5. Répartition des défauts dans les machines de moyennes puissances en 1988 [55]

Une deuxième enquête a été menée par la General Electric Company et publiée dans le journal de EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982. Cette étude a couvert environ 5000 moteurs, dont 97% sont des moteurs asynchrones à cage et travaillant dans diverses branches

de l'industrie. La figure I.6 présente la répartition des défauts dans les moteurs testés et qui donne : 37% de défauts statoriques, 41% de défauts de roulements, 10% de défauts rotoriques et 12% d'autres types de défauts [11], [56].

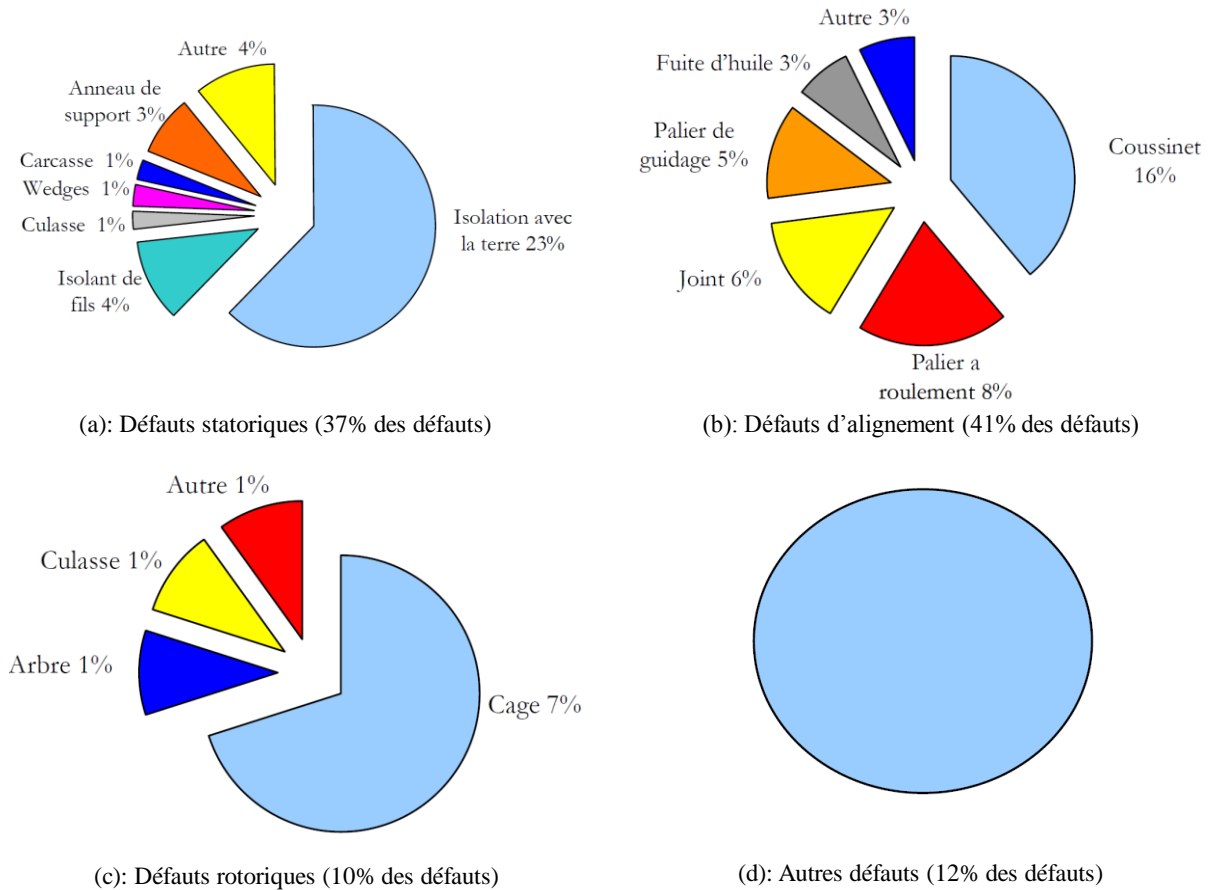


Figure I.6. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel en 1982 [11]

Une troisième étude statistique récente, effectuée par Bonnett [57] en 2008, sur des machines asynchrones de grande puissance travaillant dans l'industrie pétrochimique. Le résultat de cette enquête, présenté dans la figure I.7, montre que 69% de défauts se situent dans les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et 3% aux accouplements d'arbre.

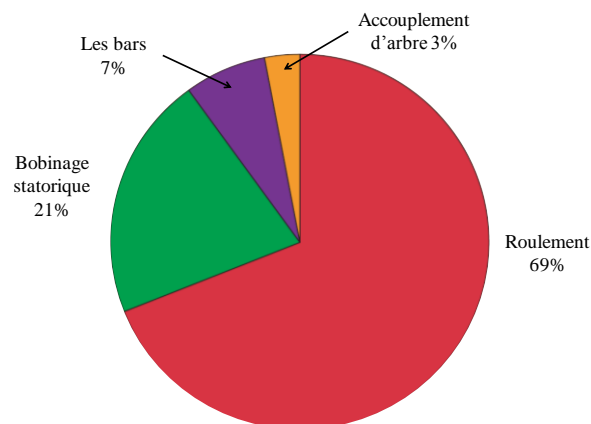


Figure I.7. Distribution des défauts dans les machines asynchrones de grande puissance [57]

Les différentes statistiques confirment que le taux de défaillance dépend considérablement de l'application de la machine et de son environnement. En effet, les défauts dans le stator sont les plus fréquents dans les machines de moyenne puissance (voir figure I.5) alors que les défauts de roulements sont dominants dans les applications à puissance élevée (voir figure I.7).

I.3.2. Défauts au stator

Comme présenté dans la partie (I.2.1.2), le stator de la machine est constitué d'une culasse ferromagnétique et des enroulements logés dans ses encoches. D'où, les défauts au stator peuvent se situer au niveau de la culasse ou des enroulements.

Concernant les défauts de la culasse statorique, il a été déclaré qu'ils sont relativement rares pour les petites et grandes machines [11] et donc ils seront négligés dans notre étude.

Les pannes dues aux défauts des enroulements statorique représentent entre 25% et 35% des pannes totales [28]. Les défauts aux bobinages sont dus principalement à la détérioration des isolants des conducteurs lors du fonctionnement de la machine [58]. Dans la plupart des cas, cette dégradation entraîne un court-circuit inter-spines et qui peut se dégénérer en des court-circuits inter-bobines, inter-phases et entre phases et neutre, jusqu'à l'arrêt complet probable de la machine [47]. Ces trois types de court-circuits sont représentés dans la figure I.8. Un défaut de court-circuit inter-spines produit une valeur très importante du courant circulant dans la branche court-circuitée de la phase ce qui résulte d'un échauffement excessif des conducteurs. Dans ses conditions de fonctionnement, le moteur peut tomber en panne après quelques minutes de sa mise en service. En effet, et selon une règle générale, toute augmentation de 10°C de température par rapport à sa valeur nominale, réduit la durée de vie des conducteurs deux fois plus vite [59].

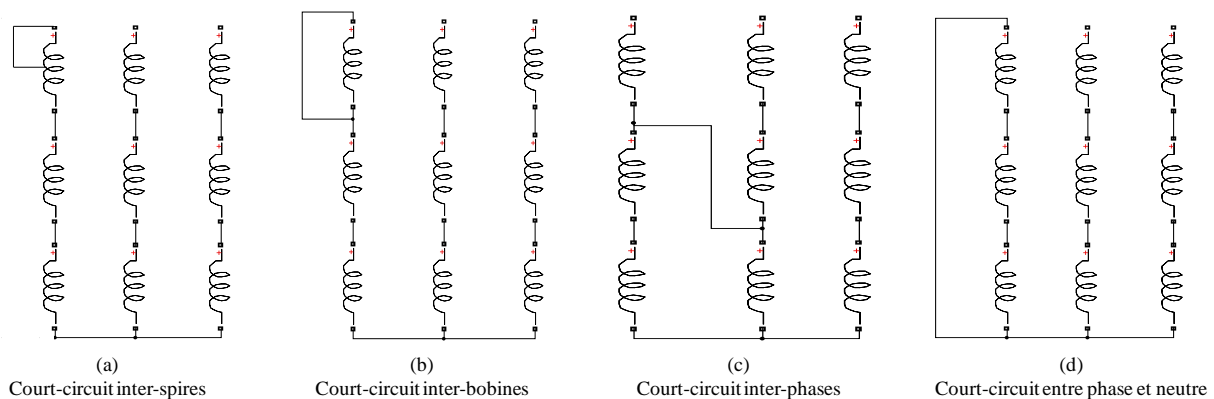


Figure I.8. Représentation de court-circuits inter-spines (a), inter-phases (b) et entre phase et neutre (c)

Les origines les plus fréquents des défauts du bobinage statorique, selon [60], peuvent être classés en quatre classes :

- Origines thermiques tels que : l'augmentation de la température du bobinage et de la culasse statorique, le vieillissement thermique naturel du matériau,

- Origines électriques tels que : les décharges électriques partielles, les court-circuits, les courants de démarrage,
- Origines mécaniques tels que : les contraintes mécaniques au démarrage, les fuites dans le système de refroidissement, le défaut d'excentricité,
- Origines environnementales tels que : la contamination causée par les hydrocarbures et l'humidité, la température ambiante élevée.

Il existe un autre type de défauts aux enroulements statoriques appelé *mono-phasage* ou bien en anglais *single-phasing*. C'est le cas où une ligne d'alimentation est ouverte ou bien connectée à deux phases de la machine, ce qui rend le circuit monophasé [59].

I.3.3. Défauts au rotor

Contrairement aux défauts statoriques, les défauts au rotor dépendent du type de la machine considérée, parmi lesquels on peut citer les plus importants [31] :

- Défauts de roulements mécaniques,
- Excentricité du rotor,
- Rupture de barres rotoriques pour les machines asynchrones à cage,
- Défauts dans les enroulements rotoriques pour les machines synchrones classiques, asynchrones à rotor bobiné ou à courant continu,
- Défaut de démagnétisation pour les machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce mémoire, nous allons nous intéresser aux défauts rotoriques survenant uniquement sur les MSAP et qui sont les défauts de roulements, d'excentricité et de démagnétisation.

I.3.3.1. Défauts de roulements mécaniques

Dans une machine électrique, les roulements jouent le rôle d'interface mécanique entre le rotor et le stator. En effet, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine assurant une bonne rotation du rotor [27]. Les roulements à billes, illustrés dans la figure I.9, sont les plus utilisés dans la majorité des machines électriques en raison de leur meilleurs rapports performance-prix [50].

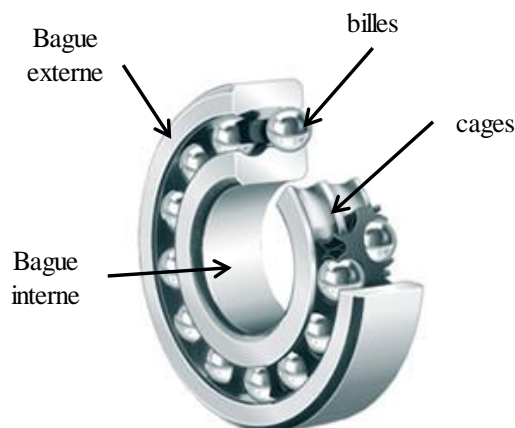


Figure I.9. Structure d'un roulement à billes

Les défauts de roulements représentent de 40% à 90% du total de défauts en fonction du type et de la taille de la machine [61]. Nous pouvons distinguer quatre types de défauts de roulement, en fonction de leur localisation [62] :

- Défaut de bague externe,
- Défaut de bague interne,
- Défaut de billes,
- Défaut de cage.

Une statistique effectuée en Russie a montré que 25% des roulements atteints d'un défaut de bague externe ont été remplacés, contre 45% pour des défauts de bague internes [63].

Chaque type de défaut cité ci-dessus est caractérisé par une fréquence fondamentale calculée à partir des dimensions du roulement et de la fréquence de rotation de l'arbre (f_r). Les expressions de ces fréquences pour les défauts de bague externe, de bague interne, de billes et de cage sont données respectivement par (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) [64], où D_b et D_c sont les diamètres d'une bille et de la cage, β est l'angle de contact de la bille avec les bagues et N_b est le nombre de billes.

$$f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (\text{I.1})$$

$$f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (\text{I.2})$$

$$f_{bi} = \frac{D_c}{2D_b} f_r \left(1 - \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2 \beta \right) \quad (\text{I.3})$$

$$f_{ex} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (\text{I.4})$$

Les causes externes possibles des endommagements de roulements ont été fournies par plusieurs références [11], [50], [55], parmi lesquelles on peut citer :

- Mauvais alignement du rotor,
- Courant traversant le roulement et causant des arcs électriques,
- Problèmes d'environnement,
- Contamination du roulement par des particules minuscules comme : les poussières et les grains de sable, ...
- Mauvaise lubrification provoquant l'échauffement et l'usure des roulements,
- Installation inexacte du roulement.

I.3.3.2. Défaut d'excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator et l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator, comme illustré dans la figure I.10. Toutefois, les

conséquences des défauts mécaniques peuvent se manifester au niveau de l'entrefer par un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple [27]. Ce phénomène est appelé excentricité défini comme une asymétrie dans l'entrefer entre le stator et le rotor [65]. Ce défaut existe en général dans la machine, mais avec un faible niveau, dès sa fabrication et évolue avec le temps. Certains utilisateurs et fabricants spécifient un niveau d'excentricité maximal admissible de 5% alors que d'autres permettent un niveau maximal de 10% de la largeur de l'entrefer [50]. Selon [66], tout niveau d'excentricité supérieur à 60% nécessite une intervention immédiate afin d'éviter un frottement entre le rotor et le stator, ce qui peut mener à une panne très grave de la machine.

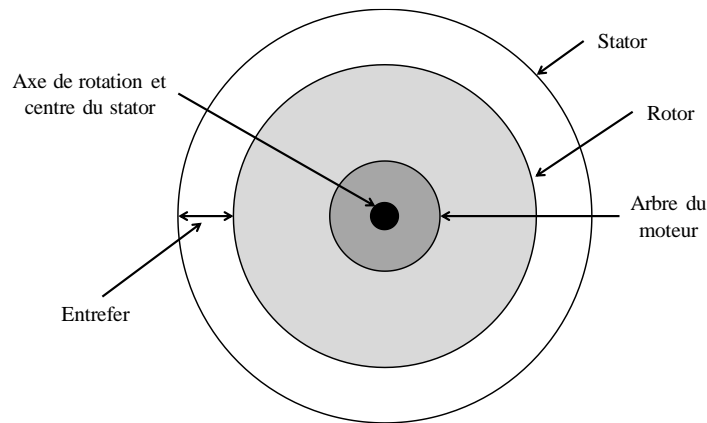


Figure I.10. Positions du rotor et du stator dans une machine parfaite

Trois catégories d'excentricité peuvent être identifiées dans la littérature et sont illustrées dans la figure I.11 [48] :

- Excentricité statique (fig.I.11(a)) : le rotor est déplacé du centre de l'alésage du stator mais il tourne toujours autour de son axe. Elle est due généralement soit à une imperfection de l'alésage du stator, soit à un mauvais positionnement du rotor ou du stator à l'étape de mise en service.
- Excentricité dynamique (fig.I.11(b)) : le rotor est positionné au centre de l'alésage du stator mais il ne tourne plus autour de son axe. Ce type peut être provoqué par divers facteurs tels que l'usure des roulements, les résonances mécaniques à la vitesse critique et le désalignement.
- Excentricité mixte (fig.I.11(c)) : la combinaison des deux cas cités précédemment.

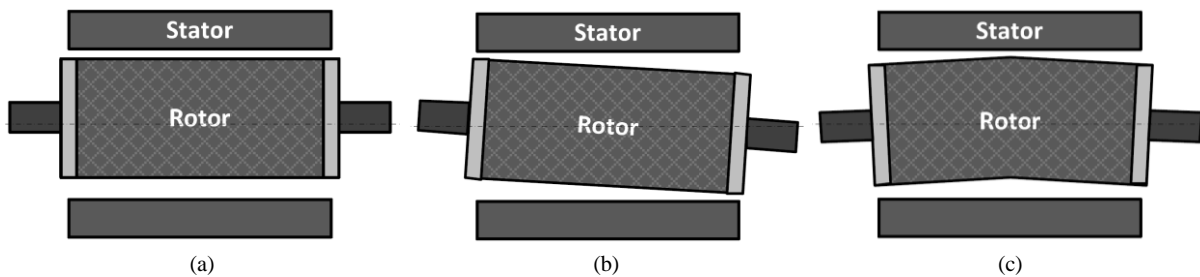


Figure I.11. Types d'excentricités statique (a), dynamique (b) et mixte (c)

I.3.3.3. Défaut de démagnétisation

La machine à aimants permanents est constituée d'un rotor équipé d'aimants permanents, qui peuvent être montés en sa surface ou bien intégrés. La démagnétisation de ces aimants est une des problématiques les plus courantes de ce type de machine, en raison de leur coût relativement élevé qui représente environ 80% du coût réel de la machine [67].

Dans des conditions normales, les aimants produisent un flux rotorique constant. Cependant, ce flux peut varier pour des nombreuses causes [11], [27], telles que :

- La réaction d'induit : le courant au stator crée un champ qui s'oppose à celui produit par les aimants ce qui peut déplacer leur point de fonctionnement hors de la zone limite de réversibilité [16],
- La température élevée : qui réduit l'induction rémanente des aimants,
- Les fissures : qui se forment dans les aimants lors de leur fabrication et qui peuvent conduire à leur désintégration et donc leur détérioration.

Les différentes méthodes qui ont été proposées dans la littérature pour détecter les défauts traités ci-dessus seront présentées dans la partie (I.5).

I.4. Différentes approches de diagnostic

Dans la procédure de diagnostic de défauts, on distingue deux étapes principales : l'étape de détection d'une anomalie suivie de l'étape de localisation et d'identification du défaut [68], [69].

- Détection d'anomalies : consiste à observer, manuellement ou automatiquement, l'état d'un système et de détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. L'anomalie est détectée par la hausse de certains indicateurs, appelés signatures de défauts, par rapport à leurs valeurs nominales. D'où, les résultats de cette étape consistent à définir des indicateurs informant la présence ou non d'un défaut et à choisir, par la suite, entre deux hypothèses : fonctionnement sain ou défaillant.
- Localisation de défauts : consiste à bien localiser et identifier la (ou les) cause(s) du (ou des) défaut(s). Elle permet, donc, de désigner la (ou les) partie(s) défectueuse(s) de la machine, suite à des évolutions anormales de certaines grandeurs signalées lors de l'étape de surveillance. Autrement dit, si l'étape de surveillance permet de détecter la présence d'un défaut, le diagnostic consiste d'une part à observer ses effets et, d'autre part, à identifier les causes et la gravité de cette défaillance.

En se basant sur ce principe, tout défaut affectant une machine électrique peut se manifester par des modifications des propriétés des signaux mesurés ou bien par des modifications de sa topologie interne [28]. Cela permet de distinguer, comme illustré par la figure I.12, entre deux grandes catégories de méthodes de diagnostic : les méthodes à base de modèles qui nécessitent une connaissance approfondie du système et les méthodes sans modèles qui se reposent sur les données recueillies du processus [70].

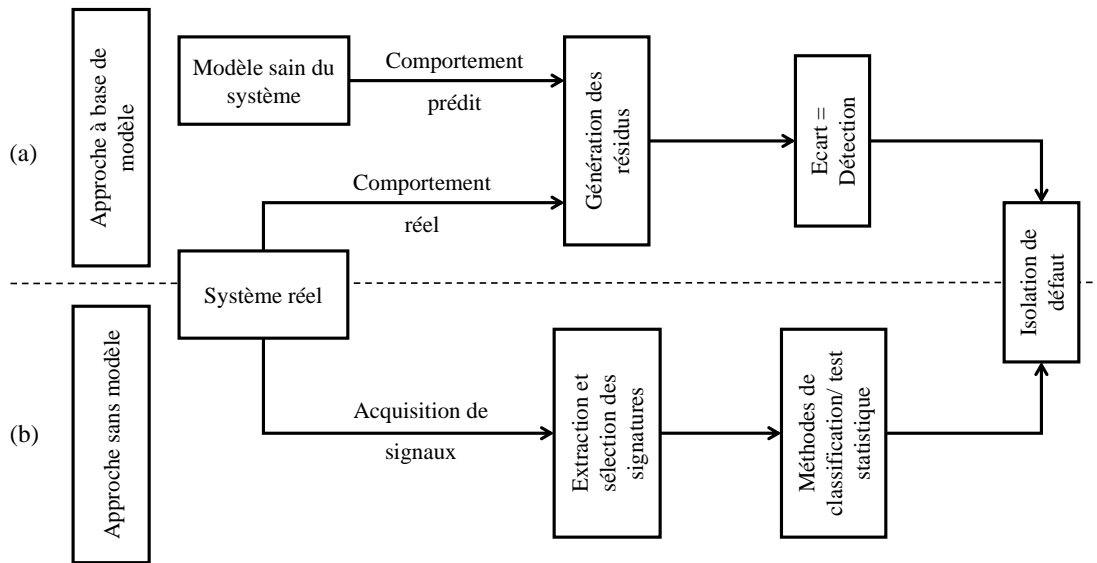


Figure I.12. Catégories d'approches de diagnostic (a) avec et (b) sans modèles

I.4.1. Approches à base de modèle

Ces méthodes de diagnostic reposent sur une connaissance à priori du modèle physique du système à surveiller. Elles sont considérées comme des alternatives de la redondance matérielle ou physique. Le principe de ce type de diagnostic est de détecter, à partir de l'écart entre le comportement réel du système et son comportement prédit généré par son modèle, la présence ou non d'une anomalie et d'identifier la défaillance si présente [71].

Les approches de diagnostic à base de modèles les plus citées dans la littérature sont celles basées soit sur une estimation d'état du système par observateurs ou par espace de parité, soit sur une estimation des paramètres [72]. Les approches de diagnostic par espace de parité et par observateurs sont plus dédiées aux défauts de capteurs et d'actionneurs. En outre, les défauts structuraux sont mieux identifiés par la méthode d'estimation paramétrique [27].

I.4.1.1. Approche par estimation paramétrique

Cette approche suppose l'existence d'un modèle mathématique décrivant le comportement interne du système. Elle consiste à estimer les paramètres physiques ou structuraux contenus dans ce modèle à partir des mesures d'entrée et de sorties réelles du système. Pour détecter et identifier l'apparition d'une défaillance, on effectue une comparaison entre ses valeurs estimées et les valeurs de référence de l'état normal [27], [28], [71].

I.4.1.2. Approche à base d'observateur

L'approche de diagnostic par estimation d'état à base d'observateurs consiste à estimer les états et les sorties du système à partir des grandeurs accessibles à la mesure, c'est-à-dire les entrées et les sorties [70]. Le vecteur de résidu est construit en calculant l'écart entre la sortie estimée et la sortie réelle du système [27], [28]. Lorsqu'un élément du vecteur résidu dépasse la valeur de son seuil de détection, cela signifie la présence d'une anomalie ce qui permet de la détecter et par la suite de la localiser.

I.4.1.3. Approche par espace de parité

Cette méthode consiste à réaliser une redondance analytique entre les entrées et les sorties du système, indépendamment de ses états et des grandeurs inconnues [28]. Elle se repose sur la vérification de la cohérence existante entre les relations mathématiques du système surveillé et les mesures issues des capteurs et des actionneurs [70]. Le résidu est, de même, défini comme l'écart entre la mesure et sa valeur calculée par le modèle. De point de vue détection, un résidu nul déclare un système sans défaut alors qu'une valeur non nulle alerte la présence d'un défaut.

Une étude plus détaillée sur ces approches peut être trouvée dans la bibliographie [70], [72].

I.4.2. Approche sans modèle

Les approches de diagnostic sans modèles ne nécessitent aucun modèle mathématique précis du système à surveiller. Les informations acquises sur le procédé considéré permettent de caractériser son fonctionnement [70], [71], [73]. Ces informations, appelées indicateurs de défauts, sont analysées par des techniques de traitement du signal, des méthodes statistiques ou par des méthodes non statistiques à base de connaissance, comme représenté dans la figure I.13.

Les méthodes sans modèle ont l'avantage de s'appuyer sur des connaissances du système reposant juste sur un retour d'expérience, ce qui est le mieux adapté à certaines applications industrielles complexes où la conception d'un modèle précis est difficile.

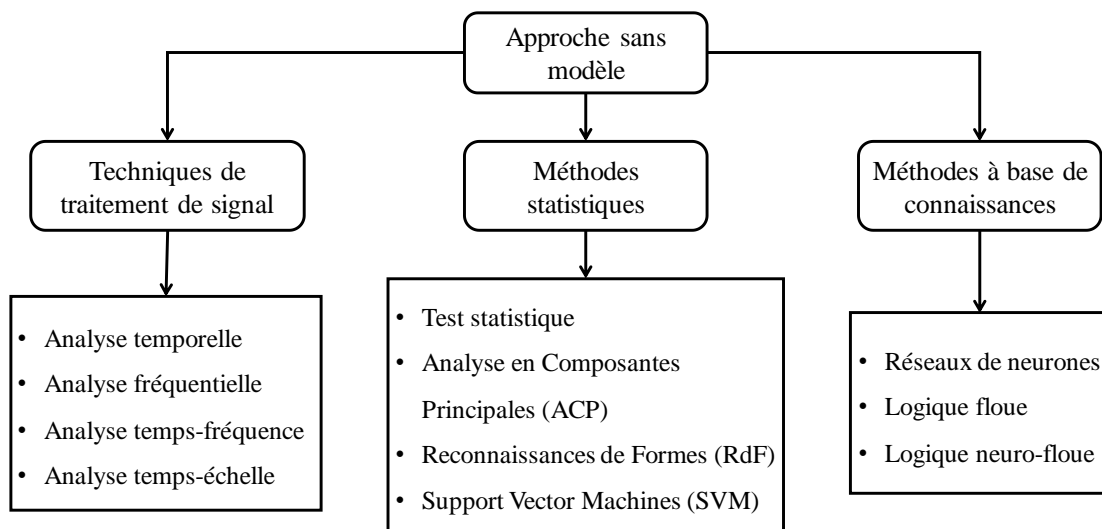


Figure I.13. Classification des approches de diagnostic sans modèle

I.4.2.1. Techniques de traitement de signal

Cette approche se base sur le fait que l'apparition d'un défaut se manifeste par une modification des caractéristiques des grandeurs électriques ou mécaniques mesurables sur le système [27]. Ces dernières possèdent des profils temporels et fréquentiels typiques qui correspondent à un état normal ou bien à des défaillances connues. Une comparaison entre les signatures de référence et actuelles permet de bien identifier l'état réel du système et de diagnostiquer le défaut si présent [28], [71], [73]. Ces outils sont classés en quatre catégories selon leur domaine d'application : temps, fréquences, temps-fréquence ou temps-échelle [74].

Plus de détails sur les différents outils de traitement du signal sont présentés dans les références [73], [74].

L'inconvénient majeur d'une telle approche est sa forte dépendance de la méthode d'analyse adoptée durant la phase de traitement ainsi qu'à la fréquence et le nombre d'échantillonnage durant la phase d'acquisition de données.

a. Analyse temporelle

Cette analyse est appliquée directement sur la variation temporelle des grandeurs mesurables issues des capteurs. Différentes méthodes peuvent être utilisées pour analyser le signal dans le domaine temporel :

a.1. Indicateurs scalaires

Plusieurs descripteurs extraits directement du signal discret $(X_i)_{i=1..N}$ dans le domaine temps ou espace, permettent d'avoir une information sur le signal par le moyen d'une valeur unique. Les descripteurs conventionnels les plus utilisés dans la littérature pour le but de diagnostic sont :

- La valeur efficace, ou en anglais Root Mean Square (RMS), est un indicateur scalaire lié directement à l'énergie moyenne du signal mais son inconvénient majeur est sa sensibilité à l'effet de masque [75] ;
- Le facteur de crête est le rapport entre la valeur crête et la valeur efficace du signal. Son défaut majeur est qu'il présente les mêmes valeurs dans les deux cas extrêmes, seule son évolution est significative [73] ;
- Le facteur K est le produit entre la valeur crête et la valeur efficace du signal temporel. Sa valeur est directement liée à l'état du roulement [76] ;
- Le Kurtosis est basé sur le moment d'ordre 4 de la distribution des amplitudes du signal temporel. C'est le coefficient d'aplatissement du signal et il permet de caractériser les défauts de type impulsif comme le défaut de roulements [74].

Ces indicateurs de défauts ainsi que d'autres seront explicités dans le Chapitre III.

Les avantages des indicateurs scalaires sont leur simplicité, leur facilité d'interprétation et la possibilité de leur associer des seuils dont le dépassement déclenche une alarme en situation défaillante. Ils sont donc particulièrement bien adaptés pour la surveillance et le contrôle en temps réel. Cependant, ils génèrent souvent des probabilités de fausses alarmes importantes lorsque les signaux ne sont pas de nature gaussiennes [77].

a.2. Moyenne synchrone temporelle

Le calcul de la moyenne synchrone temporelle d'un signal est utile pour mettre en évidence les caractéristiques synchrones d'un élément mécanique [73], [74]. Cette moyenne permet de centrer l'analyse sur une fréquence précise ainsi que ses harmoniques et donc permet d'éliminer les composantes non-périodiques de cette fréquence. Elle n'est donc pas efficace que pour la détection de défauts dont leurs fréquences de manifestation sont bien définies [74].

a.3. Décomposition en mode empirique

La décomposition en mode empirique, ou bien en anglais Empirical Mode Decomposition (EMD), consiste à décomposer le signal temporel en une somme finie de signaux mono-composants appelés Intrinsic Mode Functions (IMF) [78]. Les IMF sont des signaux modulés en amplitude et en fréquence et satisfaisants les deux conditions citées dans [79]. Chaque fonction IMF peut être représentée sous la forme de $r(t) \times \cos \theta(t)$ et est définie comme étant une caractéristique oscillatoire, ou bien un mode, locale du signal temporel.

La difficulté principale de cette décomposition est le fait qu'elle est définie sous forme d'un algorithme ainsi que sa performance dépend des critères choisis par l'utilisateur [78].

a.4. Cyclostationnarité

Un signal temporel est stationnaire si ses propriétés statistiques sont indépendantes du temps. La cyclostationnarité est une classe de signaux non-stationnaires ayant des propriétés statistiques périodiques dans le temps [50]. Cette caractéristique est apparue récemment dans le domaine d'analyse des signaux vibro-acoustiques pour les machines tournantes [77], [80].

Pour les signaux gaussiens, on peut se limiter aux statistiques d'ordres 1 et 2, sinon il sera nécessaire de passer aux ordres plus élevés [80].

b. Analyse fréquentielle

L'analyse fréquentielle est la contrepartie indispensable de l'analyse dans le domaine temporel du signal [77]. Effectivement, un phénomène indiscernable dans le temps peut être détecté dans le domaine fréquentiel et vice versa. L'analyse fréquentielle se base sur l'étude de la représentation du signal dans le domaine fréquentiel.

b.1. Analyse spectrale

L'analyse spectrale d'un signal temporel $x(t)$ s'appuie sur la Transformée de Fourier (TF), définie par (I.5) :

$$TF_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \times e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.5)$$

Cette analyse consiste à décomposer l'énergie du signal analysé par bandes de fréquence d'une manière plus fine que celle d'une analyse par la valeur RMS. En effet, la $TF_x(f)$ permet de déterminer le contenu spectral d'énergie $|TF_x|^2$ ou de puissance du signal à une fréquence f [74].

L'analyse de Fourier peut particulièrement servir comme un outil de diagnostic de défaut par le suivi du changement du spectre fréquentiel [77]. Pour les signaux discrets, il existe deux représentations du spectre : le spectre à Pourcentage de Bande Constante (PBC) et le spectre à Résolution Constante (RC) [76], [81].

Malgré sa facilité de mise en œuvre et d'interprétation, la transformée de Fourier ne convient que pour les signaux linéaires et stationnaires. Autrement dit, elle ne permet pas de bien localiser les changements temporels transitoires qui peuvent affecter le signal [82].

b.2. Analyse cepstrale

Le cepstre d'un signal $x(t)$, exprimé en dB, est défini comme la Transformée de Fourier inverse du logarithme décimal de son spectre. Il est obtenu par l'expression (I.6), tel que TF^{-1} désigne la transformée inverse de Fourier et $TF_x(f) = TF(x(t))$.

$$C_x(t) = TF^{-1}\{\log\{|TF_x(f)|^2\}\} \quad (I.6)$$

L'analyse cepstrale est un outil de surveillance et diagnostic utilisé pour détecter les défauts qui présentent des spectres complexes dus à plusieurs modulations d'amplitude concomitantes [83]. En plus, le cepstre permet de séparer entre l'excitation et la réponse impulsionnelle de la structure dans le domaine fréquentiel [74], [77].

b.3. Analyse d'enveloppe

L'enveloppe est par définition l'évolution temporelle d'une harmonique du signal à une fréquence donnée [73]. Elle s'effectue généralement sur deux étapes : le signal est filtré d'abord autour de la fréquence d'intérêt par un filtre passe-bande et après une démodulation est appliquée pour détecter l'enveloppe du signal filtré [84]. Lorsqu'un défaut induit des forces impulsionnelles excitant un mode de résonance de la machine (comme les défauts de roulement ou d'excentricité...), l'enveloppe se trouve amplifiée au niveau de cette zone [74]. Dans la plupart des cas, l'analyse d'enveloppe est suivie d'une analyse de Fourier pour révéler les structures périodiques de l'enveloppe (spectre d'enveloppe).

Même si l'analyse d'enveloppe est un outil de surveillance relativement facile à mettre en œuvre mais elle pose des problèmes lorsque le défaut se présente en large bande [85].

c. Analyse temps-fréquence

L'analyse fréquentielle classique présente des limites dans les cas de signaux non-stationnaires [11]. Cela nécessite son extension en introduisant la notion du temps dans l'espace de Fourier.

c.1. Transformée de Fourier à Fenêtre Glissante

La Transformée de Fourier à Fenêtre Glissante (TFFG) est une analyse spectrale du signal temporel $x(t)$ dans une fenêtre $w(t)$ localisée dans le temps et définie par (I.7) [81] :

$$TFFG_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \times w^*(\tau - t) \times e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.7)$$

En glissant la fonction de fenêtrage dans le temps, on obtient une série de spectres locaux dépendant de l'instant t [73]. Ces coefficients peuvent se ramener à une densité d'énergie du

signal appelée *spectrogramme* et définie par le carré du module de la TFFG. L'ensemble de ses spectres décrit le contenu spectral ou énergétique du signal dans le voisinage temps-fréquence de (t, f) [81].

Les inconvénients majeurs de la TFFG sont : la résolution temps-fréquence fixe [86] ainsi que la difficulté de satisfaire une bonne localisation simultanée en temps et en fréquence [73].

c.2. Distribution de Wigner Ville

Pour éviter le problème de résolution de la TFFG, la Distribution de Wigner-Ville (DWV) permet d'étudier les propriétés du signal à partir de sa densité d'énergie temps-fréquence [81]. Elle est calculée en corrélant le signal temporel avec sa translation en temps et en fréquence, comme exprimé par (I.8) [79] :

$$DWV_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \times x^*\left(\tau + \frac{t}{2}\right) \times e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (I.8)$$

Malgré que la DWV présente des meilleures résolutions en temps et en fréquence, elle possède aussi ses propres inconvénients. D'une part, elle entraîne l'apparition des valeurs négatives de puissance dans quelques bandes de fréquences. D'autre part, elle cause le problème d'inférence pour les signaux à multi-composantes fréquentielles.

Pour améliorer la lisibilité de cette distribution, des fonctions de lissage en temps et en fréquence $[W(u - t) \times H(v - f)]$ ont été appliquées à la DWV pour donner la distribution pseudo Wigner-Ville lissée [74].

d. Analyse temps-échelle

d.1. Transformée en Ondelettes continue

Pour éviter les problèmes de résolution, la transformée en ondelette permet de tenir compte de toutes les composantes fréquentielles du signal [86]. La Transformée en Ondelettes Continue (TOC) est un outil qui permet de décomposer un signal temporel sur une famille de fonctions analysantes, appelées les ondelettes, $\Psi_{(a,b)}(t)$ traduites par a et dilatées par b dans le temps [81]. Les coefficients en ondelettes $TOC_x(a, b)$ d'un signal $x(t)$ sont alors obtenus en le projetant sur les fonctions de base de l'ondelette $\Psi_{(a,b)}(t)$, comme formulé par (I.9), tel que a et b sont des réels [82]:

$$TOC_x(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \times \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \times \Psi^*\left(\frac{t - b}{a}\right) dt \quad (I.9)$$

Une ondelette dilatée, respectivement contractée, permet d'identifier les composantes basse-fréquence, respectivement haute-fréquence [74]. Le *scalogramme* est le carré du module de $TOC_x(a, b)$ représenté dans le plan (a, b) et peut être utilisé dans le domaine de diagnostic de défauts [87].

Pour les signaux bidimensionnels $x(t, \theta)$, des ondelettes $\Psi_{(a,b,\alpha)}(t, \theta)$ ont été introduites où α est leur angle de rotation dans l'espace \mathbb{R}^2 .

d.2. Transformée en ondelettes discrète

Dans le cas de TOC, les facteurs a et b prennent des valeurs continues ce qui nécessite un temps de calcul très important. Une version discrète de décomposition en ondelette (TOD) est introduite en traduisant et dilatant l'ondelette selon des valeurs discrètes. En général, a est choisi comme une puissance de 2 et b comme un multiple entier de a [74]. Alors pour un signal temporel $x(t)$, les $TOD_x(m, n)$ sont obtenus par la même formule que $TOC_x(a, b)$ sauf qu'ils sont discrets dans le plan (m, n) , comme donné par (I.10), avec m et n sont des entiers [82] :

$$TOD_x(m, n) = 2^{-\frac{m}{2}} \times \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \times \Psi^*(2^{-m}t - n) dt \quad (I.10)$$

Les transformées d'ondelettes en forme continue ou discrète sont appliquées dans différents domaines [87] et surtout dans le domaine de diagnostic de défauts dans la phase d'extraction d'indicateurs [88].

Toutefois, le choix de l'ondelette mère est un problème critique dans cette transformation et dépend fortement de l'évènement qu'on compte extraire du signal [82].

d.3. La transformation en paquets d'ondelettes

Malgré sa bonne résolution en temps-fréquence, la transformée en ondelettes présente une mauvaise résolution en Haute Fréquence (HF) surtout quand cette bande est étroite. Pour cette raison, la Transformée en Paquets d'Ondelettes (TPO) a été définie comme une généralisation de la relation entre l'analyse multi-résolution et les ondelettes [86].

Une analyse multi-résolution consiste à décomposer un signal $x \in V_j$ (espace de résolution j) en : une approximation $a_{j+1} \in V_{j+1}$ de résolution $(j + 1)$ et un détail $d_{j+1} \in W_{j+1}$ tel que $V_j = V_{j+1} \oplus W_{j+1}$. Les détails et les approximations sont obtenus en utilisant la fonction d'ondelette $\Psi(t)$ et sa fonction d'échelle $\Phi(t)$ respectivement [82].

La transformée en ondelettes discrète se contente à décomposer, à chaque niveau, juste les espaces d'approximations V_j alors que la transformée en paquets d'ondelettes décompose aussi les espaces de détails W_j [89]. Les fonctions de paquets d'ondelettes sont des fonctions à trois indices $W_{j,k}^n(t) = 2^{\frac{j}{2}} W^n(2^j t - k)$ tel que j et k sont respectivement les indices de dilatation ou d'échelle et de translation alors que l'indice n désigne le numéro du nœud à la profondeur j [82], [86].

Les coefficients en paquets d'ondelettes pour un signal $x(t)$ peuvent être calculés par la formule (I.11) :

$$TPO_x(j, k, n) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \times W_{j,k}^n(t) dt = \langle x(t) | W_{j,k}^n(t) \rangle \quad (I.11)$$

où $W_{0,0}^0(t) = \emptyset(t)$, déterminée par un filtre discret passe-bas $\{h(k)\}_k$, et $W_{0,0}^1(t) = \Psi(t)$, déterminée par un filtre discret passe bande $\{g(k)\}_k$ [86].

Par ailleurs, ces coefficients peuvent être obtenus par une méthode de calcul récursive en fonction des bancs de filtre [82] tel que l'approximation du nœud (j, n) à la résolution $(j+1)$ est définie par (I.12) :

$$TPO_x(j + 1, k, 2n) = \sum_l h(l - 2k) \times TPO_x(j, l, n) \quad (I.12)$$

Et son détail à la même résolution est donné par (I.13) :

$$TPO_x(j + 1, k, 2n + 1) = \sum_l g(l - 2k) \times TPO_x(j, l, n) \quad (I.13)$$

La décomposition en paquets d'ondelettes a été appliquée dans le domaine de surveillance vibratoire [74] et a prouvé une meilleure capacité de détection par rapport à la décomposition en ondelettes [82].

I.4.2.2. Méthodes statistiques

Pour les signaux non-stationnaires, l'approche signal de diagnostic devient plus complexe. Pour cette raison, on fait recours à des méthodes statistiques de détection de défaillances.

a. Tests statistiques

Un test statistique consiste à prendre une décision et choisir entre deux hypothèses : H_0 qui réfère au cas de fonctionnement normal et H_1 qui correspond à un cas défaillant. Ces hypothèses sont définies par leurs lois de densité de probabilité $p(x/H_0)$ et $p(x/H_1)$ respectivement pour H_0 et H_1 [73]. Le tableau I.2 décrit les quatre possibilités de décision pour un test statistique binaire, avec α représente la probabilité de fausses alarmes et β la probabilité de non détection.

Tableau I.2. *Décision dans un test statistique binaire*

	H_0 vraie	H_1 vraie
H_0 retenue	$1 - \alpha$	β
H_1 retenue	α	$1 - \beta$

Pour la détection de défauts, on peut distinguer des méthodes basées sur les rapports de vraisemblance classique ou généralisé (ou Generalized Likelihood Ratio (GLR)) [90] et les

algorithmes de détection séquentiels tels que : les sommes cumulées classique (ou Cumulative SUM (CUSUM)) et dynamique (ou Dynamic Cumulative Sum (DCS)) [82].

b. Analyse en composantes principales

L'Analyse en Composantes Principales (ACP) est une technique statistique multi-variable qui a comme but principal de réduire la dimension des données. Elle permet de transformer un ensemble de p variables corrélées en un ensemble de q variables non corrélées tel que $q < p$ [70], [73]. D'où, c'est une méthode d'extraction de caractéristiques qui permet de compresser l'espace des variables explicatives sous le critère de maximiser la variance.

c. Reconnaissance de formes

La méthode de Reconnaissance de Formes (RdF) est basée sur une classification des objets et des formes en les comparant à des forme-types. Chaque forme-type est représentée par une base de données construite à partir des mesures pour chaque mode de fonctionnement [91]. Le problème de diagnostic par RdF équivaut à la recherche des frontières entre les différentes classes de façon à affecter un nouveau vecteur de forme à une de ces classes [70]. Dans la RdF, on trouve deux approches : l'approche statistique basée sur les densités de probabilité conditionnelle et l'approche analytique basée sur la détermination mathématique des frontières qui minimisent l'erreur de classification [81].

d. Support Vector Machine

Le vecteur support machine ou bien Support Vector machine (SVM) est une méthode de classification basée sur la minimisation des erreurs d'apprentissage en maximisant la marge séparant les données des différentes classes [92]. Elle a été couramment appliquée dans les cas de séparation linéaire et non linéaire des données appartenant à deux différentes classes. Des algorithmes ont été développés plus tard pour passer d'un SVM binaire à des classificateurs d'un nombre K de classes telles que : one-against-one (1a1), one-against-all (1ar), Binary Tree-SVM (BT-SVM), etc. Dans [93], le BT-SVM a présenté une meilleure précision et une classification plus rapide que les autres algorithmes de SVM.

I.4.2.3. Méthodes par intelligence artificielle

Les techniques d'Intelligence Artificielle (IA) exploitent les connaissances heuristiques du domaine. Ce terme comprend diverses techniques telles que les réseaux de neurones, la logique floue ou bien une combinaison neuro-floue [71].

a. Réseaux de neurones

Les réseaux de neurones formels sont des outils d'IA adaptés aux problèmes de classification par apprentissage [73]. Leurs avantages principaux sont leur capacité d'apprentissage et de généralisation des connaissances acquises pour des entrées inconnues [81]. Un réseau de neurone peut être utilisé comme un outil supplémentaire de surveillance ou bien comme un outil principal de détection et de diagnostic [70]. L'utilisation d'un réseau de neurone s'effectue en deux phases : l'apprentissage et la validation. Dans la phase d'apprentissage, les paramètres

du réseau sont mis à jour tout en minimisant l'erreur quadratique entre sortie désirée et sorties réelles.

Il existe deux familles d'algorithmes d'apprentissage :

- Le cas supervisé, qui permet de déterminer les paramètres du réseau à partir d'un ensemble d'exemples (entrées-sorties) bien identifié ;
- Le cas non supervisé, qui calcule les paramètres du réseau en fonction des exemples présentés à l'entrée.

Selon leur structure, les réseaux de neurones peuvent être classés en deux grandes classes :

- Les réseaux feed-forward qui comportent : les réseaux à propagation, les réseaux statiques et les réseaux connexions unidirectionnelles ;
- Les réseaux récurrents qui comportent les réseaux bouclés et les réseaux dynamiques.

b. Logique floue

La logique floue est basée sur le raisonnement humain qui est souvent imparfait et imprécis. Le concept central de cette logique est celui des sous-ensembles flous. À chaque entrée est associée des sous-ensembles flous et à chaque sous-ensemble correspond une fonction d'appartenance ($\mu(x)$) [73]. Les systèmes flous traitent les valeurs des entrées par un système de règles de la forme « Si-Alors » [71]. D'où, la mise en œuvre d'un classificateur flou nécessite deux étapes principales : le choix des fonctions d'appartenance et la construction des règles de décision [94].

c. Logique neuro-floue

La logique neuro-floue est la combinaison entre les deux techniques précédentes. Le réseau de neurones artificiels et la base d'apprentissage sont utilisés pour générer les fonctions d'appartenance et l'ensemble des règles du système flou. Cette technique limite l'intervention de l'expert et du raisonnement humain lors de la génération des règles [95]. L'application de la logique neuro-floue pour la classification des défauts a montré son efficacité par rapport à un réseau de neurone classique [96].

Les réseaux de neurones et les tests statistiques seront détaillés et appliqués pour le diagnostic de défauts dans le Chapitre IV.

I.5. État de l'art de surveillance des défauts des machines électriques

Depuis les années 70, la surveillance de l'état de santé et le diagnostic de défauts des machines électriques ont fait l'objet d'une quantité importante de travaux de recherche. La plupart d'entre eux ont été principalement concentrés sur les machines de type asynchrone [60], [97], [98]. En revanche, et avec les avancements réalisés dans le domaine des aimants terre-rare, les MSAP ont connu une forte progression dans les systèmes industriels modernes et critiques, ce qui a motivé leurs exploitants à s'intéresser aux outils de détection s'adaptant à ce type de machines [59], [99].

Dans cette étude, nous nous intéressons au principe de détection de défauts par une approche à base de signal. Les différents types de paramètres mesurables utilisés dans une telle approche sont tout d'abord présentés. Par la suite, une brève description des techniques d'analyse de défauts par ces signaux est donnée, en mettant l'accent finalement sur l'analyse vibratoire.

I.5.1. Grandeurs mesurables et signaux de défauts

Dans les techniques de surveillance à base de signal, on s'intéresse aux grandeurs et aux signaux mesurables sur la machine et contenant des symptômes spécifiques caractérisant sa dégradation [11], [27]. Les grandeurs mesurables les plus fréquemment employées dans la littérature sont les suivantes :

- Les courants statoriques,
- Les courants dans le repère de Park (classique et étendu) [28],
- Les tensions d'alimentation [88],
- La tension du point neutre,
- Le flux magnétique dans l'entrefer [100],
- Le flux de dispersion,
- Le couple électromagnétique [101],
- La puissance électromagnétique,
- La vitesse de rotation [102],
- Les vibrations mécaniques : déplacement, vitesse et accélération vibratoires [73],
- Les émissions acoustiques [36],
- Les grandeurs thermiques et chimiques.

Une représentation de quelques mesures sur la machine, parmi celles citées ci-dessus, est indiquée sur la figure I.14.

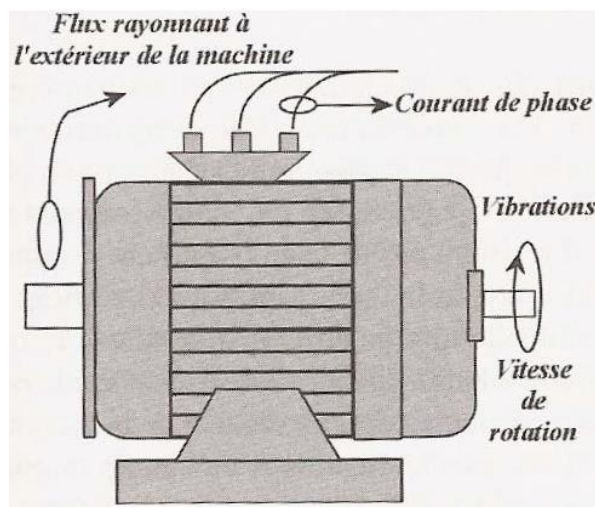


Figure I.14. Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine électrique [103]

I.5.2. Détection et localisation de défauts par analyse de signaux

Parmi les défaillances possibles des MSAP, nous allons focaliser dans cette partie sur les défauts : de court-circuits inter-spores, d'excentricité et de démagnétisation rotoriques.

I.5.2.1. Détection de court-circuit inter-spores

De nombreuses techniques ont été proposées dans la littérature pour la détection des défauts de court-circuit inter-spores dans une phase statorique, en analysant : les courants et les tensions de phases, le flux magnétique, le couple et d'autres types de signaux.

Un défaut de court-circuit augmente l'amplitude du courant statorique triphasé surtout dans la branche court-circuitée de la phase défaillante et génère la composante fréquentielle d'ordre 3 dans son spectre [59]. Dans [104], un indicateur du court-circuit inter-spores dans une phase statorique, pour une MSAP, a été extrait des diagrammes de Fresnel des courants des deux phases saines pour des cas sain et avec un défaut. En outre, le défaut de court-circuit a été simulé dans [79] par une méthode à éléments finis dans une MSAP. Le défaut a été localisé et identifié par la 9^{ème} harmonique de la DWV appliquée aux fonctions « IMF » d'ordres 1 et 2 du courant statorique. De plus, ce défaut introduit des composantes fréquentielles supplémentaires dans les spectres d'amplitude et de phase de la transformée de Park du courant statorique [28].

Les travaux présentés dans [56] ont proposés des indicateurs de défaut extraits des spectres fréquents de flux magnétiques principal dans l'entrefer et de fuites, mesurés par des capteurs de type bobiné et à effet Hall. Les pertinences de ces indicateurs ont été testées et comparées par des mesures expérimentales pour le cas d'une machine asynchrone. Par ailleurs, le contenu fréquentiel du flux magnétique de dispersion, mesuré par des capteurs de flux bobinés, a été exploité dans [58] pour le diagnostic de défauts électriques. Cette étude a considéré trois types de machines : asynchrone à cage, synchrone à rotor bobiné et asynchrone à double alimentation. Le défaut de court-circuit inter-spores a été caractérisé par des fréquences supplémentaires dans le spectre du flux magnétique extérieur.

Dans la référence [88], le couple électromagnétique et la somme des tensions de phases statoriques ont permis de caractériser le défaut de court-circuit dans un moteur DC sans balais alimenté par un onduleur de tension. La transformée d'ondelettes continues a été appliquée pour extraire le contenu en basses fréquences du couple et les contenus en basses et hautes fréquences de la somme de tensions. En plus et selon [27], un défaut de court-circuit conduit à l'apparition des ondulations de couple d'une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation, pour les machines asynchrone et synchrone à aimants permanents.

En revanche, et en se basant sur les résultats de simulation, les travaux de [47] ont montré que l'effet de défaut de court-circuit inter-spores est négligeable sur la forme d'onde de la vitesse de rotation dans un moteur synchrone à aimants surfaciques ou insérés.

Les effets du défaut court-circuit ont été analysés sur les signaux vibratoire pour une MSAP [105]. Il a été démontré qu'un défaut de court-circuit introduit des harmoniques d'espace de faibles ordres dans la force radiale de Maxwell et réduit les amplitudes du signal vibratoire.

I.5.2.2. Détection d'excentricité rotorique

Dans la littérature, le défaut d'excentricité a été identifié par différents types de paramètres : électromagnétique, mécanique ou acoustique [59].

Les systèmes de surveillance basés sur l'analyse du courant de phase sont les plus classiques. Les amplitudes de composantes à bandes latérales ou Amplitude of Side Band Components (ASBC) à des fréquences bien définies, extraites du spectre du courant, ont été employées pour la détection du défaut d'excentricité dans une MSAP [48]. Dans [89], la distribution en paquets d'ondelettes a été appliquée au courant statorique pour détecter le cas d'excentricité statique dans les moteurs asynchrones. Le défaut a été localisé par une augmentation des énergies des nœuds de la TPO à des fréquences spécifiques. Par ailleurs, un nouvel indicateur a été proposé par Ebrahimi et al. dans [106] pour la détection des excentricités statique et dynamique dans les MSAP. Il a été défini comme la combinaison linéaire des coefficients de la transformée discrète d'ondelette et du Modèle AutoRégressif (MAR), extrait du courant statorique.

Les défauts d'excentricité statique et dynamique dans une MSAP ont été détectés par des composantes fréquentielles supplémentaires dans les spectres du flux magnétique de l'entrefer et des signaux vibratoires [107].

L'analyse du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation est une autre approche applicable pour la détection du défaut d'excentricité. La méthode basée sur le calcul du « rayon de giration », ou bien Gyration Radius (GR), a été appliquée au signal de couple pour détecter le cas d'une excentricité statique dans les moteurs asynchrones [89]. En plus, et comme présenté dans [102], le défaut d'excentricité produit des composantes à bandes latérales spéciales ou Special Side Band Components (SSBC) dans le spectre du couple ainsi que des harmoniques spéciaux ou Special Harmonics (SH) dans la Densité Spectrale de Puissance (DSP) de la vitesse de rotation du moteur.

Finalement, l'excentricité rotorique peut être caractérisée par le niveau du bruit acoustique dû à la force radiale de Maxwell. Les effets de son cas statique sur ce bruit ont été étudiés dans [108]. Et selon [36], il a été démontré que le défaut d'excentricité introduit des modes vibratoires supplémentaires dans le spectre du bruit acoustique d'origine magnétique.

I.5.2.3. Détection de démagnétisation

Différents types de signaux mesurables sur la MSAP ont été analysés, dans des nombreux travaux, pour le diagnostic de défaut de démagnétisation. Dans [59], ce défaut a été introduit dans la machine en réduisant l'induction rémanente dans certaines zones de l'aimant permanent et a été identifié par une mesure électromagnétique (force électromotrice). La somme d'énergies des harmoniques du courant statorique a été proposée dans [104] comme un indicateur de la démagnétisation partielle ou complète.

En outre, l'analyse de la densité du flux magnétique de l'entrefer, mesurée par des capteurs de type bobiné installés autour des dents statoriques, a été présentée dans [100] comme un outil de diagnostic du défaut de démagnétisation. Cela est confirmé aussi par [36] qui montre qu'un

tel défaut introduit un harmonique d'ordre 2 dans le spectre de l'induction magnétique dans l'entrefer.

Selon [101], le défaut de démagnétisation partielle augmente les ondulations du couple électromagnétique de la MSAP à aimants surfaciques et augmente les ASBC à des fréquences particulières dans le spectre du couple. De même, la méthode de GR a été appliquée, dans ces travaux, aux séries temporelles du couple, calculées par l'approche « Time Delay Embedding (TDE) » pour la détection de ce défaut. Le deuxième critère a montré une meilleure robustesse vis-à-vis de la variation de charge que le critère fréquentiel.

Les effets de la démagnétisation sur les signaux vibratoires et le bruit acoustique ont été étudiés dans des nombreux travaux. Comme présenté dans [36], la démagnétisation partielle génère un mode vibratoire d'ordre 2 dans le spectre de puissance sonore (ou en anglais Sound Power Level Spectrum (SPLS)) du moteur DC à aimants permanents. En plus, et selon [105], des harmoniques temporels et spatial de faibles ordres apparaissent dans la pression surfacique de Maxwell dans le cas d'une démagnétisation, ce qui produit des basses fréquences supplémentaires dans le spectre d'accélération vibratoire.

I.5.3. Analyse vibratoire des machines électriques

Actuellement, les machines électriques occupent une place prépondérante dans nombreuses applications intervenant les systèmes de transmission de puissance. Cependant, la plupart des machines produisent un faible niveau de vibrations, même pour un fonctionnement normal, dues à ses phénomènes électromagnétiques et mécaniques internes. Ainsi, toute modification dans l'importance de ces enjeux, image d'un défaut probable dans la plupart des cas, se traduit directement, d'une manière plus ou moins importante, sur le comportement vibratoire de la machine. Cette particularité a donné à l'analyse vibratoire une place privilégiée parmi les outils de surveillance existants [32], [83], [109]–[111].

Les vibrations furent les premières grandeurs mesurées à être utilisées dans les approches de diagnostic à base de signal [58]. Aujourd'hui mieux maîtrisée et appliquée, la surveillance par analyse vibratoire connaît un nouvel essor et s'implante de plus en plus dans une large gamme de secteurs industriels [112], [113]. Ce développement fut orienté par la volonté de la part des exploitants des machines électriques de mettre en œuvre des techniques non-invasives de détection de défauts.

D'une part, deux principales technologies de réalisation de la surveillance vibratoire existent dans la littérature [76] :

- *Mesures directes de déplacements des parties tournantes* : réalisées à l'aide de capteurs à courant de Foucault mesurant en permanence les déplacements des arbres de machines. Cette technologie est presque toujours réalisée en temps réel et sa technologie de mise en œuvre est lourde.
- *Mesures de l'accélération subie par les parties fixes de la machine* : réalisées à l'aide d'un accéléromètre, relié à un collecteur de données, qui recueille les vibrations subies

par les carters des machines. Cette technique de surveillance s'effectue aussi bien en temps réel qu'en périodique selon un calendrier préétabli.

D'une autre part, les méthodes de diagnostic par une analyse vibratoire peuvent être réalisées par [94], [109], [114] :

- Un suivi périodique de l'évolution d'un indicateur ou bien d'un ensemble d'indicateurs vibratoire(s) sélectionné(s) jusqu'au dépassement d'un seuil d'alarme,
- Une approche automatique qui repose sur une phase d'extraction et de choix d'indicateurs de défauts à partir des signaux vibratoires et une méthode de classification telle que les classificateurs statistiques ou les réseaux de neurones.

L'inconvénient majeur de la surveillance basée sur l'analyse vibratoire est le coût élevé du capteur de vibrations. Cela limite en général l'utilisation de cette technique dans les applications où le prix est un critère primordial.

I.6. Objectifs du travail proposé

En se basant sur l'état de l'art global précédemment présenté, les objectifs de notre travail dans la suite de ce mémoire peuvent être illustrés dans la figure I.15.

- *Etape I : Modélisation de la machine*

En analysant le tableau I.2, on peut remarquer qu'il manque dans la littérature un modèle analytique, qui s'étend sur les trois colonnes et qui sera dédié au diagnostic. Ainsi, la première étape de cette thèse sera de développer un tel modèle, basé sur les équations : électriques, magnétiques et mécaniques de la machine et exprimées dans le repère fixe du stator. Son but principal est de donner une connaissance suffisamment approfondie pour un problème de diagnostic de son comportement sain ainsi qu'en présence de défauts.

En fait, ce modèle analytique, une fois confronté à un modèle numérique ou validé par un banc expérimental, peut être utilisé comme la source de bases de données saines et défaillantes. Ceci a l'avantage de réduire la complexité et le temps de calcul par rapport aux modèles numériques et de pouvoir simuler une quasi-infinité de configurations de défauts et de fonctionnement de la machine par rapport aux mesures expérimentales.

- *Etape II : Analyse de signaux*

Dans cette phase, les signaux, particulièrement vibratoires, seront analysés afin de choisir des indicateurs de défauts capables de les localiser. Parmi les types présentés dans (I.3), nous nous focaliserons sur les défauts de démagnétisation partielle et d'excentricité rotorique statique et dynamique.

Comme on l'a vu précédemment, de nombreuses méthodes, faisant appel à des différents outils de traitement et différents signaux, ont été proposées dans la littérature pour le diagnostic d'excentricité et de démagnétisation rotoriques. Pour un fonctionnement stationnaire, ce qui est le cas adopté, les techniques de traitement scalaires et spectrales sont capables de donner une

image sur l'état de santé de la machine. D'où, le but de cette étape sera d'analyser la pertinence de ses indicateurs en fonction du type et de la gravité de défaut, en considérant leurs cas simples et combinés.

- *Étape III : Méthode de prise de décision*

Dans cette partie, l'approche de prise de décision est développée en se basant sur l'ensemble des indicateurs pertinents sélectionnés dans la phase précédente. La plupart des travaux de la littérature, dans le domaine de diagnostic, fournissent souvent une sortie binaire qui signale la présence ou pas d'un cas défaillant. Toutefois, nous allons traiter le problème de localisation en considérant plusieurs types de défauts dans les approches que nous allons proposer.

Deux méthodes de prise de détection seront considérées :

- 1) Un test statistique qui permettra de calculer le seuil de détection de chaque indicateur de défauts. La localisation sera faite par la table de signatures de défauts, qui sera utilisée cette fois dans une approche de diagnostic sans modèle,
- 2) Un banc de réseaux de neurones développé par le même ensemble d'indicateurs utilisé dans la première approche, tel que chaque réseau est destiné à localiser un seul type de défauts.

- *Étape IV : Test de performances*

Après le développement de ces approches, la dernière phase sera de tester leurs performances en fonction de plusieurs critères. Dans ce travail, nous allons étudier leurs robustesses vis-à-vis du niveau de bruit et de l'échauffement de la machine ainsi que leur adaptabilité vis-à-vis de la variation de la tension du bus continu.

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, une synthèse bibliographique générale allant de la modélisation de la machine jusqu'aux approches de diagnostic a été présentée. La constitution de la MSAP, son intérêt industriel et ses approches de modélisation ont été exposés, en premier lieu, afin de justifier le choix de la machine et de son modèle dans la suite du mémoire. Les défauts les plus fréquents dans ce type de machines et leurs origines ont été par la suite brièvement développés. Un état de l'art sur la surveillance et le diagnostic de défauts dans les machines électriques par analyse des signaux mesurés et particulièrement les vibrations a été également réalisé. La problématique et les objectifs de notre travail de thèse ont été finalement cités.

Dans le second chapitre, nous présenterons une approche de modélisation analytique multi-physique de la MSAP, qui tiendra compte de tous ses aspects : électronique, électromagnétique et vibratoire. Des modèles analytiques de défauts seront aussi proposés afin de les intégrer dans le modèle et analyser leurs effets sur les différents types de signaux, pour le but de diagnostic. Les modèles analytiques des parties magnétique et mécanique de la machine ainsi que du défaut de démagnétisation seront confrontés à d'autres développés par éléments finis, afin de valider leurs précisions.

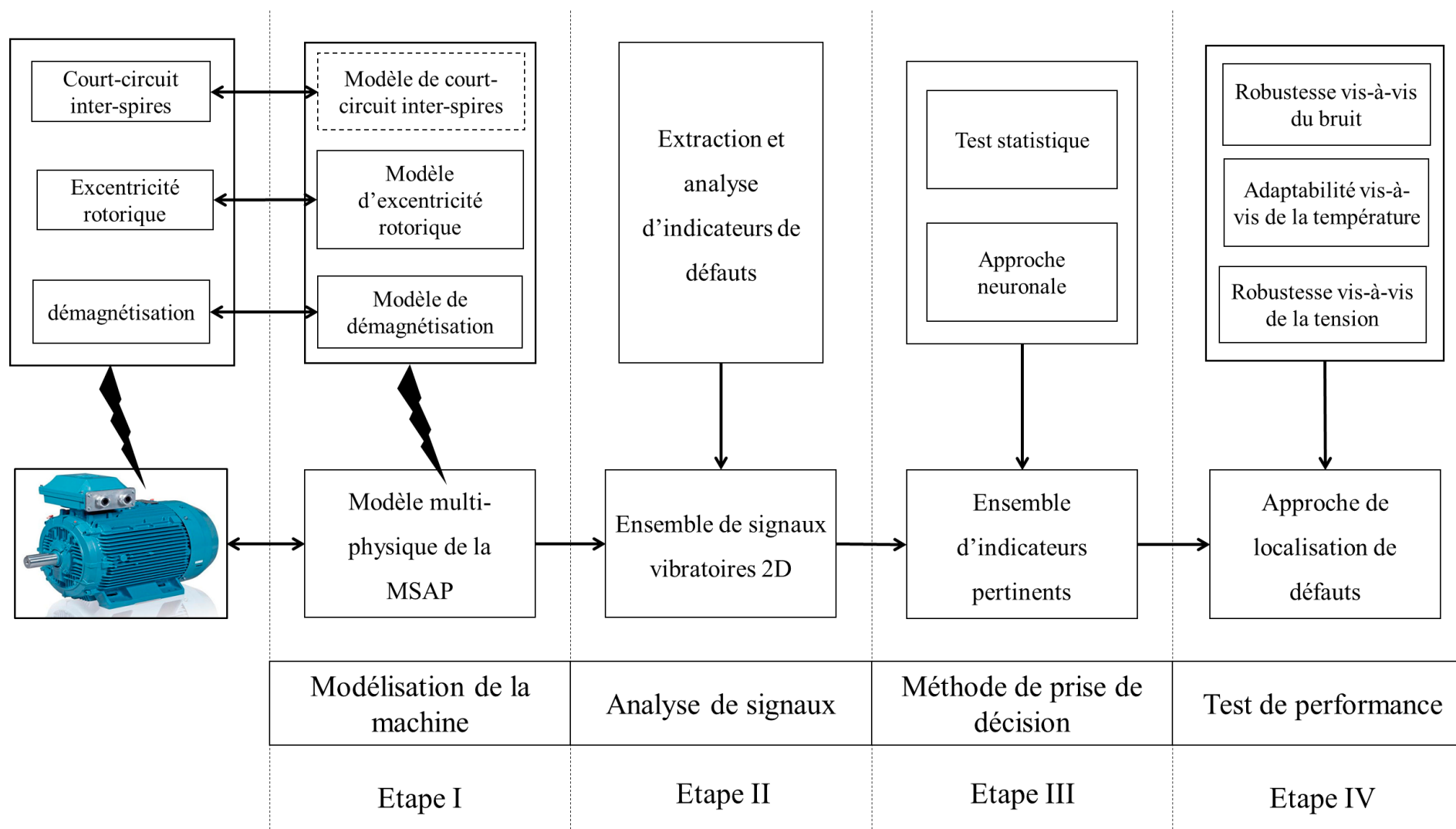


Figure I.15. Objectif du travail proposé dans ce mémoire

Chapitre II. Modélisation multiphysique de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous cherchons à développer une approche de modélisation multiphysique de la machine synchrone à aimants permanents autopilotée.

Plusieurs travaux existent dans la littérature s'intéressant à la détection et au diagnostic de défauts par l'analyse des signaux électriques, magnétiques et même vibratoires. Ces signaux proviennent principalement d'un modèle purement électrique ou magnétique, développé analytiquement ou numériquement, ou bien d'un banc expérimental. Or, les mesures réelles sont généralement coûteuses en termes de temps et de matériel pour réaliser différents scénarii de fonctionnement. De même, les modélisations numériques donnent des résultats précis mais pour un temps de calcul important par rapport aux méthodes analytiques. Pour ces raisons, nous avons intérêt à avoir un modèle multiphysique, purement analytique et assez précis, combinant les différents aspects de la machine et permettant en même temps une bonne compréhension des effets de défauts sur les grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques.

En premier lieu, nous présentons un modèle analytique de simulation de la MSAP en régime sain sous Matlab/Simulink et qui permet de générer différents types de signaux. Les parties analytiques : électronique de puissance, électrique, magnétique, mécanique et vibratoire seront détaillées. Pour simuler les cas défailants, des approches analytiques seront élaborées pour modéliser les défauts de court-circuit inter-spores monophasé, d'excentricité et de démagnétisation mono-polaire rotoriques, selon les effets physiques et topologiques de chaque type. Par la suite, les effets de ces défauts seront visualisés sur les signaux de courants, de couple et d'induction électromagnétiques et de vibrations générés analytiquement. Dans le dernier paragraphe, les deux parties magnétique et mécanique analytiques seront confrontées à des MEF simulées respectivement sous Matlab et Ansys. Par ailleurs, une approche par MEF sera développée particulièrement pour le défaut de démagnétisation, afin de la confronter à sa modélisation analytique.

II.2. Modèle analytique multiphysique de la MSAP

Le synoptique du modèle analytique de la machine, développé sous Matlab/Simulink, est présenté dans la figure II.1 [6]. Ce modèle regroupe la commande du moteur ainsi que les différentes parties : électrique, magnétique, mécanique et vibratoire. Notons que dans cette étude, nous considérons uniquement les vibrations d'origine électromagnétique, dans le domaine de faibles vitesses périphériques [44]. La MSAP considérée est alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux de la tension continue (V_{DC}).

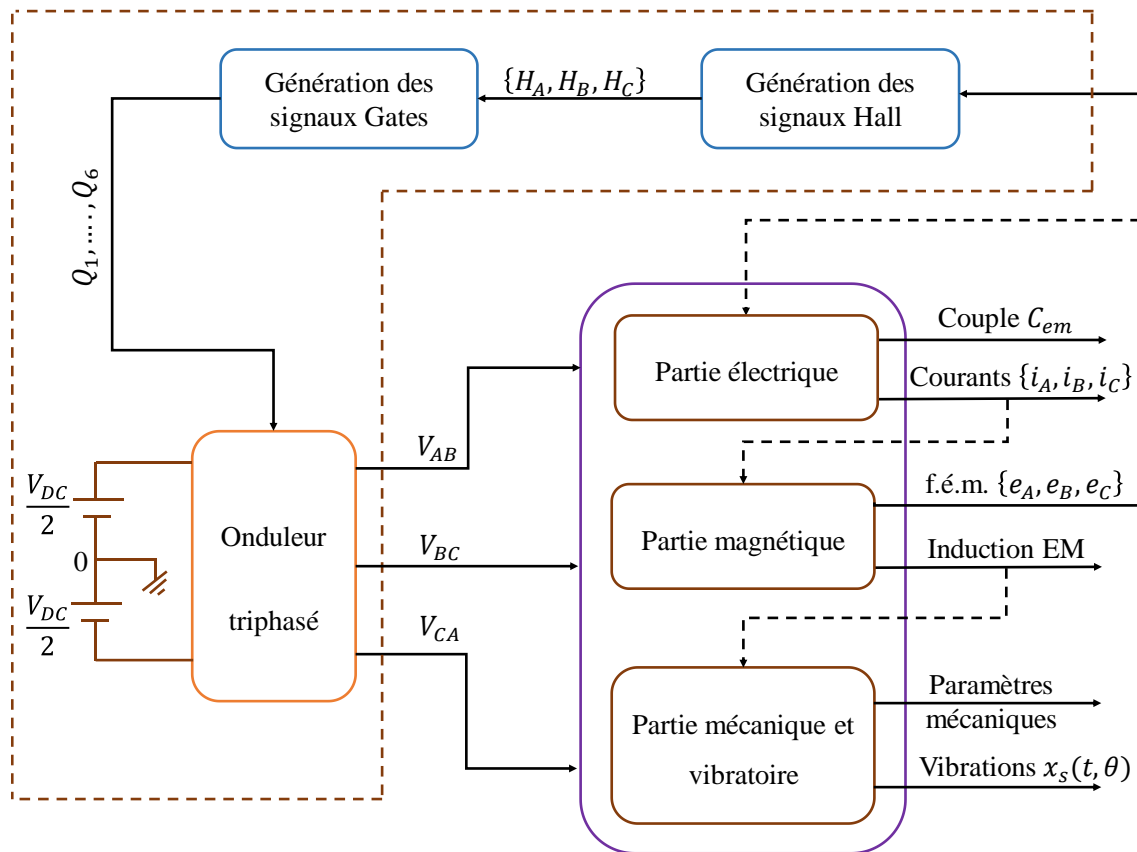


Figure II.1. Modèle analytique multiphysique de la machine

Par la suite, les différentes parties du modèle seront détaillées.

II.2.1. Hypothèses simplificatrices de modélisation

Toute approche de modélisation surtout l'analytique nécessite généralement de poser certaines hypothèses sur les grandeurs du système pour la mise en équation de son comportement. Dans ce travail, les hypothèses considérées sont les suivantes :

- L'homogénéité, l'isotropie et la linéarité des noyaux statoriques et rotoriques. La perméabilité du fer est infinie par rapport à celle de l'aimant et de l'air,
- La perméabilité relative des aimants permanents (μ_{ra}) est proche de l'unité,
- Les effets 3D sont négligés en supposant que la longueur active de la machine (L_r) est très grande par rapport au pas polaire (τ_p),
- L'aimantation des aimants permanents est uniquement radiale,
- Les encoches sont ouvertes et de fonds semi-circulaires,
- Les interrupteurs de l'onduleur sont supposés idéaux, en négligeant les chutes de tension ainsi que les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs.

II.2.2. Partie électronique de puissance

Le principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents autopilotée consiste à synchroniser les tensions d'alimentation avec la position actuelle du rotor [10], comme schématisé dans la figure B.1 dans Annexe B. La commande se base principalement

sur l'association d'un onduleur de tension triphasé, d'un capteur à effet Hall pour détecter la position instantanée du rotor et d'un bloc qui génère les signaux de commande de l'onduleur.

L'onduleur triphasé est composé de six interrupteurs parfaits $\{U_1, \dots, U_6\}$ distribués sur trois bras comme illustré dans la figure B.2. Chaque interrupteur (U_i) est composé d'un transistor (T_i) avec une diode (D_i) antiparallèle assurant la circulation d'un courant négatif dans (U_i) lorsqu'une commande (Q_i) positive y sera envoyée. Les commandes des interrupteurs du même bras sont complémentaires pour éviter un court-circuit à la source de tension ce qui implique le système (II.1). On suppose qu'une valeur nulle de (Q_i) signifie que (U_i) est ouvert alors qu'une valeur unitaire est attribuée pour le considérer fermé.

$$\begin{aligned} Q_2 &= \overline{Q_1} \\ Q_4 &= \overline{Q_3} \\ Q_6 &= \overline{Q_5} \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Le bloc imitant le fonctionnement d'un capteur à effet Hall détecte la position actuelle du rotor par la mesure des forces électromotrices (f.é.m.) du moteur $\{e_A, e_B, e_C\}$ [115], comme présenté dans la figure B.3. Le signal Hall de la phase j (H_j) change de valeur pour chaque changement de polarité de la f.é.m. correspondante (e_j), autrement dit pour chaque passage d'un nouveau pôle rotorique N ou S [116]. En pratique, les signaux binaires générés par les capteurs dépendent de plusieurs paramètres tels que leurs emplacements spatiaux et la direction de rotation de la machine [117]. Dans notre cas, on a supposé un décalage de 120° entre les trois capteurs ce qui introduit un décalage temporel d'un tiers d'une période électrique entre les signaux H_A , H_B et H_C délivrés par ces capteurs. Leurs formes d'ondes en fonction de celles des f.é.m. simples de la machine, sur deux périodes électriques, sont données par la figure II.2(a).

La commande « pleine onde », fréquemment appliquée aux MSAP autopilotées, consiste à déterminer la séquence de commande des interrupteurs en fonction de la position du rotor, alors indirectement des signaux $\{H_A, H_B, H_C\}$. Différentes stratégies sont étudiées dans la littérature en fonction des angles de conduction imposés : les stratégies à 120° , à 180° et à angles calculés [118]–[120]. Pour générer la puissance maximale à partir des mêmes valeurs de f.é.m. et de tensions d'alimentation, la stratégie de commande à 180° est retenue dans ce travail [121], [122]. Dans cette stratégie, chaque interrupteur $U_i = \{T_i, D_i\}$ conduit pour une demi-période électrique ce qui aboutit à six commutations par période pour l'ensemble d'interrupteurs [33]. Les formes d'ondes de courants statoriques correspondant aux f.é.m. produites par la machine, pour une pleine onde à 180° , sont présentées dans la figure II.2(b). Ainsi, les instants d'ouverture et de fermeture des différents interrupteurs permettent de déterminer la séquence de commande $\{Q_1, \dots, Q_6\}$ comme explicité dans la figure II.2(c) et le tableau II.1. Notons que les deux séquences $\{0, 0, 0\}$ et $\{1, 1, 1\}$ de $\{H_A, H_B, H_C\}$ n'existent pas en cas pratique et elles sont par conséquent éliminées du tableau.

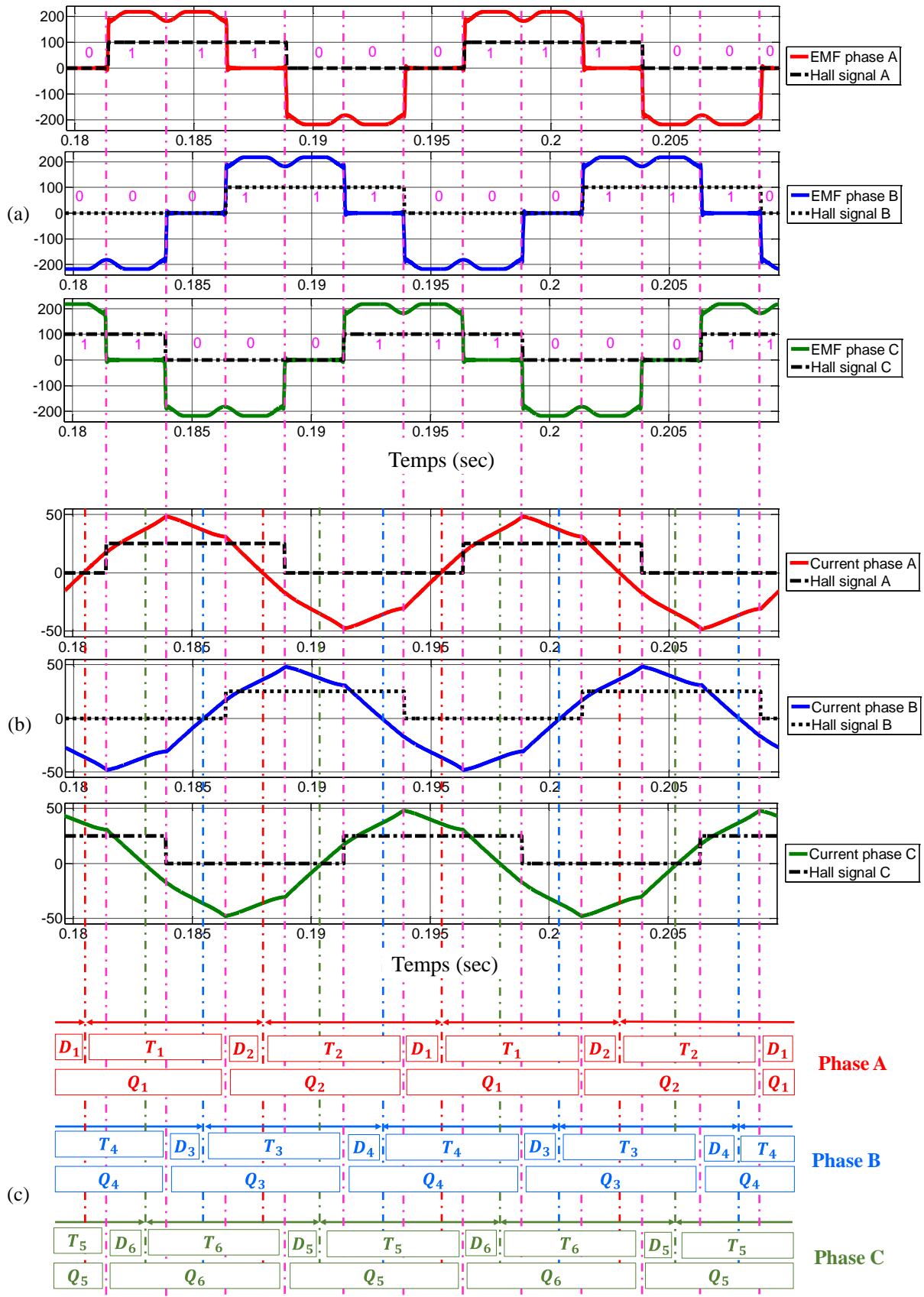


Figure II.2. Formes d'ondes des f.é.m. (a), des courants statoriques (b) et les séquences d'ouvertures des interrupteurs (c) pour une commande pleine onde à 180°

Tableau II.1. Séquence de commande de la stratégie pleine onde à 180° en fonction des signaux Hall pour une rotation dans le sens positif

Etat	Signaux Hall			Signaux Gates					
	H_A	H_B	H_C	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
2	1	0	1	1	0	0	1	0	1
3	1	0	0	1	0	1	0	0	1
4	1	1	0	0	1	1	0	0	1
5	0	1	0	0	1	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1	0	1	1	0

En se basant sur la table de vérité ci-dessus et le tableau de Karnaugh, on peut écrire les équations logiques de Q_1 , Q_3 et Q_5 en fonction des variables H_A , H_B et H_C comme exprimé par (II.2) et illustré par la figure B.4.

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= (H_A + H_C)\overline{H_B} \\
 Q_3 &= (H_A + H_B)\overline{H_C} \\
 Q_5 &= (H_B + H_C)\overline{H_A}
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

La structure simplifiée de l'onduleur triphasé couplé au circuit électrique du stator est donnée dans la figure II.3(a). Pour la séquence de commande imposée par (II.2), les formes d'ondes des tensions simples autopilotées $\{V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}\}$ à la sortie de l'onduleur sont présentées dans la figure II.3(b) pour une tension continue égale à 490V. Notons que ces tensions sont exprimées par rapport au potentiel zéro (0) de la source de tension continue, qui est différent du neutre (N) du moteur, ce qui introduit la tension homopolaire $V_{N0}(t)$ calculée par (II.3) :

$$V_{N0}(t) = \frac{V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}}{3}
 \tag{II.3}$$

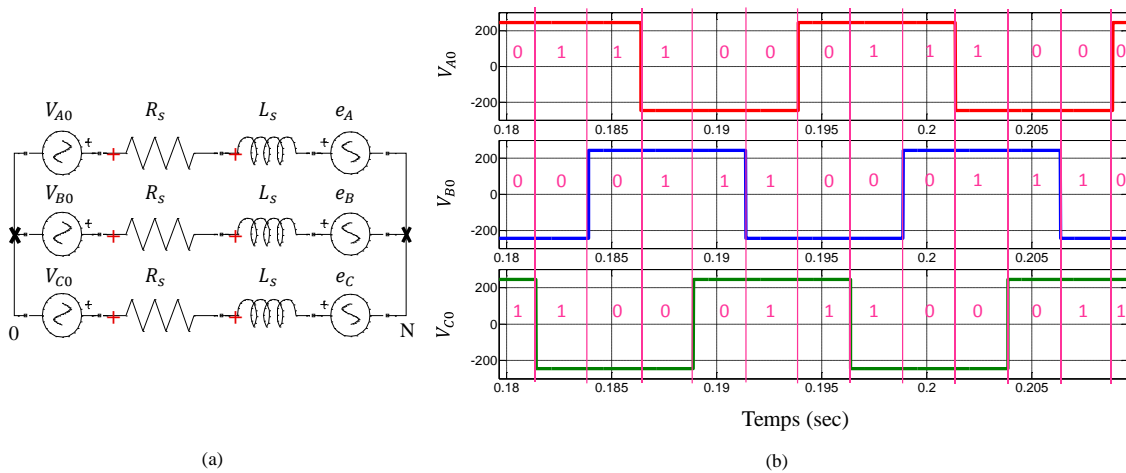


Figure II.3. Modèle électronique couplé au circuit électrique du moteur (a) et les formes d'ondes des tensions simples autopilotées (b)

II.2.3. Partie électrique

La partie électrique, donnée par la figure B.5, permet de calculer les courants $i_A(t)$, $i_B(t)$ et $i_C(t)$ des phases statoriques en fonction des tensions composées entre phases ($V_{AB}(t)$) et ($V_{BC}(t)$) à la sortie de l'onduleur et des f.é.m. $e_A(t)$, $e_B(t)$ et $e_C(t)$. Les équations électriques du stator, données par [9], sont réécrites sous les formes (II.4), (II.5) et (II.6), pour un bobinage couplé en étoile à neutre non relié ($V_{N0}(t) \neq 0$).

$$\frac{di_A(t)}{dt} = \frac{1}{3L_s} (2V_{AB}(t) + V_{BC}(t) - 3R_s i_A(t) - 2e_A(t) + e_B(t) + e_C(t)) \quad (\text{II.4})$$

$$\frac{di_B(t)}{dt} = \frac{1}{3L_s} (-V_{AB}(t) + V_{BC}(t) - 3R_s i_B(t) + e_A(t) - 2e_B(t) + e_C(t)) \quad (\text{II.5})$$

$$i_C(t) = -(i_A(t) + i_B(t)) \quad (\text{II.6})$$

La résistance (R_s) et l'inductance synchrone (L_s) du bobinage statorique sont obtenues, par les équations (C.1) à (C.9) dans Annexe C, à partir des caractéristiques géométriques et électriques du moteur [34]. Notons que le bobinage considéré est distribué à pas diamétral d'où le facteur de raccourcissement (K_s) est unitaire et le facteur de bobinage (K_b) est égal à celui de distribution (K_d). En plus, les inductances propres et mutuelles des trois phases statoriques sont égales en raison de l'isotropie et de la symétrie de la machine.

Les f.é.m. instantanées du moteur $e_A(t)$, $e_B(t)$ et $e_C(t)$ sont calculées à partir des flux $\Phi_A(t)$, $\Phi_B(t)$ et $\Phi_C(t)$ induits dans les phases statoriques par les aimants tournants à vide comme sera présenté dans la partie magnétique (II.2.4.3).

Le couple électromagnétique (EM) instantané ($C_{em}(t)$) absorbé par le moteur est calculé par (II.7) pour une machine à pôles lisses et non saturée [116] ce qui est le cas de la machine étudiée, avec $\Omega(t)$ est la vitesse de rotation mécanique instantanée du moteur.

$$C_{em}(t) = \frac{e_A(t) \times i_A(t) + e_B(t) \times i_B(t) + e_C(t) \times i_C(t)}{\Omega(t)} \quad (\text{II.7})$$

Le principe fondamental de la dynamique d'un moteur électrique s'exprime de la manière suivante (II.8) avec $C_p(t)$, $C_{ch}(t)$ et J sont respectivement les couples de pertes et de charge et le moment d'inertie. Dans cette étude, on se limite à la résolution en statique c.à.d. que le rotor tourne à une vitesse constante $\Omega(t) = \Omega_m$ et que sa dérivée ($d\Omega(t)/dt$) est nulle.

$$C_{em}(t) - C_p(t) - C_{ch}(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (\text{II.8})$$

II.2.4. Partie magnétique

La partie magnétique permet de calculer l'induction magnétique radiale ($B_{rad}(t, \theta)$) totale dans l'entrefer, créée par les courants statoriques et les aimants permanents rotoriques. Dans ce modèle, l'induction magnétique est définie comme le produit de la perméance de l'entrefer et la force magnétomotrice du stator ou du rotor. Elle est utilisée par la suite pour calculer la

pression magnétique radiale 2-D ($P_{rad}(t, \theta)$) appliquée à la surface interne du stator, qui sera considérée comme la source principale de vibrations [1].

II.2.4.1. Calcul de la perméance de l'entrefer

Dans nos calculs, nous avons négligé le phénomène de saturation des circuits magnétiques. D'où, la perméance surfacique ($\Lambda(\theta)$) d'un entrefer uniforme est une fonction purement géométrique. Dans la littérature, il existe différentes méthodes pour modéliser la perméance telle que : l'approximation rectangulaire ou triangulaire [123], la transformation conforme 2-D [42], la représentation en série de Fourier [17], [24] et bien d'autres. Dans notre cas, nous avons retenu la représentation en série de l'inverse de la fonction entrefer, développée dans [17], et qui tient compte de l'effet des encoches statoriques et des pôles rotoriques, comme exprimé par l'expression (II.9).

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_{g0} \times \left(1 + \sum_k A_k \cos(kN_e \theta) \right) \quad (\text{II.9})$$

Les coefficients de la série de Fourier ci-dessus sont exprimés par (II.10) et (II.11) :

$$\Lambda_{g0} = \frac{\mu_0}{g \times K_C + \frac{e_m}{\mu_{ra}}} \quad (\text{II.10})$$

$$A_k = -\frac{4}{k\pi} \beta' \times \left(0.5 + \frac{\left(k \times \frac{w_s}{w_e} \right)^2}{0.78 - 2 \left(k \times \frac{w_s}{w_e} \right)^2} \right) \times \sin\left(1.6\pi \times k \times \frac{w_s}{w_e}\right) \quad (\text{II.11})$$

$$\text{avec } \beta' = 0.5 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{w_s}{g_{eff}} \right)^2}} \right)$$

II.2.4.2. Calcul de l'induction statorique pour des aimants désaimantés

La force magnétomotrice ($MMF_s(t, \theta)$) statorique totale créée par le système statorique est la contribution des trois phases A, B et C, comme donné dans (II.12). Le schéma bloc du calcul de cette grandeur est illustré par la figure B.6.

$$MMF_s(t, \theta) = MMF_{s,A}(t, \theta) + MMF_{s,B}(t, \theta) + MMF_{s,C}(t, \theta) \quad (\text{II.12})$$

La force magnétomotrice ($MMF_{s,j}(t, \theta)$) créée par la phase statorique j , de N_s spires et p paires de pôles et parcourue par un courant variable $i_j(t)$, est calculée par (II.13) [17] avec θ_j est la position angulaire de la borne d'entrée de la phase j .

Le courant $i_j(t)$, généré par l'onduleur et parcourant la phase statorique j , est représenté par une somme de fonctions sinusoïdales correspondant aux différents harmoniques de temps comme exprimé par (II.14).

$$MMF_{s,j}(t, \theta) = \sum_{v=2k\pm 1} MMF_{s,j,v}(t) \cos(vp(\theta - \theta_j)) \quad (\text{II.13})$$

$$\text{avec } MMF_{s,j,v}(t) = \frac{2\sqrt{2}}{vp\pi} \times N_s \times K_{bv} \times i_j(t)$$

$$i_j(t) = \sum_h I_{j,h} \cos(2\pi h f_e t + \varphi_h) \quad (\text{II.14})$$

Le facteur de bobinage pour l'harmonique de temps v est défini par :

$$K_{bv} = K_{dv} = \frac{\sin(\frac{v\pi}{2m_p})}{N_{epv} \sin(\frac{v\pi}{2m_p N_{epv}})} \quad (\text{II.15})$$

Finalement, l'induction statorique ($B_{stator}(t, \theta)$) est obtenue par (II.16).

$$B_{stator}(t, \theta) = \Lambda(\theta) \times \sum_{j=1}^{m_p} MMF_{s,j}(t, \theta) \quad (\text{II.16})$$

II.2.4.3. Calcul de l'induction magnétique rotorique à vide

Dans la littérature, la force magnétomotrice ($MMF_r(\theta_r)$) créée par les aimants permanents rotoriques a été rapprochée analytiquement à une fonction trapézoïdale [42] ou créneau [38] dans le référentiel rotorique (θ_r). La fonction créneau est adoptée dans ce travail comme schématisé par la figure B.7. L'allure et l'amplitude de cette fonction dépendent de l'induction rémanente des Aimants permanents (AP) du rotor (B_r), de l'épaisseur radiale (e_m) et des angles d'ouverture (θ_p) et (θ_m) de ses pôles, comme exprimé dans (II.17) :

$$MMF_r(\theta_r) = \sum_{v=2k+1} MMF_{r,v} \cos(vp\theta_r)$$

$$\text{avec } MMF_{r,v} = \frac{-4MMF_{r,max}}{\pi v} \cos(vp \times (\frac{\theta_p - \theta_m}{2})) \quad (\text{II.17})$$

$$\text{et } MMF_{r,max} = \frac{B_r \times e_m}{\mu_{ra} \times \mu_0}$$

Pour définir les deux forces MMF_s et MMF_r dans le même référentiel fixe θ , la variable θ_r dans le référentiel rotorique est exprimée par (II.18) en fonction du temps t et la position θ dans le référentiel statorique, pour le cas nominal et une vitesse de rotation constante.

$$\theta_r = \theta - \Omega_m t \quad (\text{II.18})$$

Par la suite, l'induction magnétique rotorique ($B_{rotor}(t, \theta)$) est calculée par :

$$B_{rotor}(t, \theta) = \Lambda(\theta) \times MMF_r(t, \theta) \quad (\text{II.19})$$

L'induction rotorique calculée analytiquement est comparée à celle obtenue par un MEF, comme sera présenté dans la section (II.5.1).

La f.é.m. instantanée ($e_j(t)$) de la phase statorique j est calculée, selon la Loi de Faraday, par la dérivée temporelle du flux rotorique ($\Phi_j(t)$) induit dans la phase, comme exprimé par (II.20).

$$e_j(t) = \frac{d\Phi_j(t)}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Le flux $\Phi_j(t)$ induit dans la phase statorique j , de $N_{s/e}$ spires par encoche, est donné par l'expression (II.21) avec $B_{rotor}(t, \theta)$ est l'induction magnétique 2-D générée par le rotor [11].

$$\Phi_j(t) = \sum_{k=1}^{N_{e/p}} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} B_{rotor}(t, \theta) \times (N_{s/e} \times r_s \times L_r) d\theta \quad (\text{II.21})$$

II.2.4.4. Calcul de la pression radiale

Les noyaux statorique et rotorique sont supposés de perméabilité infinie par rapport à l'air [24], d'où la plupart des lignes du champ magnétique sont normales à la surface interne du stator et du rotor [124]. Par conséquent, la composante tangentielle de l'induction magnétique peut être négligée face à la composante normale. La composante radiale de l'induction ($B_{rad}(t, \theta)$) se calcule en superposant celles relatives à l'induit $B_{stator}(t, \theta)$ et à l'inducteur $B_{rotor}(t, \theta)$ comme donné par (II.22) :

$$B_{rad}(t, \theta) = B_{stator}(t, \theta) + B_{rotor}(t, \theta) \quad (\text{II.22})$$

Plusieurs méthodes analytiques se présentent dans la bibliographie pour obtenir les efforts magnétiques exercés sur une surface fermée [43], [44] : le Tenseur électromagnétique de Maxwell (TM), le principe des Travaux Virtuels (TV), les Méthodes à base des Charges Magnétiques (MCM) ou à base des Courants Equivalents (MCE). Dans notre cas, la pression magnétique s'exerçant sur l'alésage statorique ($P_{rad}(t, \theta)$) est calculée par le biais du TM, sous la forme de (II.23), en négligeant la composante tangentielle de l'induction magnétique [125].

$$P_{rad}(t, \theta) = \frac{B_{rad}(t, \theta)^2 - B_{tang}(t, \theta)^2}{2\mu_0} \quad (\text{II.23})$$

La pression électromagnétique est exprimée dans le plan de la tôle statorique en fonction du temps t et de l'angle θ et elle est supposée uniforme sur la longueur axiale et radiale de la machine [10]. Par conséquent, les modes de vibration du système statorique sont purement circonférentiels d'ordre noté m . Dans le cas d'un chargement harmonique et spectral, $P_{rad}(t, \theta)$ peut être considérée comme la somme d'harmoniques issus d'une transformée de

Fourier dans le domaine spatial (mode) et temporel (fréquence), comme exprimé par (II.24) [44].

$$P_{rad}(t, \theta) = \sum_{m=0}^{+\infty} \left[\sum_{h=-\infty}^{+\infty} P_{h,m}^{rad} \cos(w_h t + \varphi_h) \right] \cos(mp\theta + \varphi_m) \quad (\text{II.24})$$

avec $\Omega_e = 2\pi f_e$

II.2.5. Partie mécano-vibratoire

La modélisation des vibrations des machines électriques s'effectue généralement par la détermination successive des paramètres mécaniques et puis de la réponse vibratoire ($x_s(t, \theta)$) aux efforts magnétiques appliqués $P_{rad}(t, \theta)$ (figure B.9).

Pour ce faire, le système statorique complet est décomposé en une infinité de sous-modèles, nommés les modes propres, en réalisant une analyse modale comme proposé dans plusieurs références [10], [43], [44]. A chaque mode m , on associe un système mécanique S_m masse-ressort-amortisseur classique à un degré de liberté présenté dans la figure II.4, avec M_m , C_m et K_m sont respectivement la masse, le coefficient d'amortissement et la raideur relatifs à ce mode. La réponse vibratoire globale du système à N degrés de liberté est ensuite obtenue par la superposition des réponses des N systèmes à un seul degré de liberté chacun. Cette supposition nécessite que la structure soit linéaire et faiblement amortie ce qui est le cas du système étudié.

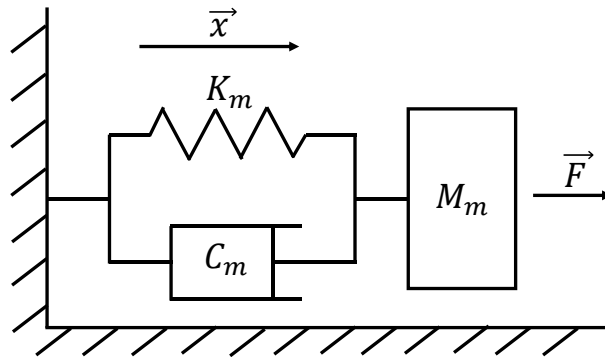


Figure II.4. Système vibratoire typique à un degré de liberté

En résumé, l'objectif de cette partie, schématisé par la figure B.8, est de relier l'amplitude de déplacement de chaque système S_m , issu de l'analyse modale, aux sources d'excitation, issues des forces de Maxwell dans l'entrefer, et cela pour retrouver les vibrations globales entourant la machine. Notons que dans ce travail, on s'est limité à un nombre fini de modes N égal à 12 qui correspond au nombre de pôles de la MSAP étudiée et à l'harmonique d'espace fondamentale de la pression magnétique.

II.2.5.1. Calcul des paramètres mécaniques du stator

La détermination précise des fréquences naturelles est l'étape la plus critique dans le calcul vibratoire d'une structure mécanique. Dans ce paragraphe, une méthode analytique est proposée pour les calculer. Selon la deuxième loi de Newton appliquée au système dynamique ci-dessus,

l'équation de mouvement pour un mode m et une fréquence $f_h = hf_e$ s'écrit de la manière suivante [10] :

$$M_m \ddot{X}_{h,m}^s(t) + C_m \dot{X}_{h,m}^s(t) + K_m X_{h,m}^s(t) = P_{h,m}^{rad}(t) \quad (\text{II.25})$$

En supposant des conditions initiales de position $X_{h,m}^s$ et de vitesse $\dot{X}_{h,m}^s$ nulles, la solution de l'équation (II.25) peut être écrite sous la forme suivante [43] :

$$X_{h,m}^s(t) = X_{h,m}^s e^{j(\omega_h t + \varphi'_h)} \quad (\text{II.26})$$

avec $\omega_h = h\Omega_e$

Les fréquences propres sont calculées pour une structure non amortie ($C_m = 0$) subissant des vibrations libres ($P_{h,m}^{rad}(t) = 0$), selon l'équation différentielle (II.27).

$$M_m \ddot{X}_{h,m}^s(t) + K_m X_{h,m}^s(t) = 0 \quad (\text{II.27})$$

En injectant la solution (II.26) dans (II.27), la pulsation propre du mode sera donnée par :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{K_m}{M_m}} \quad (\text{II.28})$$

Plusieurs études se sont portées sur le calcul analytique des fréquences propres correspondant aux modes purement circonférentiels [17], [126]–[128]. Les modèles cités dans la littérature sont classifiés en deux grandes classes : la bidimensionnelle, assimilant la machine à un anneau circulaire, et la tridimensionnelle comportant les modèles basés sur les coques cylindriques minces ou épaisses. Les pertinences de ces différentes méthodes ont été étudiées et confrontées à des machines réelles dans les travaux de G.Verez [43], [129]. La méthode adoptée dans ce travail est celle basée sur la théorie annulaire assimilant la machine à un anneau épais en intégrant les effets de denture, d'enroulements et du rotor, pour une machine avec un rapport longueur sur rayon (L_r/R_{ext}) $\cong 1,7$.

Les fréquences naturelles du système statorique pour les modes : de respiration $m = 0$ [43], de déflexion du rotor et de l'arbre $m = 1$ [24], [127] et de flexion circonférentielle $m > 1$ [43] sont calculées respectivement par les expressions de (II.29) jusqu'à (II.41). Les valeurs obtenues analytiquement sont comparées dans le paragraphe (II.5.2) à celles obtenues par une approche numérique.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{E_{cs}}{\Delta'_\rho \times \rho_{cs} \times R_{cs,m}^2}} \quad (\text{II.29})$$

Le coefficient de variation de la masse volumique de la culasse statorique (Δ'_ρ) en considérant les dents et les enroulements est donné par :

$$\Delta'_{\rho} = \frac{M'_{dents} + M_{cs}}{M_{cs}} = \frac{M_{bob} + M_{dents} + M_{cs}}{M_{cs}} \quad (\text{II.30})$$

Les masses de la culasse statorique (M_{cs}) et des dents (M_{dents}) sont obtenues respectivement par les formules (II.31) et (II.32) :

$$M_{cs} = 2\pi \times \rho_{cs} \times L_r \times e_{cs} \times R_{cs,m} \quad (\text{II.31})$$

$$M_{dents} = N_e \times \rho_{cs} \times \theta_t \times R_{dent,m} \times L_r \quad (\text{II.32})$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{3E_{cs} \times D_a^4}{8 \times 10^3 (L_r \times (4r_s^2 - D_a^2) + 0.5L_{roul} \times D_a^2) \times L_{roul}^3}} \quad (\text{II.33})$$

Les longueurs du rotor (L_{totale}) et des roulements (L_{roul}) sont dimensionnées en fonction du rayon d'alésage (r_s) [30] :

$$L_{roul} = 0.6 L_{totale} \quad (\text{II.34})$$

$$L_{totale} = 5r_s \quad (\text{II.35})$$

$$f_m = f_0 \sqrt{\frac{B'}{2A'} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4A' \times C'}{B'^2}} \right)} \quad (\text{II.36})$$

Les coefficients A' , B' , C' et D' s'obtiennent respectivement selon (II.37), (II.39), (II.40) et (II.41) :

$$A' = 1 + k^2 \left(m^2 \left(3 + \frac{D'}{\Delta'_{\rho}} \right) - 3 \right) \quad (\text{II.37})$$

$$k = \frac{e_{cs}}{\sqrt{12}R_{cs,m}} \quad (\text{II.38})$$

$$B' = k^2 \times (m^2 - 1) \times \left(m^2 \times \left(4 + \frac{D'}{\Delta'_{\rho}} \right) + 3 \right) + (m^2 + 1) \quad (\text{II.39})$$

$$C' = k^2 \times m^2 \times (m^2 - 1)^2 \quad (\text{II.40})$$

$$D' = D \times \left(1 + \frac{\rho_{bob} \times S_{bob}}{\rho_{cs} \times S_{dent}} \right) \quad (\text{II.41})$$

$$\text{avec } D = 1 + \frac{N_e \times h_{te} \times w_t}{2\pi \times R_{cs,m} \times e_{cs}^3} (4h_{te}^2 + 6h_{te} \times e_{cs} + 3e_{cs}^2)$$

Les formules analytiques de raideurs modales sont basées aussi sur la théorie des anneaux avec des facteurs correctifs qui prennent en compte les déplacements rectiligne et rotatif des dents et du bobinage. Elles sont exprimées par (II.42) [17], [39], (II.43) [24], [43] et (II.45) [39] pour les modes $m=0$, 1 et >1 respectivement.

$$K_0 = \frac{2\pi \times E_{cs} \times e_{cs} \times L_r}{R_{cs,m}} \quad (\text{II.42})$$

$$K_1 = \frac{3E_{cs} \times D_a^4 \times S_{cs,int}}{4r_s \times L_r \times L_{roul}^3} \quad (\text{II.43})$$

Avec $S_{cs,int}$ est la surface interne du stator calculée par :

$$S_{cs,int} = 2\pi \times r_s \times L_r \quad (\text{II.44})$$

$$K_m = \frac{\pi \times E_{cs} \times e_{cs}^3 \times L_r}{6R_{cs,m}^3} \times F_{em}^2 \times (m^2 - 1)^2 \quad (\text{II.45})$$

$$F_{em} = \frac{f_m}{f_{m,cs}} \quad (\text{II.46})$$

La masse modale (M_m) est calculée par l'expression (II.47) pour tout mode m :

$$M_m = \frac{K_m}{\omega_m^2} \quad (\text{II.47})$$

Le coefficient d'amortissement C_m est estimé par la formule (II.48) avec ζ_m est le rapport d'amortissement calculé par la formule empirique (II.49) en fonction de la fréquence propre f_m [17].

$$C_m = 2\zeta_m \times \sqrt{K_m M_m} \quad (\text{II.48})$$

$$\zeta_m = \frac{1}{2\pi} (2,76 \times 10^{-5} f_m + 0.062) \quad (\text{II.49})$$

II.2.5.2. Calcul du signal vibratoire 2-D

En se basant sur la même hypothèse assumée pour la pression radiale dans l'expression (II.24), l'expression générale du signal vibratoire $x_s(t, \theta)$ peut-être écrite sous la forme d'une somme de fonctions sinusoïdales comme exprimée par (II.50) :

$$x_s(t, \theta) = \sum_{m=0}^{+\infty} \left[\sum_{h=-\infty}^{+\infty} X_{h,m}^s \cos(h\Omega_e t + \varphi'_h) \right] \cos(mp\theta + \varphi'_m) \quad (\text{II.50})$$

En supposant qu'à une fréquence f_h et un mode m , la pression radiale et le signal vibratoire instantanés s'expriment respectivement par (II.51) et (II.52) et en les substituant dans l'équation de mouvement (II.25), on obtient l'expression de la fonction de transfert complexe $\hat{H}_m(\omega_h)$ (II.53) :

$$P_{h,m}^{rad}(t) = P_{h,m}^{rad} \times e^{j\omega_h t + \varphi_h} = \hat{P}_{h,m}^{rad} \times e^{j\omega_h t} \quad (\text{II.51})$$

avec $\hat{P}_{h,m}^{rad} = P_{h,m}^{rad} \times e^{j\varphi_h}$

$$x_{h,m}^s(t) = X_{h,m}^s \times e^{j\omega_h t + \varphi'_h} = \hat{X}_{h,m}^s \times e^{j\omega_h t} \quad (\text{II.52})$$

avec $\hat{X}_{h,m}^s = X_{h,m}^s \times e^{j\varphi'_h}$

$$\hat{H}_m(\omega_h) = \frac{\hat{X}_{h,m}^s}{\hat{P}_{h,m}^{rad}} = \frac{K_m^{-1}}{\left(1 - \frac{\omega_h^2}{\omega_m^2}\right) + 2j\zeta_m \frac{\omega_h}{\omega_m}} = H_m(\omega_h) \times e^{j\beta_m(\omega_h)}$$

avec $H_m(\omega_h) = \frac{K_m^{-1}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_h^2}{\omega_m^2}\right)^2 + (2\zeta_m \frac{\omega_h}{\omega_m})^2}}$ (II.53)

$$\text{et } \beta_m(\omega_h) = -\tan^{-1}\left(\frac{2\zeta_m \frac{\omega_h}{\omega_m}}{1 - \frac{\omega_h^2}{\omega_m^2}}\right)$$

Par la suite, la réponse vibratoire $X_{h,m}^s$ de chaque système S_m à la fréquence f_h est exprimée par (II.54). A partir de l'expression de la fonction de transfert $\hat{H}_m(\omega_h)$, on peut conclure que le phénomène de la résonance apparaît quand il y a une coïncidence temporelle entre la fréquence de l'excitation et la fréquence naturelle pour le même ordre d'espace m .

$$X_{h,m}^s = P_{h,m}^{rad} \times H_m(\omega_h) \quad (\text{II.54})$$

avec $\varphi'_h = \beta_m(\omega_h) + \varphi_h$

Et le signal temporel $x_{h,m}^s(t)$ est exprimé par :

$$x_{h,m}^s(t) = P_{h,m}^{rad} \times H_m(\omega_h) \times e^{j\omega_h t + \beta_m(\omega_h) + \varphi_h} \quad (\text{II.55})$$

avec $\varphi'_m = \varphi_m$

Finalement, la réponse globale du système statorique est obtenue par la superposition des réponses de modes propres, comme formulé par (II.56) :

$$x_s(t, \theta) = \sum_{m=0}^{+\infty} \left[\sum_{h=-\infty}^{+\infty} P_{h,m}^{rad} H_m(\omega_h) \cos(\omega_h t + \beta_m(\omega_h) + \varphi_h) \right] \cos(m p \theta + \varphi_m) \quad (\text{II.56})$$

II.3. Modélisation analytique des défauts

Parmi les défauts communs des MSAP, on s'intéresse dans cette partie à la modélisation des défauts : de court-circuit inter-spores monophasé, d'excentricités rotoriques statique et dynamique et de démagnétisation partielle mono-polaire.

II.3.1. Défaut de court-circuit inter-spores

Comme il a été introduit dans le chapitre précédent, un défaut de court-circuit inter-spores indique une dégradation de l'isolation entre plusieurs spores de l'enroulement dans une phase statorique. Cette défaillance peut être modélisée par une résistance (R_f) connectant les deux

points de la bobine et dont la valeur dépend de la gravité du défaut. Le modèle général du défaut de court-circuit inter-spires dans la phase (A) est représenté dans la figure II.5 [27]. Une valeur R_f nulle signifie un court-circuit « franc » entre les spires alors qu'une très grande valeur ($R_f = \infty$) correspond à un cas sain.

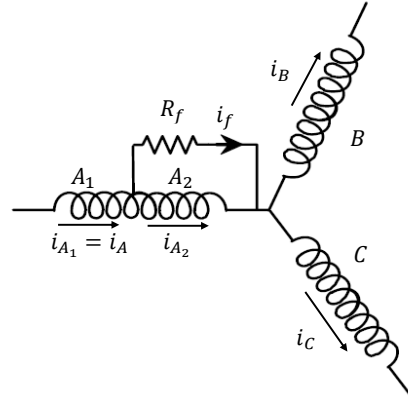


Figure II.5. Modèle d'un court-circuit inter-spires monophasé

Comme le montre la figure, le défaut divise la phase défaillante (A) en deux parties : une partie saine (A_1) et une partie court-circuitée (A_2). On définit la sévérité du défaut (ε_f), exprimée par (II.57), comme le nombre relatif en (%) de spires court-circuitées (N_f) par rapport au nombre de spires par phase (N_s).

$$\varepsilon_f = \frac{N_f}{N_s} \quad (\text{II.57})$$

Par conséquent, un court-circuit inter-spires modifie le système d'équations donné par (I.4), (I.5) et (I.6) et y introduit une nouvelle équation associée à la partie court-circuitée de la phase défaillante. Pour le cas d'un défaut à la phase A, les courants i_{A1} , i_B et i_C circulant dans les bobines A_1 , B et C ainsi que le courant de défaut i_f parcourant la résistance R_f sont calculés respectivement par les expressions (II.58), (II.59), (II.60) et (II.61). En raison de la symétrie des phases statoriques, les équations associées à des cas de court-circuit dans les phases B et C peuvent être obtenues de ces expressions en permutant les indices des différentes grandeurs.

$$\frac{di_{A_1}(t)}{dt} = \frac{1}{3(L_s - M_s)} \left(2V_{AB}(t) + V_{BC}(t) - 3R_s i_{A_1}(t) + 2\varepsilon_f R_s i_f(t) + \varepsilon_f (L_s - M_s) \frac{di_f(t)}{dt} - 2e_A(t) + e_B(t) + e_C(t) \right) \quad (\text{II.58})$$

$$\frac{di_B(t)}{dt} = \frac{1}{3(L_s - M_s)} \left(-V_{AB}(t) + V_{BC}(t) - 3R_s i_B(t) - \varepsilon_f R_s i_f(t) - \varepsilon_f (L_s - M_s) \frac{di_f(t)}{dt} + e_A(t) - 2e_B(t) + e_C(t) \right) \quad (\text{II.59})$$

$$i_C(t) = -(i_{A_1}(t) + i_B(t)) \quad (\text{II.60})$$

$$\frac{di_f(t)}{dt} = \frac{1}{\varepsilon_f^2 L_s} \left(\varepsilon_f R_s i_{A_1}(t) - (\varepsilon_f R_s + R_f) i_f(t) + \varepsilon_f (L_s - M_s) i_{A_1}(t) + \varepsilon_f e_A(t) \right) \quad (\text{II.61})$$

Les équations ci-dessus ont été établies en admettant les relations suivantes ($N_{\text{ep}} = 1$) :

$$R_s = R_{A_1} + R_{A_2} = \left((1 - \varepsilon_f) R_s \right) + (\varepsilon_f R_s) \quad (\text{II.62})$$

$$L_{A_1} = (1 - \varepsilon_f)^2 L_s \text{ et } L_{A_2} = \varepsilon_f^2 L_s$$

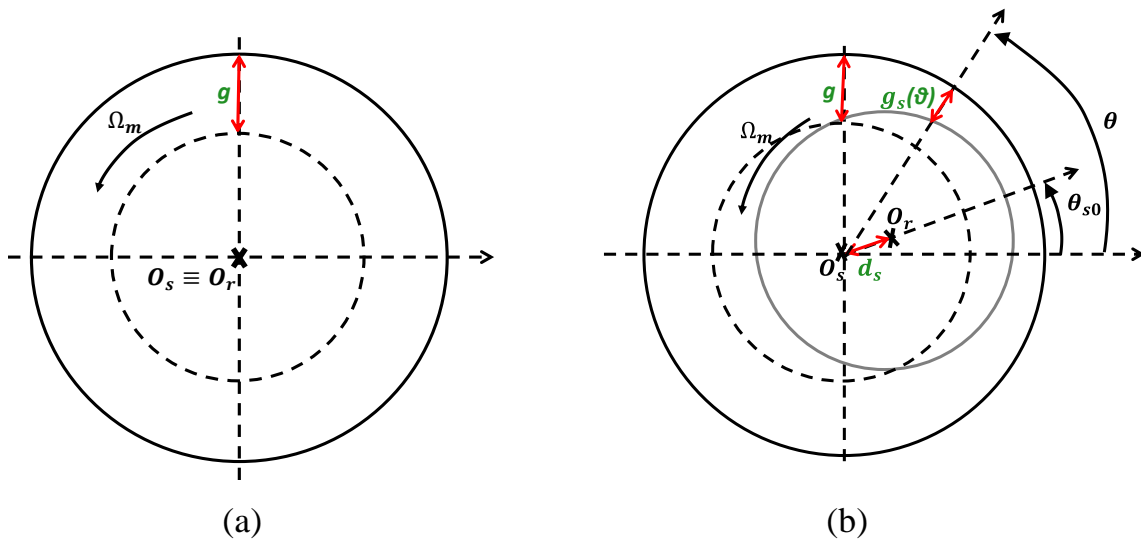
$$M_{A_1 A_2} = \varepsilon_f (1 - \varepsilon_f) L_s \quad (\text{II.63})$$

$$M_{A_2 C} = M_{A_2 B} = \varepsilon_f M_s \text{ et } M_{A_1 C} = M_{A_1 B} = (1 - \varepsilon_f) M_s$$

$$e_A = e_{A_1} + e_{A_2} = \left((1 - \varepsilon_f) e_A \right) + (\varepsilon_f e_A) \quad (\text{II.64})$$

II.3.2. Défaut d'excentricité rotorique

Le défaut d'excentricité est défini comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor [11] et classé en excentricité statique (SE), dynamique (DE) et mixte (ME) [59]. Dans le cas d'une SE, le rotor tourne autour de son axe de symétrie (O_r) décalé par rapport à celui du stator (O_s) [108] (voir figure II.6(b)). Par conséquent, l'épaisseur de l'entrefer ($g_s(\theta)$) est une fonction de l'angle θ dans le référentiel statorique. La figure II.6(c) présente une coupe radiale d'un entrefer dynamiquement excentrique. Dans ce cas, le rotor tourne autour de l'axe de symétrie statorique O_s qui est décalé de celui du rotor O_r [48]. D'où, l'épaisseur de l'entrefer ($g_d(t, \theta)$) est une fonction de l'angle θ , du temps t et de la vitesse de rotation Ω_m . Finalement, une ME, illustré dans la figure II.6(d), est le cas de la coexistence des deux cas SE et DE et il est représenté par une épaisseur variable d'entrefer ($g_m(t, \theta)$) [130].



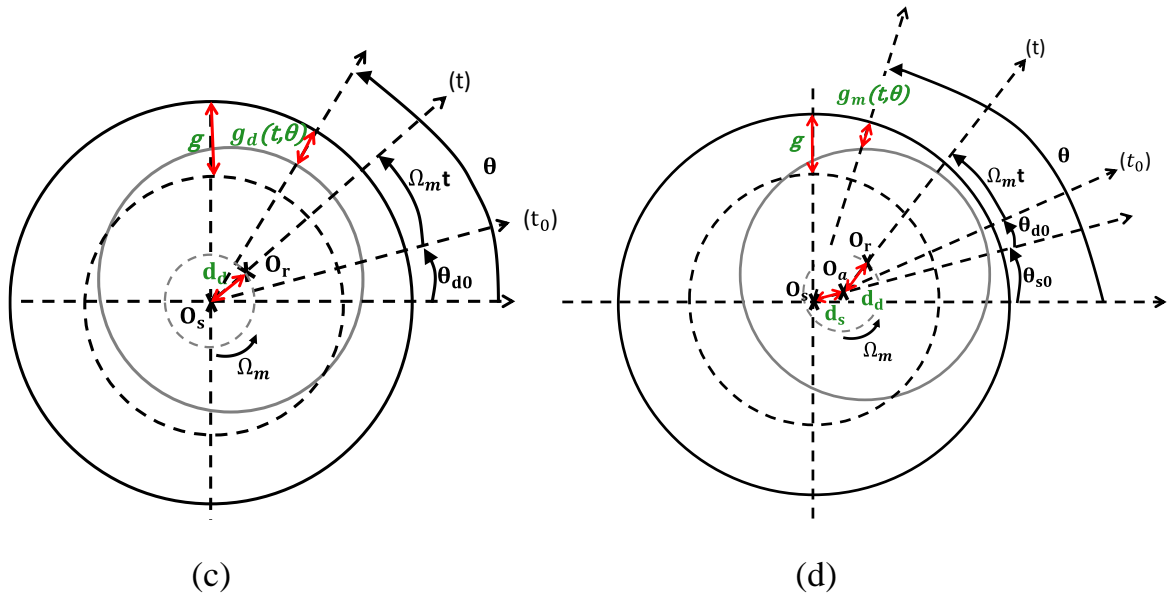


Figure II.6. Représentation schématique radiale d'un rotor pour les cas sain (a), SE (b), DE (c) et ME (d)

En se basant sur la figure ci-dessus, les relations entre les axes de symétrie du stator (O_s), du rotor (O_r) et de rotation du moteur (O_a) pour les trois défauts de type SE, DE et ME sont données dans le tableau II.2.

Tableau II.2. Relations entre O_s , O_r et O_a pour les différents types d'excentricités

Type d'entrefer	Relation entre les trois axes
Cas sain	$O_s \equiv O_r \equiv O_a$
SE	$O_s \neq O_r \equiv O_a$
DE	$O_s \equiv O_a \neq O_r$
ME	$O_s \neq O_r \neq O_a$

D'une part, les trois types d'excentricités statique, dynamique et mixte sont modélisés respectivement, comme proposé dans plusieurs références [107], [131], [132], en remplaçant l'épaisseur uniforme de l'entrefer g par les épaisseurs variables $g_s(t, \theta)$, $g_d(t, \theta)$ et $g_m(t, \theta)$ dans l'expression (II.9). Les expressions de ces épaisseurs sont données respectivement par les formules (II.65), (II.66) et (II.67) [4].

$$g_s(\theta) = g \times (1 - \epsilon_s \cos(\theta - \theta_{s0}))$$

$$\text{avec } \epsilon_s = \frac{d_s}{g} \quad (\text{II.65})$$

$$g_d(t, \theta) = g \times (1 - \epsilon_d \cos(\theta - \Omega_m t - \theta_{d0}))$$

$$\text{avec } \epsilon_d = \frac{d_d}{g} \quad (\text{II.66})$$

$$g_m(t, \theta) = g \times (1 - \epsilon_s \cos(\theta - \theta_{s0}) - \epsilon_d \cos(\theta - \Omega_m t - \theta_{d0})) \quad (\text{II.67})$$

D'une autre part, comme l'excentricité induit un déplacement de l'origine rotorique O_r , la transformation entre les deux référentiels statorique et rotorique exprimée par (II.18) n'est plus valable. En se basant sur les représentations schématiques illustrées par la figure II.7, la position θ_r dans le référentiel rotorique est exprimée en fonction du temps t et de la position angulaire θ sous la forme de (II.68), (II.69) et (II.70) pour les défauts de type SE, DE et ME respectivement [6].

$$\theta_r = \cos^{-1} \left(K \left(\cos \theta - \frac{\epsilon_s g}{r_s} \cos \theta_{s0} \right) \right) - \Omega_m t \quad (\text{II.68})$$

avec $K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon_s g}{r_s}\right)^2 - 2 \frac{\epsilon_s g}{r_s} \cos(\theta - \theta_{s0})}}$

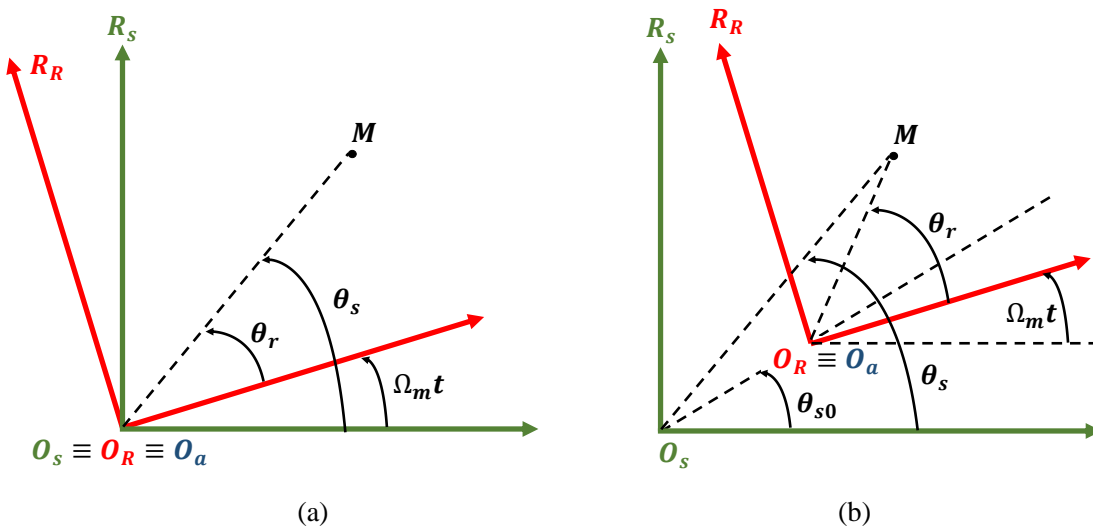
$$\theta_r = \cos^{-1} \left(K' \left(\cos \theta - \frac{\epsilon_d g}{r_s} \cos(\Omega_m t + \theta_{d0}) \right) \right) - \Omega_m t \quad (\text{II.69})$$

avec $K' = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon_d g}{r_s}\right)^2 - 2 \frac{\epsilon_d g}{r_s} \cos(\theta - \Omega_m t - \theta_{d0})}}$

$$\theta_r = \cos^{-1} \left(K'' \left(\cos \theta - \frac{\epsilon_s g}{r_s} \cos \theta_{s0} - \frac{\epsilon_d g}{r_s} \cos(\Omega_m t + \theta_{d0}) \right) \right) - \Omega_m t$$

avec $K'' = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon_s g}{r_s}\right)^2 + \left(\frac{\epsilon_d g}{r_s}\right)^2 - Y + \frac{\epsilon_s \epsilon_d g^2}{r_s^2} \cos(\Omega_m t + \theta_{d0})}}$ et (II.70)

$$Y = 2 \frac{\epsilon_s g}{r_s} \cos(\theta - \theta_{s0}) + 2 \frac{\epsilon_d g}{r_s} \cos(\theta - \Omega_m t - \theta_{d0}) \quad \text{et} \quad \theta_{m0} = \theta_{s0} + \theta_{d0}$$



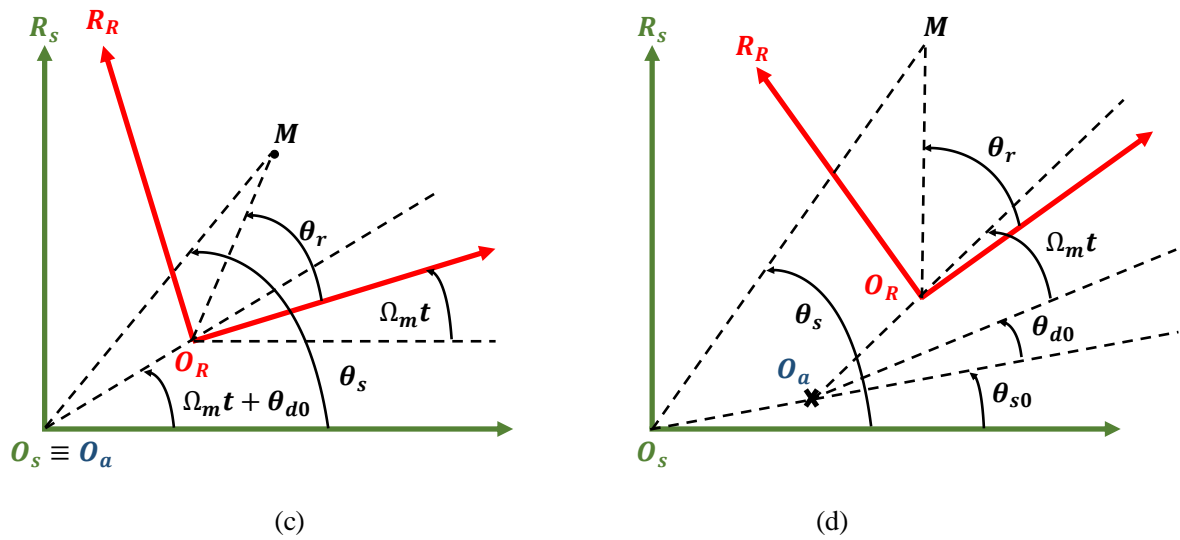


Figure II.7. Transformation entre les repères fixe et tournant pour les cas sain (a), SE (b), DE (c) et ME (d)

II.3.3. Défaut de démagnétisation

Le défaut de démagnétisation (DMF) dans les MSAP est défini comme une diminution de la rémanence de l'aimant permanent due à variation de la température [59], à la force magnétomotrice statorique [101] ou même à des fissures qui apparaissent dans l'aimant durant la fabrication. En effet, la démagnétisation peut être complète ou bien partielle symétrique ou asymétrique dans une certaine région du pôle rotorique [100]. Dans notre étude, le défaut est modélisé analytiquement dans la partie magnétique du modèle analytique multi-physique et par la suite par un MEF comme sera présenté dans le paragraphe (II.5.1).

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la DMF partielle asymétrique dans un seul pôle rotorique et qui est schématisée dans la figure II.8(a). Comme proposé dans [36] et illustré dans la figure II.8(b), elle sera modélisée par une fissure créée dans le pôle désaimanté pour réduire l'induction rémanente dans la partie désaimantée.

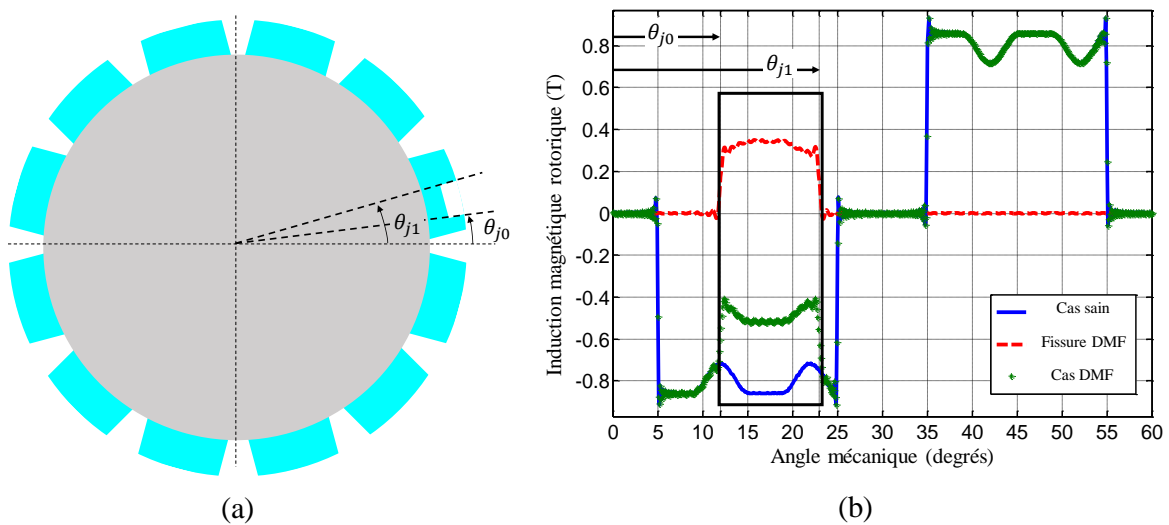


Figure II.8. Défaut de démagnétisation partielle asymétrique (a) et son modèle analytique (b)

Une fissure, de dimension radiale (l_m) dans la partie $[\theta_{j0}; \theta_{j1}]$ du pôle désaimanté j , est introduite analytiquement dans le modèle par une fonction $\beta(\theta_r)$ ajoutée à la MMF_r comme exprimé par la formule (II.71) [6].

$$\beta(\theta_r) = A_0 + \sum_h A_{c,h} \cos(h\theta_r) + A_{s,h} \sin(h\theta_r) \quad (\text{II.71})$$

Les coefficients de la série de Fourier ci-dessus sont exprimés par les équations (II.72), (II.73) et (II.74), telle que la sévérité ε_p est calculée par le rapport entre la longueur radiale de la fissure l_m et celle du pôle rotorique e_m .

$$A_0 = \frac{(-1)^j \varepsilon_p \times MMF_{r,max}(\theta_{j1} - \theta_{j0})}{2\pi} \text{ avec } \varepsilon_p = \frac{l_m}{e_m} \quad (\text{II.72})$$

$$A_{s,h} = \frac{(-1)^{j+1} \varepsilon_p \times MMF_{r,max}(\cos(h\theta_{j1}) - \cos(h\theta_{j0}))}{h\pi} \quad (\text{II.73})$$

$$A_{c,h} = \frac{(-1)^j \varepsilon_p \times MMF_{r,max}(\sin(h\theta_{j1}) - \sin(h\theta_{j0}))}{h\pi} \quad (\text{II.74})$$

II.4. Exploitation du modèle analytique de simulation

Une MSAP à 6 paires de pôles et 36 encoches, étudiée dans les travaux de [16], est considérée comme la machine de référence dont la structure et les paramètres sont présentés respectivement dans les figures A.1 et A.2 et le tableau A.1 dans Annexe A. La machine est alimentée par un onduleur triphasé de tension continue $V_{DC} = 490V$ et qui fonctionne à une vitesse constante $N_n = 668\text{tr/min}$. Le durée totale de simulation (T_{sim}) est fixée à 24 fois la période fondamentale électrique $T_e = (1/f_e)$ et le domaine de calcul de la position est $\theta_{sim} = [0 - 360]^\circ$. La fréquence et l'harmonique d'échantillonnage (f_{ech} et h_{ech}) utilisés dans les domaines temporel et spatial respectivement sont de 91,2KHz et 4095(sans unité). Les résultats de simulation pour les cas : sain et défailants dans le régime permanent seront présentés dans la suite.

II.4.1. Régime sain

Les signaux de flux mutuels à vide et de f.é.m. générés par le moteur dans le régime permanent, avec leurs représentations spectrales, pour un cas sain sont illustrés dans les figures II.9 et II.10. Comme le montre leurs figures, les fréquences dominantes dans ses deux grandeurs sont de la forme $(6k \mp 1)f_e$ avec k un entier. La valeur fondamentale de la f.é.m. de chaque phase statorique, pour une fréquence électrique $f_e = 66,8\text{Hz}$, vaut 227,9V alors que sa valeur efficace est égale à 168,46V

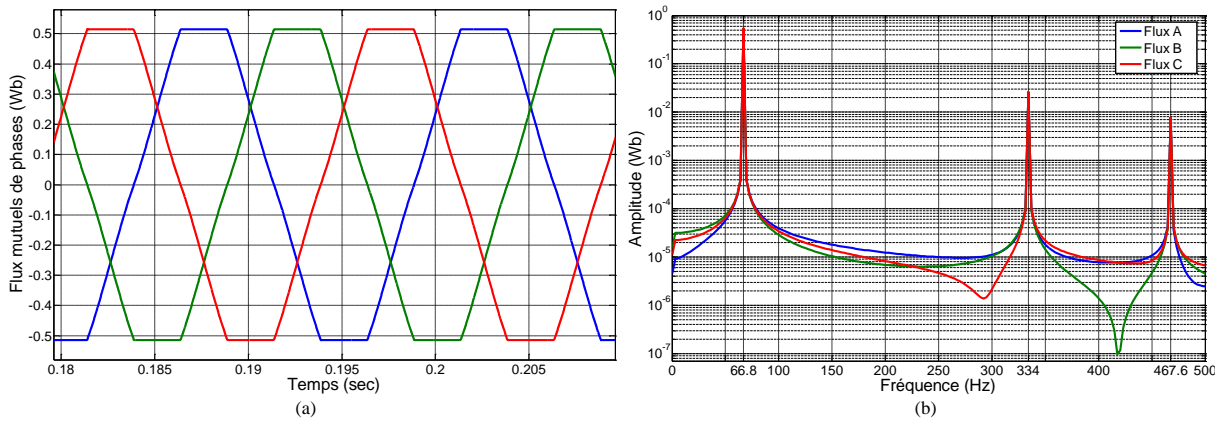


Figure II.9. Flux magnétiques triphasés à vide dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain

Les courants parcourant les phases statoriques, pour V_{A0} , V_{B0} et V_{C0} illustrées dans la figure II.3, sont présentés dans la figure II.11. Comme le montre la figure, les fréquences dominantes dans les courants pour un cas sain sont aussi de la forme $\{(6k \mp 1)f_e\}$ pour une fréquence électrique $f_e = 66,8\text{Hz}$ et k un entier. La valeur fondamentale du courant obtenue par le modèle analytique vaut $44,28\text{A}$.

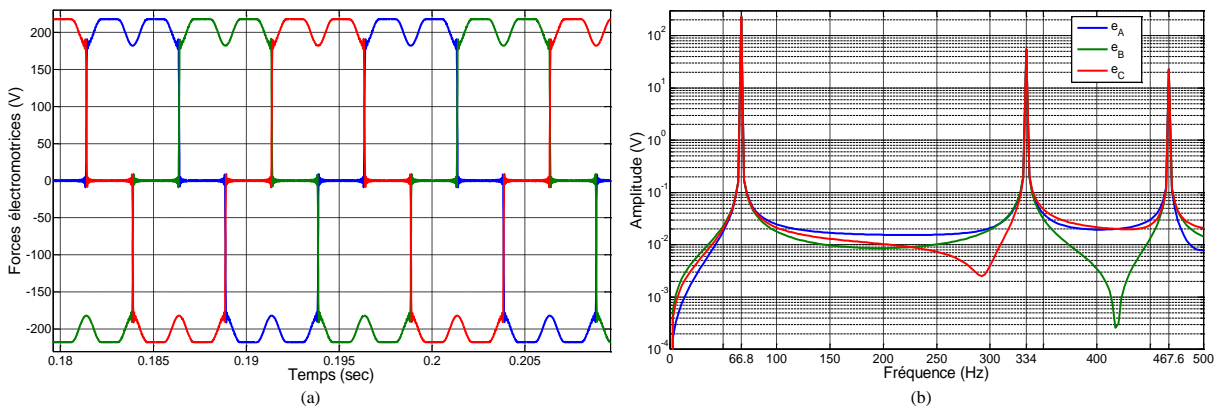


Figure II.10. F.é.m. triphasées du moteur dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain

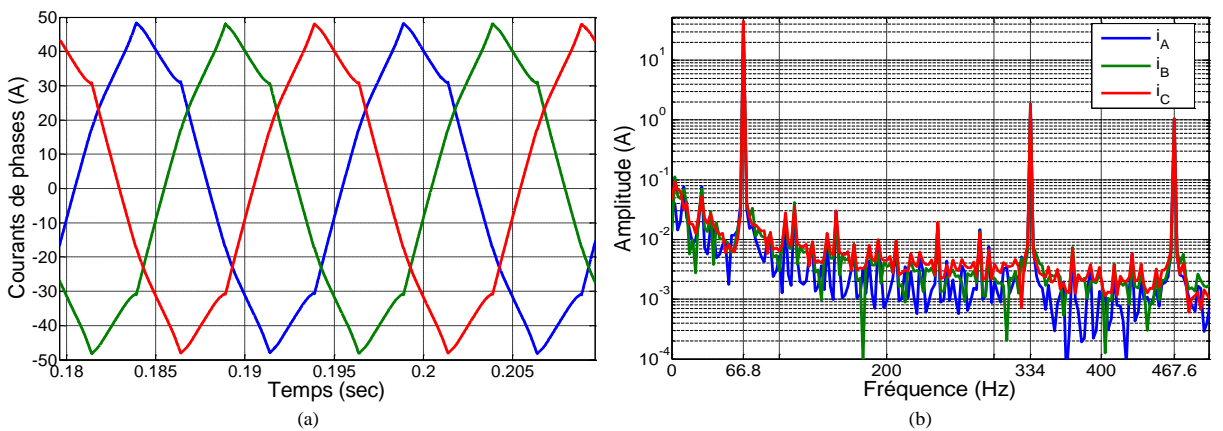


Figure II.11. Courants instantanés de phases (a) et leurs représentations spectrales pour un cas sain

La figure II.12 illustre le couple EM instantané du moteur et son contenu spectral à la vitesse nominale. Nous constatons que l'ondulation du couple à la fréquence $\{6f_e\}$ vaut $19,62\text{ N.m}$, représentant $9,26\%$ du couple moyen, qui vaut quant à lui $211,9\text{ N.m}$.

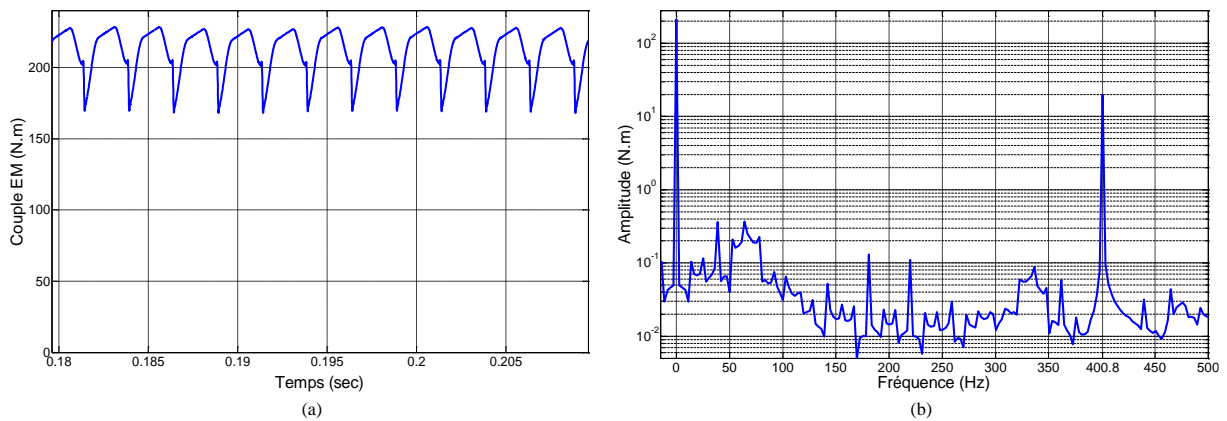


Figure II.12. Couple EM instantané absorbé par le moteur (a) et son contenu spectral (b) pour un cas sain

Les allures de la perméance surfacique de l'entrefer Λ en fonction de la position θ et son contenu harmonique sur une paire de pôle du moteur $[0 : 60]^\circ$ sont présentées dans la figure II.13. Pour un entrefer symétrique, la fonction contient une composante continue de $0,199 \text{ mH/m}^2$ relative à l'entrefer uniforme et des harmoniques d'espace $\{k'N_e\}$, avec $N_e = 36$ et k' un entier, relatives aux dents statoriques dont la fondamentale vaut $0,0169 \text{ mH/m}^2$.

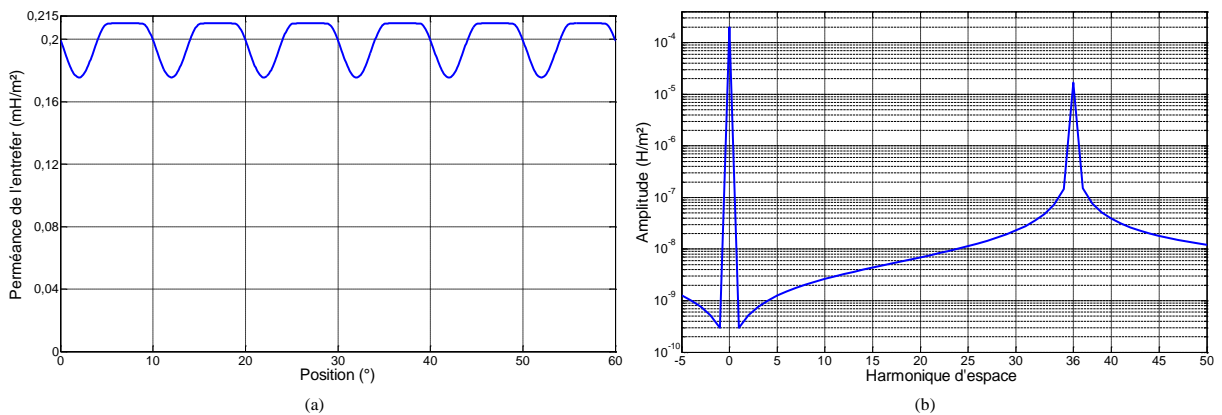


Figure II.13. Perméance magnétique d'un entrefer uniforme dans l'espace (a) et ses harmoniques (b)

Les évolutions de l'induction magnétique dans l'entrefer dans les domaines temporel à une position $\theta_1 = 75,08^\circ$ et spatial à un instant $t_1 = 0,2 \text{ sec}$, avec leurs représentations spectrale et d'harmonique d'espace, sont données respectivement dans les figures II.14 et II.15. Comme le montre leurs figures, les harmoniques de temps et d'espace dominants dans l'induction magnétique de l'entrefer pour un cas sain sont respectivement de la forme $\{(6k \mp 1)f_e, (6k' \mp 1)p\}$ avec k et k' des entiers pour $f_e = 66,8 \text{ Hz}$ et $p = 6$.

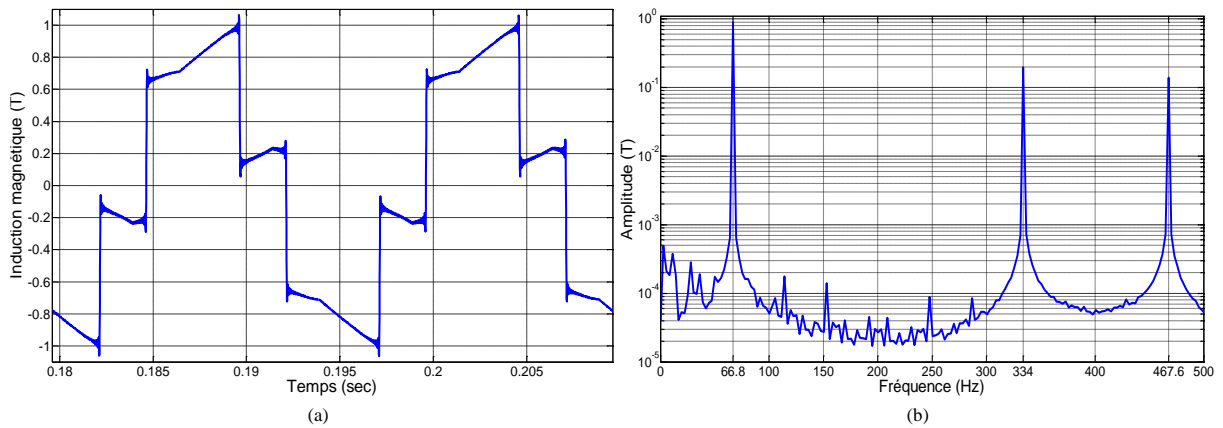


Figure II.14. Induction magnétique dans l'entrefer dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain

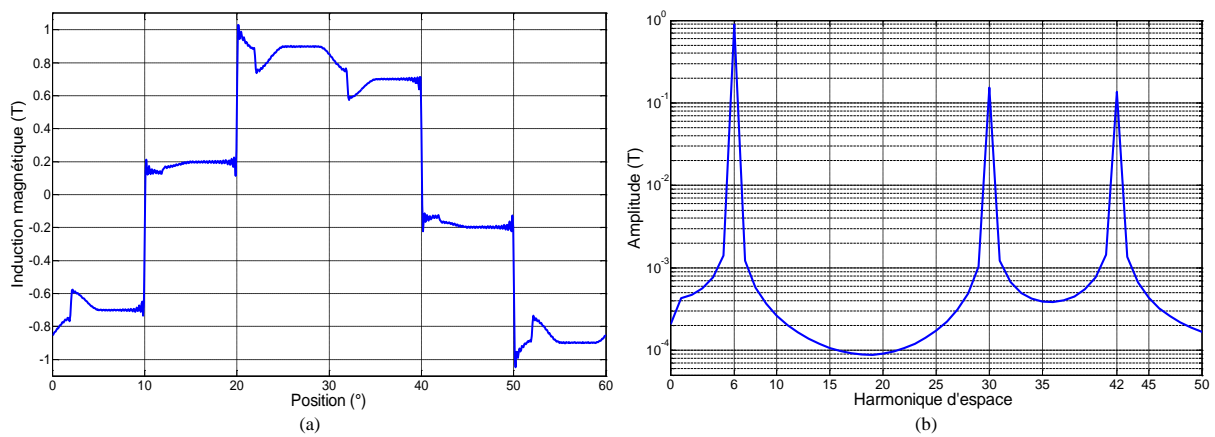


Figure II.15. Induction magnétique dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b) pour un cas sain

Les déplacements vibratoires du stator pour un cas sain dans les domaines temporel à une position $\theta_2 = 43,87^\circ$ et spatial à un instant $t_2 = 0,135s$ avec leurs contenus harmoniques sont illustrés respectivement dans les figures II.16 et II.17. Les harmoniques de temps et d'espace dominants dans les vibrations sont respectivement de la forme $\{2k f_e, 2k' p\}$ avec k et k' des entiers. Comme les déplacements sont inversement proportionnels à m^4 , on se limite au mode spatial ($m = 12$) qui est le fondamental du signal vibratoire.

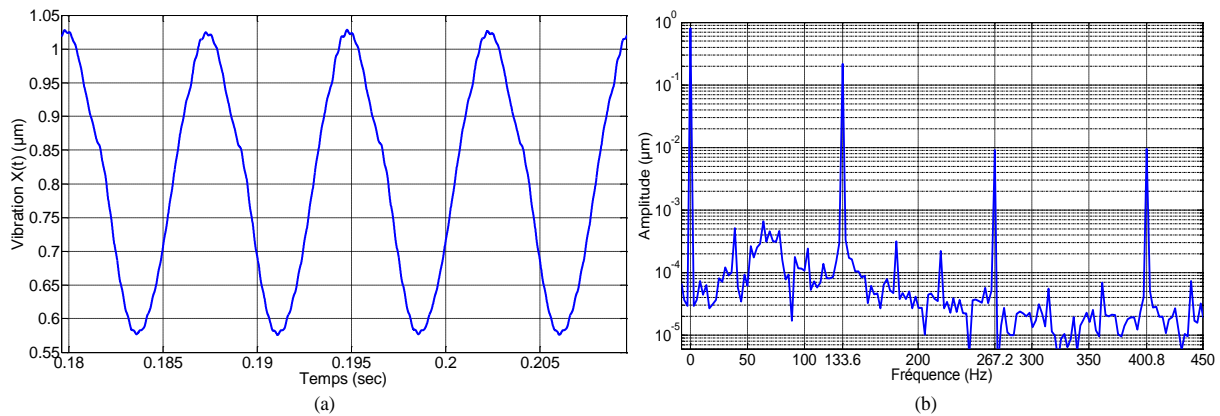


Figure II.16. Signal vibratoire dans le temps (a) et la fréquence (b) pour un cas sain

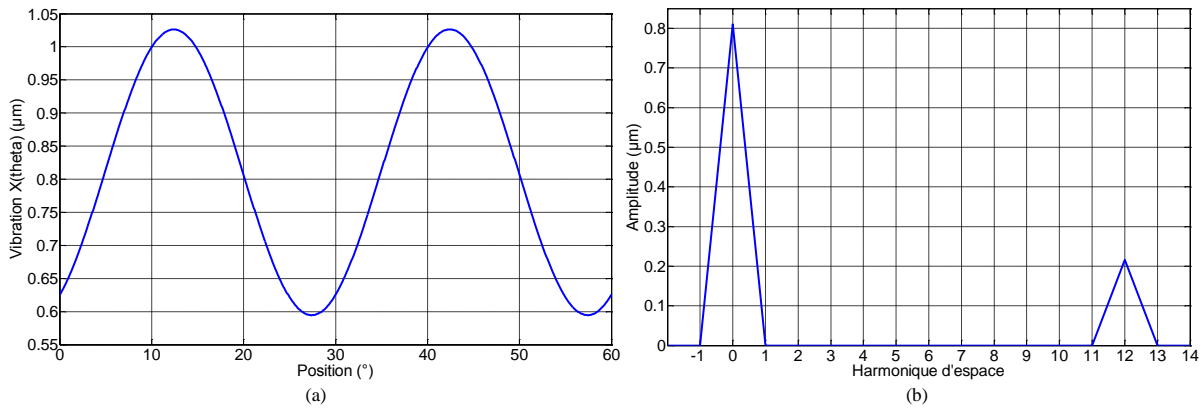


Figure II.17. Signal vibratoire dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b) pour un cas sain

II.4.2. Régimes défectueux

Dans ce paragraphe, nous allons étudier les impacts des défauts d'excentricité statique et dynamique et de démagnétisation sur l'évolution des différentes grandeurs de la machine de référence. Les régimes défectueux simulés dans le modèle sont les suivants :

1. Défaut de type SE pour des sévérités $\epsilon_s(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93]$,
2. Défaut de type DE pour des sévérités $\epsilon_d(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 94]$,
3. DMF partielle dans un pôle S (DMF_1) et un pôle N (DMF_2) pour des sévérités $\epsilon_p(\%) \in [10, 25, 45, 55, 67, 80, 93, 100]$.

II.4.2.1. Excentricité statique

La figure II.18 présente une comparaison du courant instantané de la phase A (a) et de sa représentation spectrale (b) pour le cas sain et le défaut de type SE de 45%. Comme le montre la figure, on peut constater que le signal courant est pratiquement insensible au défaut de type SE. En fait, cela peut s'expliquer par la configuration distribuée à pas diamétral des enroulements statoriques adoptée dans la machine de référence. En effet, les composantes fréquentielles produites par le défaut, dans la f.é.m. induite dans une bobine, sont recomposées par celles produites dans la bobine suivante, connectée en série, ce qui annule pratiquement l'effet du défaut dans la f.é.m. totale de la phase. Et comme le courant parcourant la phase se calcule en fonction de la tension et de la f.é.m., il est par conséquent presque insensible à la présence du défaut de type SE.

Le couple EM instantané du moteur et son contenu spectral pour le cas sain et le défaut de type SE de 45% sont illustrés dans la figure II.19. Une faible influence non significative en Basse Fréquence (BF), sans aucune fréquence supplémentaire, peut être visualisée dans le couple EM pour le cas SE par rapport au cas sain (b). Cela est dû à l'insensibilité du courant et de la f.é.m. à ce défaut et qui sont utilisés pour calculer le couple EM selon l'expression (II.7).

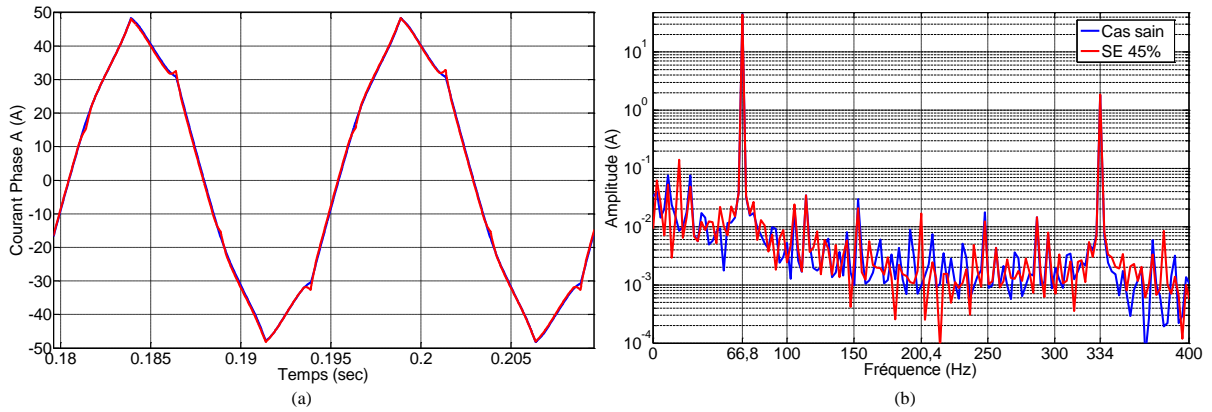


Figure II.18. Courant de la phase A pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)

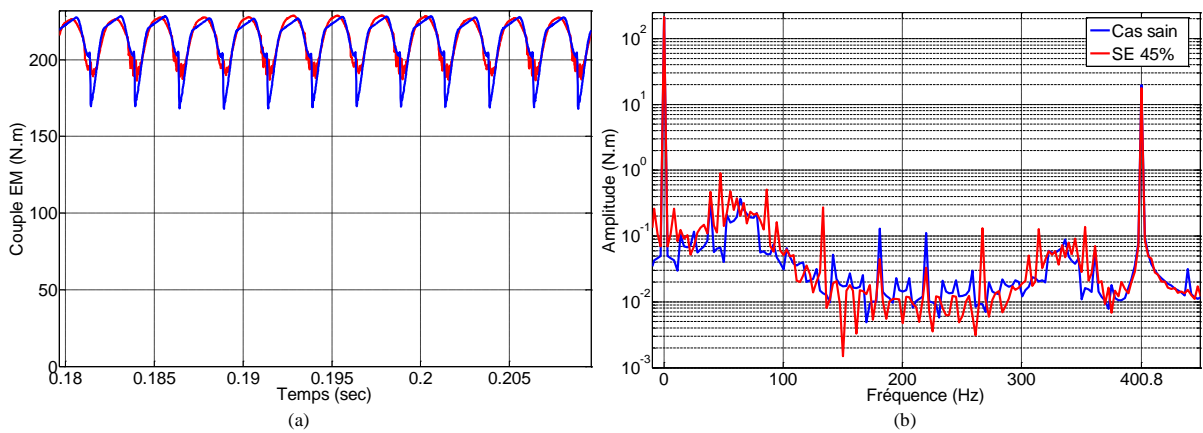


Figure II.19. Couple EM pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)

Une comparaison de la perméance de l'entrefer pour le cas sain et le défaut de type SE de 45%, dans les domaines : temporel à une position $\theta_3 = 0^\circ$ et spatial à un instant $t_3 = 0,135s$, est donnée par les figures II.20 et II.21. On peut conclure que le défaut de type SE n'introduit aucune fréquence supplémentaire à l'évolution temporelle de la perméance et modifie juste sa valeur moyenne (fig.II.20(b)) alors qu'il provoque une modulation d'amplitude dans le domaine spatial (fig.II.21(a)) avec un signal modulant $x_{SE}(\theta)$ d'harmonique $h = 1$ (fig.II.21(b)).

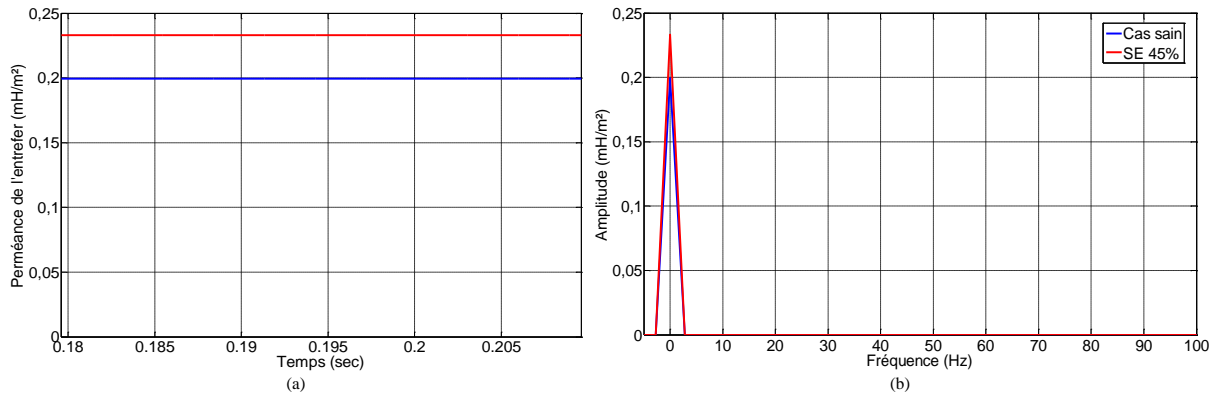


Figure II.20. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)

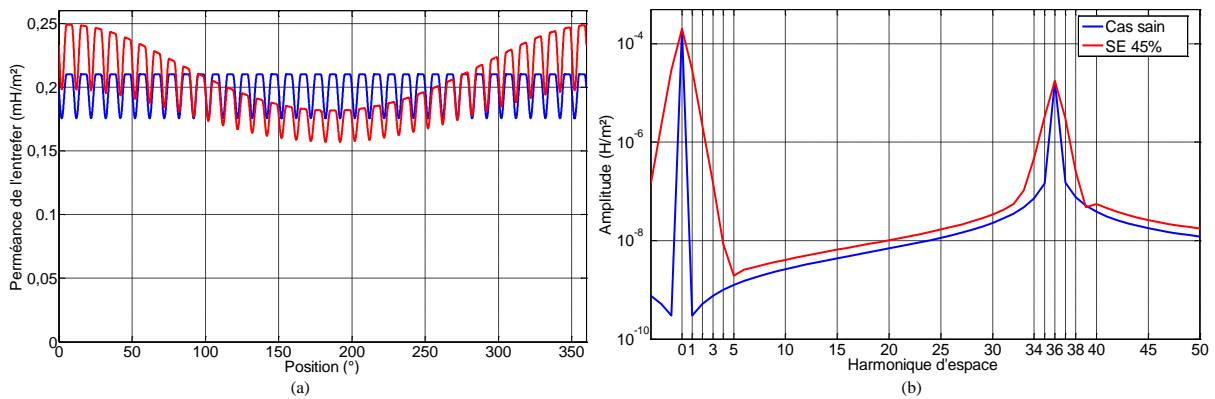


Figure II.21. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

L'induction magnétique dans l'entrefer dans les mêmes domaines représentatifs, à une position $\theta_1 = 75,08^\circ$ et un instant $t_1 = 0,2s$, pour le cas de type SE est comparée à celle du cas sain dans les figures II.22 et II.23. Nous remarquons qu'une SE n'affecte pas le contenu spectral de l'induction magnétique (fig.II.22(b)) alors qu'elle introduit des bandes latérales dans son domaine spatial autour des harmoniques d'espace sains $\{(6k' \mp 1)p\}$ (fig.II.23(b)).

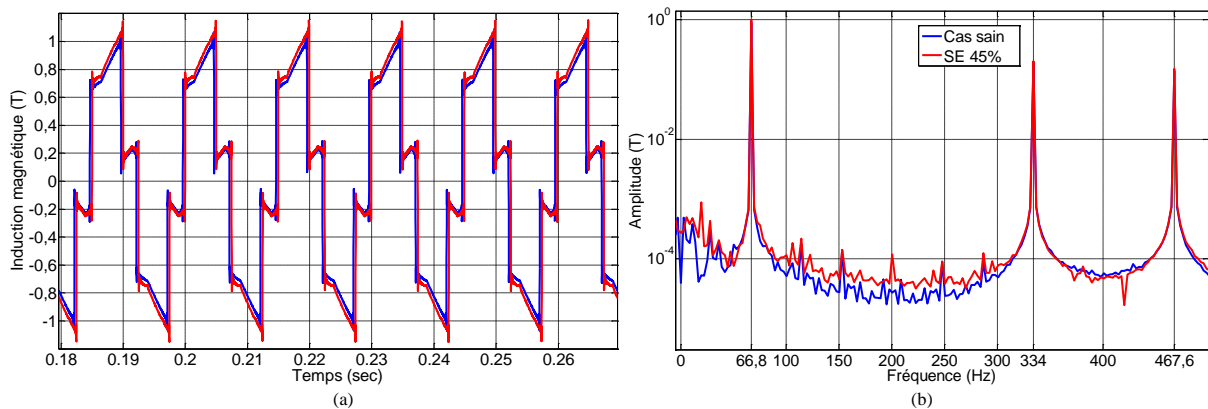


Figure II.22. Induction magnétique pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)

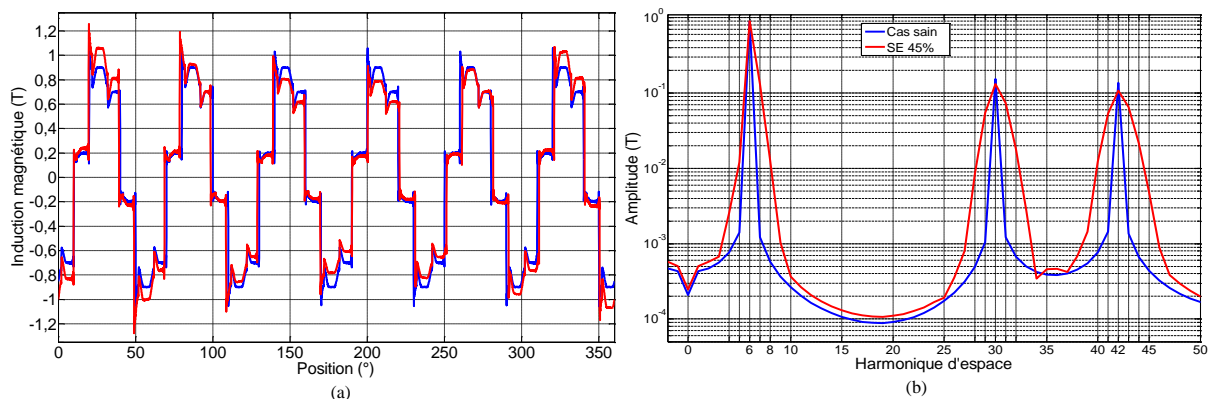


Figure II.23. Induction magnétique pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

Nous présentons sur les figures II.24 et II.25 une comparaison du déplacement vibratoire pour le cas sain et le défaut de type SE, dans le temps pour $\theta_2 = 43,87^\circ$ et dans l'espace pour $t_2 = 0,135s$, avec leurs contenus harmoniques dans ces deux domaines. D'une part, en analysant la figure II.24, nous visualisons une augmentation des amplitudes de fréquences

saines $\{2kf_e\}$ et une apparition d'une composante supplémentaire à la fréquence $\{14f_{mec}\} = 155,867\text{Hz}$ avec f_{mec} est la fréquence mécanique égale à $\{f_e/p\} = 11,13\text{Hz}$. D'une autre part, SE apparait plus significativement dans le domaine spatial par des harmoniques supplémentaires $\{1, 2, 3\}$, surtout l'harmonique $\{2\}$, ayant des amplitudes plus importantes que la fondamentale (fig.II.25(b)).

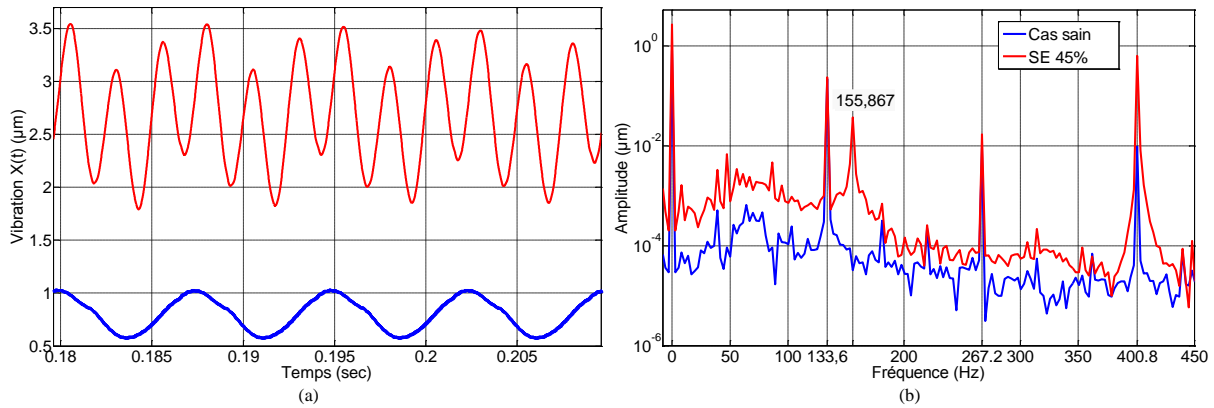


Figure II.24. Signal vibratoire pour le cas sain et SE dans le temps (a) et la fréquence (b)

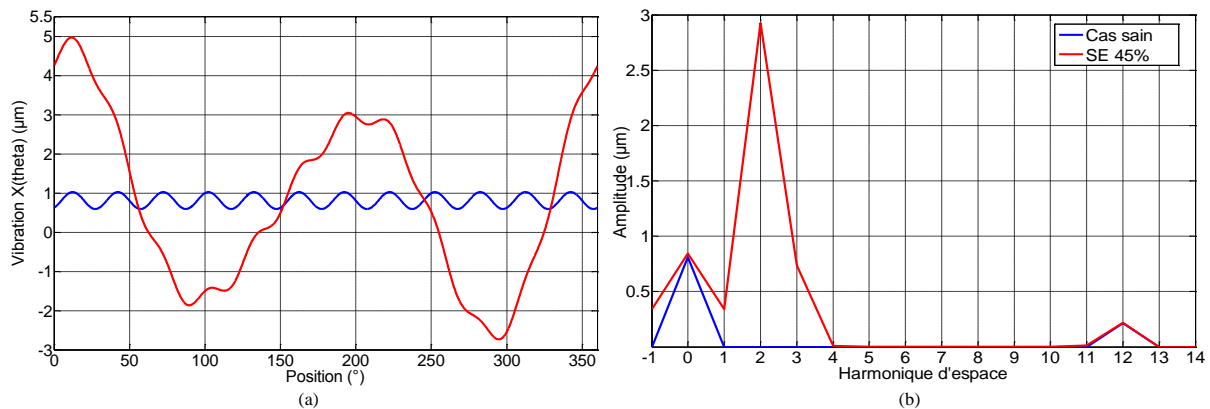


Figure II.25. Signal vibratoire pour le cas sain et SE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

II.4.2.2. Excentricité dynamique

Les comparaisons des signaux du courant de la phase A et du couple EM pour le cas sain et le défaut de type DE sont représentées respectivement par les figures II.26 et II.27. Elles montrent que le défaut de type DE n'affecte que faiblement ces deux signaux dans les domaines temporel et fréquentiel. Cela peut être interprété de la même manière qui a été déjà évoquée, pour ces deux signaux, dans le cas du défaut de type SE dans la partie (II.4.2.1).

Contrairement à SE, l'effet du cas dynamique apparait dans les deux domaines temporel et spatial de la perméance de l'entrefer ainsi que dans leurs représentations harmoniques. Comme le montre la figure II.28, le défaut de type DE induit des ondulations de la perméance à la fréquence $\{f_{mec}\}$ dans le temps, ce qui fait apparaître des raies spectrales aux fréquences $\{kf_{mec}\}$. Dans le domaine spatial, l'effet d'une DE est similaire à celui du cas statique en introduisant une modulation d'amplitude de la perméance (fig.II.29(a)) et par la suite des bandes latérales autour des harmoniques sains $\{k'N_e\}$ (fig.II.29(b)).

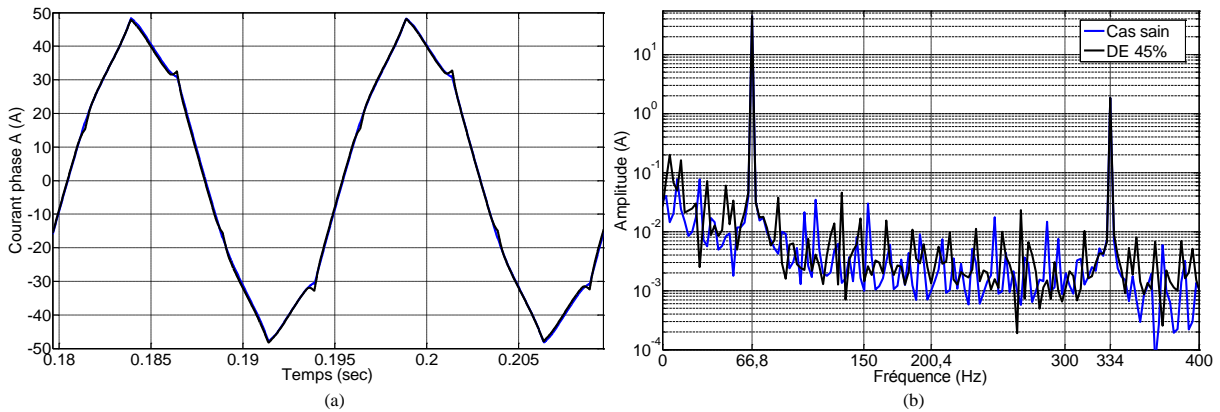


Figure II.26. Courant de la phase A pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

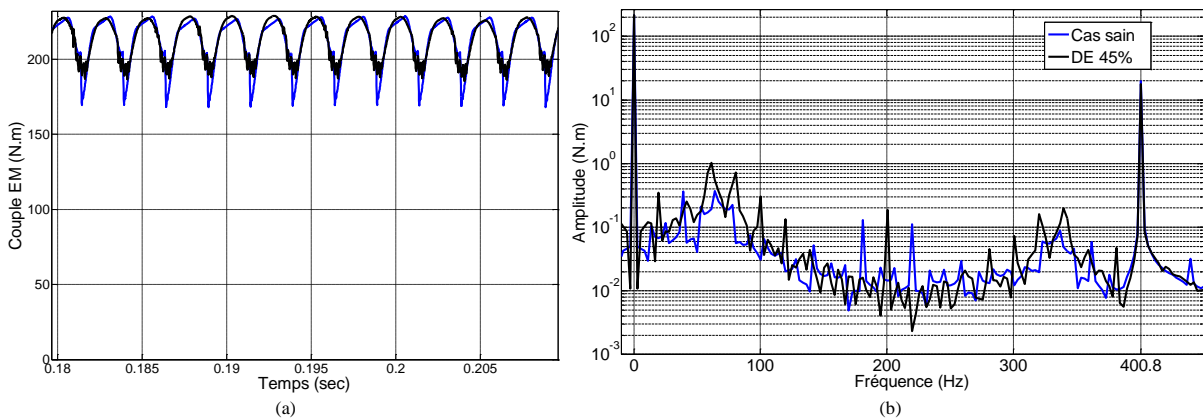


Figure II.27. Couple EM pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

Comme présenté dans les figures II.30 et II.31, les ondulations de la perméance provoquées par le défaut DE dans les domaines temporel et spatial sont transmises à l'induction magnétique de l'entrefer. Ces effets sont visualisés par des bandes latérales spectrales et d'harmoniques d'espace supplémentaires respectivement de la forme : $\{((6k \mp 1)p \mp m)f_{mec}\}$ (fig.II.30(b)) et $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ (fig.II.31(b)) de part et d'autre des composantes saines de l'induction magnétique avec k , k' , m et n sont des entiers.

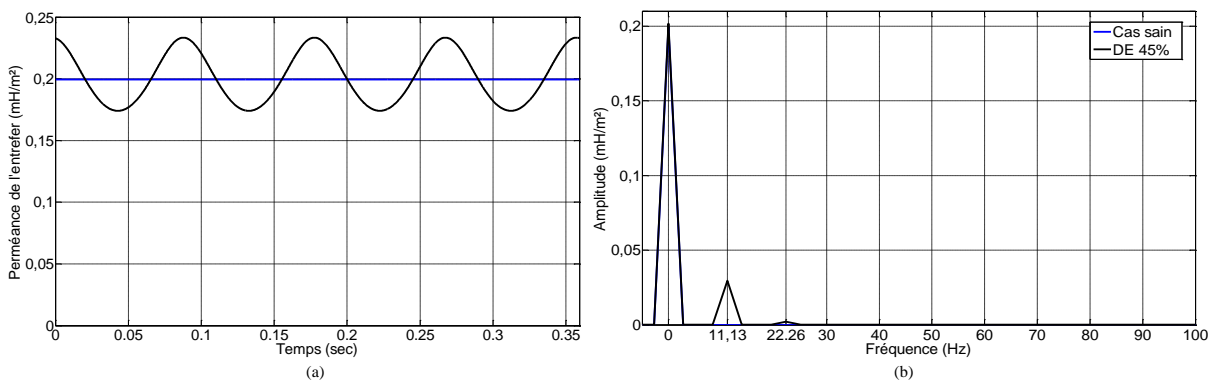


Figure II.28. Perméance de l'entrefer pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

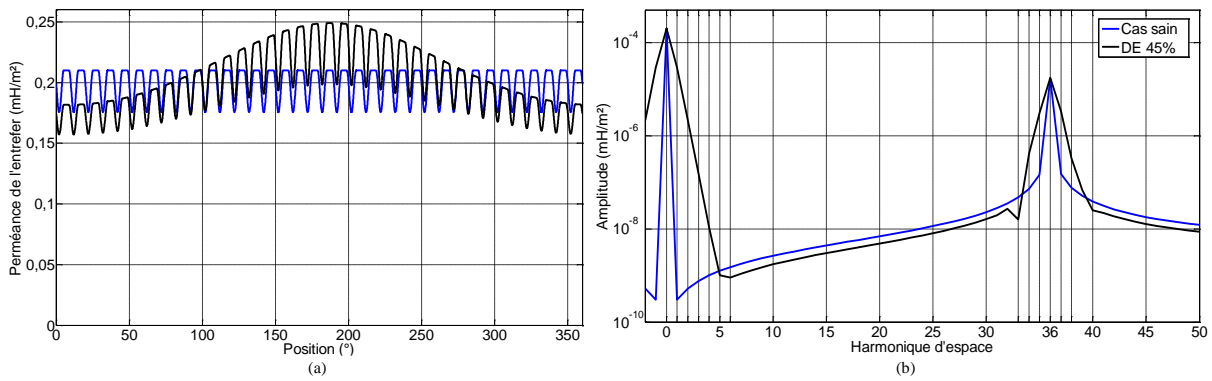


Figure II.29. *Perméance de l'entrefer pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)*

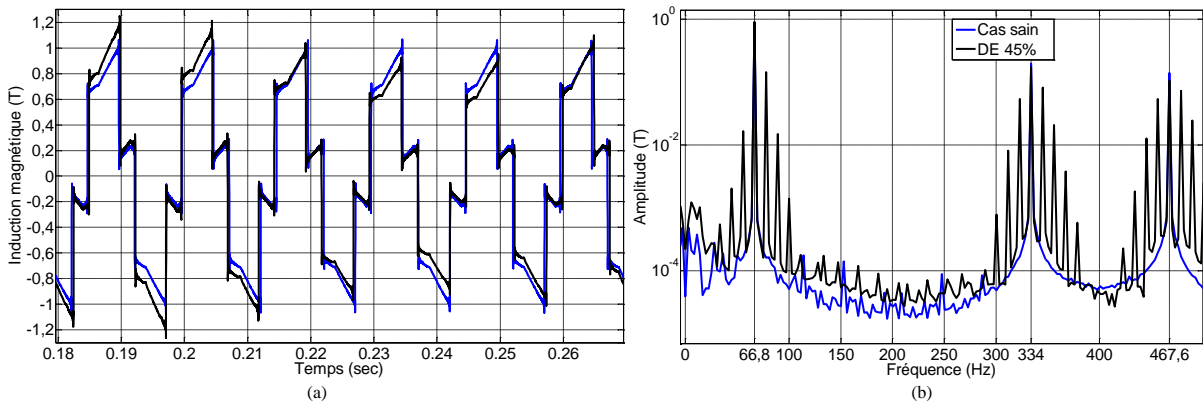


Figure II.30. *Induction magnétique dans l'entrefer pour le cas sain et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)*

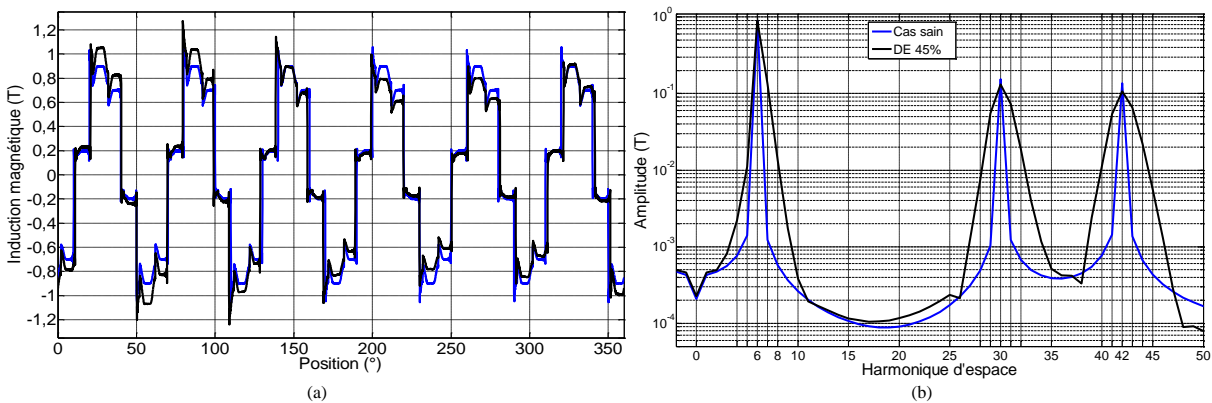


Figure II.31. *Induction magnétique pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)*

Les figures II.32 et II.33 représentent les évolutions temporelle et spatiale du signal vibratoire respectivement, avec son contenu spectral et harmonique, pour le cas sain et le cas de défaut DE. En analysant ces deux figures, nous constatons que ce type de défaut introduit principalement les fréquences $\{(1, 2, 3, 14)f_{mec}\}$ (fig.II.32(b)) ainsi que les harmoniques d'espace $\{1, 2, 3\}$ (fig.II.3(b)) dans le déplacement vibratoire.

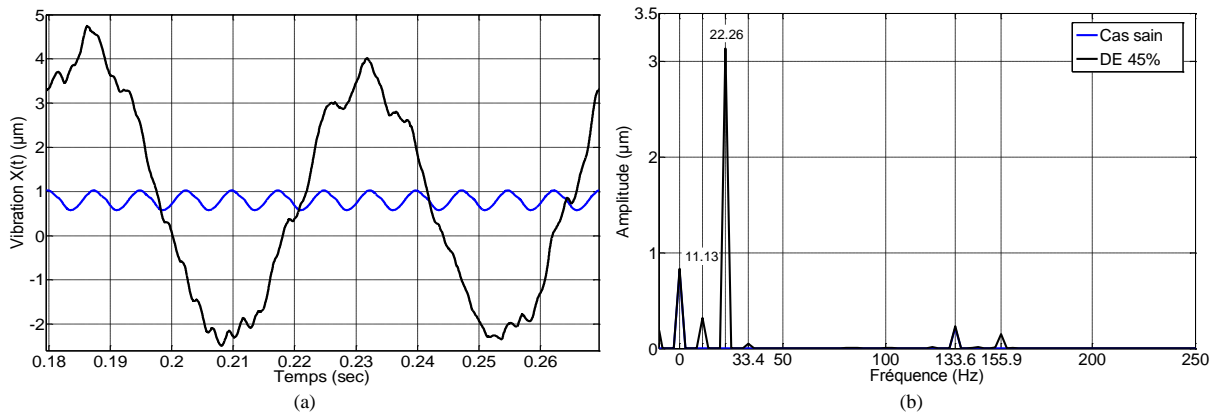


Figure II.32. Signal vibratoire pour le cas sain et le DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

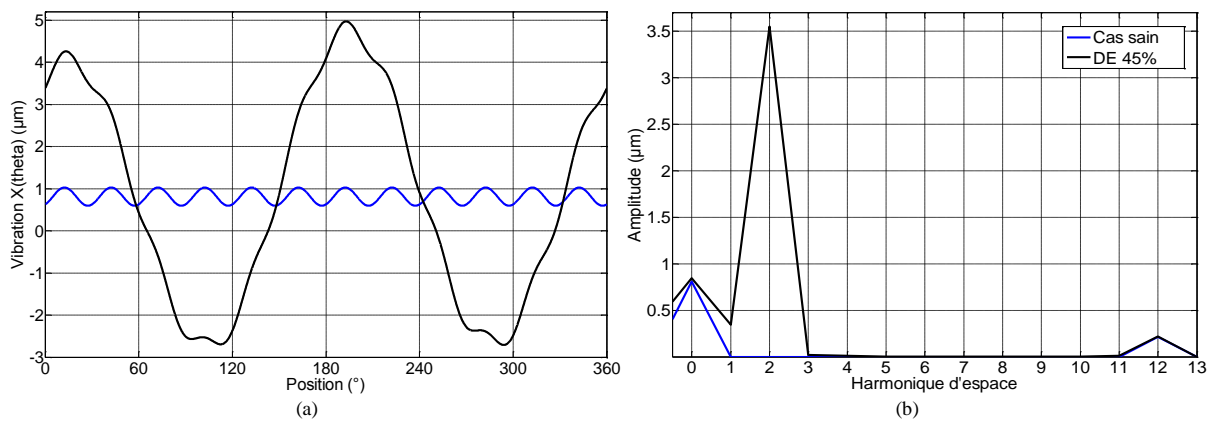


Figure II.33. Signal vibratoire pour le cas sain et DE dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

II.4.2.3. Démagnétisation partielle

Pareillement aux deux types d'excentricités, les figures II.34 et II.35 montrent que les signaux de courant et de couple EM sont faiblement influencés par la démagnétisation dans les deux domaines temporel et fréquentiel.

La perméance de l'entrefer pour le cas sain et le défaut DMF est identique puisque ces deux cas présentent des entrefers symétriques non excentriques.

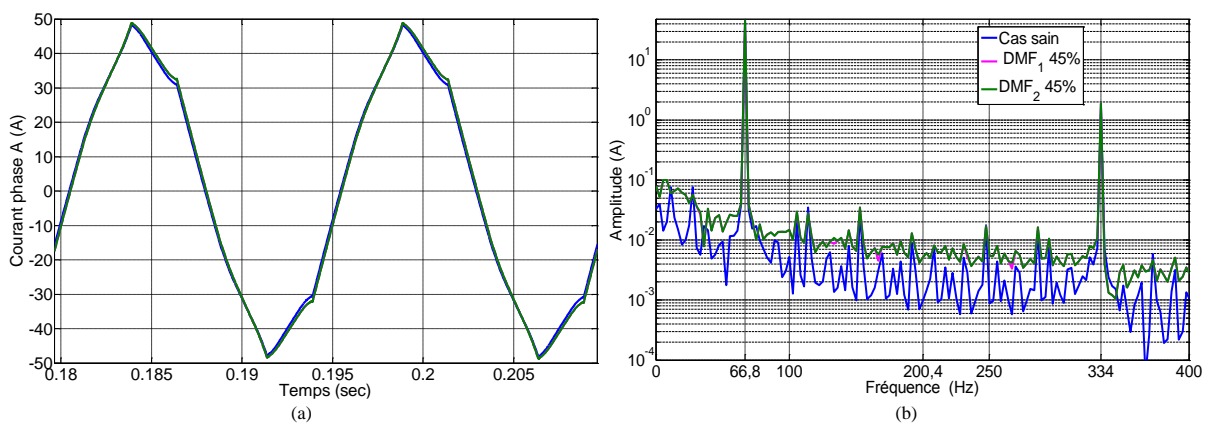


Figure II.34. Courant pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

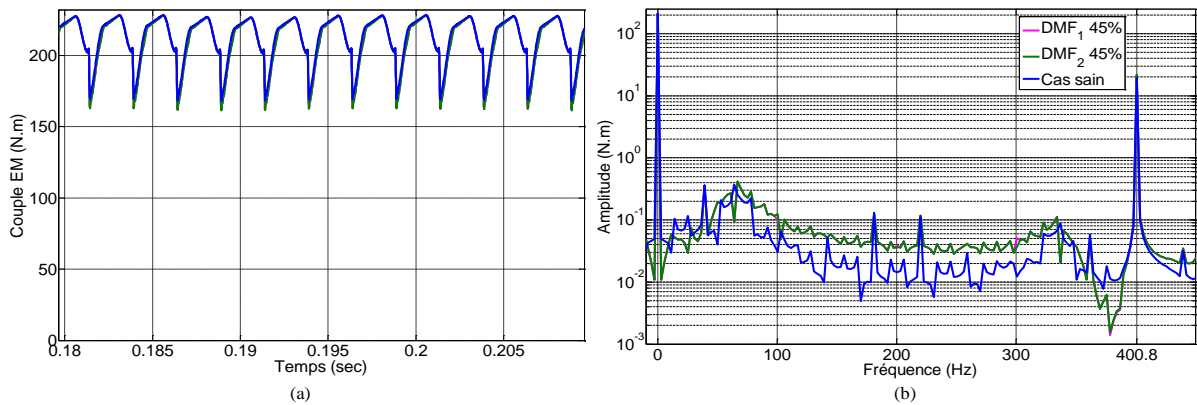


Figure II.35. Couple EM pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

Comme le montre les figures II.36 et II.37, l'effet de la DMF sur l'induction magnétique et son contenu harmonique apparaît le plus significatif par rapport aux défauts d'excentricité. Cela est constaté par la production de nombreuses raies en basses fréquences (fig.II.35(b)) et harmoniques d'espace (fig.II.37(b)) due à la DMF, avec des amplitudes plus importantes par rapport aux composantes saines.

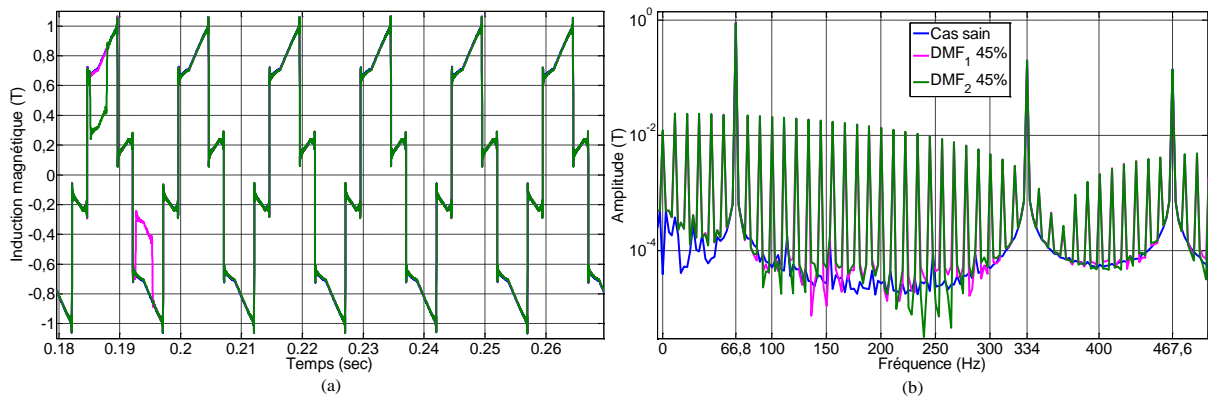


Figure II.36. Induction magnétique pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

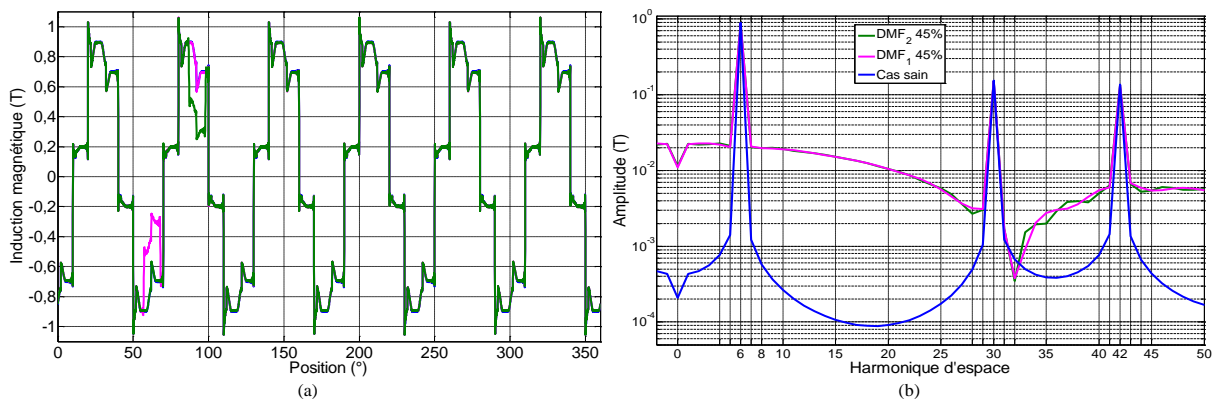


Figure II.37. Induction magnétique pour le cas sain et DMF dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

Les figures II.38 et II.39 montrent une comparaison des signaux vibratoires, dans les différents domaines représentatifs, pour les cas : sain et de défaut DMF. En analysant ces figures, nous remarquons que le défaut de type DMF introduit des fréquences et des

harmoniques d'espace supplémentaires de la forme $\{kf_{mec}, k'\}$ avec $k \in \{1, \dots, 8, 14\}$ et $k' \in \{1, \dots, 8\}$. Notons que la composante $\{2f_{mec}, 2\}$ est la plus importante dans les vibrations.

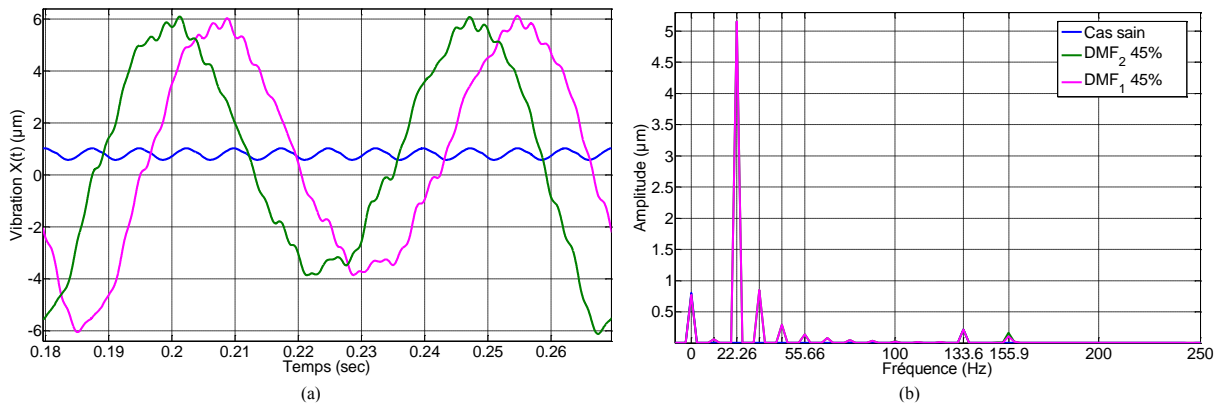


Figure II.38. Signal vibratoire pour le cas sain et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

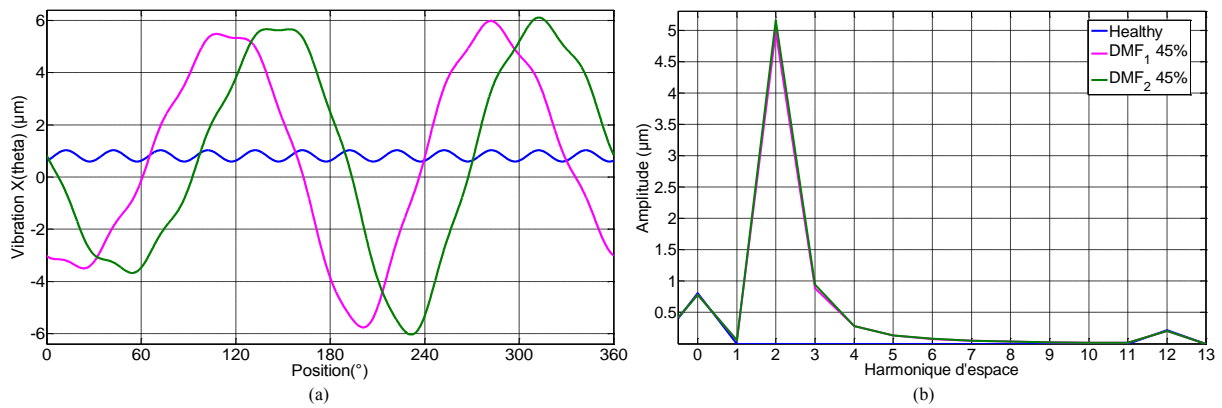


Figure II.39. Signal vibratoire pour le cas sain et DMF dans l'espace (a) et ses harmoniques d'espace (b)

II.5. Modélisation par méthodes à éléments finis

Même si les MEF sont plus coûteuses en temps de calcul que les méthodes analytiques, elles permettent une obtention plus précise des grandeurs locales de la machine comme les f.é.m., les inductances propres et mutuelles, les forces et couples à vide avec peu d'hypothèses de travail [43]. De ce fait, ces méthodes seront utilisées comme des références, en particulier pour les parties magnétique et mécanique du modèle de la MSAP, alors que les signaux analysés par la suite seront générés principalement par les expressions analytiques présentées précédemment.

Dans ce paragraphe, deux MEF sont développés pour comparer les résultats analytiques : un modèle magnétique pour calculer l'induction magnétique créée par le rotor et un modèle mécanique pour obtenir les fréquences naturelles modales du stator. De même, un modèle par EF du défaut de démagnétisation est présenté, pour le confronter à celui développé analytiquement dans la partie (II.3.3).

II.5.1. Modèle magnétique sain à vide par MEF

Programmé sur Matlab, un modèle magnétique 2-D basé sur la MEF permet de calculer l'induction magnétique radiale dans l'entrefer [5]. Dans cette partie, on va s'intéresser seulement à la contribution du champ des aimants rotoriques lorsque les courants au stator sont nuls ($i_j(t) = 0$ pour tout j). La MEF est un cas particulier de la méthode de Galerkin, qui permet de transformer un problème d'équations aux dérivées partielles dans une espace de dimension infinie vers une suite de sous-espaces finis [133], [134]. Le code développé est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell, exprimées par (II.75), dans les trois sous-domaines de faible perméabilité de la machine : (I) aimants permanents, (II) entrefer et (III) encoches. Dans cette formule, \vec{M} est le vecteur de l'aimantation de l'aimant permanent et \vec{J} est le vecteur de densité du courant statorique considéré nul dans notre étude.

Le modèle calcule principalement le potentiel vecteur magnétique \vec{A} sur un chemin fictif situé à mi-distance dans l'entrefer. Les conditions aux limites appliquées sont mixtes de Dirichlet-Neumann homogènes, en spécifiant des valeurs nulles au potentiel et à ses dérivées sur les frontières des domaines (I), (II) et (III) [5]. D'après la littérature, un aimant permanent peut être représenté par deux modèles : un vecteur d'aimantation ou une surface de courant équivalent, qui aboutissent tous les deux au même système final d'équations [26]. Dans cette partie, c'est la version étendue du deuxième modèle, adaptée à une forme d'aimant et une orientation de \vec{M} quelconques [135], qui est retenue. Ainsi, les pôles rotoriques sont remplacés par des surfaces maillées de courants telle que la valeur du courant I_{p_i} au point P_i d'un élément de la surface est calculée par l'expression (II.76) [26].

$$\vec{\Delta}\vec{A} = \begin{cases} -\mu_0\vec{\nabla} \times \vec{M}, & \text{Equation de Poisson dans le domaine (I)} \\ \vec{0} & \text{Equation de Laplace dans le domaine (II)} \\ -\mu_0\vec{J} = \vec{0}, & \text{Equation de Laplace dans le domaine (III)} \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

$$I_{p_i} = \frac{H_c}{2} \times (c_{p_i} \cos \theta_n - b_{p_i} \sin \theta_n) \quad (\text{II.76})$$

Avec H_c et θ_n sont respectivement le champ coercitif d'aimant et l'orientation du vecteur \vec{M} et les coefficients c_{p_i} et b_{p_i} dépendent des coordonnées (x_i, y_i) du point P_i . Par la suite, le vecteur de l'induction magnétique \vec{B} est obtenu par l'équation suivante :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{II.77})$$

La machine étant suffisamment longue, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} est normal au plan des tôles statoriques et donc il ne comprend qu'une composante axiale selon l'axe z (A_z) qu'on suppose aussi indépendante de z . D'où, le vecteur \vec{A} peut s'exprimer par (II.78) :

$$\vec{A} = A_z \vec{e}_z \quad (\text{II.78})$$

avec $A_z = f(x, y)$ ou $g(r, \theta)$

Par conséquent, le vecteur d'induction \vec{B} dans les références cartésienne (x, y) et cylindrique (r, θ) peut être défini à partir de la composante axiale A_z respectivement par (II.79) et (II.80) :

$$\vec{B} = B_x \vec{e}_x + B_y \vec{e}_y$$

$$\text{avec } B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} \text{ et } B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (\text{II.79})$$

$$\vec{B} = B_r \vec{e}_r + B_\theta \vec{e}_\theta$$

$$\text{avec } B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \text{ et } B_\theta = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (\text{II.80})$$

La machine étudiée possède 6 paires de pôles et 36 encoches. Elle est alors périodique de période 60° et il suffit de modéliser le $1/6$ de la machine pour calculer l'induction dans l'entrefer. Le modèle magnétique par MEF développé sur une paire de pôle de la machine est représenté dans la figure II.40. Le maillage 2-D de cette partie est constitué de 956 éléments triangulaires à 3 nœuds (H3).

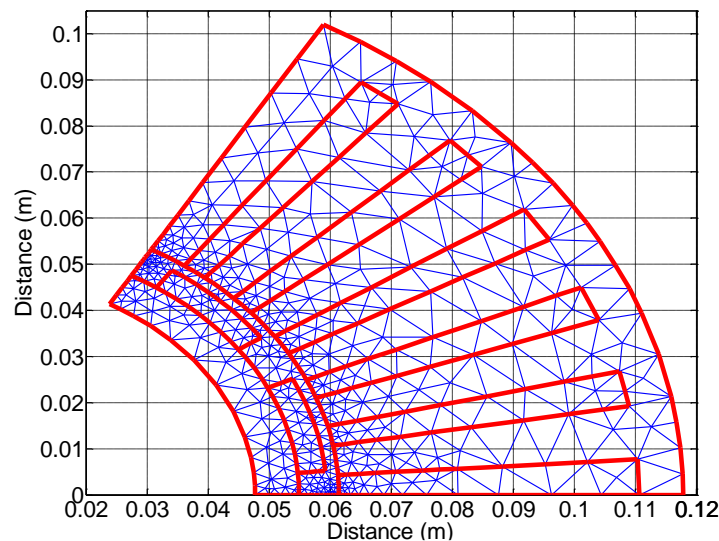


Figure II.40. Modèle magnétique par MEF développé sous Matlab pour le cas sain

La figure II.41 présente une comparaison entre les inductions magnétiques du rotor dans l'entrefer calculées par les deux modèles : analytique et par MEF dans les domaines spatial (a) et d'harmonique d'espace (b).

Les résultats obtenus pour un fonctionnement sain, par les deux modèles, sont proches mais pas identiques. Ceci peut s'expliquer par les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle analytique comme : la linéarité des matériaux et l'approximation analytique rectangulaire de la MMF_r . Par la suite, les deux modèles analytiques et par MEF seront comparés pour le cas d'une démagnétisation dans la partie (II.5.3).

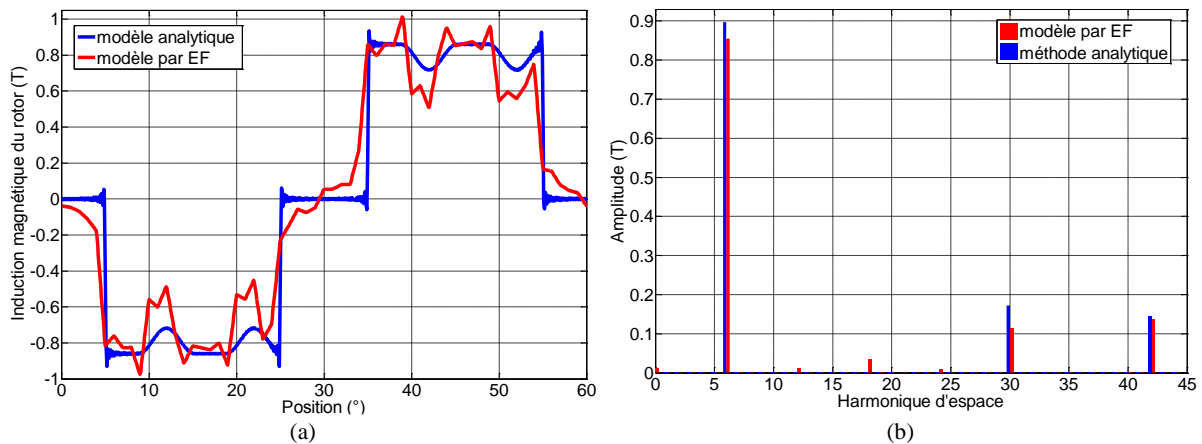


Figure II.41. Induction magnétique des aimants calculée analytiquement et par MEF pour le cas sain

II.5.2. Modèle mécanique par MEF

Un modèle mécanique 2-D est développé sous Ansys [136] pour calculer les fréquences naturelles modales du système statorique [1], [6]. La structure modélisée, comportant la culasse et les dents statoriques tout en négligeant l'effet du rotor, est présentée dans la figure II.42. Les enroulements sont considérés comme une masse additionnelle aux dents statoriques en modifiant la masse volumique de ces derniers, comme déjà exprimé par (II.29).

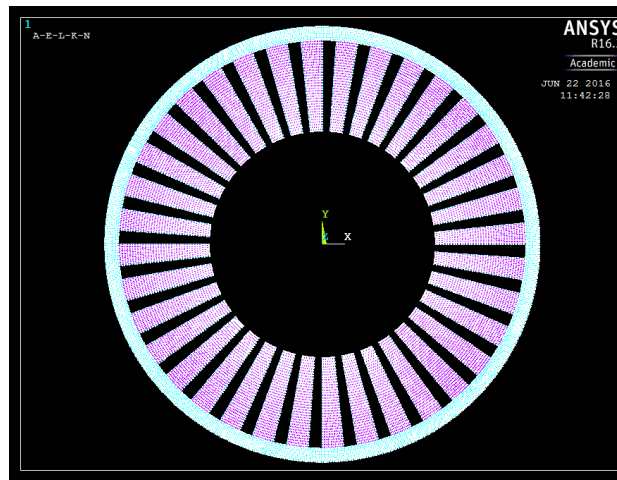


Figure II.42. Modèle mécanique par MEF du système statorique développé sous Ansys

La simulation est paramétrée en choisissant l'analyse modale et l'algorithme de Lanczos pour l'extraction des modes, qui est recommandé en raison de sa rapidité d'exécution et de sa précision. Le noyau et les dents statoriques sont considérés en acier alors que les enroulements sont en cuivre, dont les paramètres mécaniques sont présentés dans le tableau A.1 dans Annexe A. Soit un anneau creux en acier de dimensions $R_{CS,int} = 110,581$ mm et d'épaisseur $e_{CS} = 7,22$ mm, égales à celles de la culasse statorique, chargé de $N_e = 36$ dents de dimensions $R_{dent,int} = 61,42$ mm et d'ouverture $\theta_t = 6^\circ$, similaires à celles des dents statoriques. Les maillages présentent : 5760 éléments quadrilatéraux à quatre nœuds (H4) divisés sur huit couches dans la direction radiale pour l'anneau circulaire et 420 éléments quadrilatéraux divisés sur douze couches dans la direction radiale pour chaque dent.

Dans Ansys, les fréquences naturelles sont calculées numériquement par la résolution du problème aux valeurs propres (II.81) pour chaque élément e_i discrétisant la structure [43] :

$$([K]_{e_i} - w^2[M]_{e_i})\{X(t)\} = \{0\} \quad (\text{II.81})$$

La matrice $[K]_{e_i}$, exprimée par (II.82), est la matrice de raideur de l'élément e_i faisant le lien entre les efforts et les déplacements aux nœuds avec $[B]$ la matrice reliant la déformation au déplacement et $[D]$ la matrice reliant la contrainte à la déformation. La matrice de masse équivalente $[M]_{e_i}$ de l'élément e_i est donnée par (II.83) avec $[N]$ la matrice de forme et $[\rho]$ la matrice de la masse volumique.

$$[K]_{e_i} = \iiint_V [B]^T [D] [B] dV \quad (\text{II.82})$$

$$[M]_{e_i} = \iiint_V [N]^T [\rho] [N] dV \quad (\text{II.83})$$

Les matrices de la raideur $[K]_{tot}$ et de la masse $[M]_{tot}$ totales sont obtenues en considérant la contribution de tous les nœuds de la structure. D'où, les fréquences naturelles de la structure sont les solutions de la forme matricielle au vecteur propre (II.84).

$$([K]_{tot} - w^2[M]_{tot})\{X(t)\} = \{0\} \quad (\text{II.84})$$

Les déformations modales de la structure obtenues par Ansys, pour les modes 0, 2 et 3, sont illustrées dans la figure II.43.

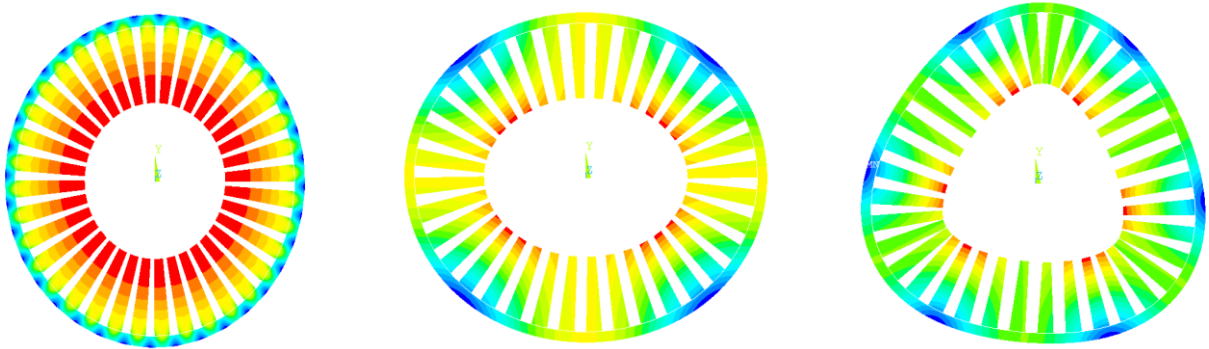


Figure II.43. Déformations circonférentielles du stator relatives aux modes de vibration 0, 2 et 3

Les résultats de comparaison des méthodes analytiques et par MEF, pour $m \leq 12$, sont présentés dans le tableau II.3. La différence (Δ_{f_m}) entre les fréquences naturelles $f_{m,Analy}$ et $f_{m,EF}$ pour chaque mode m est calculée par la formule (II.85).

$$\Delta_{f_m} (\%) = \frac{|f_{m,Analy} - f_{m,EF}|}{f_{m,EF}} \times 100 \quad (\text{II.85})$$

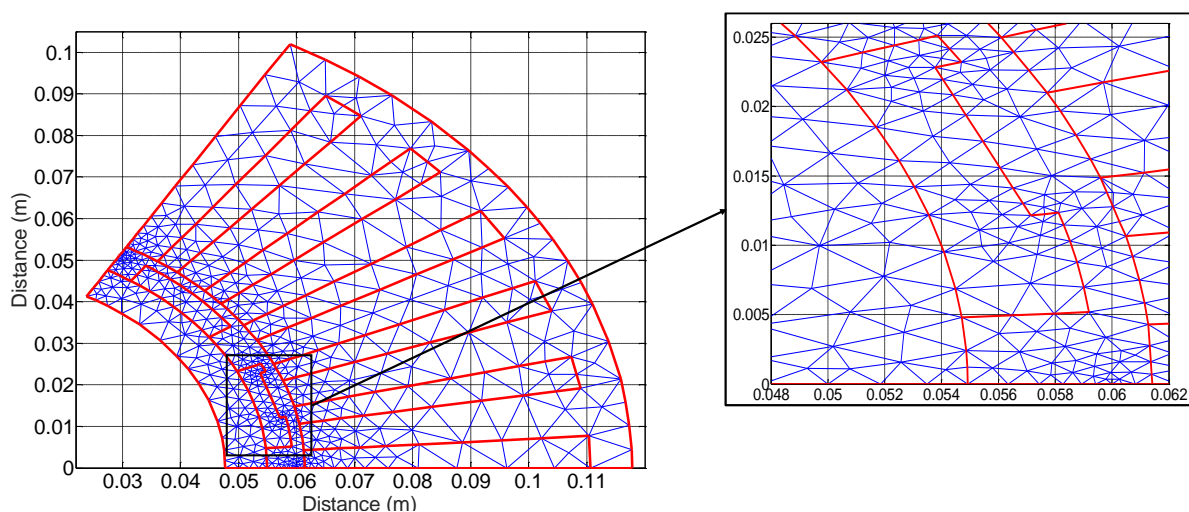
Tableau II.3. Comparaison entre les fréquences naturelles analytique et par MEF

Mode	EF (Hz)	Analytique (Hz)	Δ_{f_m} (%)
0	3410,06	3346,15	1,87
1		7166,9	
2	165,93	155,77	6,12
3	420,13	403,58	3,94
4	715,98	697,29	2,61
5	1018,54	1011,24	0,72
6	1303,26	1332,24	2,22
7	1556,2	1654,09	6,29
8	1772,3	1974,17	11,39
9	1952,3	2291,58	17,38
10	2099,9	2606,14	24,11
11	2219,5	2918,03	31,47
12	2315,3	3227,51	39,4

Les résultats obtenus par MEF sont en bonne concordance avec ceux obtenus analytiquement avec une erreur de $\cong 40\%$ pour le mode maximal considéré ($m = 12$).

II.5.3. Modélisation de défaut de démagnétisation par MEF

Le défaut de démagnétisation est introduit dans le modèle magnétique par MEF par la création d'une fissure partielle sur la périphérie superficielle de l'aimant, comme illustré par la figure II.44. Les mêmes équations (II.75) jusqu'à (II.80) sont résolues pour la géométrie modifiée et l'induction radiale générée par le rotor désaimanté est donc calculée.

**Figure II.44.** Modèle magnétique numérique pour le cas d'une fissure partielle dans un pôle rotorique

Les résultats obtenus par les deux modèles magnétiques analytique et par MEF, pour le cas d'une fissure de 1mm dans le premier pôle S rotorique à la position angulaire $[12 - 23]^\circ$, sont donnés par la figure II.45.

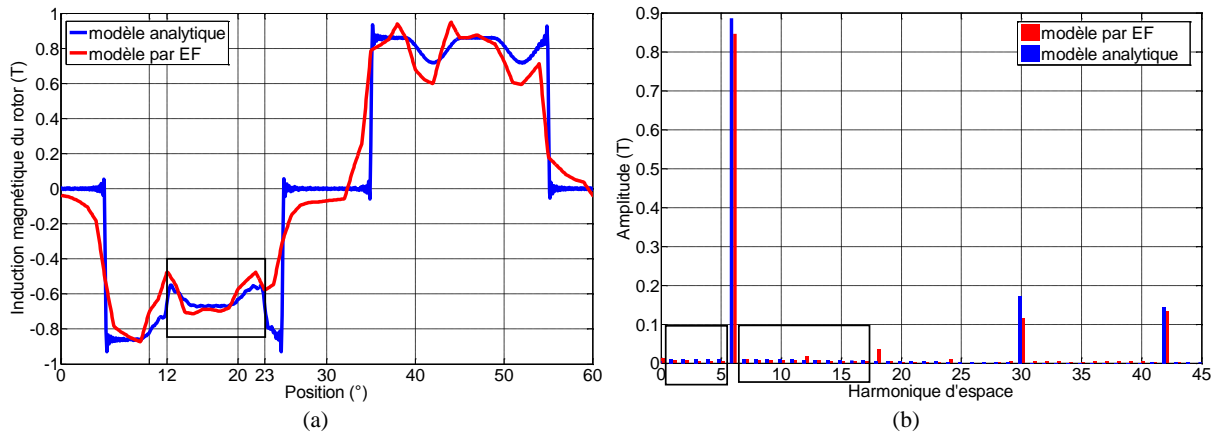


Figure II.45. Induction magnétique à vide analytique et par MEF pour le cas d'une DMF partielle

En se basant sur cette comparaison, on peut constater que ce défaut produit les mêmes effets sur les deux types de modélisation en introduisant les mêmes harmoniques supplémentaires avec des faibles différences d'amplitudes, comme le montre la figure II.44(b). En conclusion, on peut assumer que la méthode analytique de calcul de l'induction magnétique donne des performances acceptables en termes du rapport précision sur temps de calcul même pour le cas de démagnétisation.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons explicité les étapes de construction d'un modèle analytique multiphysique permettant la simulation d'une machine synchrone à aimants permanents autopilotée dans les cas : sain et défaillants.

Ce modèle, développé sous Matlab/Simulink, a combiné la commande du moteur ainsi que ses différents aspects : électrique, magnétique, mécanique et vibratoire. Afin de considérer des cas défectueux, les défauts d'excentricité statique et dynamique et de démagnétisation rotoriques ont été, en premier lieu, introduits dans le modèle par des approches analytiques. En effet, les conséquences de ces défauts s'obtiennent par la variation de la perméance d'entrefer et de l'induction magnétique rotorique respectivement. Les résultats de simulations obtenus pour les cas sain et défectueux ont été par la suite présentés dans la partie II.4. Afin de confronter notre modèle analytique, ses parties magnétique et mécanique ont été comparées, pour un cas sain, à deux modèles par MEF développés respectivement sous Matlab et Ansys. De plus, une approche par MEF a été réalisée particulièrement pour modéliser le défaut de démagnétisation. La comparaison des différents résultats générés par les deux approches : analytique et par MEF a été présentée dans la partie II.5 et une bonne concordance entre les deux modèles a été obtenue.

En tenant compte des travaux existant dans la littérature et concernant la modélisation, nos principales contributions dans cette partie sont les suivantes :

- La combinaison des différentes parties de la machine, allant de la commande jusqu'aux vibrations, dans un seul modèle purement analytique et dédié au diagnostic ;
- La proposition des vibrations comme un outil complémentaire pour la surveillance de l'état de la machine lorsque les autres types de signaux (courant, couple, ...) présentent des limitations ;
- L'intégration de plusieurs types de défauts (électrique, magnétique et mécanique) et de toutes sévérités dans le même modèle ce qui va nous permettre, dans la suite du travail, de simuler les cas de défauts combinés ;
- Le signal vibratoire généré par ce modèle est exprimé dans les domaines temps et espace au lieu de la représentation classique dans le domaine fréquentiel, ce qui donne le choix d'appliquer n'importe quel outil de traitement de signal si besoin.

Comme il a été remarqué d'après les résultats de simulation, le courant statorique et le couple EM instantanés sont faiblement influencés par la présence d'une défaillance alors que les évolutions de l'induction magnétique et de vibrations dans les différents domaines ont fortement dévié par rapport au cas nominal.

D'où, le sujet du chapitre suivant sera l'extraction des différents indicateurs à partir des vibrations en particulier et puis les analyser en fonction des types et des sévérités de défauts. Cette analyse permettra la sélection des indicateurs pertinents de défauts qui seront les entrées d'une méthode de classification pour une prise de décision.

Chapitre III. Analyse des impacts de défauts simples et combinés sur les signaux vibratoires

III.1. Introduction

Comme constaté dans le chapitre précédent, seuls les signaux d'induction magnétique et de vibration sont influencés significativement par la présence des différents défauts. Les effets d'excentricité statique et dynamique et de la démagnétisation rotoriques sur ces signaux ont été visualisés dans les domaines temporel, spatial, fréquentiel et d'harmonique d'espace. En effet, le déplacement vibratoire, comme a été exprimé dans le modèle analytique, est l'image de la pression magnétique radiale et alors de l'induction magnétique. D'après la littérature, la surveillance des machines électriques par une mesure vibratoire s'avère plus pratique que celle par une mesure magnétique pour des raisons de complexité de l'installation des capteurs magnétiques [100], [137].

De ce fait, l'objectif de ce travail est de proposer une approche de détection et de localisation de défauts des MSAP basée sur l'analyse des vibrations, comme schématisé dans la figure III.1.

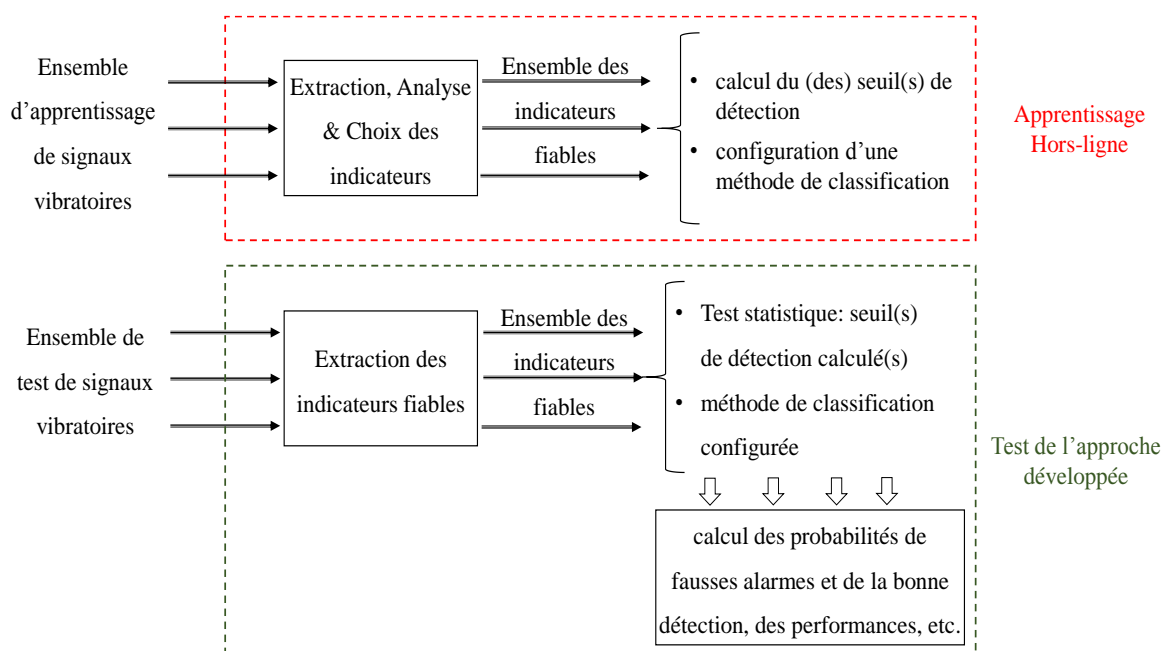


Figure III.1. Synoptique de l'approche proposée de détection et d'identification de défauts

L'architecture élaborée de diagnostic repose, en premier lieu, sur l'extraction des indicateurs révélateurs de défauts à partir des signaux vibratoires en appliquant les techniques appropriées de traitement du signal. Les méthodes d'analyse, que nous proposons, se basent sur des critères de temps, d'espace, de fréquence et d'harmonique d'espace. Les évolutions de ces indicateurs seront étudiées par la suite en fonction du type et de la sévérité de défauts, afin de sélectionner ceux qui sont les plus pertinents pour chaque type. Dans la deuxième phase concernant la prise de décision, deux méthodes de classification basées sur les tests statistiques et les réseaux de neurones seront configurées en se basant sur les indicateurs sélectionnés. Effectivement, les

performances de ces méthodes vis-à-vis des conditions de fonctionnement et des incertitudes des paramètres de la machine seront évaluées par les mêmes indicateurs extraits des ensembles de signaux de test.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la première phase concernant l'extraction et l'analyse d'impacts des différentes configurations de défauts dans la machine. Les phases de prise de décision et d'analyse de performances feront le sujet du chapitre suivant. Notons que notre étude, dans ce chapitre, considère les cas de défauts simples (ou bien uniques) ainsi que ceux de deux défauts combinés dans la machine. Pour les défauts simples, deux scénarii sont étudiés : le premier considère toutes leurs sévérités possibles, pour se limiter dans le deuxième à leurs stades précoces.

III.2. Cas de défauts simples

Dans cette partie, on s'intéresse à l'étude des cas de défauts simples : SE, DE et DMF dans la machine. En premier lieu, on présente un récapitulatif de leurs effets sur les différentes représentations des signaux générés. En se basant sur cette analyse, nous allons appliquer les techniques appropriées de traitement pour extraire les indicateurs sensibles aux défauts à partir des vibrations. Par la suite, les évolutions de ces indicateurs seront analysées en fonction de la nature et du niveau de la défaillance, afin de sélectionner ceux qui sont pertinents et qui serviront comme des entrées pour la méthode de classification. Dans cette étude, nous allons distinguer entre deux cas : nous commençons par les défauts simples en considérant toutes les sévérités possibles de 0% à 100%, pour s'intéresser après aux défauts de faibles amplitudes, dont les sévérités sont comprises entre 0% et 27%.

III.2.1. Récapitulatif des impacts de défauts

Les résultats du modèle analytique de la MSAP pour des régimes sain et défectueux ainsi que l'étude des effets de trois défauts simples sur les différents signaux ont été explicités dans le Chapitre II.

Pour justifier le choix des techniques de traitement du signal qui seront adoptées par la suite, nous rappelons dans les figures III.2 et III.3 les effets des trois défauts simples sur l'évolution du signal vibratoire en termes de déplacement en fonction du temps (fig.III.2(a)), de l'espace (fig.III.3(a)), de la fréquence (fig.III.2(b)) et de l'harmonique d'espace (fig.III.3(b)) par rapport au cas nominal. Par ailleurs, leurs impacts sur les différents types de signaux dans les quatre domaines de représentation sont récapitulés dans le tableau III.1.

En se basant sur le tableau et les figures ci-dessous, les indicateurs de défauts seront extraits, dans le paragraphe suivant, à partir des représentations du signal $x_s(t, \theta)$ dans les domaines temporel, spatial, fréquentiel et d'harmoniques d'espace.

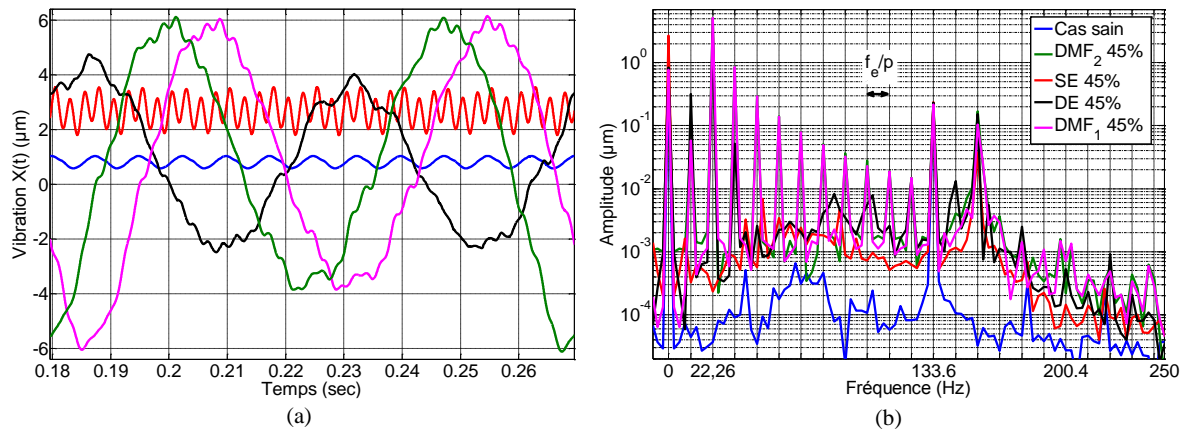


Figure III.2. Signal vibratoire pour le cas sain et les défauts simples dans le temps (a) et la fréquence (b)

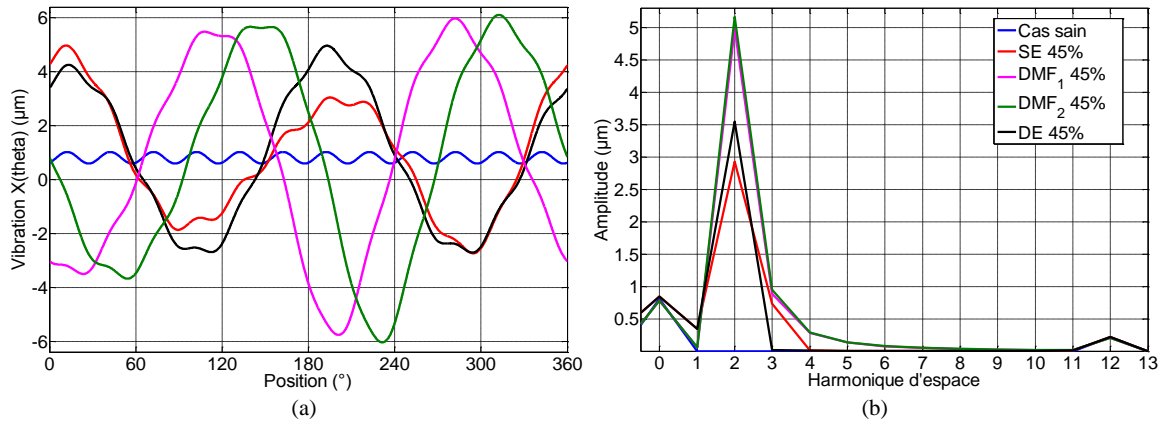


Figure III.3. Signal vibratoire pour le cas sain et les défauts simples dans l'espace (a) et ses harmoniques (b)

Tableau III.1. Impacts de défauts simples sur les différents signaux générés par le modèle de la machine

Signal \ Défaut		Défaut		
		SE	DE	DMF
i	t/f	pratiquement insensible		
C_{em}	t/f	pratiquement insensible		
Λ	t	changement d'amplitude	apparition des ondulations	insensible
	f	changement de la valeur moyenne pour $\{f = 0\}$	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec $k = \{1, 2\}$	insensible
	θ	modulation d'amplitude	modulation d'amplitude	insensible
	h	apparition des bandes latérales $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	apparition des bandes latérales $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	insensible

B_{rad}	t	pratiquement insensible	modulation d'amplitude	changement d'amplitude et de fréquences
	f	pratiquement insensible	apparition des bandes latérales $\{((6k \mp 1)p \mp m)f_{mec}\}$ avec k et m entiers	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec k entier
	θ	modulation d'amplitude	modulation d'amplitude	changement d'amplitude et d'harmoniques
	h	apparition des bandes latérales $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	apparition des bandes latérales $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	apparition des harmoniques $\{k'\}$ avec k' entier
x_s	t	changement d'amplitude et de fréquences	changement d'amplitude et de fréquences	changement d'amplitude et de fréquences
	f	augmentation des amplitudes des fréquences $\{2kf_e\}$ avec k entier et l'apparition de la fréquence $\{14f_{mec}\}$	apparition des fréquences $\{(1, 2, 3, 14)f_{mec}\}$	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec $k \in \{1, \dots, 8, 14\}$
	θ	changement d'amplitude et d'harmoniques	changement d'amplitude et d'harmoniques	changement d'amplitude et d'harmoniques
	h	apparition des harmoniques $k' \in \{1, 2, 3\}$	apparition des harmoniques $k' \in \{1, 2, 3\}$	apparition des harmoniques $k' \in \{1, \dots, 8\}$

Notons qu'il est aussi possible d'extraire les indicateurs à partir de la vitesse $v_s(t, \theta)$ ou de l'accélération $a_s(t, \theta)$ vibratoires, qui sont obtenues à partir du déplacement x_s respectivement par les expressions (III.1) et (III.2) [114].

$$v_s(t, \theta) = \dot{x}_s(t, \theta) = \frac{dx_s(t, \theta)}{dt} \quad (III.1)$$

$$a_s(t, \theta) = \dot{v}_s(t, \theta) = \ddot{x}_s(t, \theta) = \frac{d^2x_s(t, \theta)}{dt^2} \quad (III.2)$$

III.2.2. Analyse des indicateurs de défauts simples

Ce paragraphe s'intéresse au traitement des données vibratoires pour le but d'extraire des indicateurs pertinents de défauts simples en considérant toutes les sévérités possibles. Vue la stationnarité de nos signaux (fonctionnement à vitesse constante), les indicateurs statistiques

(temporels et spatiaux) et l'analyse de Fourier peuvent fournir des informations suffisantes sur la présence de défauts. Pour ce faire, on va commencer tout d'abord par rappeler les formules des descripteurs classiques scalaires extraits du signal discret, de sa densité de puissance et de sa transformée de Fourier (TF). Par la suite, ces outils seront appliqués à l'ensemble des signaux vibratoires simulés relatifs aux régimes : sain et défaillants. Notons que les simulations, utilisées dans cette partie, ont été réalisées aux températures de fonctionnement nominales et constantes. Finalement, les indicateurs efficaces, pour la détection ou bien pour l'isolation de défauts, seront sélectionnés après l'étude de leurs évolutions en fonction de la nature et du niveau de la défaillance.

III.2.2.1. Rappel des indicateurs classiques

Les descripteurs conventionnels considérés dans cette partie sont ceux extraits directement des signaux vibratoires discrets, temporel et spatial, de leurs transformées de Fourier et leurs densités de puissances.

a. Indicateurs statistiques

En analyse temporelle, les indicateurs sont extraits du signal temporel discret $((x_i)_{i=1...N})_j$ à la position angulaire θ_j . Les descripteurs usuels existants dans la littérature et considérés dans ce travail sont : la valeur crête-à-crête (*Peak-To-Peak*, en anglais), la valeur efficace (*Root-Mean-Square*), le Kurtosis, le Skewness et les facteurs de crête (*Crest Factor*), d'impulsion (*Impulse Factor*) et de forme (*Shape Factor*) [2], [6]. En plus, les deux nouveaux descripteurs *TALAF* et *THIKAT*, proposés dans [138] pour la détection de défauts de roulement, sont aussi analysés pour les cas d'excentricité et de démagnétisation.

En raison de l'asymétrie des défauts étudiés dans le domaine spatial (θ), les vibrations sont significativement affectées dans ce domaine, comme illustré dans la figure III.3(a). A cet effet, les mêmes indicateurs cités ci-dessus sont aussi calculés pour le signal vibratoire spatial discret $((x_j)_{j=1...M})_i$ considéré à l'instant t_i .

Les notions et les formules de ces descripteurs sont ainsi explicitées.

a.1. Valeur crête-à-crête

La valeur crête-à-crête (X_{c-c}) d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est définie par la relation (III.3) avec X_{min} et X_{max} sont respectivement ses amplitudes minimale et maximale. Notons que cette valeur ne tient pas compte de l'évolution du signal en fonction du temps et par conséquent son utilité pratique est limitée aux phénomènes de courte durée et de type choc.

$$X_{c-c} = |X_{max} - X_{min}| \quad (III.3)$$

a.2. Valeur efficace

La valeur efficace (X_{eff}) d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est calculée mathématiquement sous la forme (III.4), avec x_i est la valeur du signal au point i et N est le nombre total de point de

données. Contrairement à la valeur X_{c-c} , X_{eff} dépend fortement de l'évolution du signal en fonction du temps ainsi qu'elle est liée directement à son énergie moyenne (E_X) comme exprimé par (III.5) [77]. D'où, elle permet de détecter les défauts qui provoquent une augmentation de l'énergie dissipée par le système surveillé.

$$X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i)^2} \quad (III.4)$$

$$E_X = \sum_{i=1}^N (x_i)^2 = N \times (X_{eff})^2 \quad (III.5)$$

a.3. Kurtosis

Le Kurtosis ($Kurt_X$) ou bien le coefficient d'aplatissement de Pearson est défini comme le moment d'ordre 4 du signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ comme exprimé par (III.6), avec \bar{X} est la valeur moyenne du signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ donnée par (III.7). Cet indicateur est généralement utilisé pour détecter l'apparition des phénomènes de type impulsif dans l'ensemble de données [73].

$$Kurt_X = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^4}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^2\right)^2} \quad (III.6)$$

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (III.7)$$

a.4. Skewness

Le Skewness ($Skew_X$) est basé sur le moment d'ordre 3 comme défini par la formule (III.8). Cet indicateur donne une mesure de l'asymétrie du signal par rapport à sa valeur moyenne, d'où son efficacité pour la détection de tout changement de cette caractéristique.

$$Skew_X = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^3}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^2\right)^{3/2}} \quad (III.8)$$

a.5. Facteur de crête

Le facteur de crête (FC_X) d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est défini comme le rapport de son niveau de crête sur sa valeur efficace, comme exprimé par (III.9). Pour un signal purement sinusoïdal, la valeur de FC_X vaut $\sqrt{2}$ et tendra à accroître lorsque le signal devient de type impulsionnel. Pour le but de détection, le défaut majeur de cet indicateur est qu'il présente des valeurs presque identiques pour les deux cas extrêmes de sévérité de défaillance : les cas sain et complètement dégradé [76].

$$FC_X = \frac{X_{max}}{X_{eff}} \quad (III.9)$$

a.6. Facteur d'impulsion

Le facteur d'impulsion (FI_X) d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$, exprimé par (III.10), est le rapport de son amplitude maximale sur sa valeur absolue moyenne $|\overline{X}|$ calculée par (III.11). Pour un signal sinusoïdal simple, la moyenne absolue $|\overline{X}|$ vaut $(2X_{max})/\pi$ et ainsi le facteur FI_X vaut $\pi/2$.

$$FI_X = \frac{X_{max}}{|\overline{X}|} \quad (III.10)$$

$$|\overline{X}| = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i| \quad (III.11)$$

a.7. Facteur de forme

Le facteur de forme, ou bien en anglais Shape factor (SF_X), d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est, comme exprimé par (III.12), le rapport de son niveau efficace sur sa valeur absolue moyenne. Comme le cas du facteur d'impulsion, le SF_X est une fonction de la moyenne du signal redressé. Pour un signal sinusoïdal simple, la valeur de SF_X vaut $\pi/(2\sqrt{2})$.

$$SF_X = \frac{X_{eff}}{|\overline{X}|} \quad (III.12)$$

Ces deux derniers facteurs n'ont pas été largement considérés dans des travaux précédents pour le diagnostic de défauts des machines électriques. Dans cette étude, leur pertinence sera analysée pour les cas de défauts d'excentricité et de démagnétisation.

a.8. TALAF

Le $TALAF_X$ d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est un nouveau indicateur proposé par Sassi et al. [63] qui combine le Kurtosis et la valeur efficace du signal comme exprimé par (III.13), avec $X_{eff,0}$ est sa valeur efficace obtenue pour le cas sain.

$$TALAF_X = \log \left(Kurt_X + \frac{X_{eff}}{X_{eff,0}} \right) \quad (III.13)$$

a.9. THIKAT

Le $THIKAT_X$ d'un signal discret $(x_i)_{i=1...N}$ est le deuxième indicateur proposé par Sassi et al. [63] et qui combine le Kurtosis, le facteur de crête et les valeurs crête et efficace du signal calculés pour le cas testé ainsi que sa valeur efficace obtenue pour l'état sain.

$$THIKAT_X = \log \left((Kurt_X)^{FC_X} + \left(\frac{X_{eff}}{X_{eff,0}} \right)^{X_{max}} \right) \quad (III.14)$$

L'efficacité des deux indicateurs $TALAF_X$ et $THIKAT_X$ a été étudiée dans [139] pour le suivi de l'état de roulements dégradés. Dans ce travail, ils seront extraits à partir des signaux vibratoires pour les cas d'excentricité et de démagnétisation afin d'analyser leur pertinence par rapport à ces deux types de défauts.

b. Caractéristiques spectrales et d'harmoniques

D'une part, les indicateurs de fréquence sont extraits de la densité spectrale de puissance $S_X(f)$ et de la transformée de Fourier $X_{s,f}(f)$ du signal temporel $(x_{i,j})_{i=1\dots N}$. A partir de la figure III.2(b), on peut noter que les défauts étudiés génèrent des fréquences supplémentaires f_k multiples de la fréquence mécanique f_{mec} . Dans ce travail, on s'intéresse à l'amplitude A_{f_k} en (μm) relative à la fréquence $f_k = kf_{mec}$ avec k un entier. En outre, la puissance spectrale moyenne $P_{f_{moy}}$ et la fréquence moyenne f_{moy} du signal vibratoire sont extraites à partir de sa densité spectrale $S_X(f)$.

D'une autre part, les indicateurs d'harmonique d'espace sont extraits de la densité de puissance $H_X(h)$ et de la transformée de Fourier $X_{s,h}(h)$ du signal spatial $(x_{i,j})_{j=1\dots M}$. Comme montré par la figure III.3(b), la présence des différents défauts induit des harmoniques d'espace k' supplémentaires. Les indicateurs considérés sont les amplitudes $A_{hk'}$ en (μm) relatives aux différents harmoniques k' avec k' un entier. De plus, la puissance harmonique moyenne $P_{h_{moy}}$ et l'harmonique d'espace moyenne h_{moy} du signal vibratoire sont calculés à partir de $H_X(h)$.

Les indicateurs portant sur l'analyse des signaux dans les deux domaines, fréquentiel et d'harmonique d'espace, sont reformulés par la suite.

b.1. Densité de puissance

La densité spectrale de puissance $S_X(f)$ d'un signal variable dans le temps $x(t)$ représente la distribution de sa puissance sur une certaine bande de fréquence. Dans la littérature, plusieurs techniques d'estimation de cette densité existent parmi lesquelles on peut citer : les estimations paramétriques basées sur les modélisations du processus, les estimations classiques ou non paramétriques basées sur le périodogramme et celles basées sur la variance du périodogramme [140]. La deuxième technique a été retenue dans ce travail en utilisant la fonction Matlab *periodogram* appropriée, comme exprimé par (III.15) avec $X_{s,f}(f, \Delta T)$ la transformée de Fourier du signal temporel $x(t)$ dans une fenêtre de largeur ΔT .

$$S_X(f) = \left\langle \frac{|X_{s,f}(f, \Delta T)|^2}{\Delta T} \right\rangle_{\text{moyenne sur } N \text{ mesures}} \quad (III.15)$$

Comme on travaille avec des signaux 2-D, la densité de puissance est ainsi calculée pour le signal variable dans l'espace $x(\theta)$, comme donné par (III.16), avec $X_{s,h}(h, \Delta\theta)$ sa transformée de Fourier dans une fenêtre d'espace de largeur $\Delta\theta$.

$$H_X(h) = \left\langle \frac{|X_{s,h}(h, \Delta\theta)|^2}{\Delta\theta} \right\rangle_{\text{moyenne sur } M \text{ mesures}} \quad (\text{III.16})$$

Les densités spectrale et harmonique de puissance du signal vibratoire 2-D, calculées pour des fenêtres rectangulaires de mêmes largeurs du signal vibratoire dans les deux domaines, sont illustrées dans la figure III.4.

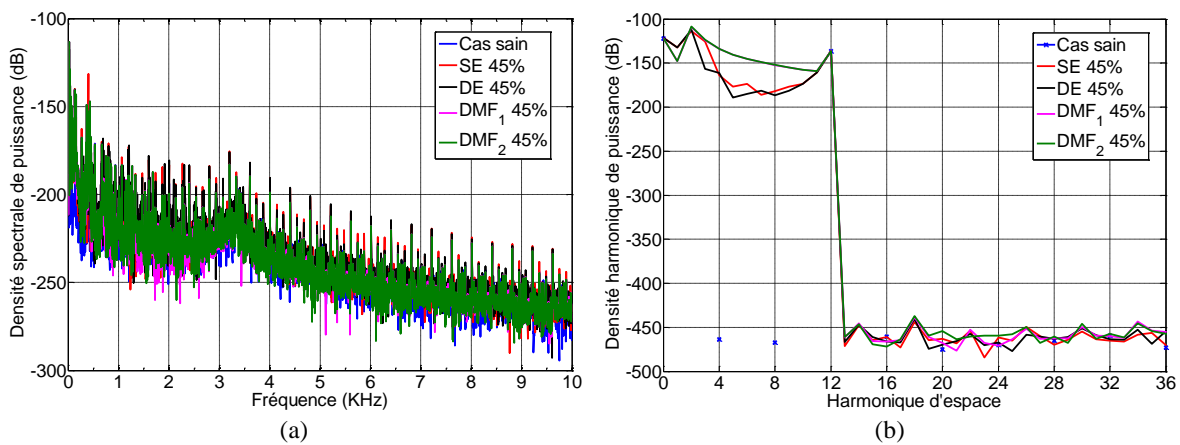


Figure III.4. Densités spectrale (a) et d'harmoniques d'espace (b) de puissance du signal vibratoire pour les cas simples

b.2. Puissances moyennes du signal

Les puissances moyennes, spectrale et d'harmonique d'espace, d'un signal 2-D sont calculées de ses densités de puissance dans ses domaines par (III.17) et (III.18) respectivement.

$$P_{f\text{moy}} = \int_0^{f_{\text{max}}} S_X(f) df \quad (\text{III.17})$$

$$P_{h\text{moy}} = \int_0^{h_{\text{max}}} H_X(h) dh \quad (\text{III.18})$$

b.3. Fréquence et harmonique d'espace moyennes

La fréquence et l'harmonique d'espace, moyennes d'un signal 2-D sont respectivement les centres de gravité des densités spectrale et harmonique de puissance et sont calculés par les expressions (III.19) et (III.20).

$$f_{\text{moy}} = \frac{\int_0^{f_{\text{max}}} f \times S_X(f) df}{P_{f\text{moy}}} \quad (\text{III.19})$$

$$h_{moy} = \frac{\int_0^{h_{max}} h \times H_X(h) dh}{P_{h_{moy}}} \quad (III.20)$$

b.4. Amplitudes des composantes fréquentielles

Les indicateurs spectraux considérés sont les amplitudes A_{fk} de la transformée de Fourier complexe $\hat{X}_{s,f}(f)$ du signal vibratoire $x_s(t, \theta_0)$ dans le domaine temporel aux fréquences $f_k = kf_{mec}$ avec k un entier, comme donné par (III.21).

$$A_{fk} = |\hat{X}_{s,f}(f)|_{f=f_k} \quad (III.21)$$

b.5. Amplitudes des composantes d'harmonique d'espace

Par ailleurs, les indicateurs d'harmoniques considérés sont les amplitudes $A_{hk'}$ de la transformée de Fourier complexe $\hat{X}_{s,h}(h)$ du signal vibratoire $x_s(t_0, \theta)$ dans le domaine spatial aux harmoniques d'espace $h = k'$ avec k' un entier, comme exprimé par (III.22).

$$A_{hk'} = |\hat{X}_{s,h}(h)|_{h=k'} \quad (III.22)$$

III.2.2.2. Défauts simples pour toutes les sévérités

Dans cette partie, on considère tous les stades de chacun de défauts : allant du cas sain ($\varepsilon = 0\%$) jusqu'au cas complètement dégradé ($\varepsilon = 100\%$). Entre ces deux valeurs extrêmes de ε , on a simulé huit sévérités de chaque type de défaut.

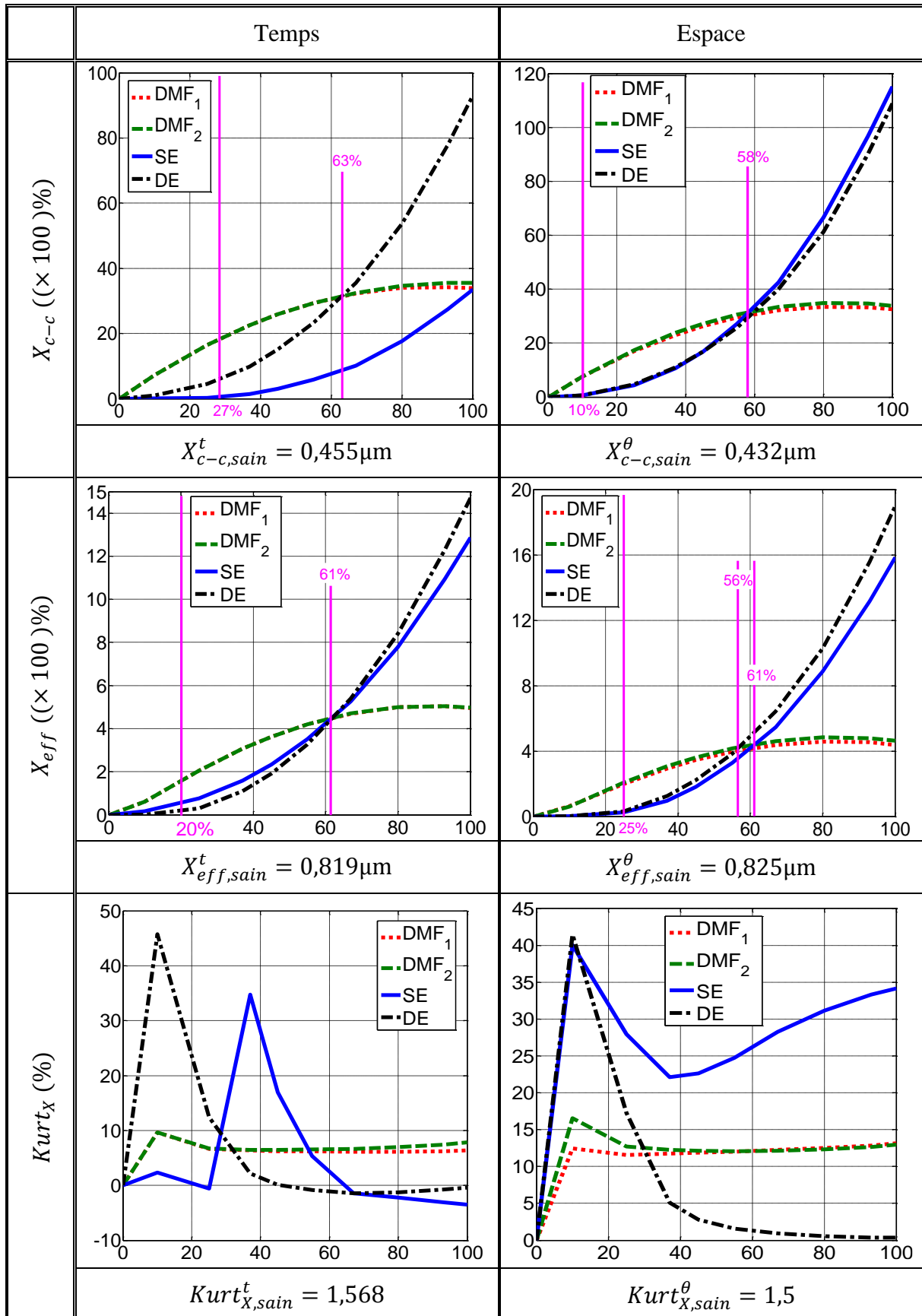
a. Évolution des indicateurs classiques en fonction de défauts

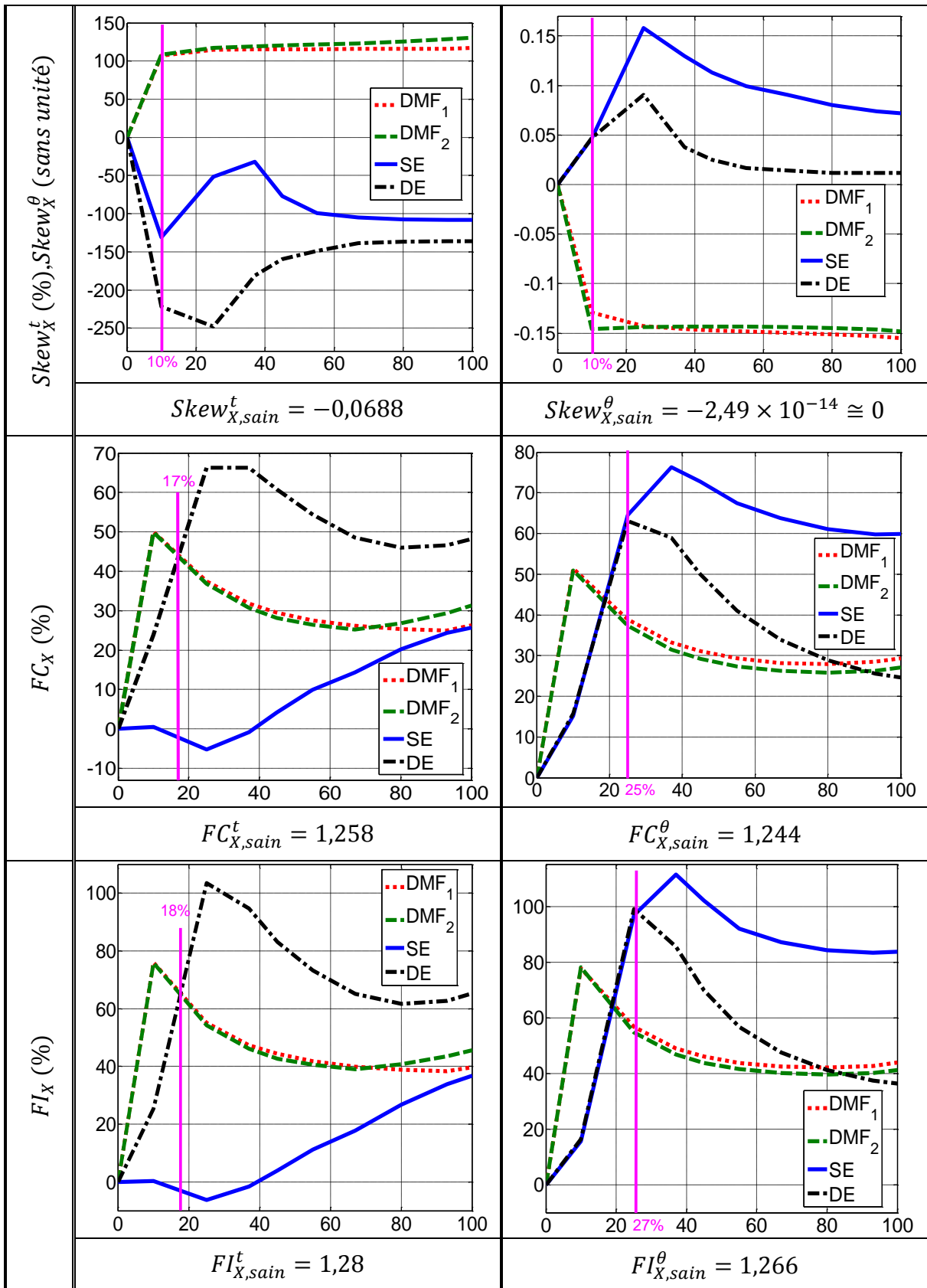
Pour étudier la sensibilité des indicateurs scalaires déjà présentés en fonction de la présence et de la sévérité d'un défaut, leurs valeurs relatives Ind_r par rapport au cas sain sont considérées au lieu de leurs valeurs absolues calculées Ind_a comme exprimé par (III.23).

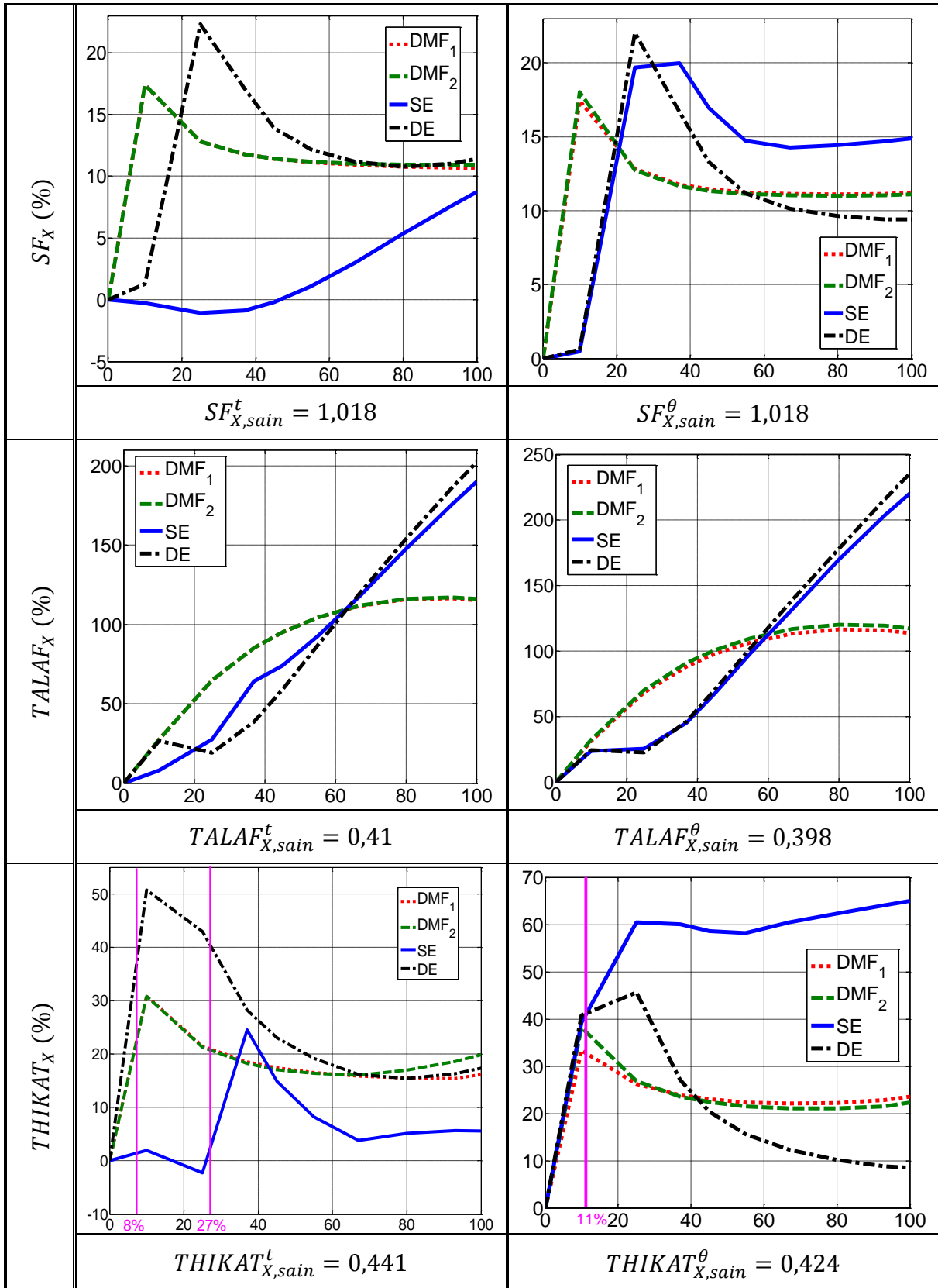
$$Ind_r(\%) = \frac{Ind_a - Ind_{a,sain}}{Ind_{a,sain}} \times 100 \quad (III.23)$$

D'une part, les valeurs relatives des différents indicateurs, extraits des signaux vibratoires discrets dans les domaines spatial et temporel, sont illustrées dans le tableau III.2. Leurs valeurs absolues pour le cas sain, en (μm) ou bien en (sans unité), sont aussi données dans ce tableau. Notons que, dans toutes les figures de ce tableau l'axe des abscisses représente la sévérité de défauts $\varepsilon(\%) \in [0 \dots 100]$ et celui des ordonnées représente la valeur relative Ind_r en (%) de l'indicateur considéré. En effet, pour un cas d'excentricité, ε est calculé par le rapport en (%) de la distance entre les axes statorique et rotorique sur l'épaisseur de l'entrefer symétrique alors que pour un défaut de démagnétisation, il est exprimé par le rapport en (%) des longueurs radiales de la fissure et du pôle rotorique sain. Seul le $Skew_X^\theta$, le skewness extrait à partir du domaine spatial, est exprimé en sa valeur absolue (sans unité) puisqu'il présente une valeur presque nulle pour le cas sain.

Tableau III.2. Évolutions des indicateurs scalaires en fonction de défauts simples





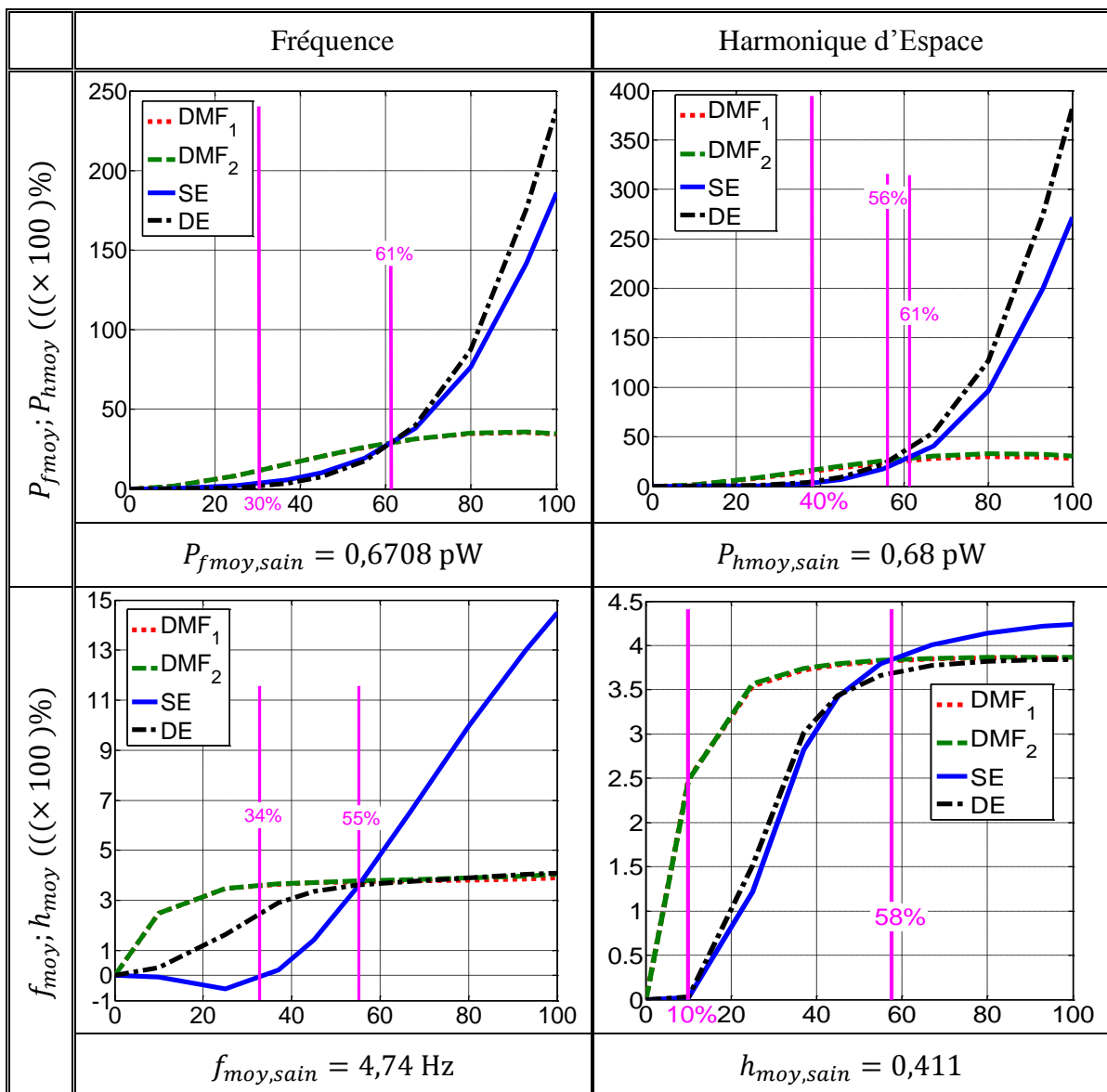


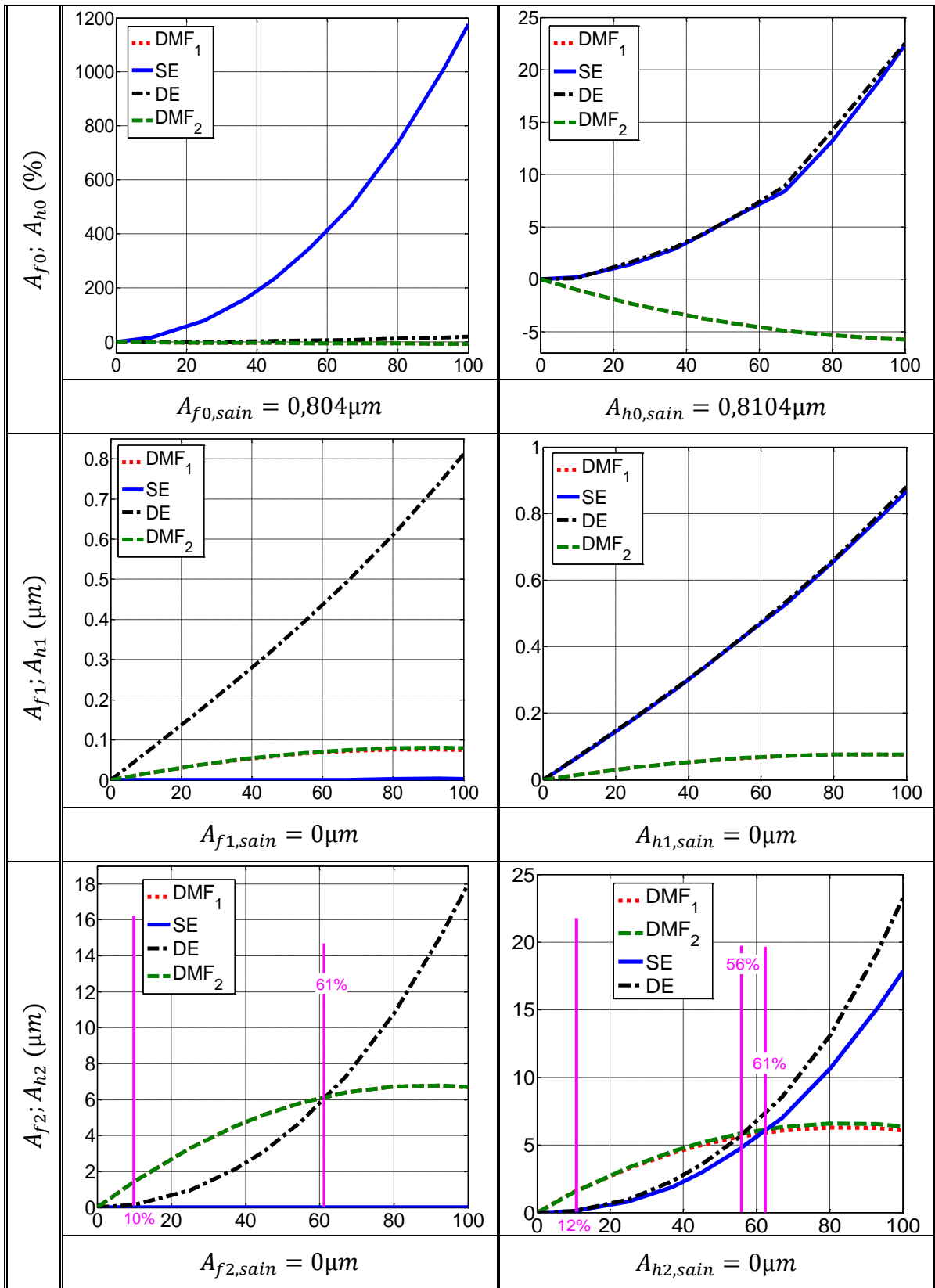
D'une autre part, comme montré dans les figures III.2 et III.3, les harmoniques de temps et d'espace dominants dans le signal vibratoire pour le cas sain sont de la forme $\{k f_e, k' p\}$ avec $k \in \{0, 2, 4, 6\}$ et $k' \in \{0, 2\}$. Par conséquent, $A_{hk'}$ pour $k' \in \{0, 2p(12)\}$ et A_{fk} pour \in

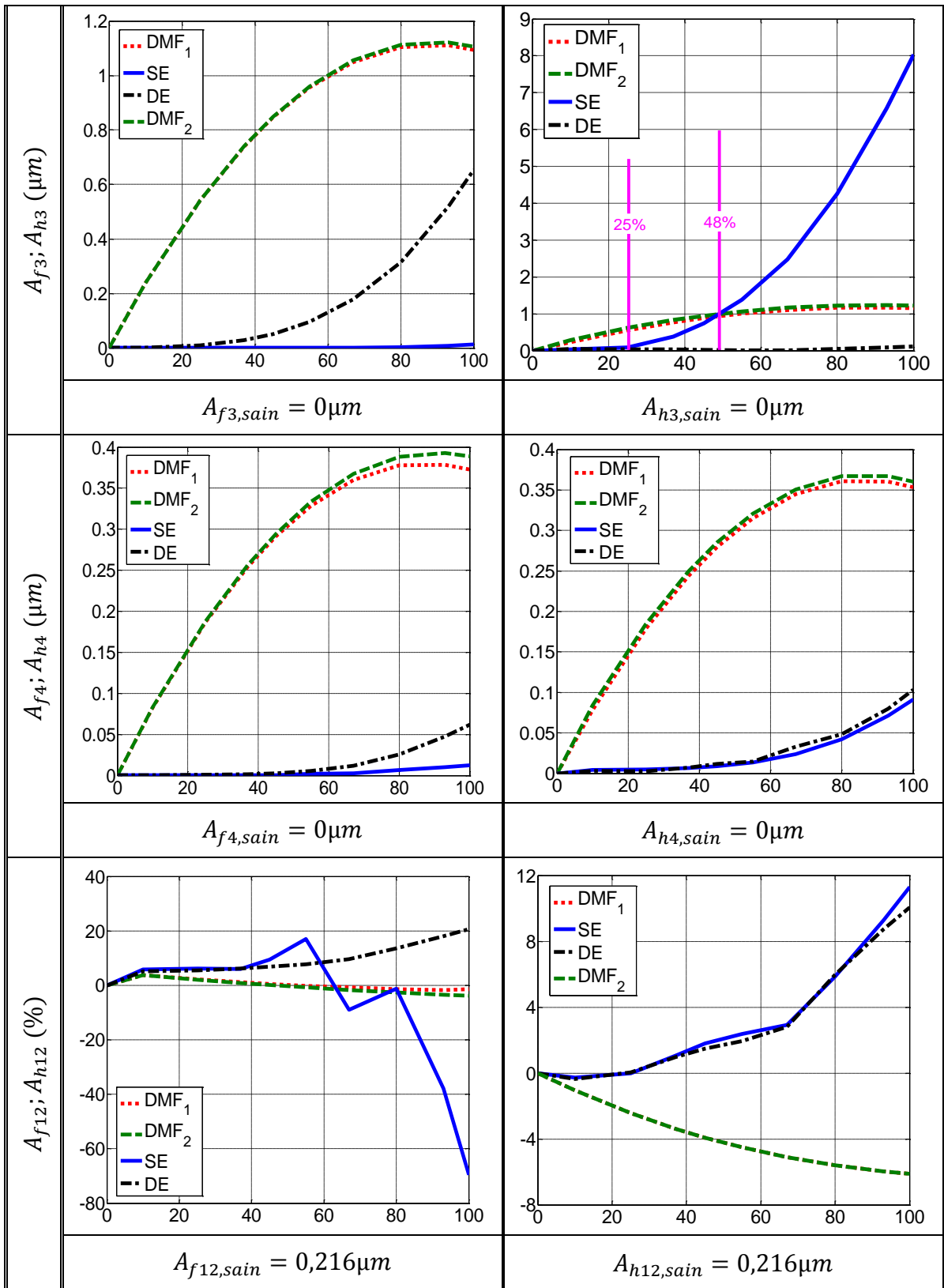
$\{0, 2p (12), 4p (24), 6p (36)\}$, avec p le nombre de pair de pôles de la machine, existent même pour un cas sain. Par contre, les restes de ces harmoniques, pour les autres valeurs de k et k' , apparaissent juste en cas d'un défaut.

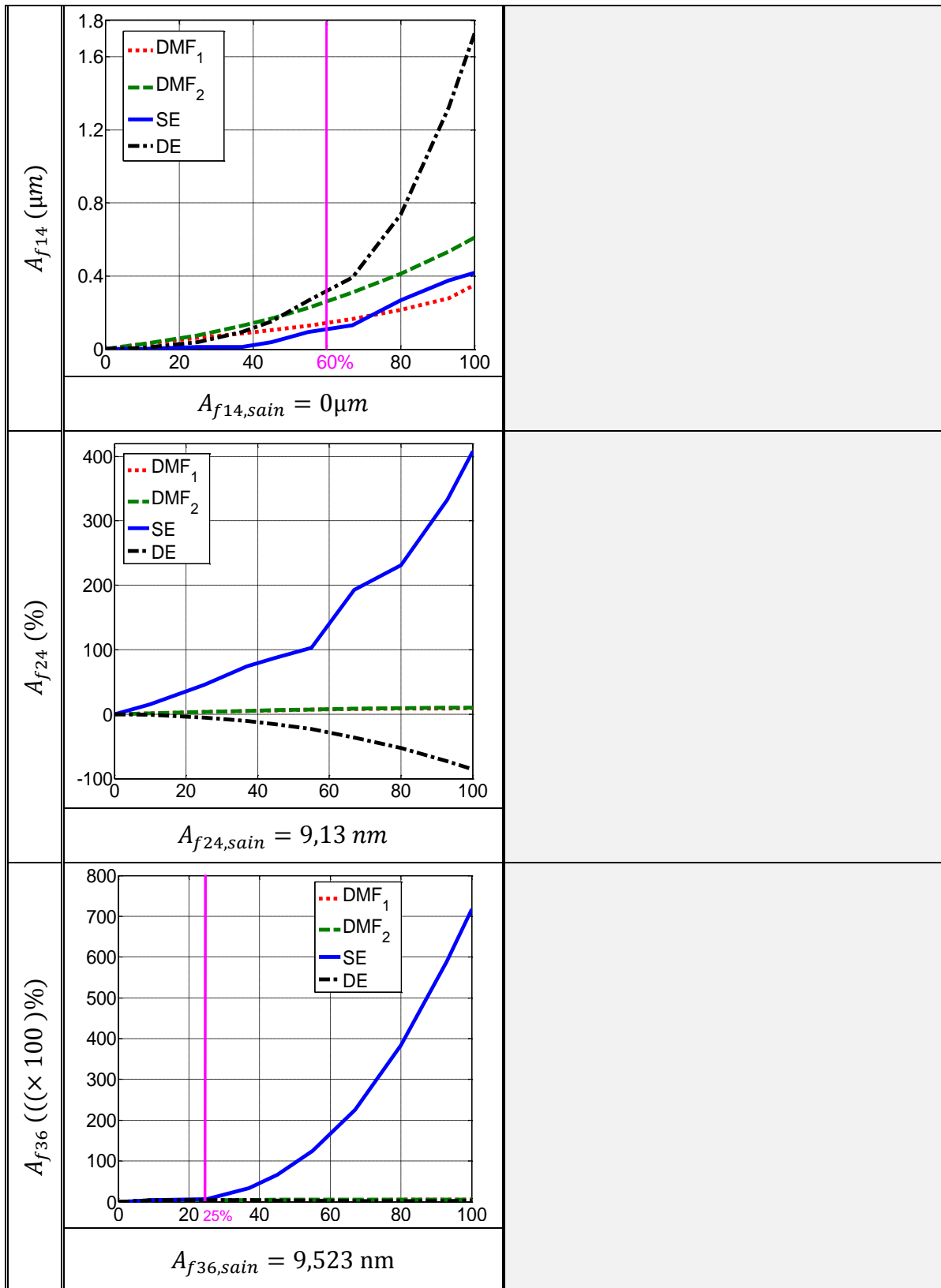
Ainsi, le tableau III.3 présente les évolutions des valeurs relatives et absolues des indicateurs extraits des représentations, spectrale et d'harmonique d'espace, du signal vibratoire en fonction du type et de la sévérité de défauts. Les indicateurs considérés sont : $P_{f_{moy}}$, $P_{h_{moy}}$, f_{moy} , h_{moy} ainsi que les amplitudes A_{fk} et $A_{hk'}$ en (%) pour $k \in \{0, 12, 24, 36\}$ et $k' \in \{0, 12\}$ et en (μm) pour $k \in \{1, 2, 3, 4\}$ et $k' \in \{1, 2, 3, 4\}$. Les valeurs absolues de tous ses indicateurs, en (W), en (Hz) ou bien en (μm), sont aussi données pour le cas sain. De même, dans toutes les figures illustrées dans le tableau III.3, l'axe des abscisses représente la sévérité de défauts ε (%) $\in [0 \dots 100]$ et celui des ordonnées représente la valeur relative en (%) ou absolue en (μm) de l'indicateur considéré.

Tableau III.3. Évolutions des indicateurs harmoniques en fonction de défauts simples









b. Analyse du comportement des indicateurs

Les différents indicateurs illustrés précédemment sont analysés selon leur non-sensibilité à l'état de santé de la machine, leur pertinence à juste détecter un cas défaillant ou bien à identifier

le type du défaut existant. Pour cet objectif, l'analyse de leurs comportements en fonction des types ainsi que des sévérités de défauts est présentée dans le tableau III.4. Notons que l'importance ou non d'un indicateur exprimé en (μm) est assumée par rapport à la valeur X_{c-c} pour le cas sain, qui vaut $0,455\mu\text{m}$ dans le temps et $0,432\mu\text{m}$ dans l'espace. Alors selon ce principe, l'amplitude fréquentielle $A_{f_{24}}$ ne sera pas considérée dans l'analyse ci-dessous, puisque sa valeur absolue ne dépasse pas 40pm même pour un cas SE avec $\varepsilon_s = 93\%$. Par ailleurs, nous avons considéré dans l'analyse ci-dessus qu'un niveau d'excentricité de 5% à 10% est admissible, comme mentionné dans la littérature [50], [60], [107].

Tableau III.4. Analyse du comportement des différents descripteurs classiques pour les cas de défauts simples

	Temps/Fréquence	Espace/Harmonique d'espace
X_{c-c}	La X_{c-c}^t permet de détecter la présence d'une défaillance, parce qu'elle présente des valeurs relatives en (%) importantes, sans identifier le type de défaut existant. Les courbes des DE et DMF intersectent pour $\varepsilon \cong 63\%$. Par contre, un cas SE ne peut pas être détecté qu'à partir de 27%	Les courbes de X_{c-c}^θ pour les cas SE et DE sont presque identiques. De plus, elles intersectent avec celle de DMF pour $\varepsilon \cong 58\%$. D'où, elle permet de détecter une défaillance sans l'identifier par une valeur relative en (%) plus importante par rapport au cas sain.
X_{eff}	Les défauts de types SE et DE donnent, dans les deux domaines, des valeurs efficaces très proches. De plus, les courbes pour les cas SE et DE se chevauchent avec celle du cas DMF pour une sévérité $\varepsilon \cong 60\%$. D'où, X_{eff} est efficace (calculée dans le temps ou dans l'espace) pour détecter un défaut, par ses valeurs importantes, mais pas pour l'isoler. Par ailleurs, la X_{eff} calculée dans l'espace (X_{eff}^θ) ne permet pas détecter un défaut dû à une SE qu'à partir de 25%.	
$Kurt_X$	Les courbes du $Kurt_X^t$ pour les différents défauts se chevauchent entre elles pour différents niveaux. En plus, cet indicateur présente des valeurs similaires pour les cas sain et complètement dégradés d'où il n'est pas fiable pour la détection.	Le $Kurt_X^\theta$ est aussi un indicateur non fiable. Il possède la même évolution que $Kurt_X^t$ pour les défauts DE et DMF. Pour le cas SE, il est un peu différent tout en ayant des valeurs relatives en (%) faibles par rapport au cas sain.
$Skew_X$	Le $Skew_X$, calculé dans l'un de deux domaines, permet d' isoler le défaut DMF pour toute sévérité et les défauts SE et DE à partir de 10%.	
FC_X	Le FC_X^t permet d' isoler le défaut DE à partir de 17%. Pour les cas SE et DMF, cet indicateur présente des valeurs moins importantes même pour des sévérités très élevées.	Le défaut SE peut être isolé par le suivi du FC_X^θ à partir de 25%. Cet indicateur présente des valeurs moins importantes pour les défauts DE et DMF.
FI_X	La tendance globale du FI_X , dans les deux domaines et pour les différents défauts, est similaire à celle de FC_X avec une sensibilité plus importante. D'où, le FI_X^t est fiable pour isoler DE à partir de 18% et le FI_X^θ pour isoler SE à partir de 27%.	

SF_X	Le SF_X , calculé dans les deux domaines, présente des valeurs relatives en (%) faibles par rapport au cas sain même pour les différents défauts et de fortes amplitudes. D'où, cet indicateur n'est pas fiable pour la détection ni pour l'isolation.	
$TALAF_X$	Les courbes de $TALAF_X$, dans les deux domaines, présentent des valeurs similaires pour les défauts SE et DE et se chevauchent avec celle du défaut DMF pour $\varepsilon \cong 60\%$. Par contre, cet indicateur donne des valeurs importantes par rapport au cas sain. Alors, il est pertinent pour détecter la présence d'une défaillance sans identifier le type.	
$THIKAT_X$	Le $THIKAT_X^t$ donne des valeurs faibles par rapport au cas sain pour les différents cas de défauts et la plupart des sévérités. Par contre, il présente des valeurs un peu plus importantes pour le cas DE avec $\varepsilon_d \in [8 \dots 27]$. Mais, on va le considérer par la suite globalement non pertinent.	Le défaut SE peut être isolé par le suivi du $THIKAT_X^\theta$ à partir de 11%. Par contre, cet indicateur présente des valeurs plus faibles pour les défauts DE et DMF.
P_{moy}	La P_{moy} dépend fortement de X_{eff} . D'où, elles possèdent toutes les deux les mêmes tendances pour tous les défauts, mais avec différentes valeurs. Et par conséquent, P_{moy} spectrale et d'harmonique sont aussi des indicateurs fiables pour la détection .	
$f_{moy}; h_{moy}$	DE et DMF donnent des valeurs f_{moy} très proches surtout à partir de 55%. De plus, leurs courbes intersectent avec celle de SE à cette même sévérité. Et comme ces valeurs relatives sont importantes, f_{moy} est fiable pour la détection et pas pour l'isolation. Notons que qu'un cas SE ne peut pas être détecté qu'à partir de 34%.	Les cas SE et DE donnent des valeurs très proches de h_{moy} pour toute sévérité. De même, ils chevauchent avec la courbe de DMF à partir de 58%. D'où, h_{moy} est aussi un indicateur pour la détection .
A_0	La A_{f0} donne des faibles valeurs relatives en (%) pour les cas de défauts DE et DMF alors qu'elle donne des valeurs plus importantes pour le cas SE. D'où, A_{f0} est un indicateur pour isoler un cas SE	Les valeurs relatives en (%) de A_{h0} sont faibles pour tous les cas et les sévérités de défauts. Il est donc un indicateur non pertinent.
A_1	La A_{f1} est un indicateur pertinent pour isoler un défaut DE puisqu'elle présente des valeurs en (μm) plus importantes que celles des cas SE et DMF.	La A_{h1} présente des valeurs en (μm) presque identiques pour les cas SE et DE mais des valeurs moins importantes pour le cas DMF. D'où, elle peut être utilisée pour détecter une excentricité sans identifier sa nature (SE/DE).
A_2	La A_{f2} est pratiquement insensible au défaut SE alors qu'elle est fortement influencée par ceux de types DE et DMF. Ainsi, il est pertinent pour détecter la présence de DE ou de DMF par rapport au cas sain et au défaut SE.	Les courbes de A_{h2} pour les cas SE et DE sont presque identiques, avec des valeurs en (μm) importantes. De plus, elles s'intersectent avec celle de DMF à partir de 56%. D'où, A_{h2} permet de détecter un fonctionnement anormal sans l'identifier.

A_3	A_{f3} permet d' isoler le défaut DMF par rapport aux cas sains et autres types de défauts.	La courbe de A_{h3} pour DE est plate. Pour le cas SE, A_{h3} présente des valeurs plus importantes que celle de DMF à partir de 48%. Comme cette sévérité est élevée, on considère que A_{h3} est pertinent pour détecter DMF ou SE à partir de 25%
A_4	Les A_{f4} et A_{h4} sont deux indicateurs efficaces pour l' isoler du défaut DMF . Elles présentent des valeurs acceptables en (μm) pour le cas DMF alors qu'elles sont beaucoup moins sensibles pour les défauts SE et DE.	
A_{12}	Les amplitudes A_{f12} et A_{h12} sont toutes les deux non fiables pour détecter un cas défaillant. D'une part, la A_{h12} présente des faibles valeurs relatives en (%) pour tous les défauts. D'une autre part, la A_{f12} présente des valeurs un peu plus importantes en (%), surtout à partir de 80% pour le cas SE, mais qui restent faibles pour la détection.	
A_{14}	<p>Pour faible sévérité, A_{f14} présente des valeurs très proches en (μm) pour tous les défauts. A partir de 60%, ses valeurs pour le cas DE deviennent plus importantes par rapport aux autres défauts. Mais comme une sévérité de 60% est élevée, la A_{f14} est alors considérée non fiable.</p>	
A_{36}	<p>A_{f36} présente des valeurs relatives en (%) très importantes pour SE à partir de 25%. Par contre, ses évolutions pour les autres défauts sont pratiquement plates. Il est donc un indicateur fiable pour isoler SE.</p>	

En d'autres termes, le tableau ci-dessus peut être récapitulé dans le tableau III.5 pour classifier les différents indicateurs en trois grands groupes : non fiable, pertinent pour la détection et pour l'isolation d'un défaut.

Tableau III.5. Classification des indicateurs selon leurs comportements en cas de défauts simples

But		Indicateurs
Non Fiable		$Kurt_X^{t/\theta}$; $SF_X^{t/\theta}$; $THIKAT_X^t$; A_{h0} ; A_{f12} ; A_{h12} ; A_{f14}
Détection	Tout défaut	$X_{c-c}^{t/\theta}$; $X_{eff}^{t/\theta}$; $TALAF_X^{t/\theta}$; $P_{f,moy}$; $P_{h,moy}$; f_{moy} ; h_{moy} ; A_{h2}
	Sauf SE	A_{f2}
	Sauf DE	A_{h3}
	Sauf DMF	A_{h1}

Isolation	SE	$Skew_X^{t/\theta} \forall \varepsilon_s > 10\%$; $FC_X^\theta \forall \varepsilon_s > 25\%$; $FI_X^\theta \forall \varepsilon_s > 27\%$; $THIKAT_X^\theta \forall \varepsilon_s > 11\%$; $A_{f0} \forall \varepsilon_s$; $A_{36} \forall \varepsilon_s > 25\%$
	DE	$Skew_X^{t/\theta} \forall \varepsilon_d > 10\%$; $FC_X^t \forall \varepsilon_d > 17\%$; $FI_X^t \forall \varepsilon_d > 18\%$; $A_{f1} \forall \varepsilon_d$
	DMF	$Skew_X^{t/\theta}$; A_{f3} ; A_{f4} ; $A_{h4} \forall \varepsilon_p$

Notons qu'aucun des indicateurs ci-dessus ne permet d'identifier le pôle défaillant dans le cas d'une DMF. En revanche et comme montré par les courbes relatives aux cas DMF dans les figures III.2 et III.3, on peut constater qu'une mesure de la phase du signal vibratoire à un instant t_1 (fig.III.2(a)) ou à une position θ_1 (fig.III.3(a)) permet de détecter le pôle désaimanté.

En effet, la phase initiale d'un signal discret $(x_i)_{i=1..N}$, d'une fréquence w et d'une valeur moyenne nulle, peut être déterminée par la détection de son premier passage par zéro (*zero cross detection*, en anglais), comme illustré par la figure III.5. Pour un signal d'une valeur moyenne différente de zéro, ce qui est le cas de nos signaux vibratoires, on va calculer le déphasage initial en détectant le passage du signal par sa valeur moyenne et non pas par zéro.

Les déphasages initiaux des signaux vibratoires, pour les cas sain et de défauts de type DMF, pour différentes sévérités et deux pôles désaimantés dans les domaines temporel (fig.III.5(a)) $\{\varphi_{sain}, \varphi_{DMF_1}, \varphi_{DMF_2}\}$ et spatial (fig.III.5(b)) $\{\theta_{sain}, \theta_{DMF_1}, \theta_{DMF_2}\}$ sont donnés dans le tableau III.6. Comme présenté dans ce tableau, le déphasage entre les signaux vibratoires pour les deux cas DMF_1 et DMF_2 vaut environ 30° dans les deux domaines, pour des différentes sévérités, qui correspond aussi au pas polaire de la machine considérée.

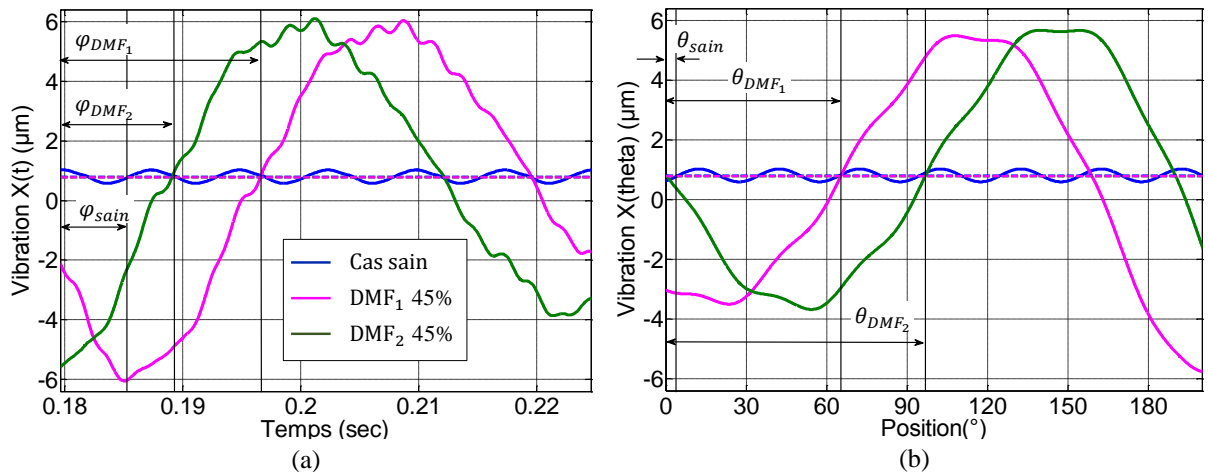


Figure III.5. Déphasage initial de la vibration pour les cas sain et DMF dans le temps (a) et l'espace (b)

Tableau III.6. Déphasages initiaux des signaux vibratoires, calculés dans les domaines temporel et spatial

Condition de fonctionnement		Déphasage temporel	Déphasage spatial
Cas sain		$\varphi_{sain} = 283.02^\circ$	$\theta_{sain} = 4.88^\circ$
DMF_1	25	$\varphi_{DMF_1} = 67.49^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 64.92^\circ$
	45	$\varphi_{DMF_1} = 67.84^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 65.27^\circ$
	55	$\varphi_{DMF_1} = 68.02^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 65.27^\circ$
	67	$\varphi_{DMF_1} = 68.2^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 65.36^\circ$
	80	$\varphi_{DMF_1} = 68.46^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 65.36^\circ$
	100	$\varphi_{DMF_1} = 68.94^\circ$	$\theta_{DMF_1} = 64.92^\circ$
DMF_2	25	$\varphi_{DMF_2} = 37.68^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 96.13^\circ$
	45	$\varphi_{DMF_2} = 38.21^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 96.75^\circ$
	55	$\varphi_{DMF_2} = 38.43^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 96.84^\circ$
	67	$\varphi_{DMF_2} = 38.74^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 97.01^\circ$
	80	$\varphi_{DMF_2} = 39.13^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 97.01^\circ$
	100	$\varphi_{DMF_2} = 39.97^\circ$	$\theta_{DMF_2} = 96.84^\circ$

En revanche et selon l'analyse présentée dans les tableaux III.4 et III.5, on peut remarquer que la plupart des indicateurs classifiés comme pertinents pour la détection ou bien pour l'isolation de défauts présente des limitations pour les faibles sévérités. Cependant, la détection de défauts à faibles amplitudes est, d'une part, une phase primordiale pour mettre en place une stratégie de maintenance préventive conditionnelle pour les isoler le plus tôt possible. Et d'une autre part, la qualification et la vérification des machines avant de leur mise en service nécessite des indicateurs capables d'identifier un dysfonctionnement à un état précoce. Pour cet objectif, la section suivante va traiter les cas de défauts simples en se limitant aux faibles amplitudes par une étude plus fine.

III.2.2.3. Défauts simples à faibles amplitudes

Dans cette partie, on s'intéresse aux défauts simples à faibles amplitudes pour étudier leurs impacts sur les indicateurs présentés ci-dessus. Il n'existe pas une valeur fixe dans la littérature qui définit le terme « faible amplitude » : dans des références elle est limitée à 10% ou 20% [141], [142], dans d'autres elle est comprise entre 10% et 30% [143] et elle peut même atteindre les 40% ou 50% [144]. Dans notre étude, nous allons considérer les sévérités de défauts comprises entre 0% et 27% pour les cas simples SE, DE et DMF en se référant aux faibles amplitudes.

a. Problématique

La détection et l'identification de défauts au sein d'une machine électrique, en particulier à leurs stades précoces lorsqu'ils sont naissants, est une phase essentielle pour garantir un haut niveau de sécurité, de fiabilité et de continuité de fonctionnement.

Un défaut naissant dans une machine provoque comme tout défaut une déviation anormale par rapport à son fonctionnement nominal sans causer un arrêt imprévu ou mettre en danger la vie du personnel. D'où, l'intérêt économique de la surveillance en permanence afin d'identifier les défaillances à ce stade-là et limiter leurs effets, ce qui est le but principal des processus de maintenance préventive. Selon la norme NF EN 13306 [145], la maintenance est définie comme étant : l'ensemble de toutes les actions techniques, administratives et de gestion, durant le cycle de vie d'un bien, destinées à le maintenir ou le rétablir dans un état dans lequel il peut accomplir une fonction requise. En fait, il existe trois principaux types de maintenance: corrective, préventive et prédictive, selon la façon d'organiser les actions effectuées [146]. La maintenance corrective consiste à n'intervenir qu'en cas de panne et c'est pourquoi elle est abandonnée lorsque la sûreté du procédé et la sécurité des humains sont critiques [83]. Par ailleurs, le but de la maintenance prédictive est d'effectuer un modèle de dégradation des composants de la machine afin de prédire la date de l'intervention de maintenance [64]. Finalement, la maintenance préventive comprend les interventions déclenchées en fonction d'un certain paramètre. Elle se décompose en deux branches : la systématique, planifiée selon un échancier fixe et la conditionnelle, réalisée en se basant sur des indicateurs de comportement ou de dégradation de la machine. Toutefois, la maintenance planifiée ne permet pas d'éviter les pannes catastrophiques, qui apparaissent avant la date de maintenance prévue, et peut aussi engendrer plus de main-d'œuvre et des entretiens inutiles. C'est pourquoi la politique basée sur la maintenance conditionnelle présente un plus grand intérêt industriel afin de limiter les coûts additionnels et les pannes imprévues. D'ici vient la nécessité de choisir des indicateurs représentatifs de l'état du système et capables de signaler l'apparition d'une défaillance, même à son stade précoce.

En revanche, la proposition d'un outil qui permet d'alerter sur l'existence d'une anomalie, même à un faible niveau de sévérité, est primordiale durant la phase de vérification technique de la machine avant sa mise en service. Durant ce contrôle, le fonctionnement de la machine est surveillé par l'opérateur pour s'assurer de l'absence de défauts inhérents, qui sont dus généralement aux imperfections de fabrication ou d'assemblage [147].

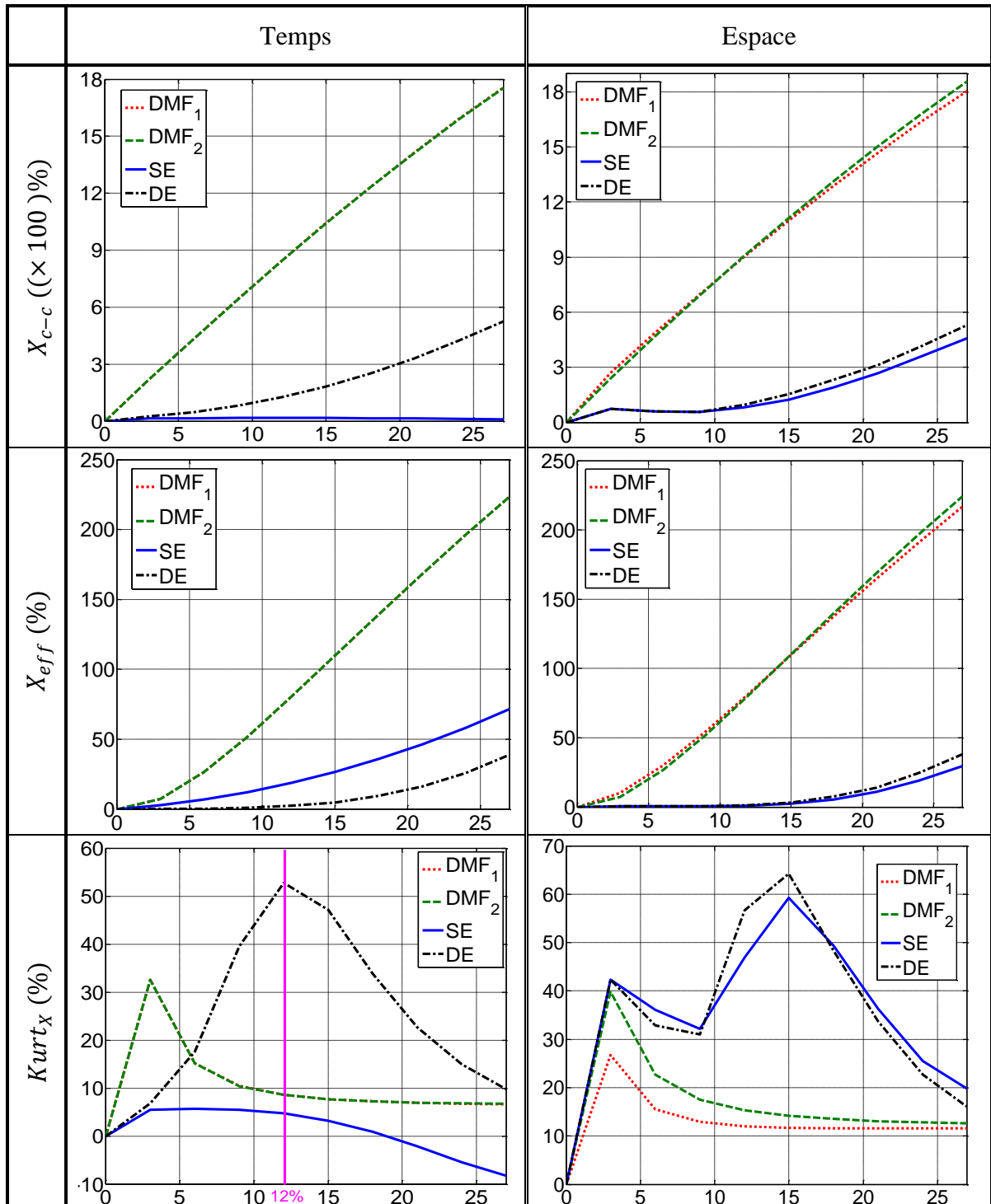
D'où vient l'intérêt de ce paragraphe d'étudier les défauts simples particulièrement avec des faibles amplitudes.

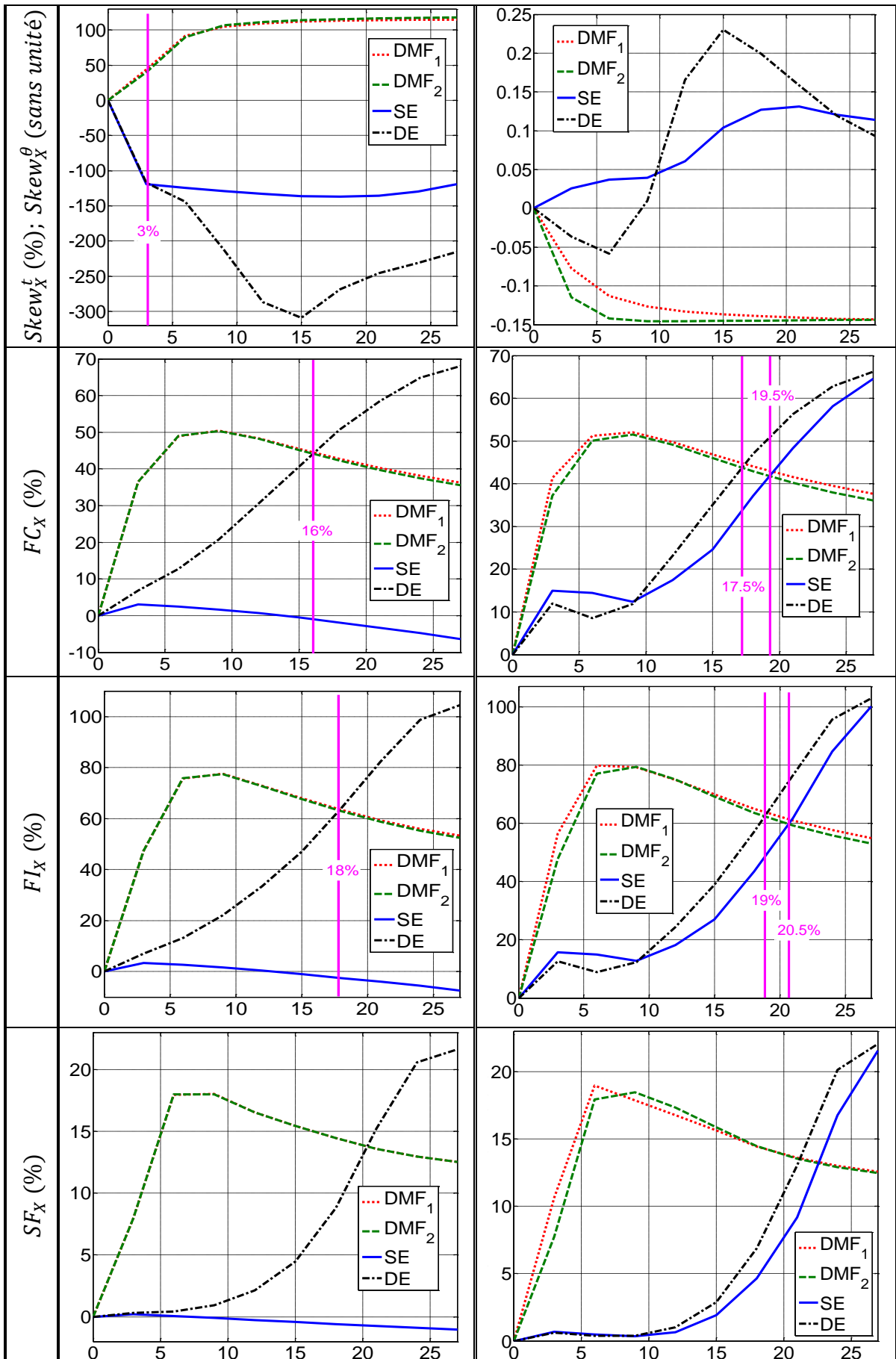
b. Évolution des indicateurs classiques pour les faibles amplitudes

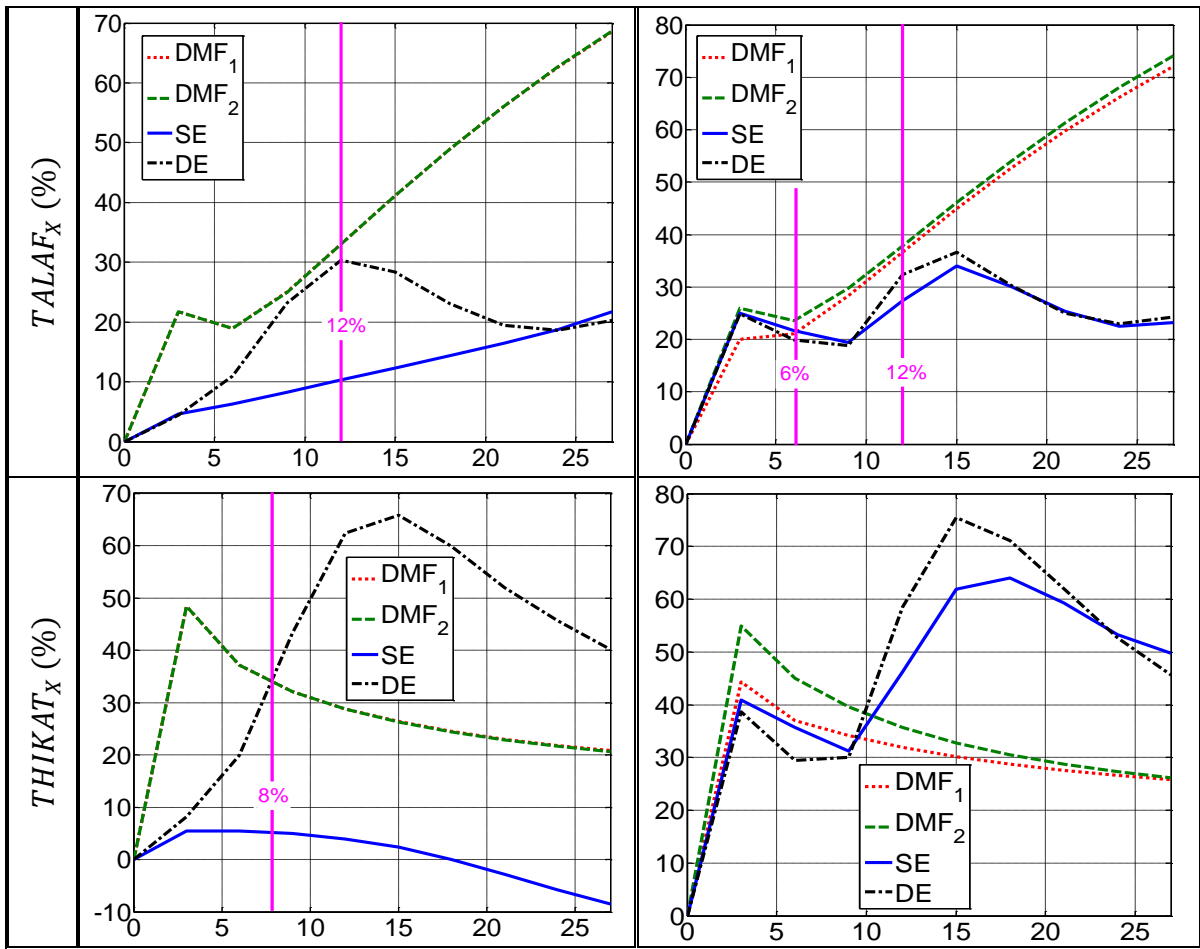
Pour les faibles amplitudes, nous avons simulés les degrés $\varepsilon \in [3,6,9,12,15,18,21,24,27]\%$ dans le modèle analytique pour les différents défauts : SE, DE et DMF. Les indicateurs scalaires et harmoniques, détaillés dans la partie (III.2.2.1), sont par la suite extraits du signal vibratoire pour les différents types et sévérités de défauts.

D'une part, les évolutions de différents indicateurs extraits du signal vibratoire, dans les domaines temps et espace, pour les cas de défauts simples à faibles amplitudes, sont présentées dans le tableau III.7. Dans toutes les figures de ce tableau, l'axe des abscisses représente la sévérité de défauts ε (%) $\in [0 \dots 27]$ alors que celui des ordonnées représente, sauf pour le cas $Skew_x^\theta$, la valeur relative en (%) de l'indicateur considéré.

Tableau III.7. Évolutions des indicateurs scalaires en fonction de défauts simples à faibles amplitudes

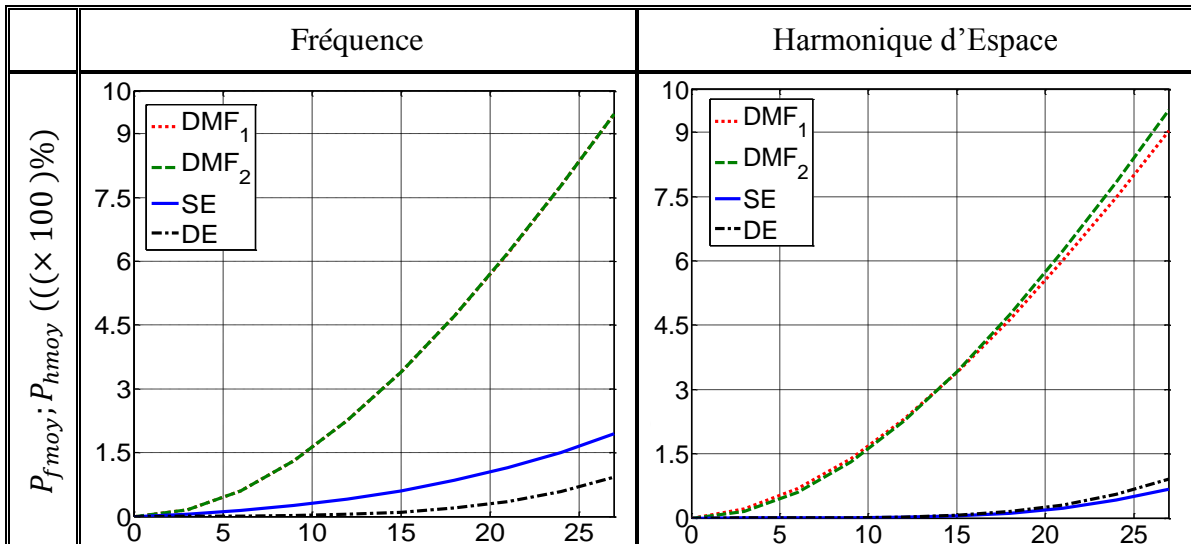


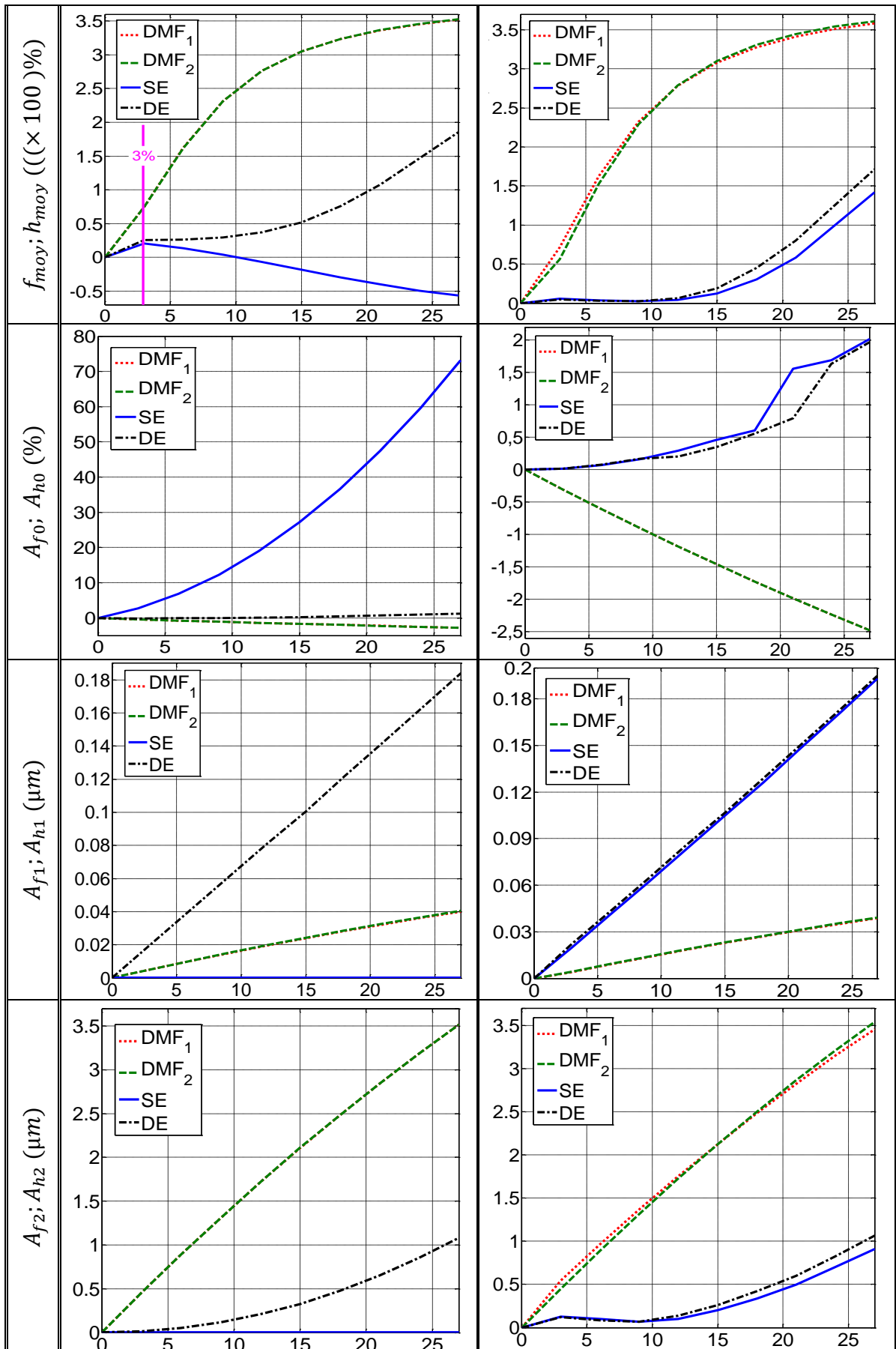


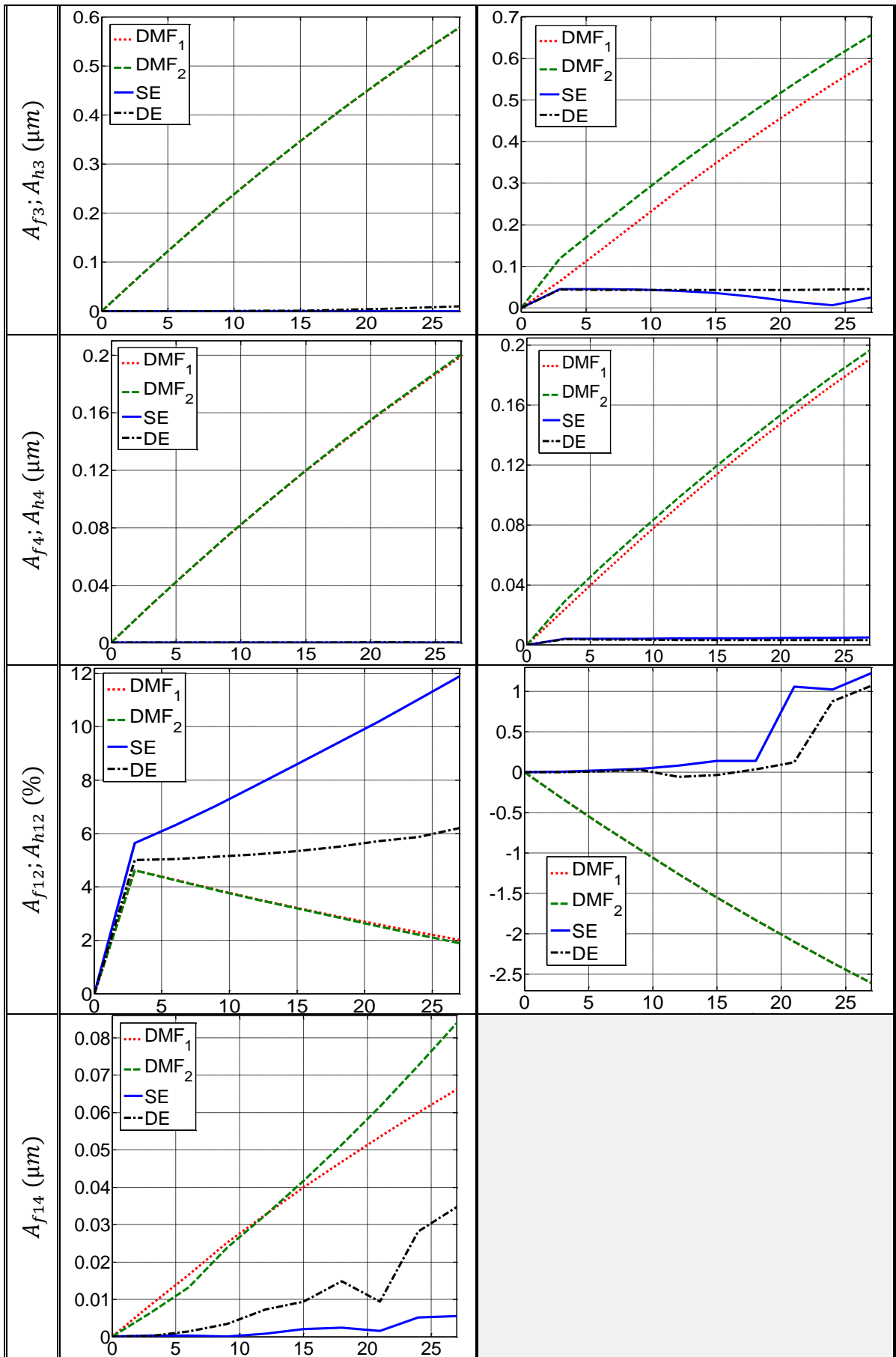


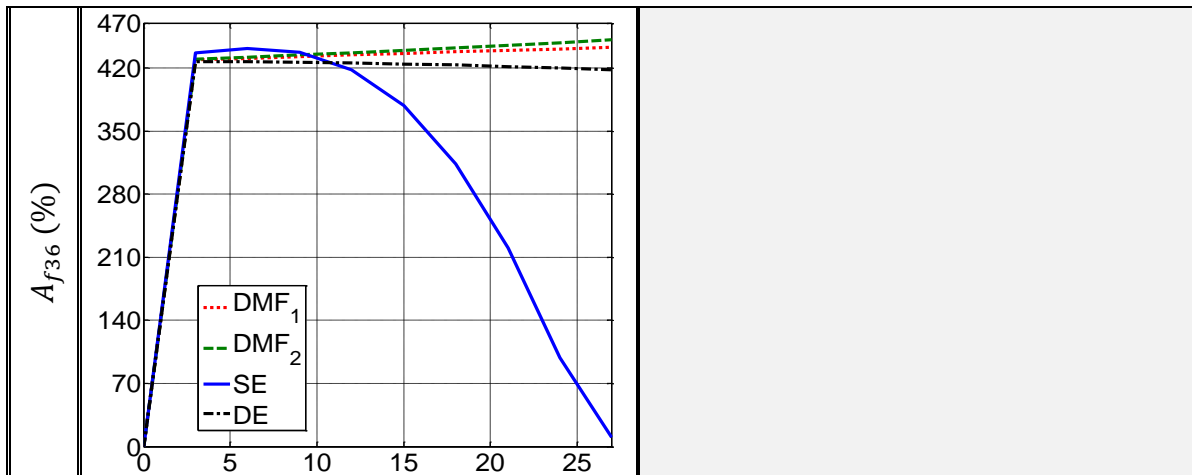
D'une autre part, le tableau III.8 illustre les indicateurs fréquentiels et d'harmoniques d'espace extraits des densités de puissance et des transformés de Fourier du signal vibratoire dans ses deux domaines. De même, dans toutes les figures, l'axe des abscisses représente la sévérité de défauts ε (%) $\in [0 \dots 27]$ et celui des ordonnées représente la valeur relative en (%) ou absolue en (μm) de l'indicateur considéré.

Tableau III.8. Évolutions des indicateurs harmoniques en fonction de défauts simples à faibles amplitudes









Dans la partie suivante, les évolutions des différents indicateurs seront analysées en fonction du type et de la sévérité de défauts.

c. Analyse du comportement des indicateurs

Les évolutions des différents indicateurs en fonction des différents défauts pour des faibles sévérités $\varepsilon(\%) \in [0 \dots 27]$ sont analysées dans le tableau III.9. Pour ces sévérités, l'amplitude A_{f36} ne sera pas aussi considérée dans l'analyse ci-dessous, parce qu'elle atteint un maximum de 51.63pm qui est faible par rapport à X_{c-c} du signal vibratoire pour le cas sain.

Tableau III.9. Analyse du comportement des différents descripteurs pour les défauts à faibles amplitudes

	Time/Fréquence	Espace/Harmonique d'espace
X_{c-c}	La X_{c-c}^t présente des valeurs relatives en (%) plus importantes pour le cas DMF par rapport aux cas SE et DE. De même, sa courbe est presque plate en fonction de la sévérité du défaut SE. Donc, elle permet d' isoler le DMF .	Les courbes de X_{c-c}^θ pour les cas SE et DE sont presque identiques. Pareil que X_{c-c}^t , le défaut DMF donne des valeurs relatives de X_{c-c}^θ en (%) plus importantes par rapport aux autres cas. Donc, elle permet aussi d' isoler DMF .
X_{eff}	Les défauts de types SE et DE donnent, dans l'espace, des valeurs efficaces presque identiques pour les faibles amplitudes. Dans les deux domaines, la valeur efficace du signal vibratoire augmente plus significativement pour le cas DMF par rapport aux cas sain et de défauts SE et DE. D'où, DMF peut être isolé par le suivi de X_{eff} .	
$Kurt_x$	Les courbes du $Kurt_x^t$ pour les cas DMF et SE présentent des faibles valeurs en (%), qui ne dépassent pas les 35%. Pour le cas DE, la courbe présente un pic pour une sévérité de 12% et au-delà de cette valeur, l'indicateur présente des valeurs plus faibles. D'où, $Kurt_x^t$ est non fiable pour les défauts à faibles amplitudes.	Les cas SE et DE possèdent des valeurs presque identiques de $Kurt_x^\theta$. Ce dernier présente un pic pour une sévérité de 15% mais il décroît significativement autour de cette valeur. Par ailleurs, $Kurt_x^\theta$ est de faibles valeurs relatives en (%) pour le cas DMF à partir d'une sévérité de 5%. D'où, il n'est pas fiable pour détecter les faibles amplitudes.

$Skew_X$	<p>Le $Skew_X$, calculé dans l'un de deux domaines, permet d'isoler le défaut DMF dès son apparition dans la machine. Concernant les défauts SE et DE, les courbes de $Skew_X^\theta$ se chevauchent entre elles pour plusieurs sévérités et alors il ne permet pas de les isoler. Cependant, ces deux défauts peuvent être identifié par $Skew_X^t$ à partir d'une sévérité de 3%.</p>	
FC_X	<p>FC_X^t permet d'isoler les cas DE et DMF à partir d'une sévérité de 16%, même si son évolution pour le cas DMF devient décroissante à partir de cette sévérité. Pour le cas SE, cet indicateur présente des valeurs en (%) moins importantes.</p>	<p>Les cas SE et DE présentent des valeurs de FC_X^θ très proches. De même, leurs courbes se chevauchent avec celle de DMF pour les sévérités 17.5% et 19.5%. Au-delà de ses valeurs, les courbes de SE et DE sont croissantes avec des valeurs en (%) acceptables alors que celle de DMF est décroissante. On considère donc que FC_X^θ est fiable pour la détection d'un cas défaillant.</p>
FI_X	<p>La tendance globale du FI_X, dans les deux domaines et pour les différents défauts, est similaire à celle de FC_X avec des valeurs relatives en (%) plus importante. Donc, FI_X^t permet d'isoler les cas DE et DMF à partir de $\varepsilon = 18\%$ et FI_X^θ est fiable pour la détection à partir de $\varepsilon = 19\%$</p>	
SF_X	<p>Le SF_X, calculé dans les deux domaines, présente des valeurs relatives en (%) faibles, qui ne dépassent pas les 25% par rapport au cas sain. D'où, cet indicateur n'est pas fiable pour la détection ni pour l'isolation pour les défauts de faibles amplitudes.</p>	
$TALAF_X$	<p>Le $TALAF_X^t$ possèdent des faibles valeurs relatives en (%), plus ou moins similaires, pour les cas SE et DE. La courbe pour le cas DMF croit plus significativement à partir de 12% et permet de l'isoler à partir de cette valeur</p>	<p>Les courbes de $TALAF_X^\theta$ présentent des valeurs similaires pour les défauts SE et DE et se chevauchent avec celle du défaut DMF pour $\varepsilon < 6\%$. Au-delà d'une sévérité de 12%, le DMF donne des valeurs plus importantes et peut être isolé par le suivi de $TALAF_X^\theta$.</p>
$THIKAT_X$	<p>La courbe de $THIKAT_X^t$ pour le SE à des faibles sévérités est pratiquement plate. En outre, celles pour les cas DE et DMF s'intersectent pour une sévérité de 8%. Au-delà de cette valeur, la courbe de DE croit et garde des valeurs relatives $>40\%$ alors que celle de DMF décroît. D'où, $THIKAT_X^t$ permet d'isoler DE à partir d'une sévérité de 8%.</p>	<p>Une excentricité peut être détectée par le suivi du $THIKAT_X^\theta$ à partir de 10%, sans isoler sa nature (SE/DE). Par contre, cet indicateur présente des valeurs plus faibles le cas DMF.</p>
P_{moy}	<p>La P_{moy} dépend fortement de X_{eff}. D'où, elles possèdent toutes les deux les mêmes tendances pour tous les défauts, mais avec différentes valeurs. Et par conséquent, elle possède des valeurs plus importantes pour le cas DMF par rapport aux autres, dans les deux domaines. Donc, $P_{f,moy}$ et $P_{h,moy}$ sont efficaces pour isoler le défaut DMF.</p>	

$f_{moy}; h_{moy}$	A partir d'une sévérité de 3%, les courbes de f_{moy} évoluent différemment pour les cas SE, DE et DMF, de faibles sévérités, avec des valeurs relatives importantes en (%). D'où, cet indicateur permet d'isoler les défauts même à des faibles niveaux.	Les cas SE et DE donnent des valeurs très proches de h_{moy} pour toute sévérité comprise entre 0 et 27%. Par ailleurs, le cas DMF donne des valeurs relatives en (%) plus importantes. D'où, h_{moy} est un indicateur fiable pour isoler le DMF pour les faibles sévérités.
A_0	La A_{f0} donne des faibles valeurs relatives en (%) pour les cas de défauts DE et DMF alors qu'elle donne des valeurs plus importantes pour le cas SE. D'où, A_{f0} est un indicateur pour identifier SE .	Les valeurs relatives en (%) de A_{h0} sont négligeables pour tous les cas et les sévérités de défauts. Il est donc un indicateur non pertinent.
A_1	La A_{f1} est un indicateur pertinent pour isoler un défaut DE puisqu'elle présente des valeurs en (μm) plus importantes que celles des défauts SE et DMF.	La A_{h1} présente des valeurs en (μm) presque identiques pour les cas SE et DE mais des valeurs moins importantes pour le cas DMF. D'où, elle peut être utilisée pour détecter une excentricité (SE/DE).
A_2	La A_{f2} est pratiquement insensible au défaut SE alors qu'elle est plus influencée par ceux de types DE et DMF, avec une croissance plus importante pour le cas DMF. Ainsi, il est pertinent pour signaler principalement la présence d'une DMF .	Les courbes de A_{h2} pour SE et DE sont presque identiques, avec des valeurs en (μm) acceptables à partir de $\varepsilon > 10\%$. Par contre, son évolution pour DMF est plus rapide et présente des valeurs plus importantes. D'où, il permet d'isoler le cas DMF par rapport aux autres cas.
A_3	La A_{f3} permet d' isoler le défaut DMF par rapport aux cas sain et autres types de défauts. Pour les défauts SE et DE, les courbes de A_{f3} sont pratiquement plates.	Contrairement à l'analyse globale, pour les faibles sévérités le défaut DMF donne des valeurs A_{h3} en (μm) plus importantes que celles pour les cas SE et DE. D'où, elle permet d' isoler le DMF pour des faibles amplitudes.
A_4	Les A_{f4} et A_{h4} sont deux indicateurs efficaces pour l' isolation du défaut DMF . Elles présentent des valeurs acceptables en (μm) pour le cas DMF alors qu'elles sont beaucoup moins sensibles pour les défauts SE et DE.	
A_{12}	Les amplitudes A_{f12} et A_{h12} sont toutes les deux non fiables pour détecter un cas défaillant, puisqu'elles présentent de très faibles valeurs relatives en (%) par rapport au cas sain.	
A_{14}	Pour des faibles sévérités, A_{f14} présente des faibles valeurs en (μm) et qui ne dépassent pas $0,1 \mu\text{m}$. Donc elle ne peut pas considérée comme fiable même si elle présente des valeurs un peu plus importantes pour DMF que les autres cas.	

Comme déjà fait dans la partie (III.2.2.2.b), le tableau ci-dessus peut être récapitulé dans le tableau III.10 pour classifier les différents indicateurs en trois groupes : non fiable, pertinent pour la détection et pour l'isolation d'un défaut mais en considérant que les faibles sévérités.

Tableau III.10. Classification des indicateurs selon leurs comportements pour des faibles amplitudes

But		Indicateurs
Non Fiable		$Kurt_X^{t/\theta}$; $SF_X^{t/\theta}$; A_{h0} ; A_{f12} ; A_{h12} ; A_{f14}
Détection	Tout défaut	$FC_X^\theta \forall \varepsilon > 17,5\%$; $FI_X^\theta \forall \varepsilon > 19\%$
	Sauf DMF	$THIKAT_X^\theta \forall \varepsilon_s > 10\%$; A_{h1}
Isolation	SE	$Skew_X^t \forall \varepsilon_s > 3\%$; $f_{moy} \forall \varepsilon_s > 3\%$; $A_{f0} \forall \varepsilon_s$
	DE	$Skew_X^t \forall \varepsilon_d > 3\%$; $FC_X^t \forall \varepsilon_d > 16\%$; $FI_X^t \forall \varepsilon_d > 18\%$; $THIKAT_X^t \forall \varepsilon_d > 8\%$; $f_{moy} \forall \varepsilon_d > 3\%$; $A_{f1} \forall \varepsilon_d$
	DMF	$X_{c-c}^{t/\theta}$; $X_{eff}^{t/\theta}$; $Skew_X^{t/\theta} \forall \varepsilon_p$; $FC_X^t \forall \varepsilon_p > 16\%$; $FI_X^t \forall \varepsilon_p > 18\%$; $TALAF_X^{t/\theta} \forall \varepsilon_p > 12\%$; $P_{f,moy}$; $P_{h,moy}$; f_{moy} ; h_{moy} ; A_{f2} ; A_{h2} ; A_{f3} ; A_{h3} ; A_{f4} ; $A_{h4} \forall \varepsilon_p$

En comparant les deux tableaux III.5 et III.10, on peut constater que les comportements de la plupart des indicateurs changent lorsqu'on effectue une étude plus fine au niveau des faibles sévérités. Évidemment, ces résultats affecteront le choix et le développement de la méthode de prise de décision qui dépendent fortement de l'ensemble d'étude.

En revanche, les ensembles d'indicateurs : $\{Skew_X^t (\forall \varepsilon_s > 3\%); A_{f0}\}$, $\{Skew_X^t (\forall \varepsilon_d > 3\%); A_{f1}\}$ et $\{Skew_X^{t/\theta}; A_{f3}; A_{f4}; A_{h4}\}$ gardent leurs sensibilités à la présence des défauts SE, DE et DMF dans la machine avec des fortes ou bien faibles amplitudes.

III.2.3. Analyse d'enveloppe du signal vibratoire pour les défauts simples

D'après la littérature, l'analyse d'enveloppe est un outil largement utilisé pour la détection de défauts dans les machines électriques [60], [61], [148]. Pour cette raison, le but de cette partie est d'analyser les enveloppes, extraites des signaux vibratoires dans les domaines temporel et spatial, pour les différents cas de défauts simples, de faibles ou fortes amplitudes.

On commence, tout d'abord, par rappeler les concepts de la Transformée d'Hilbert et de l'analyse d'enveloppe. Par la suite, les enveloppes extraites des signaux vibratoires, dans les domaines temporel et spatial, ainsi que leurs transformées de Fourier seront illustrées. Les évolutions des amplitudes d'harmoniques spectraux et d'espace en fonction des types et des sévérités de défauts simples seront finalement présentées et analysées. Dans cette analyse, on

considère toujours les deux cas : une étude globale pour des sévérités de 0 à 100% ainsi que les faibles amplitudes de 0 à 27%.

III.2.3.1. Transformée d'Hilbert

La transformée d'Hilbert $y(t) = H\{x(t)\}$ d'un signal réel $x(t)$ est définie comme [149] :

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{\tau - t} d\tau = \frac{1}{\pi \times t} * x(t) \quad (\text{III.24})$$

D'où, $y(t)$ est calculé comme la convolution de la fonction $1/(\pi \times t)$ et le signal original $x(t)$. En appliquant la Transformée de Fourier F à l'expression (III.24), on obtient la formule (III.25) avec $X(f)$ et $Y(f)$ sont les transformées de Fourier de $x(t)$ et $y(t)$ respectivement et $sign(f)$ est la fonction « signe » exprimée par (III.26). Par conséquent, on peut considérer la transformée d'Hilbert comme un filtre d'une amplitude unitaire et d'une phase de $\mp 90^\circ$ selon le signe de la fréquence de $X(f)$ [148].

$$Y(f) = F \left\{ \frac{1}{\pi \times t} \right\} \times X(f) = -j \text{sign}(f) \times X(f) \quad (\text{III.25})$$

$$\text{sign}(f) = \begin{cases} -1, & f < 0 \\ 1, & f \geq 0 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Le signal original $x(t)$ et sa transformée d'Hilbert $y(t)$ permettent de calculer le signal analytique complexe associé à $x(t)$, comme défini par l'expression (III.27) [150]. La propriété principale du signal analytique $z(t)$ est que toutes les fréquences négatives de $x(t)$ sont filtrées par la transformée d'Hilbert [151].

$$z(t) = x(t) + jy(t) \quad (\text{III.27})$$

III.2.3.2. Analyse d'enveloppe

L'enveloppe $e(t)$ d'un signal réel $x(t)$ est définie par l'amplitude absolue de son signal analytique complexe $z(t)$, comme exprimé par (III.28) :

$$e(t) = |z(t)| = \sqrt{(x(t))^2 + (y(t))^2} \quad (\text{III.28})$$

Dans certains cas, l'analyse d'enveloppe peut être suivie par une transformée de Fourier (spectre d'enveloppe $E(f)$) afin d'analyser son contenu spectral [77].

III.2.3.3. Extraction d'enveloppe du signal vibratoire

Dans cette partie, l'analyse d'enveloppe est appliquée sur le signal vibratoire filtré aux fortes fréquences et harmoniques d'espace. En effet, les signaux temporels et spatiaux sont filtrés par des filtres passe-bas de type Butterworth d'ordre 6, d'une fréquence (f_c) et un harmonique (h_c) de coupure de 410 Hz et 13 respectivement.

La figure III.6 illustre les évolutions des enveloppes, extraites du signal vibratoire, en fonction du temps (a) et de ses amplitudes spectrales (b) pour le cas sain et les différents défauts simples. De même, les évolutions des enveloppes, extraites du signal vibratoire, en fonction de la position (a) et de ses amplitudes d'harmonique d'espace (b) pour les différentes conditions de fonctionnement sont présentées dans la figure III.7.

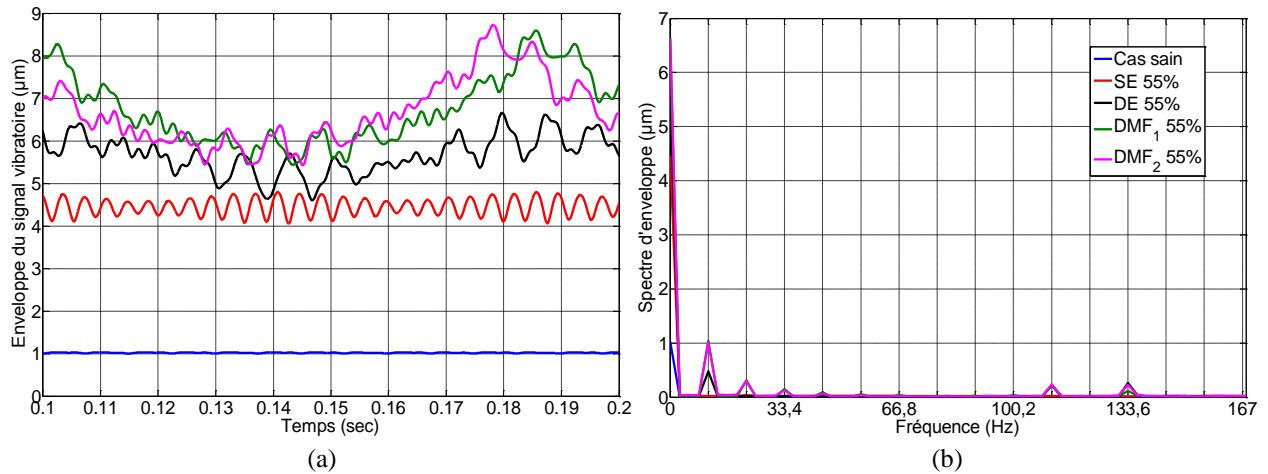


Figure III.6. Enveloppe du signal vibratoire en fonction du temps (a) et de la fréquence (b)

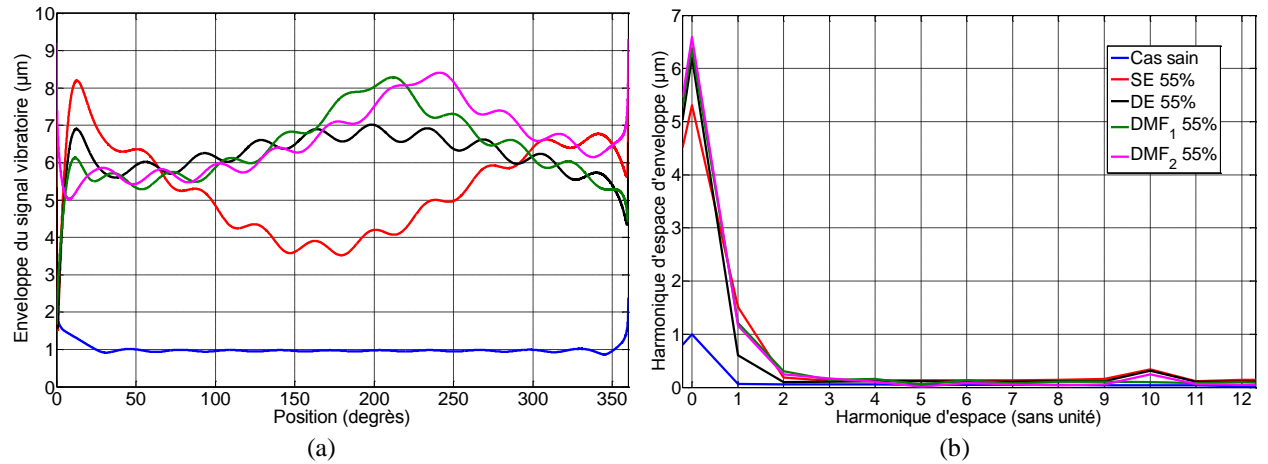


Figure III.7. Enveloppe du signal vibratoire en fonction de la position (a) et ses harmoniques d'espace (b)

En analysant ces figures, on peut constater que les différents défauts affectent l'évolution des enveloppes du signal vibratoire, dans les quatre domaines de représentation. En effet, les enveloppes contiennent que des composantes continues $\{f = 0; h = 0\}$ pour le cas sain alors que la présence d'un défaut introduise des fréquences et des harmoniques d'espace supplémentaires. Ainsi, les amplitudes A_{fk} et $A_{hk'}$ seront extraits, ci-après, à partir des enveloppes et puis analysées en fonction des défauts.

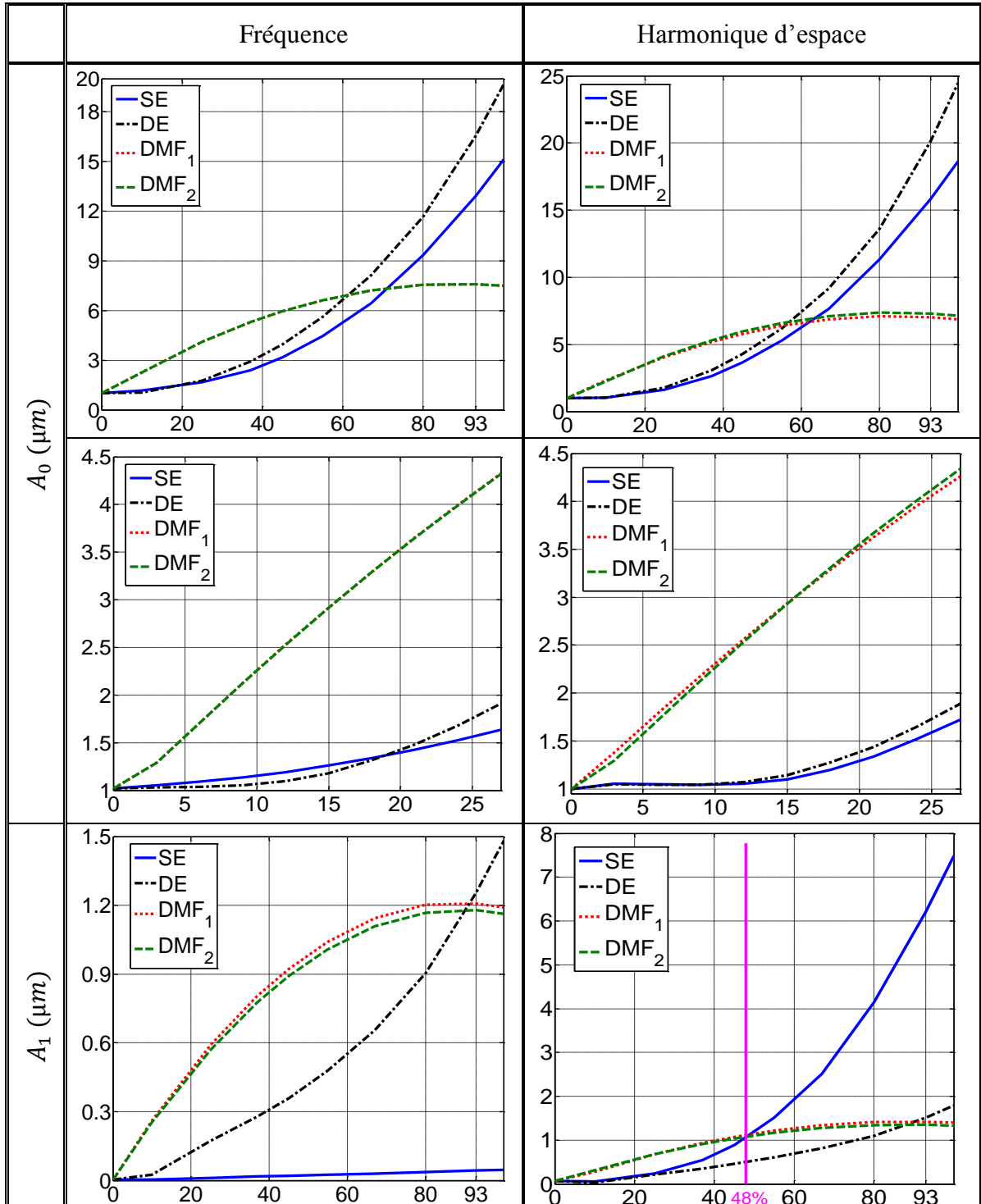
III.2.3.4. Analyses spectrale et harmonique d'enveloppe

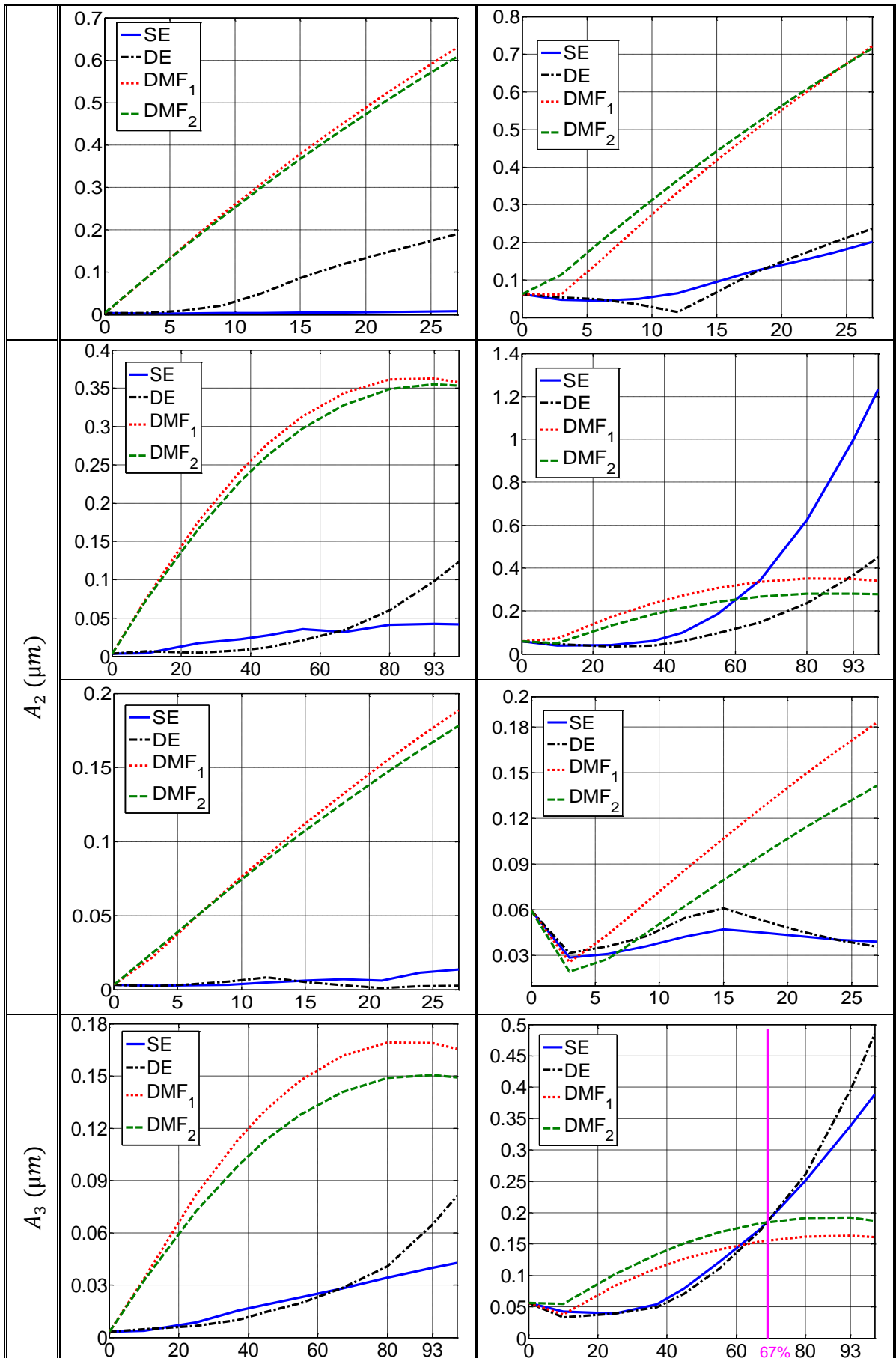
Les évolutions des amplitudes fréquentielles (A_{fk}) et harmoniques ($A_{hk'}$) des enveloppes du signal vibratoire, avec k et k' des entiers, pour les cas de défauts simples à fortes et faibles amplitudes sont illustrées dans le tableau III.11. Dans ce tableau, nous avons considéré que et

$k' \in \{0,1,2,3\}$ parce qu'au-delà de ces valeurs, A_{fk} et $A_{hk'}$ des enveloppes présentent des faibles amplitudes pour les deux cas d'étude.

Les résultats obtenus pour les différents indicateurs, en considérant toutes les sévérités de défauts (première ligne pour chaque indicateur) ou juste en se limitant à des faibles amplitudes (deuxième ligne pour chaque indicateur) sont analysés par la suite dans le tableau III.12.

Tableau III.11: Évolutions des amplitudes harmoniques d'enveloppes pour les différents défauts





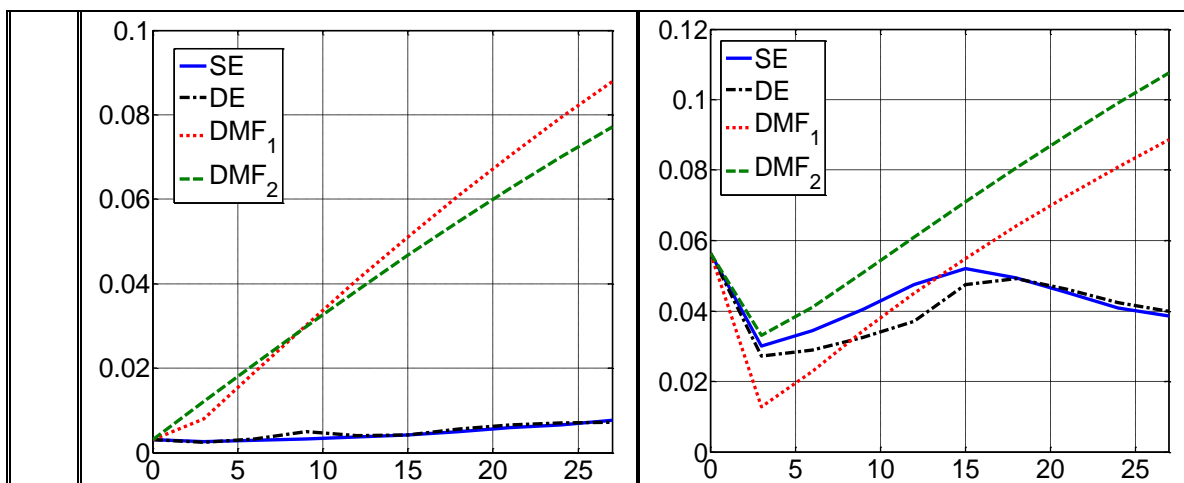


Tableau III.12. Analyse du comportement des indicateurs d'enveloppe en fonction de défauts simples

	Fréquence	Harmonique d'espace
A_0	Les amplitudes A_{f_0} et A_{h_0} présentent des valeurs importantes en (μm), par rapport au cas sain, pour les différents défauts et toutes les sévérités. Par ailleurs, les courbes des cas SE et DE intersectent avec celle du cas DMF pour des sévérité $\varepsilon > 60\%$. Donc, ces indicateurs permettent principalement de détecter la présence d'un défaut sans identifier son type.	
	Pour les faibles sévérités, les valeurs de A_{f_0} et A_{h_0} évoluent plus lentement, en fonction de la sévérité ε , pour les cas SE et DE que pour le défaut DMF. D'où, ces deux indicateurs permettent d'isoler le cas DMF par rapport aux deux autres défauts.	
A_1	A_{f_1} est pratiquement insensible pour le cas SE alors qu'elle présente des valeurs en (μm) plus importantes pour les cas DE et DMF. Par conséquent, A_{f_1} permet de détecter ces deux cas par rapport aux cas sain et de défaut SE.	A_{h_1} présente des valeurs proches pour les trois cas de défauts pour les sévérités $\varepsilon < 48\%$. Au-delà de 48%, A_{h_1} possède des valeurs plus importantes pour le cas SE. Comme cette sévérité est élevée, on considère que cet indicateur est pertinent pour détecter un cas défaillant.
	Pour les faibles sévérités, A_{f_1} est un indicateur pertinent pour isoler DMF puisqu'elle présente des valeurs en (μm) plus importantes que celles des cas SE et DMF.	La A_{h_1} présente des valeurs presque identiques pour les cas SE et DE mais des valeurs plus importantes pour le cas DMF. D'où, elle peut être utilisée pour isoler un cas DMF par rapport aux autres cas, pour les faibles sévérités.
A_2	A_{f_2} est faiblement sensible aux défauts SE et DE alors qu'elle est plus influencée par le cas DMF. Ainsi, elle est pertinente pour isoler DMF par rapport aux autres cas.	L'amplitude A_{h_2} présente des valeurs acceptables en (μm) pour les différents défauts. Toutefois, ses courbes pour les cas SE et DE s'intersectent avec celle de DMF à partir de 60%. D'où, on peut dire que A_{h_2} permet de détecter un cas anormal sans l'identifier.

	Pour les faibles sévérités de défauts, A_{f2} et A_{h2} présentent des faibles valeurs en (μm) pour les différents cas de défauts. D'où, ces amplitudes ne peuvent pas être considéré comme pertinentes pour détecter la présence d'un défaut.	
A_3	La A_{f3} donne des faibles valeurs en (μm) qui ne dépassent pas $0,18\mu\text{m}$ même pour les fortes sévérités de défauts. Cet indicateur n'est pas donc fiable pour la détection de défauts.	La A_{h3} présente des valeurs presque identiques pour les cas SE et DE. Pour les sévérités $\varepsilon < 67\%$, les différents défauts donnent des faibles valeurs de A_{h3} . A partir de 67% , ses valeurs pour les cas SE et DE deviennent plus importantes par rapport au DMF. Et comme cette sévérité est élevée, A_{h3} est donc considérée non fiable.
	Pareillement aux harmoniques d'ordre 2, les amplitudes A_{f3} et A_{h3} possèdent des faibles valeurs pour les cas de défauts de faibles amplitudes. Ainsi, elles ne sont pas fiables pour la détection, ni pour l'isolation.	

Pour récapituler, les différents indicateurs extraits des enveloppes du signal vibratoire peuvent être classifiés, comme dans le tableau ci-dessous, en : non fiable, fiable pour la détection et pour isolation du défaut DMF.

Tableau III.13. Classification des indicateurs extraits des enveloppes selon leurs pertinences

But		Indicateurs	
		Faibles amplitudes	Toutes sévérités
Non Fiable		$A_{f2} ; A_{h2} ; A_{f3} ; A_{h3}$	$A_{f3} ; A_{h3}$
Détection	Tout défaut	/	$A_{f0} ; A_{h0} ; A_{h1} ; A_{h2}$
	Sauf SE		A_{f1}
Isolation de DMF		$A_{f0} ; A_{h0} ; A_{f1} ; A_{h1}$	A_{f2}

En comparant ce tableau avec ceux obtenus pour les indicateurs conventionnels (tableaux III.5 et III.10), on peut constater que ces derniers donnent des meilleures capacités de détection et d'isolation par rapport aux indicateurs extraits des enveloppes, dans le cadre de notre étude. Pour cette raison, on va se limiter dans la suite de ce chapitre et le suivant, notamment pour les défauts combinés, aux ensembles d'indicateurs pertinents sélectionnés dans la partie (III.2.2).

III.2.4. Table de signatures de défauts simples

Le but de cette partie est de représenter l'analyse des indicateurs conventionnels, présentée dans la partie (III.2.2), sous une forme structurée en se servant du principe de la table de signatures.

La table de signatures ou bien la matrice d'incidence, présentée dans le tableau suivant, est un outil de localisation de défauts fréquemment utilisé dans les approches quantitatives de diagnostic à base de modèles mathématiques.

Tableau III.14. Table de signatures de défauts

	f_1	f_M
r_1	1		0
\vdots	\vdots		\vdots
r_N	1		0

En principe, cette table consiste à exprimer chacun des défauts $\{f_1 \dots f_M\}$, par rapport à l'ensemble des résidus $r = \{r_1 \dots r_N\}$, sous forme d'un vecteur colonne binaire appelé la signature du défaut [152]. Par définition, un résidu r_i est un signal sensible à l'apparition de défauts et généré par la différence entre la $i^{\text{ème}}$ sortie du système réel et la $i^{\text{ème}}$ sortie de son modèle mathématique élaboré pour le cas nominal [70]. La génération de ces résidus, dans une approche à base de redondance analytique, permet de déterminer la matrice de transfert entre leur vecteur et celui des défauts et par la suite de définir la table de signatures [72]. Dans cette dernière, un « 1 » à une position donnée (i, j) signifie que le résidu associé r_i est influencé directement par la présence du défaut f_j alors qu'un « 0 » signifie qu'au contraire le cas f_j n'entre pas dans le calcul du résidu r_i [153].

Pour que tous les défauts existants dans la matrice soient détectables et localisables, toutes leurs signatures théoriques doivent contenir au moins un « 1 » et être distinctes sans aucune hypothèse d'exonération [154]. De ce point de vue, trois types de table de signatures peuvent être distinguer, comme mentionné dans [153], [155] :

- Non localisante : si une colonne est nulle ou deux colonnes sont au moins identiques,
- Déterministiquement ou faiblement localisante : si les colonnes sont non nulles et distinctes deux à deux,
- Statistiquement ou fortement localisante : si elle est déterministiquement localisante et en plus aucune colonne ne peut être obtenue d'une autre en changeant un seul élément.

Dans notre étude, nous allons appliquer la même méthodologie, présentée ci-dessus, mais en utilisant les indicateurs extraits des signaux vibratoires au lieu des résidus. Dans la table construite, donnée par le tableau III.15, les défauts considérés sont les cas simples : SE, DE et DMF et les résidus sont remplacés par des éléments sélectionnés à partir des différentes classes d'indicateurs pertinents. En effet, les amplitudes fréquentielles A_{f_0} et A_{f_1} ainsi que le $Skew_X^t$ sont choisis des ensembles d'indicateurs sensibles à la présence de défauts SE, DE et DMF respectivement. Rappelons que le $Skew_X^t$, selon sa figure dans le tableau III.2, est de même

capable de signaler la présence des cas DE et DMF et c'est pour cette raison sa ligne associée contient que des « 1 ». En fait, ces trois indicateurs mentionnés peuvent être remplacés dans la table de signatures, tout en la gardant localisante, par d'autres appartenant respectivement aux mêmes classes de pertinence.

Tableau III.15. Table de signatures des défauts simples

	SE	DE	DMF
A_{f0}	1	0	0
A_{f1}	0	1	0
$Skew_X^t$	1	1	1

En analysant cette table, on peut conclure que tous les défauts étudiés sont détectables comme toutes les colonnes de la matrice contiennent au moins une valeur « 1 ». De point de vue de la localisabilité, la matrice est localisante mais faiblement pour les trois défauts puisque toutes les signatures associées sont uniques mais par exemple la première colonne peut être déduite de la troisième en modifiant le « 1 » par un « 0 ».

Dans la suite de ce chapitre, les caractéristiques de détectabilité et localisabilité de cette table de signatures, avec les mêmes indicateurs, seront analysées pour les cas de défauts combinés.

III.3. Cas de défauts combinés

L'objectif de ce paragraphe est d'analyser la capacité des indicateurs de détecter et d'isoler chacun des défauts simples, étudiés ci-dessus, même lorsqu'ils se présentent combinés dans la machine. On commence, tout d'abord, par simuler les divers défauts combinés dans le modèle analytique pour visualiser leurs effets sur les signaux de courant, de couple, d'induction EM et de vibration. Par la suite, les indicateurs, déjà analysés dans le paragraphe (III.2.2), seront extraits du signal vibratoire afin de tester leur pertinence d'isoler les cas SE, DE et DMF lorsque deux types coexistent.

III.3.1. Exploitation du modèle analytique

Les cas de défauts combinés simulés dans le modèle sont les suivants :

1. Cas de défauts combinés de types SE pour $\varepsilon_s(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93]$ et DMF pour $\varepsilon_p(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93, 100]$ pour le cas de deux différents pôles désaimantés ;
2. Cas de défauts combinés de types DE pour $\varepsilon_d(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93]$ et DMF pour $\varepsilon_p(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93, 100]$ pour le cas de deux différents pôles désaimantés ;

3. Cas de défauts combinés de types SE pour $\varepsilon_s(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93]$ et DE pour $\varepsilon_d(\%) \in [10, 25, 37, 45, 55, 67, 80, 93]$, autrement dit un défaut de type ME.

Les effets de ces défauts sur les signaux générés par le modèle sont ainsi illustrés dans les différents domaines et comparés aux cas sain et de défauts simples.

III.3.1.1. Cas de défauts combinés de types SE et DMF

La figure III.8 présente une comparaison du courant instantané de la phase A (a) et de son spectre (b) pour les défauts combinés de types SE et DMF par rapport au cas sain et aux défauts simples correspondants. Comme le montre la figure, le cas SE-DMF induit des fréquences supplémentaires $\{(5, 18)f_{mec}\}$ (fig.III.8(b)) pour une fréquence mécanique $f_{mec} = 11,13$ Hz mais d'amplitudes négligeables par rapport aux composantes saines.

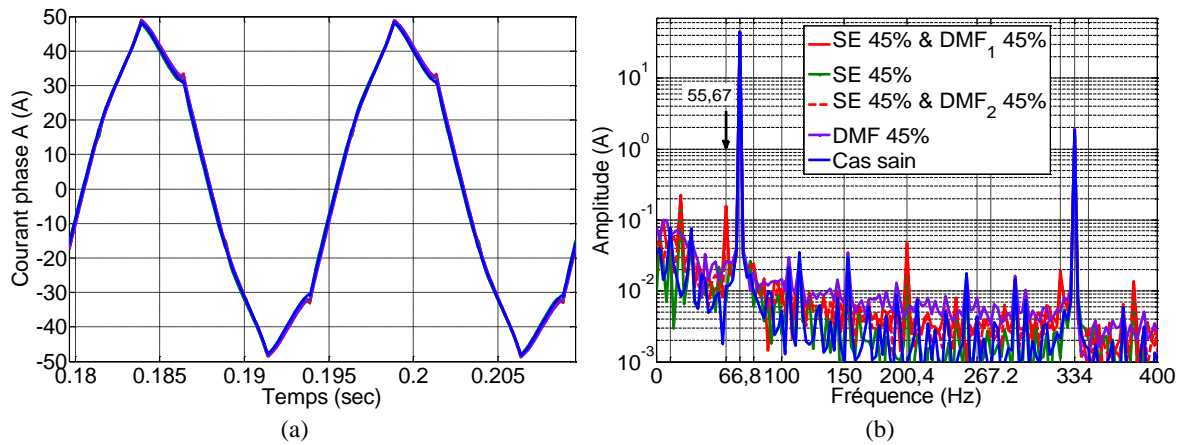


Figure III.8. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF

Le couple EM instantané du moteur et son contenu fréquentiel pour le cas sain et les cas de défauts simples et combinés de types SE et DMF est illustré dans la figure III.9. On peut constater que ce défaut se traduit, pour le cas combiné, dans le domaine fréquentiel par des composantes $\{(1, 12, 24, 35, 37)f_{mec}\}$ mais de faibles amplitudes, qui s'ajoutent aux composantes saines dans le couple EM (fig.III.9(b)).

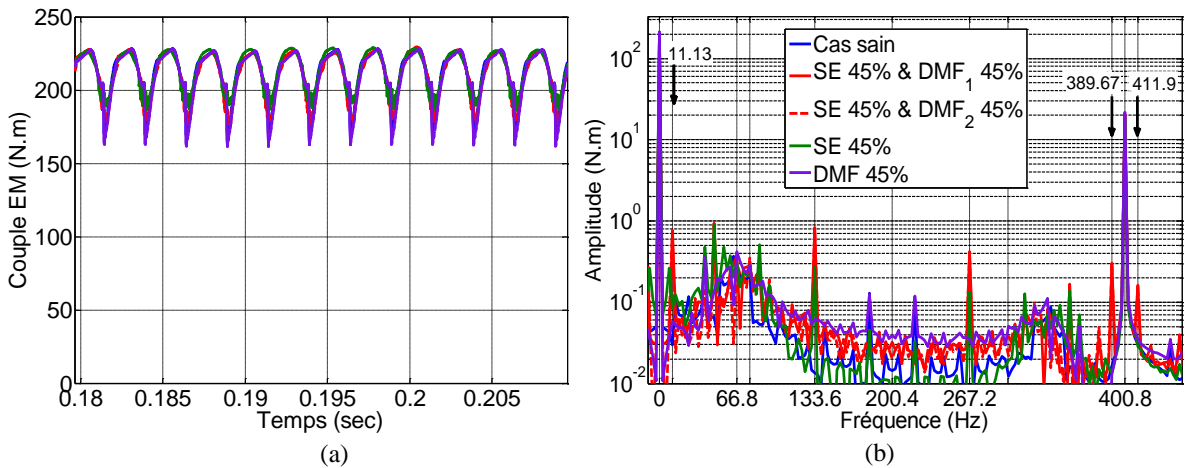


Figure III.9. Couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF

L'effet des défauts combinés de types SE et DMF sur la perméance de l'entrefer est similaire à celui du défaut simple de type SE. En effet, le défaut de type DMF a une influence négligeable sur la variation de l'épaisseur de l'entrefer en considérant que la perméance magnétique relative des aimants $\mu_{ra} \cong 1$.

Une comparaison de l'induction magnétique dans l'entrefer pour les trois cas : sain, défauts simples et combinés de types SE et DMF, dans les domaines : temporel à la position $\theta_1 = 75,08^\circ$ et spatial à l'instant $t_1 = 0,2s$, avec ses contenus fréquentiel et d'harmonique d'espace est donnée dans les figures III.10 et III.11. On remarque que le cas SE-DMF produit de nombreuses raies spectrales (fig.III.10(b)) et d'harmoniques d'espace (fig.III.11(b)) supplémentaires de la forme $\{kf_{mec}, k'\}$, avec k et k' des entiers, ayant des amplitudes importantes par rapport à celles des composantes saines.

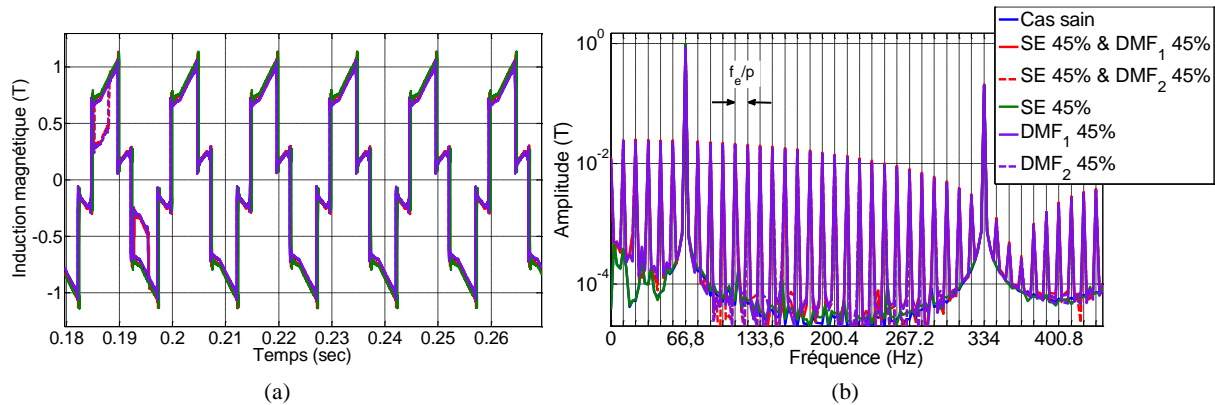


Figure III.10. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

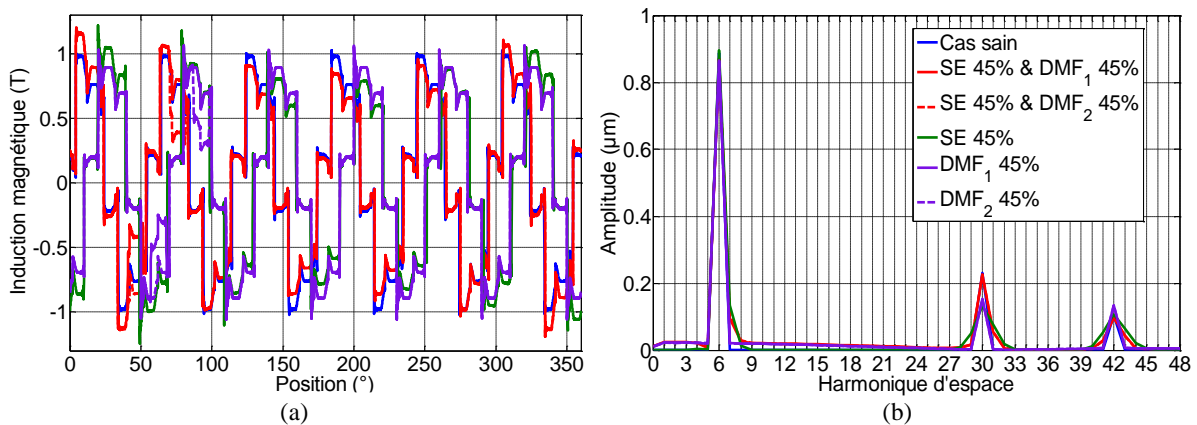


Figure III.11. Induction magnétique pour les cas sain, défauts simples et combinés SE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b)

On présente dans les figures III.12 et III.13 une comparaison du déplacement vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types SE et DMF dans le temps à la position $\theta_2 = 43,87^\circ$ et l'espace à l'instant $t_2 = 0,135s$, avec ses contenus harmoniques dans ses deux domaines. En analysant la figure III.12, nous visualisons, d'une part, l'apparition de raies spectrales de la forme $\{kf_{mec}\}$, avec k un entier, ce qui modifie l'amplitude et la fréquence

fondamentale du signal vibratoire dans le temps par rapport au cas sain. En plus, ce défaut se traduit par l'augmentation des amplitudes des composantes spectrales saines du signal vibratoire. D'une autre part, l'effet du défaut SE-DMF apparaît significativement dans le domaine spatial par des harmoniques supplémentaires $\{1, 2, \dots, 8\}$ où l'harmonique $\{2\}$ est la plus dominante dans le signal. Par ailleurs, on peut remarquer que le défaut SE-DMF se manifeste différemment dans les domaines spatial et d'harmonique d'espace du signal vibratoire en considérant deux différents pôles désaimantés, par des amplitudes d'harmoniques distinctes surtout pour l'harmonique $\{2\}$ (fig.III.13(b)).

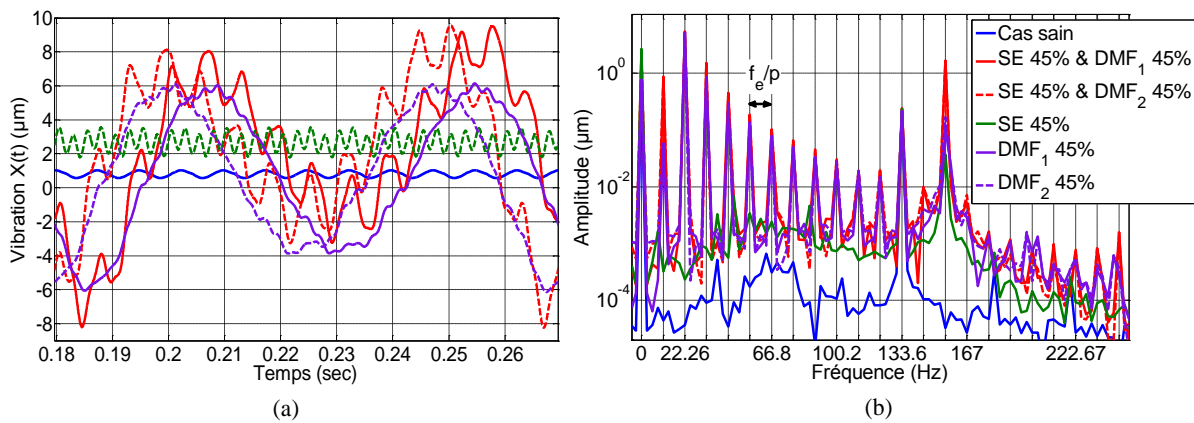


Figure III.12. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

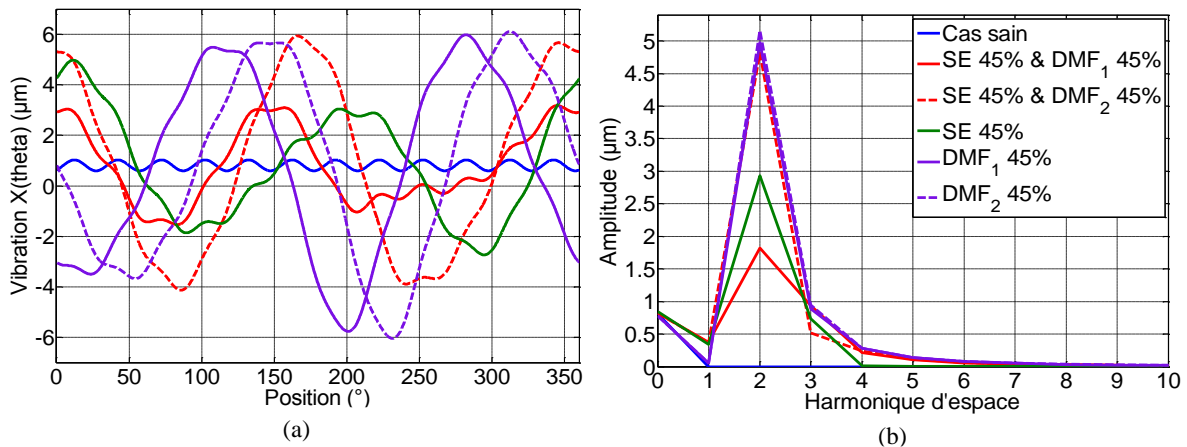


Figure III.13. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b)

III.3.1.2. Cas de défauts combinés de types DE et DMF

Une comparaison du courant de la phase A, dans les domaines temporel et fréquentiel, pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types DE et DMF est représentée par la figure III.14. Elle montre que la coexistence des défauts de types SE et DMF se traduit dans le domaine fréquentiel par des composantes supplémentaires de la forme $\{(12, 24)f_{mec}\}$ pour $f_{mec} = 11,13$ Hz (fig.III.14(b)) mais avec des faibles amplitudes par rapport aux saines.

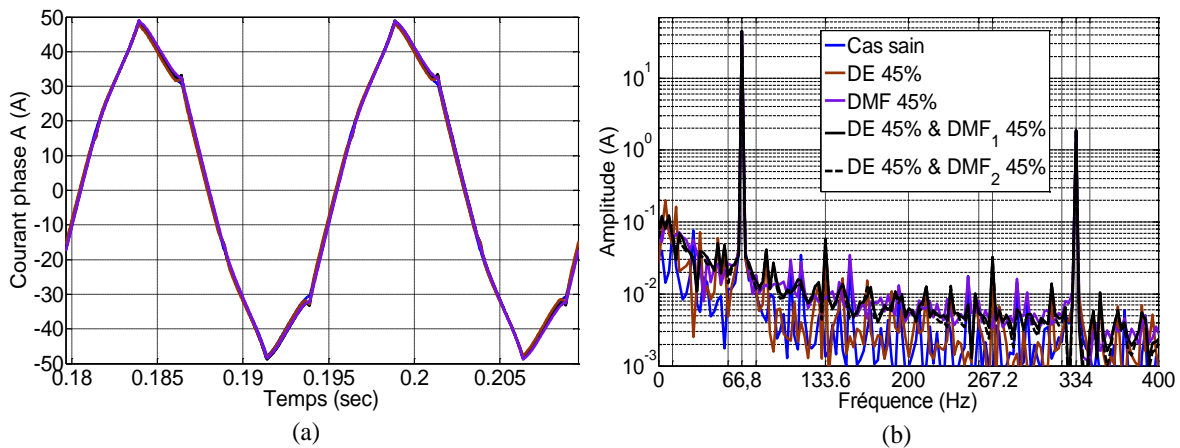


Figure III.14. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF

Contrairement au cas SE-DMF, les défauts combinés DE-DMF affecte faiblement le couple EM instantané du moteur ainsi que sa représentation fréquentielle. Comme le montre la figure III.15(b), ce défaut se traduit par une faible augmentation des amplitudes spectrales du couple ainsi par l'apparition de la fréquence $3f_e$ ayant une amplitude négligeable par rapport aux composantes continue et fréquentielle $\{6f_e\}$ pour $f_e = 66,8$ Hz.

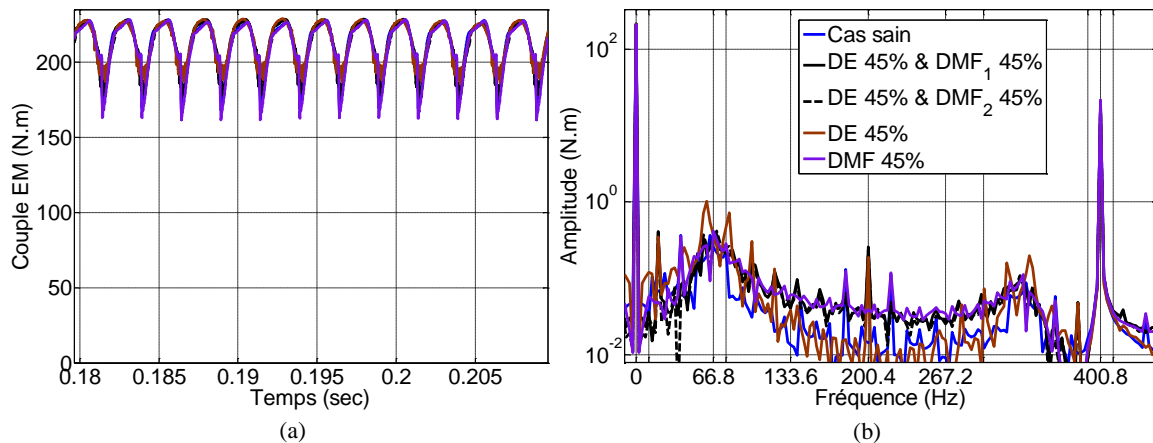


Figure III.15. Couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF

Pareillement au cas de défauts combinés SE et DMF, l'effet des défauts combinés de types DE et DMF sur la perméance de l'entrefer est similaire à celui du défaut simple de type DE.

Comme présenté par les figures III.16 et III.17, le défaut DE-DMF se manifeste fortement dans les domaines : temporel à la position $\theta_1 = 75,08^\circ$, spatial à l'instant $t_1 = 0,2$ s, fréquentiel et d'harmonique d'espace de l'induction magnétique totale dans l'entrefer. En effet, ces effets sont visualisés par l'apparition des raies spectrales et d'harmoniques d'espace de la forme $\{kf_{mec}\}$ (fig.III.16(b)) et $\{k'\}$ (fig.III.17(b)) respectivement, avec k et k' sont des entiers.

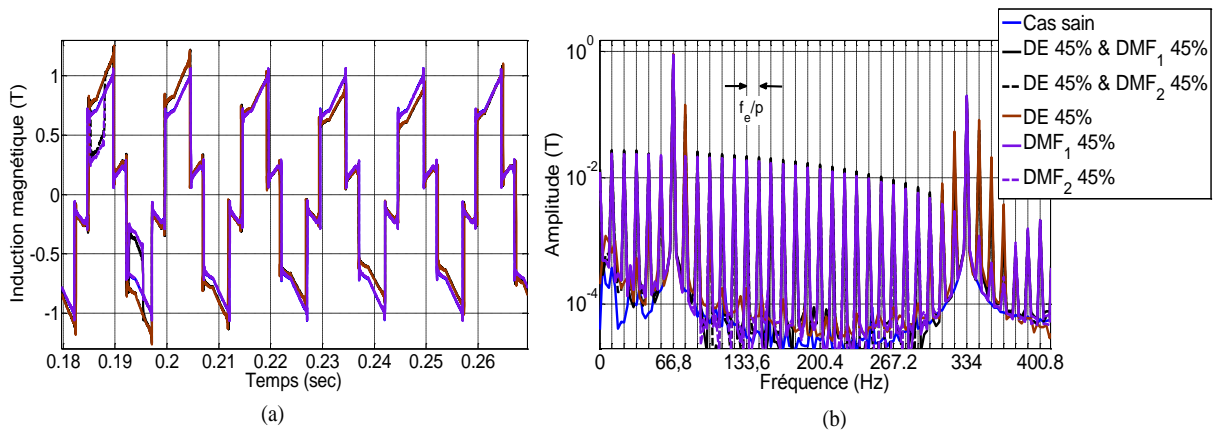


Figure III.16. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

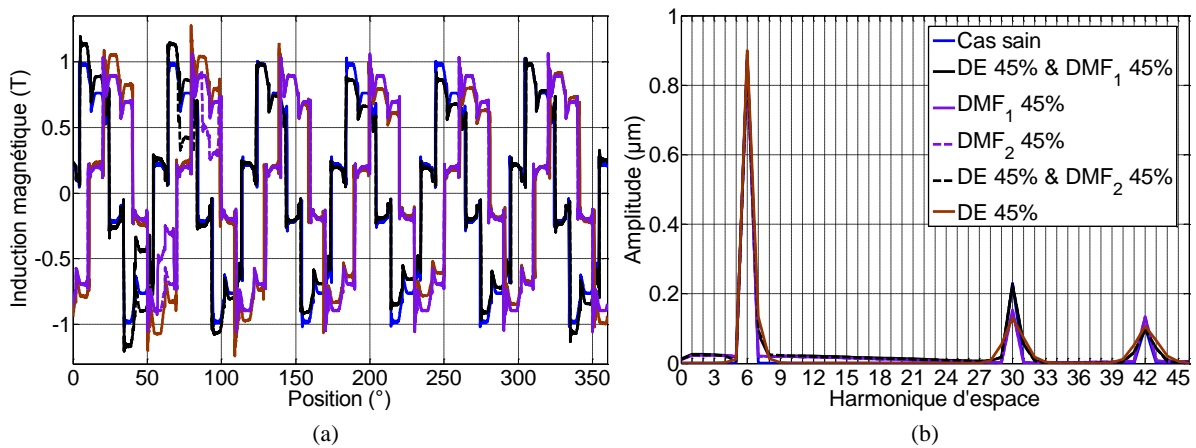


Figure III.17. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b)

Les figures III.18 et III.19 représentent les évolutions du déplacement vibratoire dans les domaines : temporel à la position $\theta_2 = 43,87^\circ$ et spatial à l'instant $t_2 = 0,135s$, avec ses contenus fréquentiel et d'harmonique d'espace, pour le cas sain et les défauts simples et combinés de types DE et DMF.

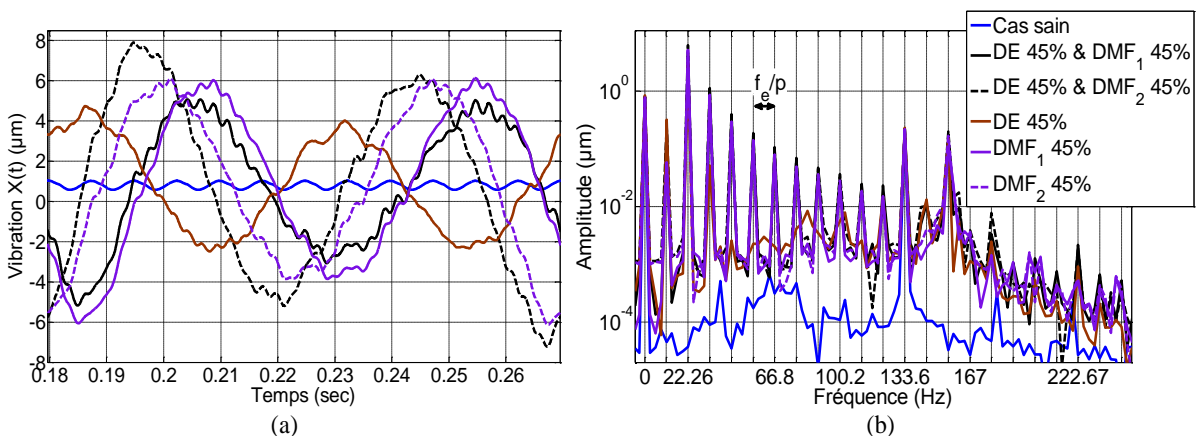


Figure III.18. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans le temps (a) et la fréquence (b)

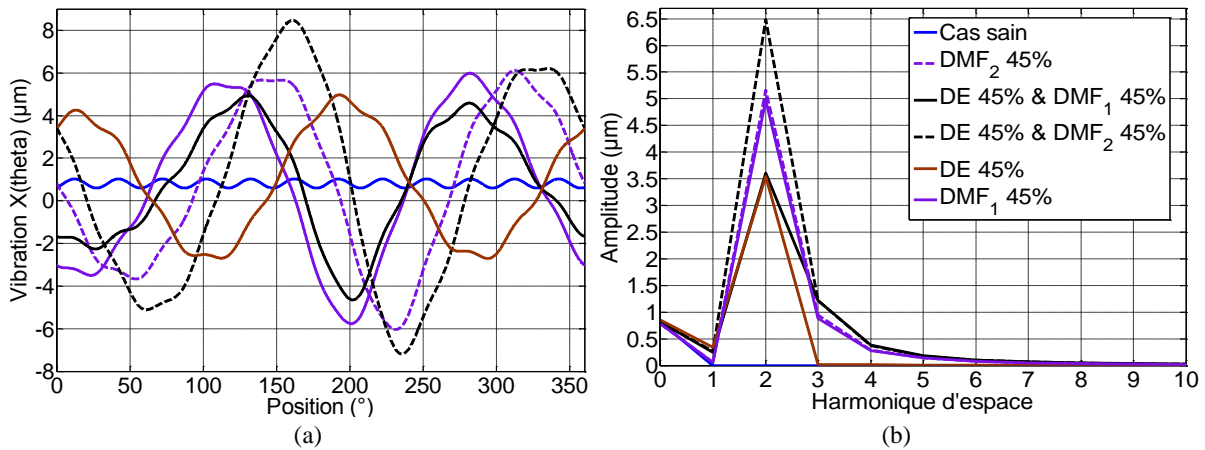


Figure III.19. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés DE et DMF dans l'espace (a) et harmoniques d'espace (b)

En analysant ces deux figures, on constate que les défauts combinés DE et DMF introduisent principalement les fréquences de la forme $\{kf_{mec}\}$ (fig.III.18(b)), avec k un entier, et les harmoniques d'espace $\{1, \dots, 8\}$ (fig.III.19(b)) dans le signal vibratoire. On peut remarquer aussi que l'effet du défaut DE-DMF sur le signal vibratoire est différent dans les quatre domaines de représentation en considérant deux différents pôles désaimantés, par des amplitudes d'harmoniques distinctes surtout pour les harmoniques $\{2\}$ de temps et d'espace.

III.3.1.3. Cas de défauts combinés de types SE et DE (défaut de type ME)

Comparant aux deux défauts décrits précédemment, l'effet du défaut de type ME est le plus significatif sur le signal de courant dans les domaines temporel (fig.III.20(a)) et fréquentiel (fig.III.20(b)). En effet, il se traduit par l'apparition des fréquences supplémentaires $\{(1, 5, 7, 29, 31)f_{mec}\}$ pour $f_{mec} = 11,13\text{Hz}$, par rapport aux cas sain et de défauts simples de types SE et DE.

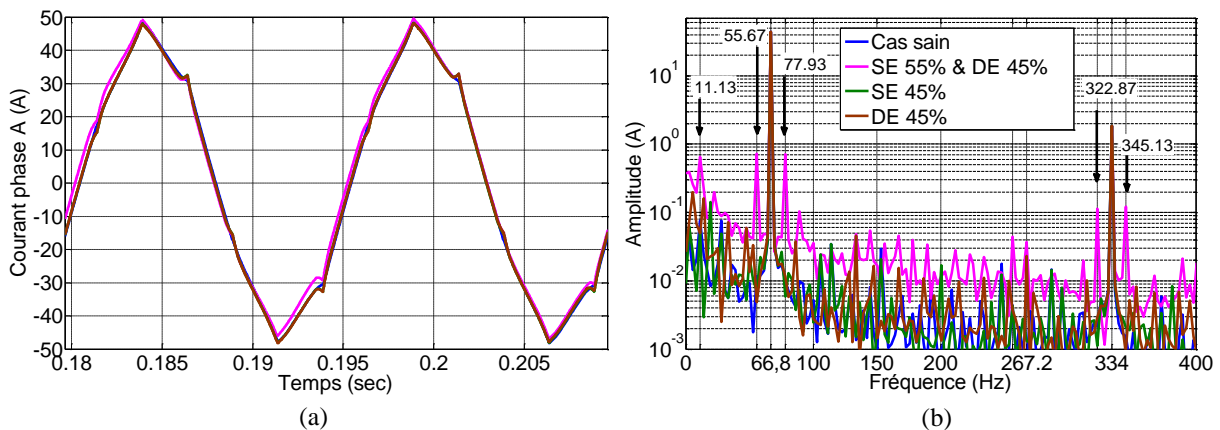


Figure III.20. Courant de la phase A pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE

Par ailleurs, la ME produit une modulation d'amplitude du couple EM instantané (fig.III.21(a)) et elle se traduit par une augmentation de son amplitude spectrale ainsi que par

une apparition de fréquences supplémentaires $\{(1, 35, 37)f_{mec}\}$ de part et d'autre des composantes saines $\{(0, 36)f_{mec}\}$ (fig.III.21(b)).

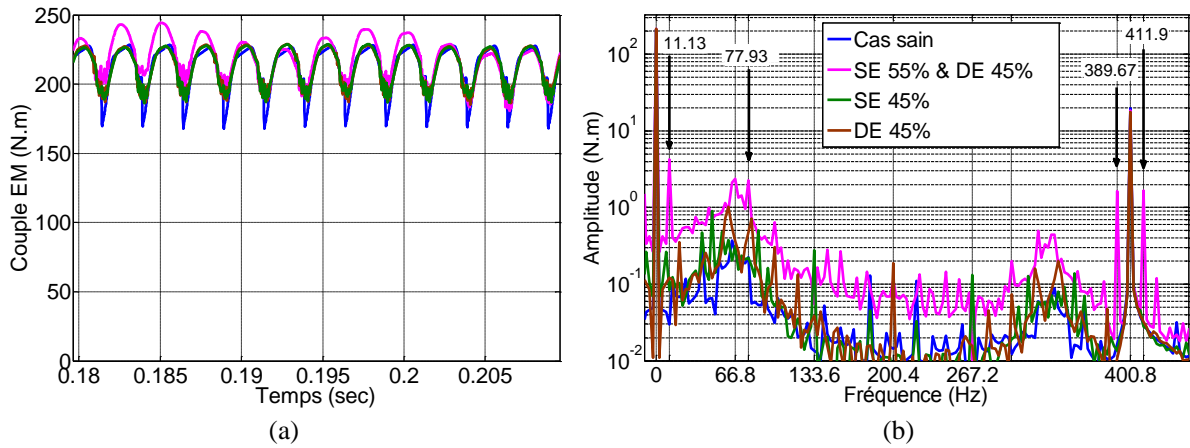


Figure III.21. Le couple EM pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE

Comme le défaut d'excentricité mixte est la coexistence des cas statique et dynamique, son effet est alors visualisé dans les deux domaines temporel et spatial. D'une part, le défaut ME induit des ondulations dans la perméance à la fréquence f_{mec} dans le temps (fig.III.22(a)) et qui se traduit par des raies supplémentaires aux fréquences $\{kf_{mec}\}$ pour $k \in \{1, 2\}$ (fig.III.22(b)). D'une autre part, l'effet d'une ME est similaire à celui des deux cas SE et DE dans le domaine spatial en introduisant une modulation d'amplitude de la perméance (fig.III.23(a)) et par la suite des bandes latérales autour des harmoniques d'espace sains $\{k'N_e\}$, avec k' un entier (fig.III.23(b)).

Comme présenté dans les figures III.24 et III.25, les modulations de la perméance dues au défaut de type ME dans les domaines temporel et spatial apparaissent dans l'induction magnétique de l'entrefer. Cela est constaté par la production des bandes latérales dans les domaines fréquentiel et d'harmonique d'espace, de l'induction radiale, autour des composantes saines $\{(6k \mp 1)f_{mec}\}$ (fig.III.24(b)) et $\{(6k' \mp 1)p\}$ (fig.III.25(b)) respectivement, avec k et k' des entiers.

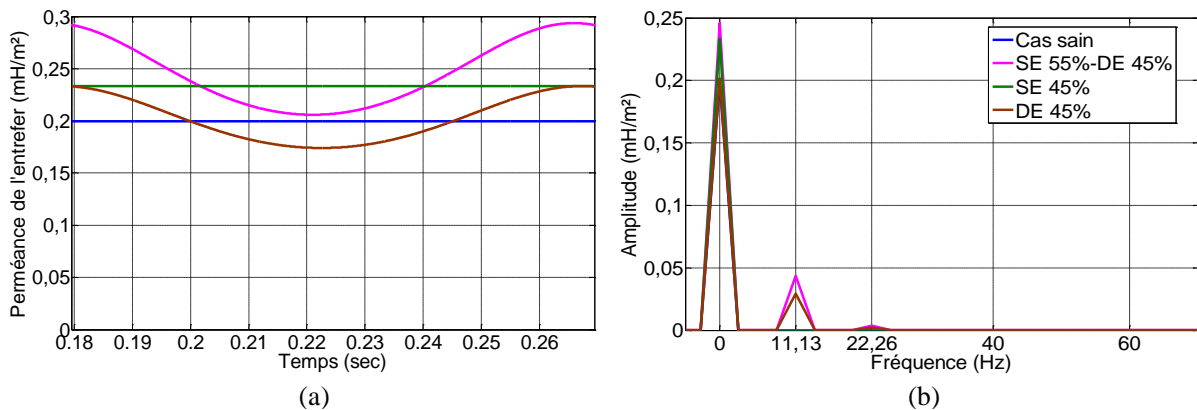


Figure III.22. Perméance d'entrefer pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

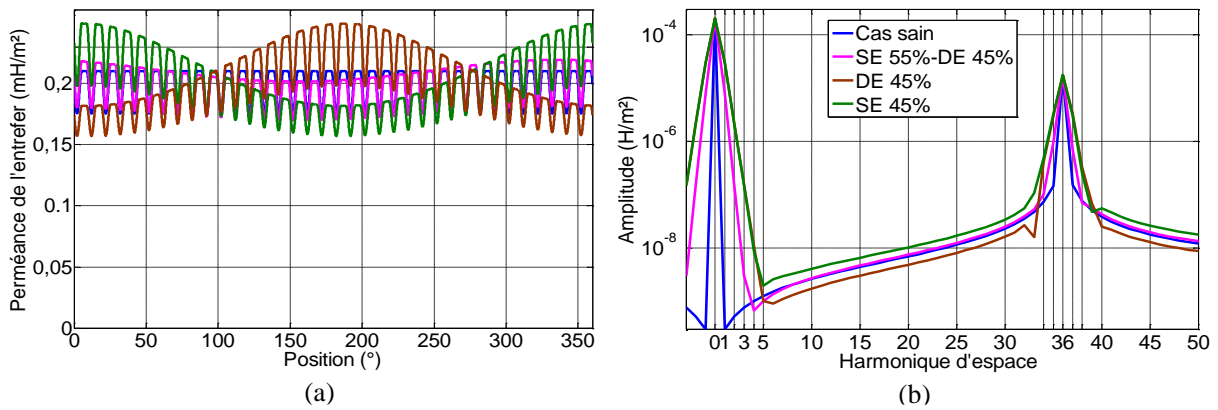


Figure III.23. Perméance d'entrefer pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)

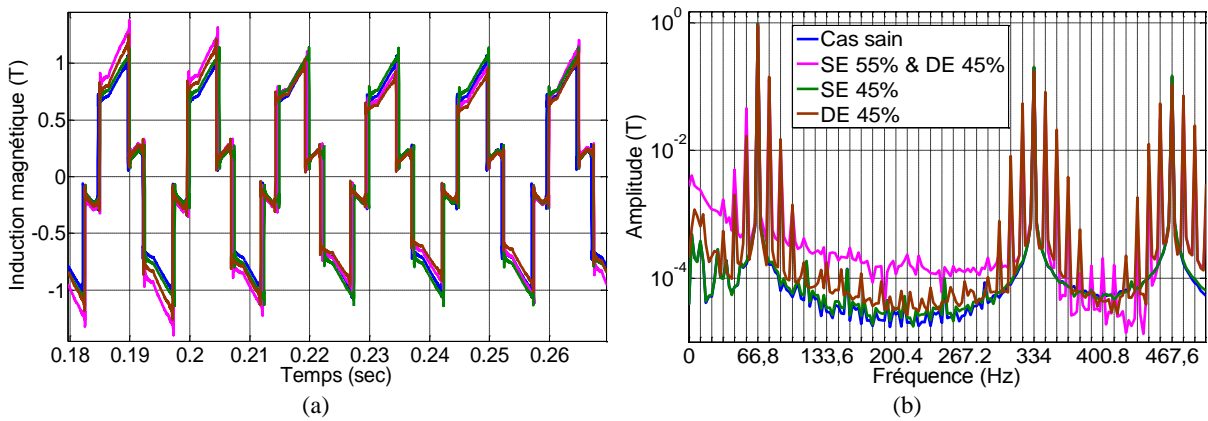


Figure III.24. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans le temps (a) et la fréquence (b)

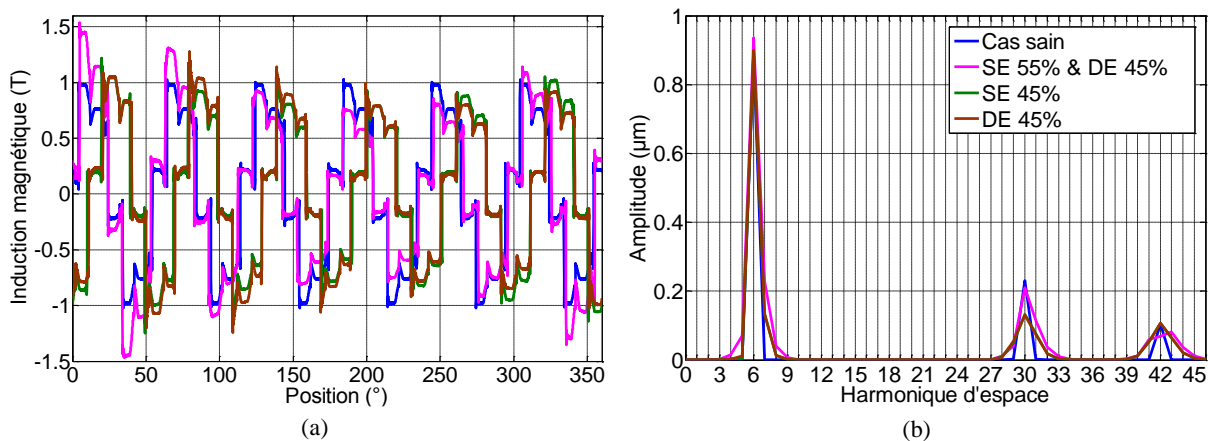


Figure III.25. Induction magnétique pour le cas sain, les défauts simples et combinés SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)

Les figures III.26 et III.27 illustrent les évolutions du signal vibratoire dans les domaines temporel et spatial, avec ses contenus fréquentiel et d'harmonique d'espace, pour le cas sain et les défauts simples et combinés de types SE et DE. En analysant la figure III.26, on peut clairement remarquer que l'effet du défaut de type ME s'avère le plus significatif dans les

domaines temporel (fig.III.26(a)) et fréquentiel (fig.III.26(b)) en le comparant aux défauts simples et combinés présentés précédemment. En effet, il se traduit par l'apparition des fréquences supplémentaires $\{(0, 1, 2, 3, 14)f_{mec}\}$ d'amplitudes importantes par rapport au cas sain, qui atteint par exemple $8,62\mu\text{m}$ pour la fréquence $\{f_{mec}\}$. De même, les amplitudes des composantes spectrales saines sont fortement influencées par le défaut ME. Toutefois, ce défaut est moins significatif dans les domaines, spatial et d'harmonique d'espace, comme le montre la figure III.27. En effet, on peut visualiser les composantes supplémentaires $\{1, 2, 3\}$ (fig.III.27(b)) où l'harmonique $\{2\}$ est la plus importante avec une amplitude d'environ $1,5\mu\text{m}$.

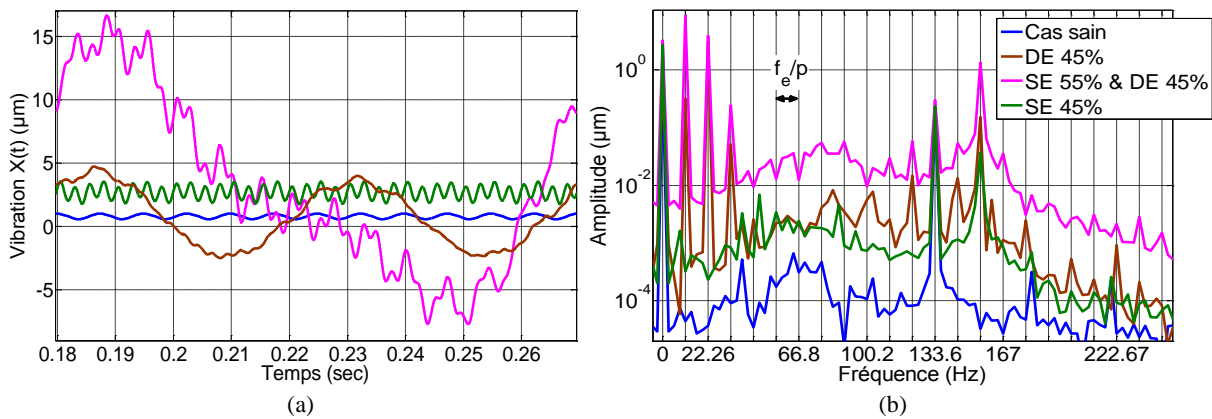


Figure III.26. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)

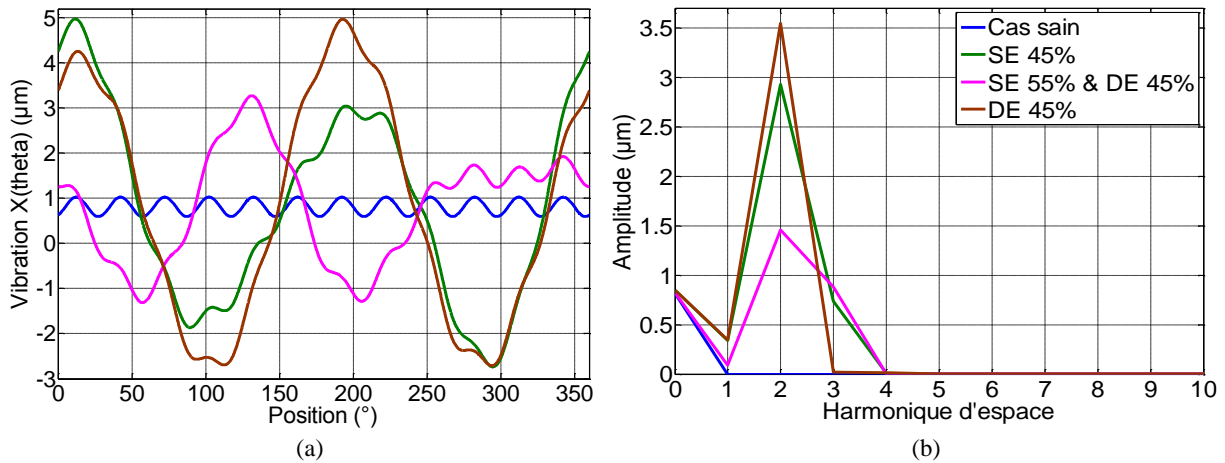


Figure III.27. Signal vibratoire pour le cas sain, les défauts simples et combinés de types SE et DE dans l'espace (a) et les harmoniques d'espace (b)

III.3.2. Impacts de défauts combinés

En se basant sur l'analyse ci-dessus, les effets des divers défauts combinés sur les différents signaux peuvent être récapitulés dans le tableau III.16.

En comparant les deux tableaux III.1 et III.15, nous constatons que les effets de défauts combinés, sur les différents signaux et surtout vibratoires, correspond à la coexistence des effets de chacun des deux avec un effet supplémentaire dû à cette combinaison.

Tableau III.16. Impact de défauts combinés sur les différents signaux générés par le modèle de la machine

Défaut Signal		SE-DMF	SE-DMF	ME
i	t	pratiquement insensible	pratiquement insensible	Le changement d'amplitude et de fréquence
	f	apparition des fréquences $\{(5, 18)f_{mec}\}$	apparition des fréquences $\{(12, 24)f_{mec}\}$	apparition des fréquences $\{(1, 5, 7, 29, 31)f_{mec}\}$
C_{em}	t	pratiquement insensible	pratiquement insensible	Le changement d'amplitude et de fréquence
	f	apparition des fréquences $\{(1, 12, 24, 35, 37)f_{mec}\}$	apparition de la fréquence $\{3f_e\}$	apparition des fréquences $\{(1, 35, 37)f_{mec}\}$
Λ	t	changement d'amplitude	apparition des ondulations	apparition des ondulations
	f	changement de la valeur moyenne pour $\{f = 0\}$	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec $k = \{1, 2\}$	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec $k = \{1, 2\}$
	θ	modulation d'amplitude	modulation d'amplitude	modulation d'amplitude
	h	apparition des harmoniques $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	apparition des harmoniques $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers	apparition des harmoniques $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers
B_{rad}	t	changement d'amplitude et de fréquences	changement d'amplitude et de fréquences	modulation d'amplitude
	f	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec k entier	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec k entier	apparition des fréquences $\{((6k \mp 1)p \mp m)f_{mec}\}$ avec k et m entiers
	θ	changement d'amplitude et d'harmoniques	changement d'amplitude et d'harmoniques	modulation d'amplitude
	h	apparition des harmoniques $\{k'\}$ avec k' entier	apparition des harmoniques $\{k'\}$ avec k' entier	apparition des harmoniques $\{(6k' \mp 1)p \mp n\}$ avec k' et n entiers

x_s	t	changement d'amplitude et de fréquences	changement d'amplitude et de fréquences	changement d'amplitude et de fréquences
	f	augmentation des amplitudes des fréquences $\{2kf_e\}$ et l'apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec k entier	apparition des fréquences $\{kf_{mec}\}$ avec k entier	augmentation des amplitudes des fréquences $\{2kf_e\}$ et l'apparition des fréquences $\{(0, 1, 2, 3, 14)f_{mec}\}$
	θ	changement d'amplitude et d'harmoniques	changement d'amplitude et d'harmoniques	changement d'amplitude et d'harmoniques
	h	apparition des harmoniques $k' = \{1, \dots, 8\}$	apparition des harmoniques $k' = \{1, \dots, 8\}$	apparition des harmoniques $\{1, 2, 3\}$

En effet, et comme présenté dans le Chapitre II, les défauts d'excentricité SE e DE affectent directement l'épaisseur de l'entrefer g et donc la perméance de l'entrefer Λ (partie (II.3.1)) alors que la démagnétisation affecte la force magnétomotrice MMF_r , créée par le rotor (partie (II.3.3)). Et d'après la formule qui calcule l'induction magnétique radiale, comme présenté par l'expression (III.29), la coexistence de défauts SE et DMF, par exemple, introduit un terme supplémentaire qui s'ajoute à ceux de chaque défaut simple. Ajoutons à cela la relation non linéaire qui existe entre la pression et l'induction radiales dans la machine (formule (II.23)).

$$\begin{aligned}
 B_{rad}(t, \theta) &= \underbrace{(\Lambda_{saine}(\theta) + \Lambda_{SE}(\theta))}_{\substack{\text{Perméance} \\ \text{saine} \quad \text{Perméance} \\ \text{due à une SE}}} \times \left(\underbrace{MMF_{t,saine}(t, \theta)}_{MMF_t \text{ saine}} + \underbrace{MMF_{r,DMF}(t, \theta)}_{MMF_r \text{ due à une DMF}} \right) \\
 &= \underbrace{\Lambda_{saine}(\theta) \times MMF_{t,saine}(t, \theta)}_{\text{terme sain}} + \underbrace{\Lambda_{SE}(\theta) \times MMF_{t,saine}(t, \theta)}_{\text{terme dû à SE simple}} \\
 &+ \underbrace{\Lambda_{saine}(\theta) \times MMF_{r,DMF}(t, \theta)}_{\text{terme dû à DMF simple}} + \underbrace{\Lambda_{SE}(\theta) \times MMF_{r,DMF}(t, \theta)}_{\text{le terme supplémentaire dû à la combinaison de SE et DMF}}
 \end{aligned} \tag{III.29}$$

D'où, nous constatons que les effets de deux défauts combinés ne sont de types additifs. Pour cette raison et afin de vérifier leurs pertinences à identifier chacun de défauts, les indicateurs conventionnels cités et extraits dans la partie (III.2) seront analysés ci-après pour les différents types et niveaux de défauts combinés.

III.3.3. Analyse de pertinence des indicateurs conventionnels

Dans cette partie, les indicateurs conventionnels, étudiés pour les cas de défauts simples dans la section (III.2.2), sont extraits du signal vibratoire afin de tester leur capacité à identifier chacun des défauts (SE, DE et DMF) même lorsqu'ils sont combinés dans la machine.

III.3.3.1. Évolution des indicateurs en fonction de défauts

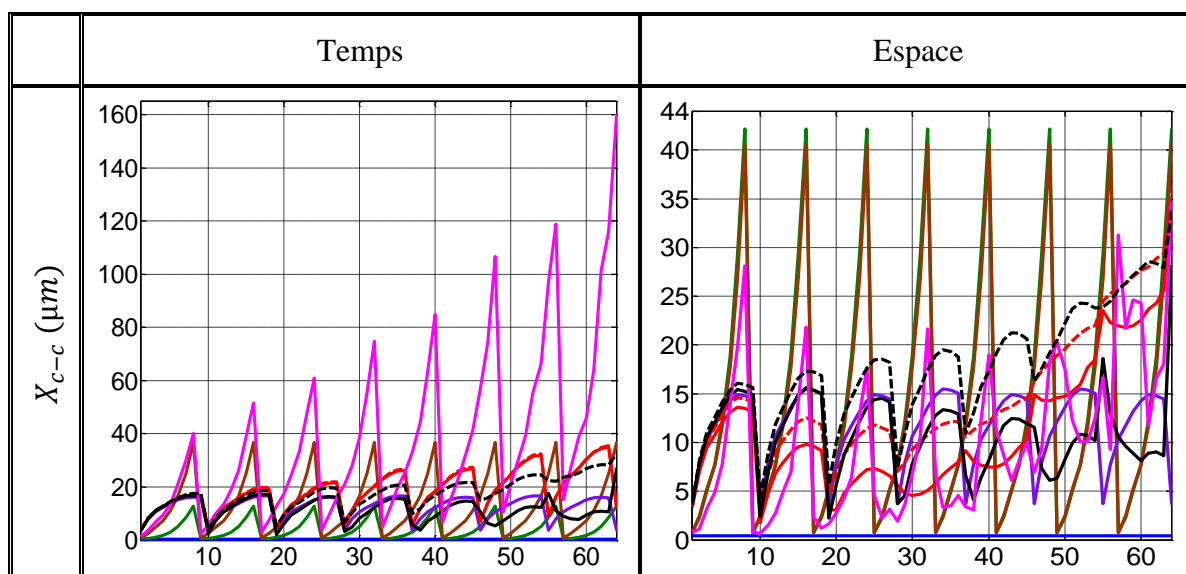
D'une part, les indicateurs extraits des domaines temporel et spatial du signal vibratoire pour les différents cas de défauts sont illustrés dans le tableau III.17. Ces indicateurs sont considérés en leurs valeurs absolues Ind_a , exprimées en (μm) ou en (sans unité) selon la nature de chacun. Dans toutes les figures de ce tableau, l'axe des abscisses représente les différents cas simulés $i \in \{1 \dots 64\}$ de défauts simples ou combinés pour plusieurs niveaux ε_s , ε_d et ε_p de défauts SE, DE et DMF respectivement. Pour le défaut de type DMF, nous avons considéré la possibilité de deux différents pôles désaimantés : le premier pôle S (DMF_1) et le deuxième pôle N (DMF_2).

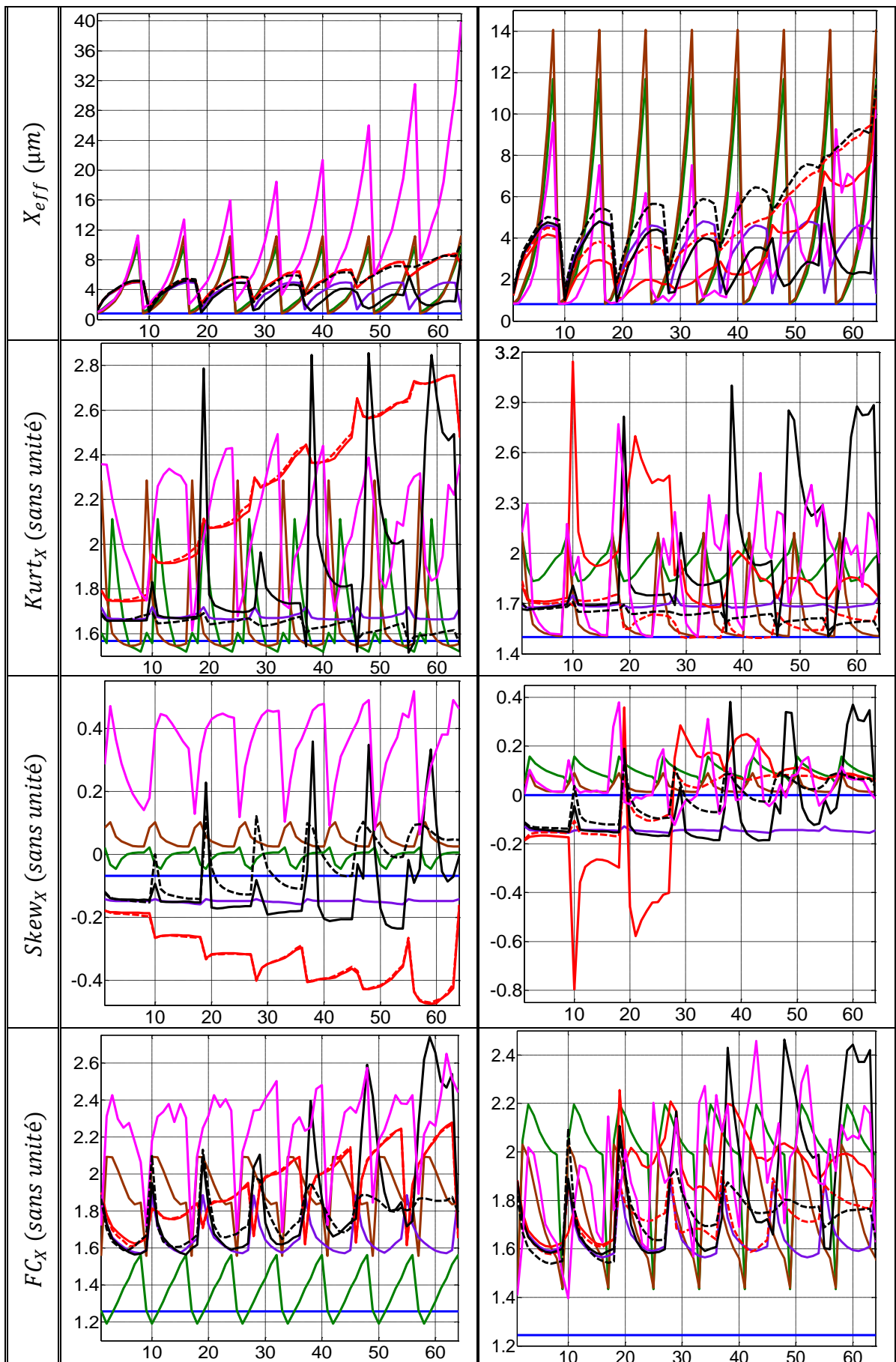
Les différentes conditions de fonctionnement sont représentées par la légende suivante :

— Cas Sain — SE — DE — DMF — SE-DMF₁ - - SE-DMF₂ — DE-DMF₁ - - DE-DMF₂ — ME

D'une autre part, les indicateurs extraits des domaines fréquentiel et d'harmonique d'espace à partir des densités de puissance et des transformées de Fourier sont présentés dans le tableau III.18. Ces indicateurs sont aussi considérés en valeurs absolues Ind_a en (pW), (Hz), (sans unité) ou en (μm) selon la nature de chacun. De plus, l'axe des abscisses ainsi que la légende relative aux différentes conditions simulées sont les mêmes que ceux qui ont été considérés dans le tableau ci-dessus.

Tableau III.17. Évolutions des indicateurs scalaires pour les défauts simples et combinés





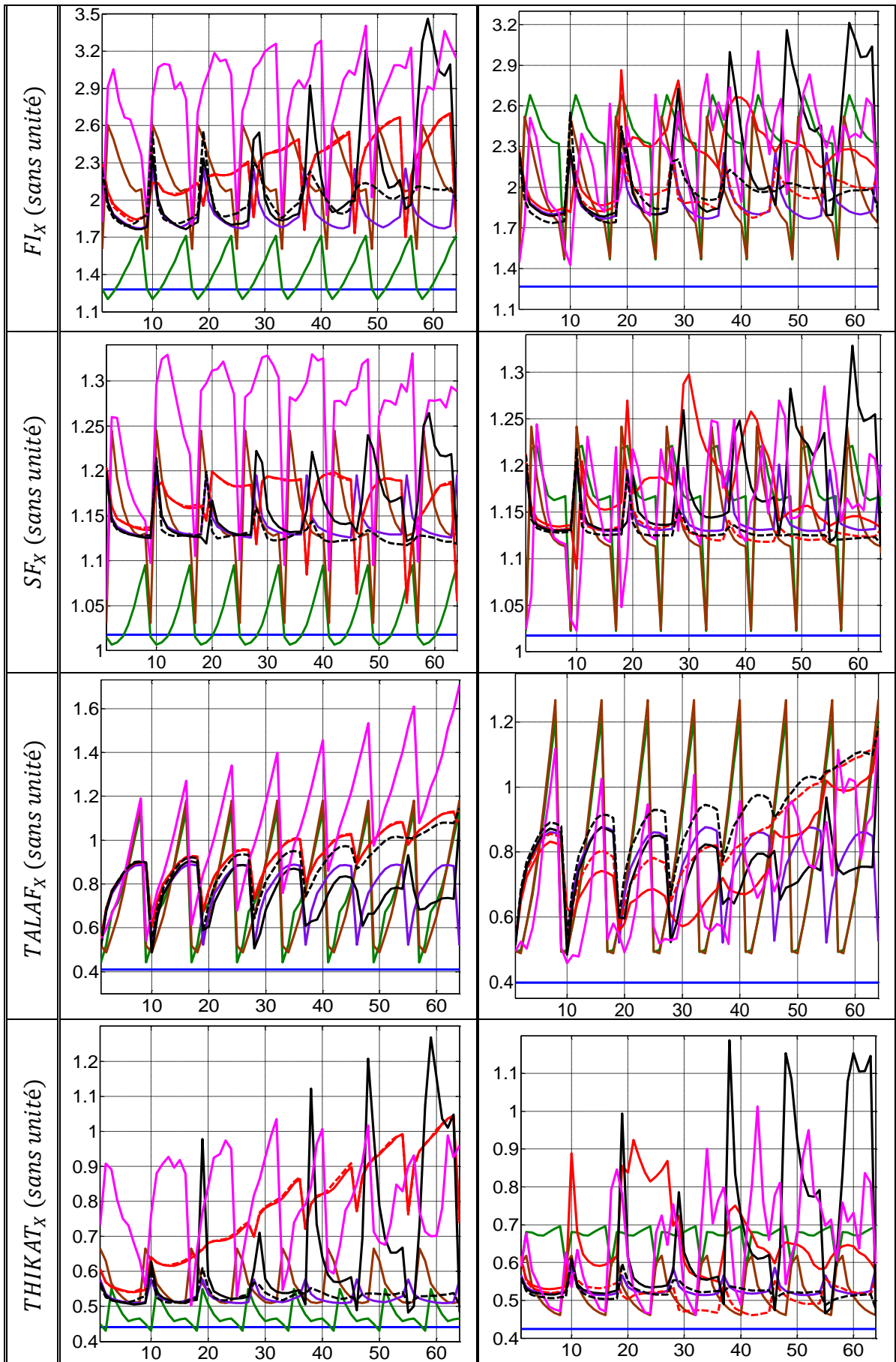
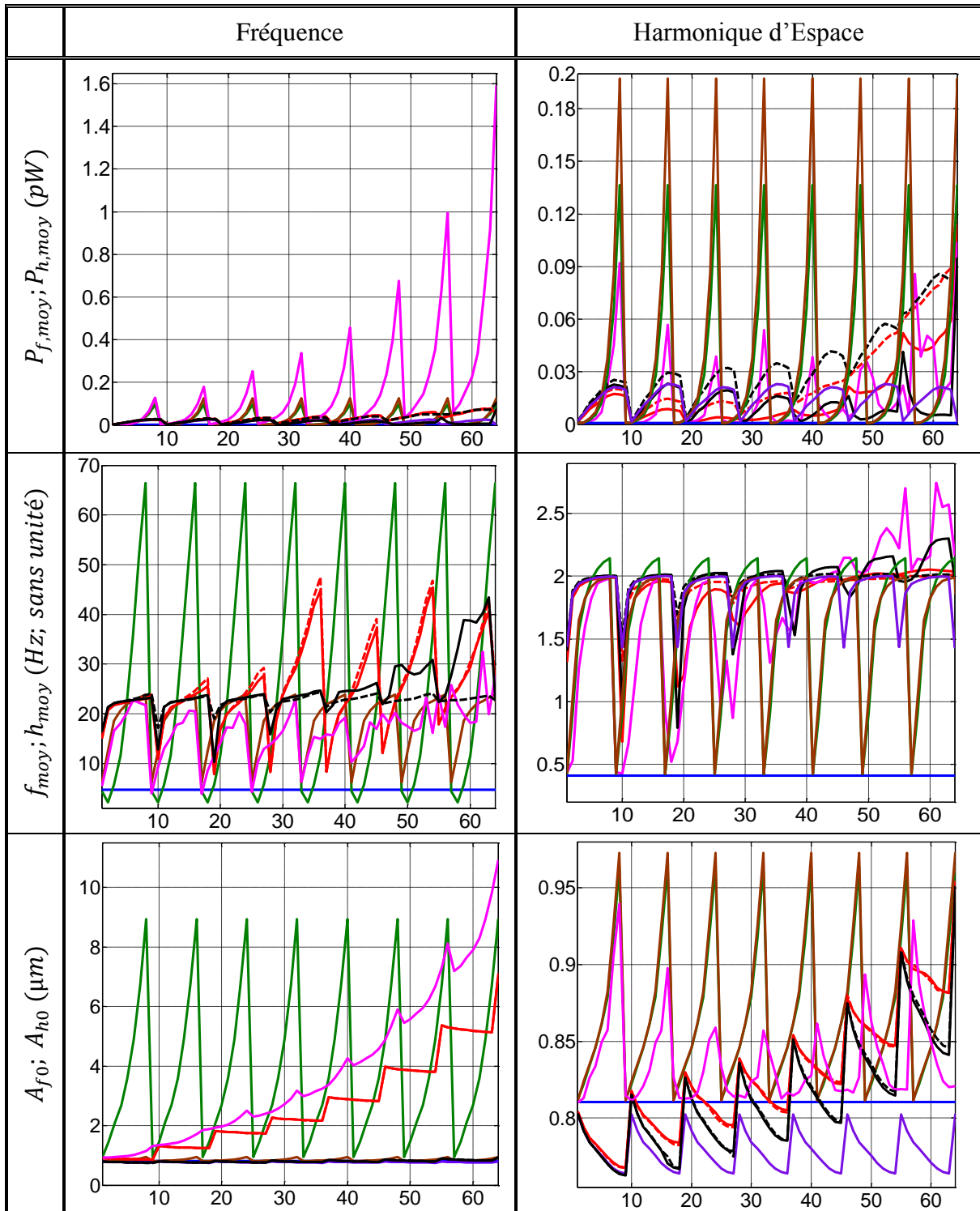
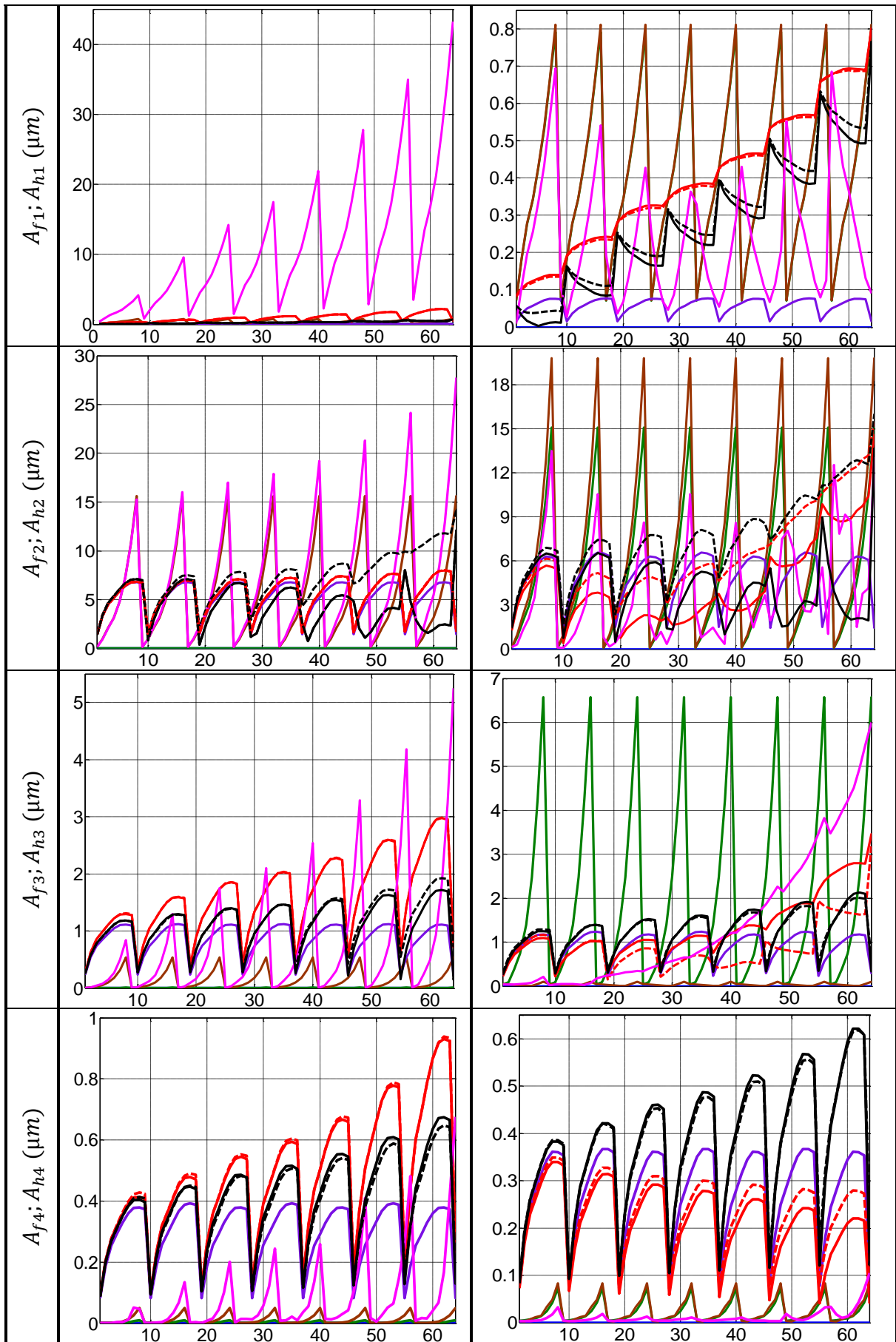
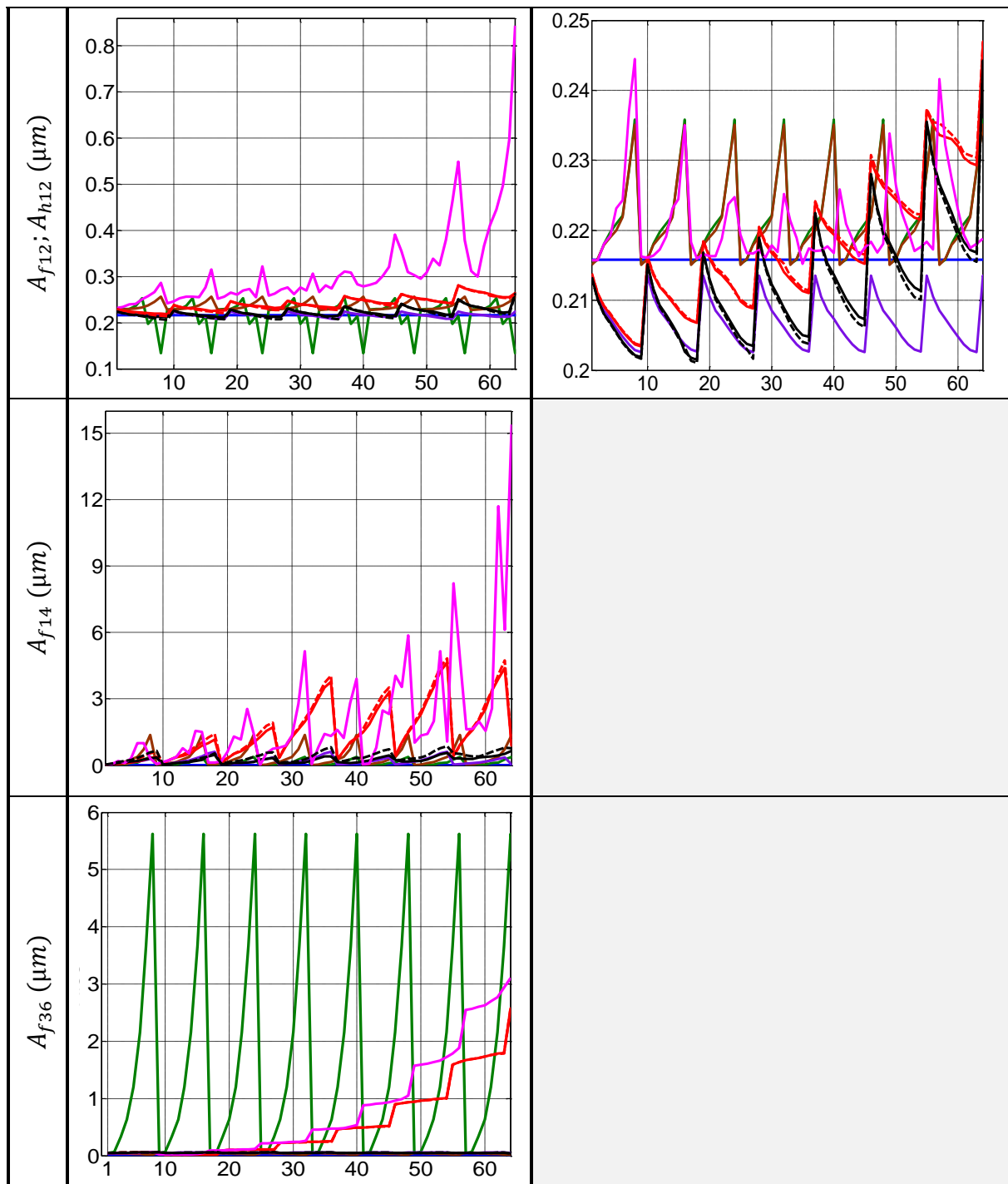


Tableau III.18. Évolutions des caractéristiques d'harmoniques pour les défauts simples et combinés







III.3.3.2. Analyse du comportement des indicateurs

L'analyse des résultats des tableaux III.17 et III.18, selon leur sensibilité ou non à la détection ou à l'isolation de chacun de défaut (SE ; DE ; DMF) lorsqu'ils sont combinés, est présentée dans le tableau III.19.

Tableau III.19. Analyse des descripteurs conventionnels pour les défauts combinés

	Temps/Fréquence	Espace/Harmonique d'espace
X_{c-c}	Les $X_{c-c}^{t/\theta}$ et $X_{eff}^{t/\theta}$ présentent des valeurs importantes en (μm) pour les cas de défauts, simples et combinés, par rapport au cas sain. Par contre, leurs courbes se chevauchent entre elles pour ces différents défauts. D'où, ces indicateurs permettent de détecter un cas défaillant sans pouvoir l'identifier.	
X_{eff}		
$Kurt_x$	Comme pour les défauts simples, les $Kurt_x^{t/\theta}$ sont des indicateurs non fiables pour la détection ni pour l'isolation.	
$Skew_x$	L'indicateur $Skew_x^t$ donne des valeurs différentes pour le cas de défauts combinés SE-DMF par rapport aux autres conditions de fonctionnement. D'où il permet de l' identifier .	Les courbes de $Skew_x^\theta$ pour les défauts combinés s'intersectent entre elles ainsi qu'avec celles du cas sain et de défauts simples. Cet indicateur est considéré par la suite comme non fiable.
FC_x	Les FC_x^t et FI_x^t permettent de détecter les différents cas de défauts, simples ou combinés, par rapport à l'état sain et au défaut SE	Les différentes courbes de FC_x^θ et FI_x^θ pour tous les cas défaillants se trouvent à part de celle du cas sain. D'où, ces indicateurs permettent de détecter une défaillance au sein de la machine.
FI_x		
SF_x	Les $SF_x^{t/\theta}$ présentent des valeurs absolues pas trop importantes par rapport au cas sain même pour les défauts combinés. D'où, ces indicateurs sont considérés non fiables.	
$TALAF_x$	Pareillement aux cas simples, les $TALAF_x^{t/\theta}$ permettent de détecter la présence d'une défaillance, en considérant les cas combinés, mais sans identifier sa nature.	
$THIKAT_x$	Les valeurs de $THIKAT_x^t$ changent faiblement en présence de la plupart des défauts combinés. D'où, cet indicateur n'est pas considéré comme pertinent pour la détection ni pour l'isolation.	Le $THIKAT_x^\theta$ présente des valeurs qui se chevauchent pour les différents défauts, mais différent que celle du cas sain. D'où, il permet de détecter la défaillance sans l'isoler.
P_{moy}	Ces indicateurs possèdent les mêmes performances en présence de défauts combinés que celles obtenues pour les cas simples. Ainsi, $P_{f,moy}$; $P_{h,moy}$; f_{moy} et h_{moy} sont utiles pour la détection de défaillances par rapport au cas sain. Notons que la courbe de f_{moy} s'intersecte avec celle du cas sain pour les faibles sévérités ε_s .	
$(f/h)_{moy}$		

<p>A_0</p>	<p>L'indicateur A_{f0} garde sa bonne capacité à identifier le défaut de type SE même lorsqu'il coexiste avec un autre type de défauts pour toutes les sévérités. En effet, les défauts SE, SE-DMF et ME possèdent des valeurs à part par rapport aux restes.</p>	<p>Même en présence de défauts combinés, la A_{h0} possède des valeurs en (μm) proches de celle du cas sain. D'où, il reste toujours un indicateur non fiable.</p>
<p>A_1</p>	<p>La A_{f1} se comporte différemment pour le cas d'excentricité mixte (ME) par rapport aux autres conditions de fonctionnement et il permet alors de l'identifier.</p>	<p>La plupart des défauts présentent des valeurs importantes de A_{h1} en (μm) par rapport au cas sain. Cependant, ces valeurs ne dépassent pas $0,1\mu\text{m}$ pour le cas DMF. Donc, cet indicateur permet de détecter les défaillances par rapport aux cas sain et de DMF.</p>
<p>A_2</p>	<p>Les valeurs de A_{f2} en (μm) pour les différents cas de défauts sont différentes et plus importantes que celles des cas sain et de SE. D'où, elle permet de détecter la présence de défaillance par rapport à ces deux cas.</p>	<p>La A_{h2} présente les mêmes performances de détection, que celles obtenues avec les défauts simples, même en considérant les cas combinés.</p>
<p>A_3</p>	<p>Le cas SE donne une courbe plate de A_{f3} alors que le reste de défauts, simples ou combinés, affecte plus significativement sa valeur. Alors, on considère que A_{f3} est efficace pour détecter un cas défaillant par rapport aux cas sain et SE.</p>	<p>La valeur de A_{h3} est négligeable pour les cas sain, DE et ME pour les faibles valeurs de ε_s. D'où, c'est un indicateur efficace pour détecter les différents défauts par rapport aux cas sain et DE.</p>
<p>A_4</p>	<p>Chacune des amplitudes A_{f14} et A_{h14} présente des différentes valeurs pour les défauts contenant une DMF (DMF, SE-DMF et DE-DMF) par rapport aux autres cas. Toutefois, la courbe de A_{f4} pour le cas ME se chevauchent avec celles des cas cités ci-dessus pour des niveaux plus importants de DE. D'où, la A_{f4} sera ignorée pour la détection ou l'isolation alors que A_{h4} garde sa performance d'isoler la DMF même quand elle est combinée à une SE ou DE.</p>	
<p>A_{12}</p>	<p>Les défauts combinés donnent des valeurs de A_{f12} qui se chevauchent avec ou bien qui sont proches de celles obtenues pour les défauts simples et le cas sain. Seul le cas ME donne des valeurs plus importantes. D'où, on considère que A_{f12} est fiable pour isoler le cas ME.</p>	<p>La A_{12} reste toujours un indicateur non fiable, pour la détection ni pour l'isolation, même en considérant les cas combinés. Cela est justifié par ses faibles valeurs en (μm) obtenues pour les cas de défauts, par rapport au cas sain</p>

A_{f14}	Les courbes de A_{f14} se chevauchent entre elles pour les défauts combinés, mais avec des valeurs plus importantes que celles des cas simples. Par contre, pour les faibles niveaux de défaillances, elle donne des valeurs très proches de celle du cas sain. Et comme A_{f14} a été considérée comme non fiable pour les cas simples, elle sera négligée dans cette partie aussi.	
A_{f36}	La A_{f36} présente des valeurs différentes pour les défauts contenant un cas SE (SE, SE-DMF et ME) par rapport aux autres cas. Par contre, cet indicateur est affecté moins significativement pour les faibles niveaux de SE ($\varepsilon_s < 25\%$). D'où, A_{f36} garde sa bonne capacité d' isoler SE même si elle est combinée avec un autre défaut, au-delà d'une sévérité $\varepsilon_s = 25\%$.	

En se basant sur cette analyse, les indicateurs conventionnels peuvent être classés selon leur performance de détection ou d'isolation des différentes combinaisons de défauts, comme donné dans le tableau III.20.

Tableau III.20. Classification des indicateurs conventionnels avec les cas combinés

But		Indicateurs
Non Fiable		$Kurt_X^{t/\theta}$; $Skew_X^\theta$; $SF_X^{t/\theta}$; $THIKAT_X^t$; A_{h0} ; A_{f4} ; A_{h12} ; A_{f14}
Détection	Tout défaut	$X_{c-c}^{t/\theta}$; $X_{eff}^{t/\theta}$; FC_X^θ ; FI_X^θ ; $TALAF_X^{t/\theta}$; $THIKAT_X^\theta$; $P_{f,moy}$; $P_{h,moy}$; f_{moy} ; h_{moy} ; A_{h2}
	Sauf SE	FC_X^t ; FI_X^t ; A_{f2} ; A_{f3}
	Sauf DE	A_{h3}
	Sauf DMF	A_{h1}
Isolation	SE ; SE-DMF ; ME	A_{f0} ; A_{36}
	DMF ; SE-DMF ; DE-DMF	A_{h4}
	SE-DMF	$Skew_X^t$
	ME	A_{f1} ; A_{f12}

Les résultats d'analyses des indicateurs dans les tableaux III.5 et III.20 sont illustrés dans la figure III.28. En effet, cette dernière récapitule les performances obtenues pour les divers indicateurs conventionnels, extraits du signal vibratoire, en considérant au début que les défauts simples (a) et puis leurs différentes combinaisons (b).

Pour synthétiser, les amplitudes fréquentielles A_{f0} et A_{f36} permettent d'identifier la présence d'un défaut de type SE, simple ou bien combiné à un autre de type DE ou bien DMF. Par ailleurs, seul l'indicateur A_{h4} garde sa capacité d'isoler le défaut DMF lorsqu'il coexiste avec une excentricité statique ou dynamique. Cependant, tous les indicateurs du défaut DE ont perdu leur pertinence de l'identifier dans la machine, après avoir considéré les cas combinés dans notre analyse. D'où, aucun indicateur ne permettra seul de l'isoler, comme pour les défauts SE et DMF.

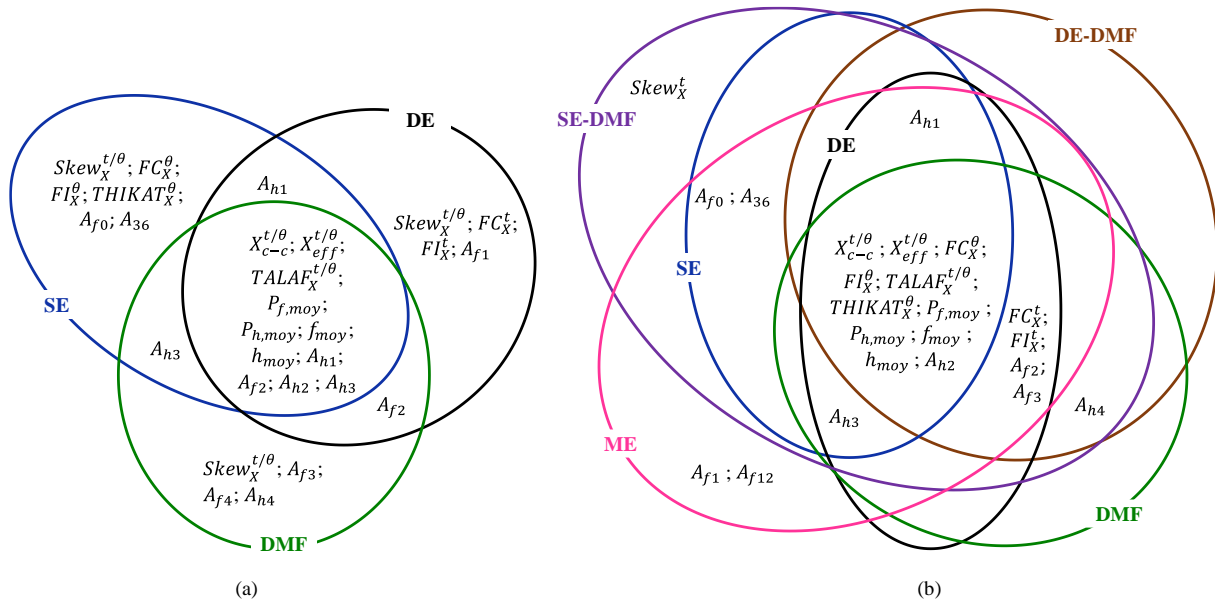


Figure III.28. Performances des descripteurs pour les défauts simples (a) et leurs combinaisons (b)

Pour cette raison, on fera recours dans la partie suivante à une approche de localisation capable de localiser les différents défauts simples et combinés étudiés.

III.3.4. Table de signatures de défauts simples et combinés

En reprenant les mêmes indicateurs utilisés dans la table de signatures III.15 tout en ajoutant dans les colonnes les différentes combinaisons de défauts simples, on obtient la matrice donnée dans le tableau III.21. La sensibilité de ces indicateurs à la présence des divers défauts est assumée selon l'analyse présentée dans le tableau III.20. En analysant cette dernière, on peut constater que les défauts simples : DE et DMF ainsi que leur combinaison (DE-DMF) ne sont pas détectables par cette table puisqu'ils possèdent des colonnes nulles.

Tableau III.21. Table de signatures des défauts simples et combinés

	SE-DMF	SE	SE-DE	DE	DE-DMF	DMF
A_{f0}	1	1	1	0	0	0
A_{f1}	0	0	1	0	0	0
$Skew_X^t$	1	0	0	0	0	0

Pour cette raison, la table sera modifiée en considérant des indicateurs appartenant à d'autres classes de pertinence. Dans notre cas, nous avons choisi les amplitudes A_{h1} et A_{h4} à partir des indicateurs sensibles à la présence de tout défaut sauf une DMF ($I_{Detect-(DMF)}$) et à la présence d'un cas DMF simple ou combiné à un autre défaut (I_{DMF}) respectivement.

Tableau III.22. Table modifiée de signatures de défauts simples et combinés

	SE-DMF	SE	SE-DE	DE	DE-DMF	DMF
A_{f0}	1	1	1	0	0	0
A_{f1}	0	0	1	0	0	0
$Skew_X^t$	1	0	0	0	0	0
A_{h1}	1	1	1	1	1	0
A_{h4}	1	0	0	0	1	1

Du point de vue de la détectabilité, tous les défauts existants dans cette table sont détectables comme toutes les signatures contiennent au moins un « 1 ». En revanche, la table est faiblement localisante parce que toutes les colonnes sont distinctes mais pour les deux dernières on peut obtenir l'une de l'autre en changeant un « 1 » par un « 0 » ou vice-versa. Cela peut être expliqué par l'absence d'un indicateur capable de localiser le défaut DE, simple ou combiné avec un autre défaut, comme c'est le cas pour les défauts SE et DMF.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude des impacts de défauts simples et combinés dans une machine synchrone sur ses signaux vibratoires générés a été présentée. Il a été structuré en deux grandes parties : la première concernant les défauts simples et la deuxième qui tient compte des cas de deux défauts combinés. Quant aux défauts simples, nous avons distingué entre deux scénarii

d'étude : la première qui considère toutes les sévérités ε possibles de 0% à 100% et puis la deuxième qui se limite aux faibles sévérités comprises entre 0% et 27%.

Pour les deux cas d'étude de défauts simples, les indicateurs extraits du signal vibratoire et de sa transformée de Fourier ont été analysés en fonction du type et de la sévérité de défaut. Leurs évolutions ont été analysées en fonction de la phase de chaque défaut : de l'état sain ($\varepsilon = 0\%$) jusqu'à l'état complètement dégradé ($\varepsilon = 100\%$). Cela nous a permis de sélectionner ceux qui sont pertinents pour la détection ou pour l'isolation de défaillances entre ces deux cas extrêmes (tableau III.5). Cependant, la plupart des indicateurs ont présenté des dégradations de leurs performances dans le domaine de faibles amplitudes. De plus, l'intérêt industriel de signaler le défaut à son stade précoce nous a motivé à réaliser la même analyse d'indicateurs mais pour des sévérités ne dépassant pas les 27% (tableau III.10). Par ailleurs, une analyse d'enveloppe a été appliquée au signal vibratoire, pour ces deux cas d'étude, afin de visualiser les impacts de défauts simples sur l'évolution de l'enveloppe et son contenu fréquentiel et d'harmonique d'espace. Toutefois, nous avons constaté une meilleure capacité d'isolation pour les indicateurs conventionnels que pour ceux extraits des enveloppes et c'est pour cela que cette dernière a été ignorée dans la suite du chapitre. A la fin de cette partie, l'analyse des indicateurs conventionnels a été représentée sous une forme structurelle en s'inspirant du principe de la table de signatures. Cette dernière a été construite pour tous les défauts simples par rapport à des indicateurs sensibles à la présence de chacun d'eux au lieu des résidus.

Dans la seconde partie de ce chapitre, on s'est intéressé aux différentes combinaisons des cas simples : SE-DMF, DE-DMF et ME. En analysant les impacts de ces défauts, nous avons remarqué la génération d'un terme supplémentaire dû à la coexistence des deux défauts et s'ajoutant à ceux dus à chacun d'eux (formule (III.29)). Cela nous a amené à tester la pertinence des indicateurs conventionnels mais en considérant, cette fois-ci, les défauts simples et combinés (tableau III.18). Cette analyse a montré que les amplitudes $\{A_{f0}; A_{f36}\}$ et $\{A_{h4}\}$ ont gardé leur capacité d'isoler les défauts SE et DMF respectivement même quand ces derniers coexistent avec d'autres défauts alors que ce n'était pas le cas pour les indicateurs du défaut DE. Pour terminer cette partie, nous avons repris la même table de signatures avec les mêmes indicateurs choisis, construite pour les défauts simples, mais en considérant leurs différentes combinaisons afin de tester sa localisabilité. Cependant, la matrice obtenue a été non localisante notamment pour les cas DE, DMF et DE-DMF, ce qui nous a amené à la modifier en ajoutant deux indicateurs appartenant à deux autres classes de performance.

Après l'analyse de sensibilité des différents indicateurs à la présence de défauts et la construction de leur table de signatures, vient la phase de développement de leur approche de détection et de localisation. Ce qui sera traité dans le chapitre suivant.

Chapitre IV. Architectures proposées de diagnostic : détection et localisation de défauts simples

IV.1. Introduction

Le développement d'une approche automatique de diagnostic est une étape primordiale dans la stratégie de surveillance des machines électriques, surtout avec l'intégration accrue des procédures intelligentes dans l'industrie [63], [83], [94]. En effet, l'approche traditionnelle pour éviter une panne dans le système est celle basée sur l'inspection régulière, l'entretien préventif et le remplacement des pièces. Toutefois, en plus d'être coûteuse en termes de temps, d'argent et de main-d'œuvre, cette approche ne permet pas toujours d'alerter la présence d'un défaut à son état précoce. Pour cette raison, on s'intéresse dans ce chapitre à proposer une architecture automatique capable de détecter et localiser les défauts d'excentricité et de désaimantation dans une machine synchrone à aimants permanents par une analyse des signaux vibratoires. Nous proposons particulièrement les deux approches de diagnostic schématisés dans la figure IV.1.

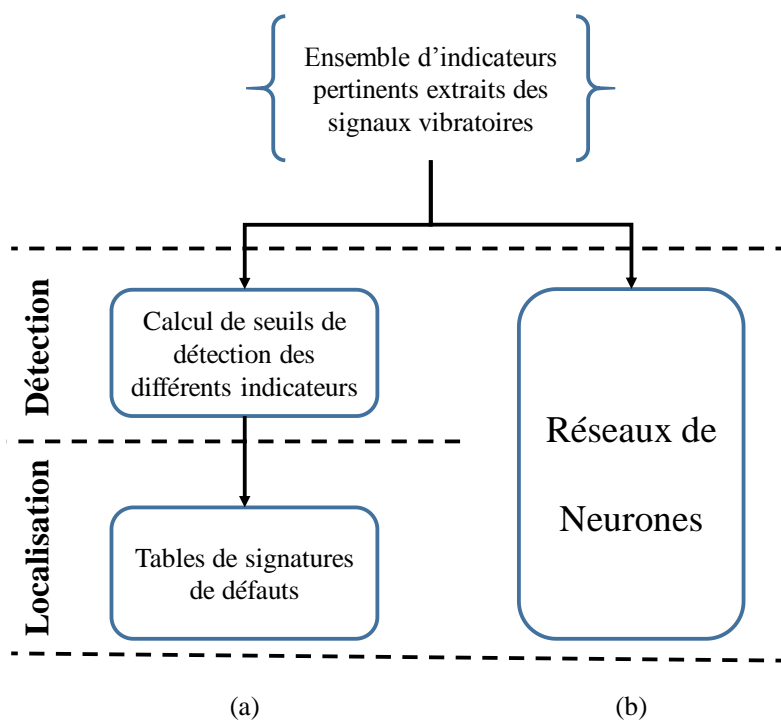


Figure IV.1. Approches globales proposées de diagnostic de défauts par analyse vibratoire

Ces deux approches reposent sur un ensemble d'indicateurs pertinents extraits du signal vibratoire, généré par le modèle de simulation pour un fonctionnement sain et les différents cas défaillants. Dans le chapitre précédent, nous avons analysé les impacts de défauts simples et combinés sur les critères temporels, spatiaux, fréquentiels et d'harmoniques d'espace du signal vibratoire. A partir de cette analyse, nous avons pu les classer en trois grandes classes : non fiable, fiable pour la détection (de tous les défauts ou de défauts particuliers) ou pour l'isolation

d'un seul défaut, comme a été présenté dans les tableaux III.5, III.10 et III.20 du Chapitre III. D'où, le but de la suite de notre étude est de présenter, en premier lieu, la démarche adoptée pour calculer les différents seuils de détection des différents indicateurs ainsi que la localisation de défauts en utilisant la table de signatures. Concernant la deuxième approche, nous allons évoquer, en second lieu, les classificateurs neuronaux de type Perceptron Multi-Couches (ou en anglais Multi-Layer Perceptron) dans le but de détecter et d'isoler les divers cas défectueux.

Les performances de ces deux approches, en termes de probabilité de bonne localisation, vis-à-vis du niveau de bruit, du changement de température de la machine et de l'incertitude de la valeur de la tension du bus continu (V_{dc}), sont testées et puis finalement comparées, afin de sélectionner la plus performante.

IV.2. Détection et localisation de défauts simples par test statistique

Dans cette section, nous présentons notre première approche de diagnostic, résumée dans la figure IV.2, et qui se base principalement sur deux phases [7] :

- Phase de seuillage : qui permet de calculer le seuil de détection associé à chacun des indicateurs pertinents extraits des ensembles de données vibratoires,
- Phase de localisation de défauts : qui consiste à construire les signatures des différentes observations et puis les comparer à celles du fonctionnement sain et de défauts existants dans la table des signatures afin de prendre une décision.

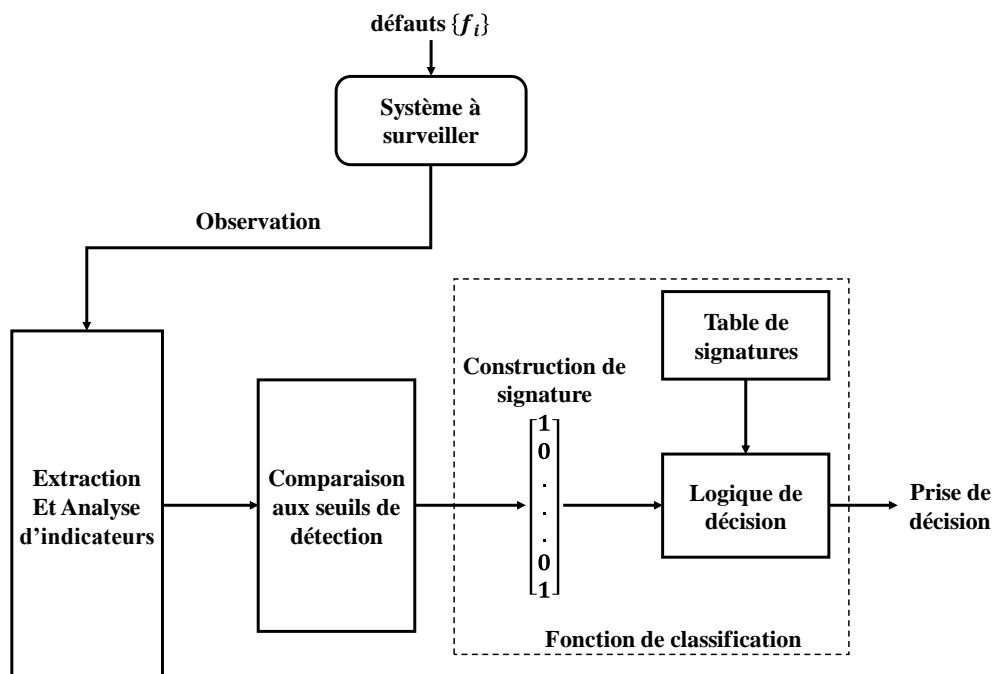


Figure IV.2. Schéma de l'approche de localisation de défauts

Dans cette approche, on s'est inspiré du même principe largement utilisé dans les méthodes de diagnostic de défauts à base de modèles [70], [90] mais en l'appliquant aux indicateurs extraits du signal surveillé au lieu des résidus.

Comme cité dans [156], nos signaux vibratoires sont considérés de nature Gaussienne pour les conditions saine et défaillantes avec un certain rapport signal-sur-bruit (SNR). Les fonctions de densité de probabilité (PDF) et cumulative (CDF) d'une Loi Gaussienne de moyenne μ et de variance σ^2 sont données respectivement par les expressions (IV.1) et (IV.2).

$$f(x) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)\exp\left(\frac{x - \mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 \quad (\text{IV.1})$$

$$F(y) = \int_{-\infty}^y f(x)dx = \text{prob}(X \leq y) \quad (\text{IV.2})$$

Les fonctions PDF ($f(x)$) et CDF ($F(x)$) des différents indicateurs extraits à partir de ces signaux seront estimées par la fonction *gkdeb* () proposée par le Toolbox *Statistics and Machine Learning* sous Matlab.

Les nombres de signaux vibratoires, générés par le modèle analytique, pour calculer les seuils de détection pour les différents indicateurs sont donnés dans le tableau IV.1. Dans cette étude, les conditions de fonctionnement simulées sont : le cas sain, le défaut de type SE avec N_{SE} degrés, le défaut de type DE avec N_{DE} degrés et le défaut de type DMF avec N_{DMF} degrés et M_{DMF} choix de pôles défaillants. Pour notre cas, $N_{SE} = N_{DE} = 8$, $N_{DMF} = 9$ et $M_{DMF} = 2$.

Tableau IV.1. Nombres de signaux vibratoires pour le calcul des seuils

	Ensemble de seuillage
Cas sain	500
SE	$N_{SE} * 500$ (500 signaux pour chaque degré)
DE	$N_{DE} * 500$ (500 signaux pour chaque degré)
DMF	$M_{DMF} * N_{DMF} * 500$ (500 signaux pour chaque degré et pôle défaillant)

IV.2.1. Phase de seuillage

Le but principal du seuillage est d'évaluer numériquement les différents indicateurs, comme se fait classiquement avec les résidus. Dans cette phase, le seuil de détection de chaque indicateur est, tout d'abord, calculé pour un certain ensemble de données vibratoires en fixant un taux de fausses alarmes souhaité et une puissance de test acceptable.

IV.2.1.1. Calcul des seuils de détection

Pour le calcul des seuils, le rapport signal-sur-bruit SNR_0 des signaux vibratoires considérés, pour les régimes sain et défaillants, est fixé à 40 dB.

Comme présenté dans le tableau III.5, à chaque défaut simple f_i pour $i \in \{1, 2, 3\}$ correspond un ensemble de N_i indicateurs pertinents $\{I_j^i\}$ pour $j \in \{1, \dots, N_i\}$. Dans cette partie, chaque f_i est étudié à part pour calculer la valeur du seuil de détection γ_j^i pour son $j^{\text{ème}}$ indicateur (I_j^i). Ainsi, pour chaque cas $\{i, j\}$ on va considérer un test d'hypothèses pour I_j^i tel que l'hypothèse H_0^i se réfère au fonctionnement sans le défaut f_i , autrement dit aux cas sain et de défauts f_m pour $m \in \{1, 2, 3\}$ et $m \neq i$, alors que l'hypothèse H_1^i est celle du fonctionnement en défaut f_i . Soulignons que cette configuration d'hypothèses a été retenue dans ce travail puisqu'on s'intéresse au problème de localisation pas juste à celui de détection. Les deux ensembles d'hypothèses pour un indicateur quelconque I_j^i et pour le cas du défaut f_i sont schématisés par la figure IV.3.

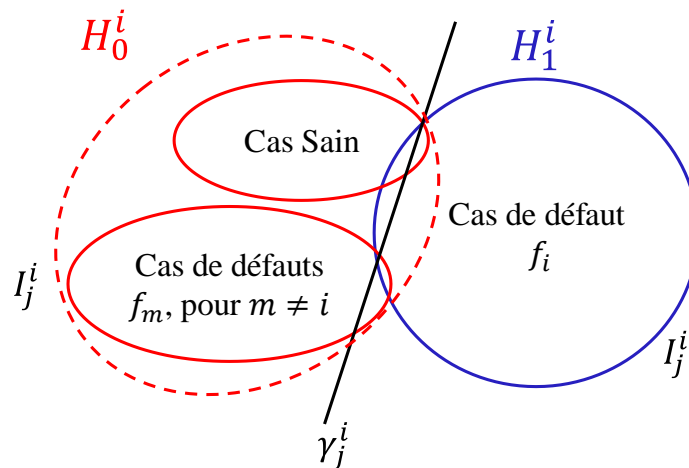


Figure IV.3. Ensembles d'hypothèses H_0^i et H_1^i pour l'indicateur I_j^i et le défaut f_i

Généralement, un test d'hypothèses $\{H_0, H_1\}$ est caractérisé par deux types de risques : le risque de première espèce, ou bien la probabilité des fausses alarmes (taux de faux négatifs), et le risque de deuxième espèce (taux de faux positifs). D'une part, la probabilité de fausses alarmes, nommée aussi le seuil de signification du test et notée par α , est définie par le risque de rejeter à tort l'hypothèse nominale H_0 alors qu'elle est vraie. D'une autre part, le risque de deuxième espèce, noté par β , est la probabilité de rejeter l'hypothèse alternative H_1 et d'accepter H_0 alors que H_1 est vraie. On appelle la puissance du test, la valeur $(1 - \beta)$ qui représente la probabilité de rejeter H_0 alors qu'elle est fautive. La répartition des densités de probabilités des deux hypothèses ainsi que les deux risques α et β sont illustrés dans la figure IV.4 pour des Lois Gaussiennes et des tests statistiques unilatéraux avec des sauts positif et négatif de moyenne.

Dans ce travail, le seuil de détection γ_j^i de l'indicateur I_j^i est calculé tout en fixant à priori une valeur de α égale à 5%, en utilisant respectivement l'une des équations (IV.3) ou (IV.4) dans le cas d'un saut de moyenne positif ou négatif pour un test unilatéral, avec $F_{j_0}^i$ est la CDF de I_j^i pour l'hypothèse H_0^i . Notons que la $F_{j_0}^i$ est estimée en considérant toutes les valeurs de I_j^i pour un fonctionnement sain et pour tous les défauts f_m pour $m \in \{1, 2, 3\}$ et $m \neq i$.

$$P(I_j^i \geq \gamma_j^i / H_0^i) = 1 - F_{j_0}^i(\gamma_j^i) = \alpha \quad (IV.3)$$

$$P(I_j^i \leq \gamma_j^i / H_0^i) = F_{j_0}^i(\gamma_j^i) = \alpha \quad (IV.4)$$

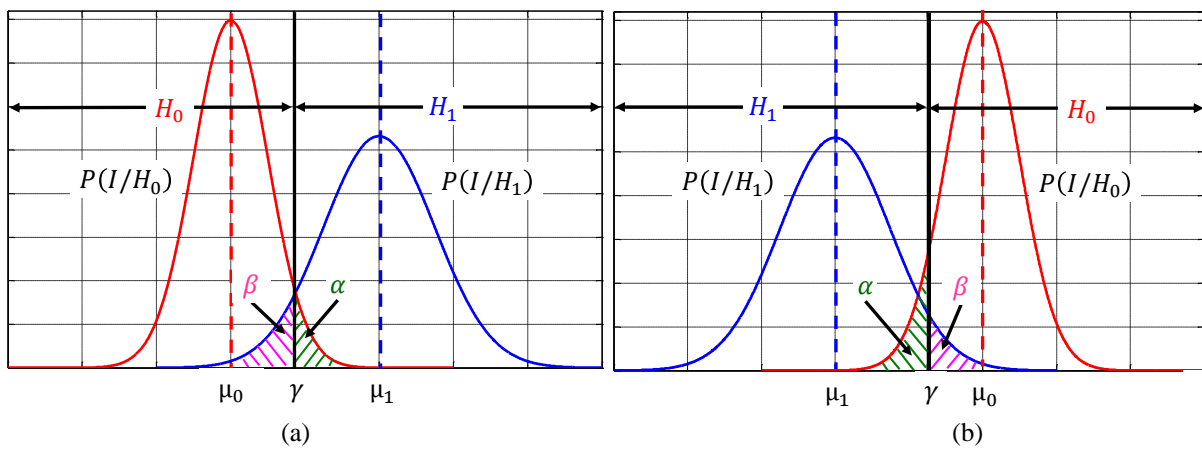


Figure IV.4. Répartition des PDF de Lois Gaussiennes avec des sauts : positif (a) et négatif (b) de moyenne

Pour le cas d'un test statistique bilatéral, les deux types de risques $\{\alpha, \beta\}$ ainsi que les deux seuils de détection $\{\gamma_1, \gamma_2\}$ seront définis comme illustré dans la figure IV.5, tel que $\beta = \beta_1 + \beta_2$. Comme a été présenté dans leurs figures dans le tableau III.2, nous pouvons constater que les seuils correspondants au $Skew_X^t$ pour le défaut SE et au $Skew_X^\theta$ pour le défaut DE seront calculés en considérant un test bilatéral.

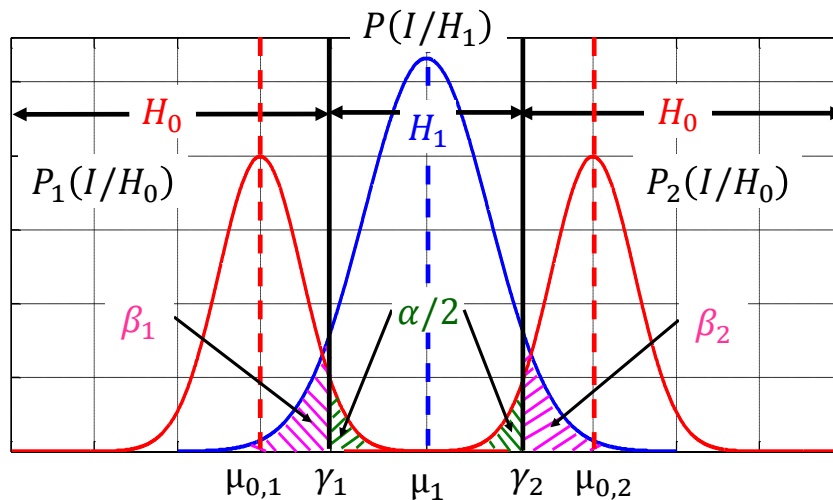


Figure IV.5. Répartition des PDF de Loi Gaussienne pour un test statistique bilatéral

Les valeurs de seuils $\{\gamma_{j,1}^i, \gamma_{j,2}^i\}$ pour chacun de ces indicateurs sont obtenues respectivement par les expressions (IV.5) et (IV.6), avec $F_{j0,1}^i$ et $F_{j0,2}^i$ sont les CDF de I_j^i pour l'hypothèse H_0^i pour des sauts de moyenne positif et négatif respectivement. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau IV.2.

$$P(I_j^i \geq \gamma_{j,1}^i / H_0^i) = 1 - F_{j0,1}^i(\gamma_{j,1}^i) = \frac{\alpha}{2} \quad (IV.5)$$

$$P(I_j^i \leq \gamma_{j,2}^i / H_0^i) = F_{j0,2}^i(\gamma_{j,2}^i) = \frac{\alpha}{2} \quad (IV.6)$$

Dans ce tableau, les valeurs de seuils des indicateurs fréquentiels (A_{fk}) et d'harmoniques d'espace ($A_{hk'}$) sont exprimées en (dB), à partir de leurs valeurs en (μm), par la formule (IV.7) avec $(I_j^i)_{ref} = 1 \mu m = 10^{-6} \mu m$ [157].

$$(I_j^i)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{(I_j^i)_{\mu m}}{(I_j^i)_{ref}} \right) \quad (IV.7)$$

Tableau IV.2. Valeurs de seuils calculées pour les indicateurs présélectionnés

Défaut	Indicateur (I_j^i)	Valeur du seuil (γ_j^i)	
SE (f_1)	A_{f0}	(I_1^1)	59,57 dB
	A_{f36}	(I_2^1)	47,86 dB
	$Skew_X^t$	(I_3^1)	-0,068
			0,0193
	$Skew_X^\theta$	(I_4^1)	0,05
	FC_X^θ	(I_5^1)	2,009
	FI_X^θ	(I_6^1)	2,382
$THIKAT_X^\theta$	(I_7^1)	0,6042	
DE (f_2)	A_{f1}	(I_1^2)	59,57 dB
	$Skew_X^t$	(I_2^2)	0,0083
	FC_X^t	(I_3^2)	1,9055
	FI_X^t	(I_4^2)	2,279
	$Skew_X^\theta$	(I_5^2)	9,2e-04
0,0393			

DMF (f_3)	A_{f3}	(I_1^3)	57,295 dB
	A_{f4}	(I_2^3)	46,877 dB
	A_{h4}	(I_3^3)	49,037 dB
	$Skew_X^t$	(I_4^3)	-0,0632
	$Skew_X^\theta$	(I_5^3)	-0,00162

Les fonctions CDF(x) de l'indicateur $A_{f0}(I_1^1)$ estimées par la fonction $gkdeb()$ sous Matlab pour les deux hypothèses H_0^1 et H_1^1 avec la valeur de son seuil (γ_1^1) en (μm) sont présentées dans la figure IV.6. On rappelle que, pour cet indicateur, l'hypothèse H_1^1 se réfère au cas de défaut SE alors que H_0^1 est celle du fonctionnement sain et des cas de défauts DE et DMF.

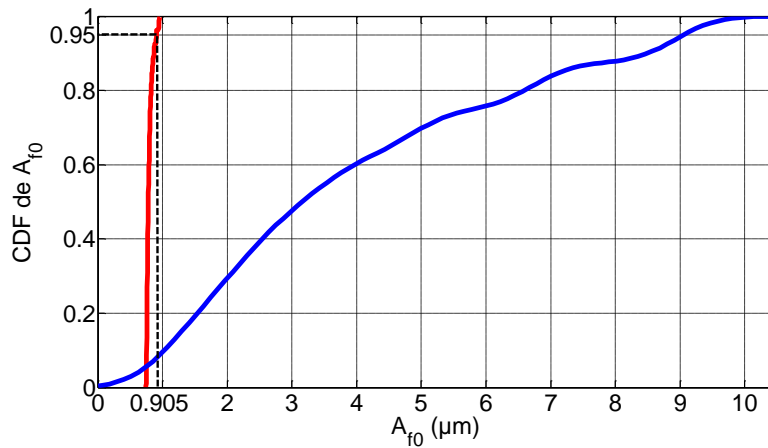


Figure IV.6. CDF de A_{f0} pour les deux hypothèses H_0^1 (rouge) et H_1^1 (bleu)

IV.2.1.2. Evaluation de la puissance du test

Pour un cas unilatéral, la puissance du test ($1 - \beta$) de l'indicateur I_j^i est évaluée à partir de la loi de probabilité de l'hypothèse H_1^i pour la valeur du seuil γ_j^i précédemment calculée. Elle est obtenue par l'une des équations (IV.8) ou (IV.9) respectivement dans le cas d'un saut de moyenne positif ou négatif, avec F_{j1}^i est la CDF de l'indicateur I_j^i pour le cas de présence d'un défaut f_i .

$$(1 - \beta) = P(I_j^i \geq \gamma_j^i / H_1^i) = 1 - F_{j1}^i(\gamma_j^i) \quad (IV.8)$$

$$(1 - \beta) = P(I_j^i \leq \gamma_j^i / H_1^i) = F_{j1}^i(\gamma_j^i) \quad (IV.9)$$

Pour le cas d'un test bilatéral, ce qui est le cas des indicateurs I_3^1 et I_5^2 , la puissance ($1 - \beta$) est calculée par l'équation (IV.10).

$$(1 - \beta) = P((\gamma_{j,1}^i \leq I_j^i \leq \gamma_{j,2}^i) / H_1^i) = F_{j1}^i(\gamma_{j,2}^i) - F_{j1}^i(\gamma_{j,1}^i) \quad (IV.10)$$

Les valeurs calculées de $(1 - \beta)$ des différents indicateurs pour l'ensemble de seuillage sont présentées dans le tableau IV.3. Comme le montre ce dernier, les seuils calculés pour $\alpha = 5\%$ ne donnent pas tous une bonne performance, en termes de puissance de test, pour l'ensemble de seuillage en fixant une valeur $\alpha = 5\%$. Par conséquent, quelques indicateurs, qui ont été sélectionnés dans le chapitre précédent, seront éliminés des ensembles pertinents pour les différents défauts. En effet, les ensembles d'indicateurs $\{I_1^1(A_{f_0}), I_3^1(Skew_X^t), I_4^1(Skew_X^\theta)\}$, $\{I_1^2(A_{f_1}), I_2^2(Skew_X^t)\}$ et $\{I_2^3(A_{f_4}), I_3^3(A_{h_4}), I_4^3(Skew_X^t), I_5^3(Skew_X^\theta)\}$ sont respectivement choisis pour les défauts de types SE, DE et DMF.

Tableau IV.3. Puissances de test en (%) pour les valeurs calculées des seuils

Défaut	Indicateur I_j^i	$(1 - \beta)$ (%)
SE (f_1)	I_1^1	91,17
	I_2^1	85,16
	I_3^1	91,21
	I_4^1	90,48
	I_5^1	75,85
	I_6^1	59,45
	I_7^1	87,51
DE (f_2)	I_1^2	90,98
	I_2^2	99,98
	I_3^2	52,96
	I_4^2	39,16
	I_5^2	71,37
DMF (f_3)	I_1^3	83,65
	I_2^3	99,92
	I_3^3	94,67
	I_4^3	100
	I_5^3	100

IV.2.2. Localisation de défauts

L'objectif principal de la phase de localisation est de remonter à l'origine du défaut existant et elle vient directement après les phases d'extraction des indicateurs et de calcul de leurs seuils

de détection. Cette phase consiste à construire en premier lieu la signature relative à chaque observation et puis la comparer à celles existantes dans la table de signatures afin de localiser le défaut existant [72].

La comparaison de I_j^i à son seuil γ_j^i donne lieu à une valeur booléenne, tel que $I_j^i = 0$ si $I_j^i < \gamma_j^i$ et $I_j^i = 1$ si $I_j^i > \gamma_j^i$ [154] pour un test à saut de moyenne positif. Pour un cas à saut négatif, $I_j^i = 0$ si $I_j^i > \gamma_j^i$ et $I_j^i = 1$ si $I_j^i < \gamma_j^i$. Et finalement, pour un test statistique bilatéral $I_j^i = 1$ si $\gamma_{j,1}^i < I_j^i < \gamma_{j,2}^i$ et $I_j^i = 0$ sinon. L'ensemble de ces valeurs booléennes calculées pour tous les indicateurs de la table forme la signature de cette observation.

La localisation consiste à comparer la signature de l'observation réelle à celles des défauts figurant dans la table de signatures ainsi qu'à celle du fonctionnement sain (vecteur nul), ce qui revient au final à un problème de prise de décision [158]. En d'autres termes, la signature construite peut être vue comme une forme qu'on doit reconnaître parmi l'ensemble des diverses formes représentées par la table de signatures.

Pour ce but, la fonction `strmatch()` sous Matlab est utilisée pour réaliser la reconnaissance de signatures des observations parmi celles de chaque table et par la suite la probabilité de bonne localisation Ψ (%) est calculée par la formule (IV.11).

$$\Psi(\%) = \frac{\text{Nombre de bonne reconnaissance de formes}}{\text{Nombre total de la population}} \times 100 \quad (\text{IV.11})$$

À partir des indicateurs sélectionnés dans la partie (IV.2.1.2), on peut considérer plusieurs possibilités de tables de signatures localisantes de défauts simples et parmi lesquelles nous allons choisir celles présentées dans la figure IV.7.

Table A	Table B	Table C																																																
<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100%;"> <tr> <td style="width: 20px;"></td> <td style="width: 20px;">SE</td> <td style="width: 20px;">DE</td> <td style="width: 20px;">DMF</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{f0}</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{f1}</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">$Skew_X^t$</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> </table>		SE	DE	DMF	A_{f0}	1	0	0	A_{f1}	0	1	0	$Skew_X^t$	1	1	1	<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100%;"> <tr> <td style="width: 20px;"></td> <td style="width: 20px;">SE</td> <td style="width: 20px;">DE</td> <td style="width: 20px;">DMF</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{f0}</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">$Skew_X^t$</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{f4}</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> </table>		SE	DE	DMF	A_{f0}	1	0	0	$Skew_X^t$	1	1	1	A_{f4}	0	0	1	<table border="1" style="border-collapse: collapse; width: 100%;"> <tr> <td style="width: 20px;"></td> <td style="width: 20px;">SE</td> <td style="width: 20px;">DE</td> <td style="width: 20px;">DMF</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">$Skew_X^t$</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{f1}</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A_{n4}</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> </tr> </table>		SE	DE	DMF	$Skew_X^t$	1	1	1	A_{f1}	0	1	0	A_{n4}	0	0	1
	SE	DE	DMF																																															
A_{f0}	1	0	0																																															
A_{f1}	0	1	0																																															
$Skew_X^t$	1	1	1																																															
	SE	DE	DMF																																															
A_{f0}	1	0	0																																															
$Skew_X^t$	1	1	1																																															
A_{f4}	0	0	1																																															
	SE	DE	DMF																																															
$Skew_X^t$	1	1	1																																															
A_{f1}	0	1	0																																															
A_{n4}	0	0	1																																															

Figure IV.7. Différentes possibilités de tables de signatures localisantes de défauts simples

La performance de cette approche pour les trois différentes tables de signatures, en termes de probabilité de bonne localisation calculée pour les mêmes ensembles de données utilisés pour le seuillage, est présentée dans le tableau IV.4. Selon ce dernier, la table B de signatures donne d'une manière générale la meilleure probabilité de bonne localisation pour les fonctionnements considérés. D'où, cette table sera retenue pour la localisation par la suite dans cette approche.

Tableau IV.4. Probabilité de bonne localisation pour les différentes tables de signatures

Cas de fonctionnement	Probabilité de bonne localisation Ψ (%)		
	Table A	Table B	Table C
sain	97,15	97,14	97,14
SE (f_1)	100	99,13	94,28
DE (f_2)	94,29	94,29	94,71
DMF (f_3)	94,29	100	97,14

Dans la partie suivante, la performance de la table B sera testée vis-à-vis du niveau de bruit, du changement de la température de la machine et des incertitudes liées à la valeur de la tension continue V_{ac} .

IV.2.3. Test de performance de l'approche de diagnostic

Dans la littérature, différents critères sont définis afin de pouvoir évaluer les performances d'un système de diagnostic. D'une manière générale, on peut relever : la détectabilité, l'isolabilité, la sensibilité, la robustesse et l'adaptabilité [23], [73], [153], expliqués ci-dessous.

- La détectabilité : est la capacité du système de diagnostic à déceler la présence d'une défaillance sur le processus. Elle dépend fortement du choix des indicateurs de défauts qui doivent être sensibles aux défaillances qu'on souhaite détecter.
- L'isolabilité : est l'aptitude du système de diagnostic à remonter directement à l'origine du défaut et à déterminer son type, sa localisation et son instant d'occurrence.
- La sensibilité : caractérise la capacité du système de diagnostic à détecter des défauts d'une certaine amplitude. Cette fonction dépend principalement des indicateurs de défaut ainsi que du rapport entre le bruit de mesure et l'amplitude de défaut.
- La robustesse : détermine la capacité du système à détecter des défauts indépendamment des bruits et des incertitudes liées par exemple à la modélisation.
- L'adaptabilité : est l'aptitude d'un système de diagnostic à s'adapter aux changements de conditions de fonctionnement du procédé comme : le changement de la température dû à l'échauffement.

Dans cette étude, nous nous focaliserons sur l'étude de la robustesse de la première approche vis-à-vis du niveau de bruit du signal vibratoire et de la variation de la valeur de la tension V_{ac} ainsi qu'à l'étude de son adaptabilité vis-à-vis de l'augmentation de températures des différentes parties de la machine.

IV.2.3.1. Robustesse vis-à-vis du niveau de bruit

La performance de l'approche de diagnostic, en termes de probabilité de bonne localisation, est testée par deux ensembles de signaux vibratoires avec des rapports signal-sur-bruit moins

importants que ceux utilisés pour le seuillage tel que : $SNR_1=25$ dB (ensemble 1) et $SNR_2=15$ dB (ensemble 2).

Les nombres de signaux vibratoires simulés, pour chaque niveau de bruit et chaque condition de fonctionnement, sont égaux à ceux générés pour le calcul des seuils. La probabilité de bonne localisation de l'approche, calculée par la formule (IV.11) pour les deux ensembles de test, est donnée dans le tableau IV.5.

Tableau IV.5. Performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis du niveau de bruit

Cas de fonctionnement	Probabilité de bonne localisation Ψ (%)		
	Ensemble de seuillage	Ensemble 1	Ensemble 2
sain	97,14	97,14	97,14
SE (f_1)	99,13	98,21	97,86
DE (f_2)	94,29	93,73	93,28
DMF (f_3)	100	100	100

En analysant ce dernier, on peut remarquer d'une part que la probabilité de bonne localisation du cas sain et de défaut DMF est indépendante du niveau de bruit. D'une autre part, cette probabilité décroît mais légèrement pour les défauts de type SE et DE avec la réduction du rapport SNR. D'où, on constate que l'approche de diagnostic développée est robuste vis-à-vis du niveau de bruit.

IV.2.3.2. Adaptabilité vis-à-vis du changement de la température

Généralement, l'étude thermique des machines électriques est une phase primordiale lors de leurs dimensionnements [159]. En effet, les différents matériaux utilisés dans ces machines, tels que les spires statoriques, les aimants rotoriques, les roulements, etc. sont fortement influencés par l'augmentation de leurs températures en fonction du temps [30]. Cet échauffement est lié principalement aux pertes d'énergie dans les différentes parties de la machine durant son fonctionnement [160]. De même, le système de refroidissement installé doit être dimensionné pour pouvoir extraire ces pertes dans la machine et aussi dans le convertisseur [16]. Pour ce but de conception, la modélisation thermique de la machine a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [10], [34], [159]. En effet, elle consiste à déterminer les températures des différents éléments de la machine et à prédire leurs échauffements durant son fonctionnement, en utilisant des modèles analytiques, semi-analytiques et numériques [161], [162].

Toutefois, nous nous intéressons dans notre travail à l'étude d'échauffement de la machine dans le but d'étudier l'adaptabilité de l'approche de diagnostic vis-à-vis du changement de la température, spécialement celles des aimants rotoriques et des bobines statoriques. Pour cette

étude, nous considérons dix-sept cas de valeurs des températures d'aimants (T_{aim}) et de bobines (T_{bob}), comme illustré dans la figure IV.8. Les valeurs de ces températures ont été fixées de manière à respecter les valeurs maximales admissibles des isolants des bobines statoriques ($T_{bob,max}$) et des aimants permanents ($T_{aim,max}$) qui valent 200°C et 150°C respectivement [16]. De plus, la température ambiante (T_{amb}) est fixée à 20°C. Ce changement de température affecte principalement les valeurs de la résistance des phases statoriques et de l'induction rémanente des aimants rotoriques.

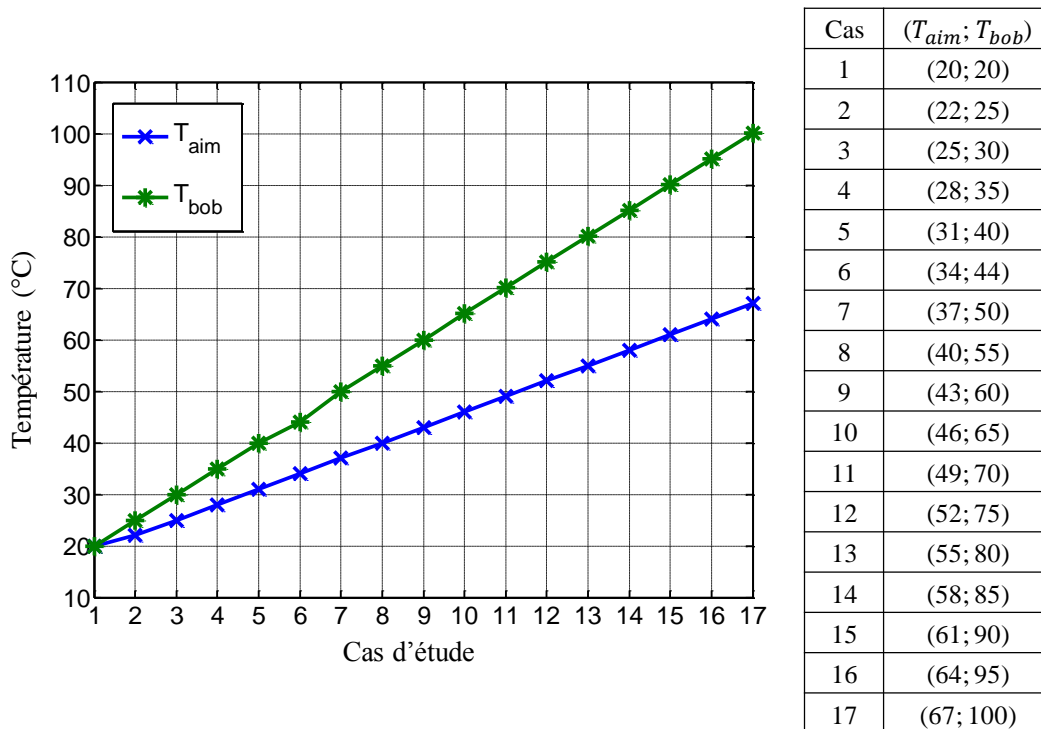


Figure IV.8. Cas considérés pour l'étude de variation de la température

A partir des signaux vibratoires générés par le modèle pour les différents cas d'étude, nous allons extraire les divers indicateurs pertinents pour les défauts SE, DE et DMF afin d'analyser leurs sensibilités au changement de la température. Ces indicateurs sont illustrés dans les figures : IV.9, IV.10 et IV.11 pour les cas d'étude : 1, 6 et 17,

Ces figures montrent que la plupart des indicateurs, et surtout les indicateurs A_{f_0} , $skew_X^t$ et A_{f_4} figurant dans la table de signatures B, s'adaptent d'une façon plus ou moins importante à la variation des températures dans la machine. Pour le justifier numériquement, la probabilité de bonne localisation de l'approche, calculée par la formule (IV.11), est testée avec l'ensemble de données pour les différentes températures et présentée dans le tableau IV.6. En analysant ce dernier, on constate que l'approche de diagnostic garde sa même performance de localisation pour le cas sain et le défaut DMF alors que celle des cas SE et DE est réduite tout en restant acceptable en considérant l'échauffement de la machine.

Tableau IV.6. Test de performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis de la température

Cas de fonctionnement	Probabilité de bonne localisation Ψ (%)	
	Ensemble de seuillage	Vis-à-vis de la température
sain	97,14	97,14
SE (f_1)	99,13	95,63
DE (f_2)	94,29	92,44
DMF (f_3)	100	100

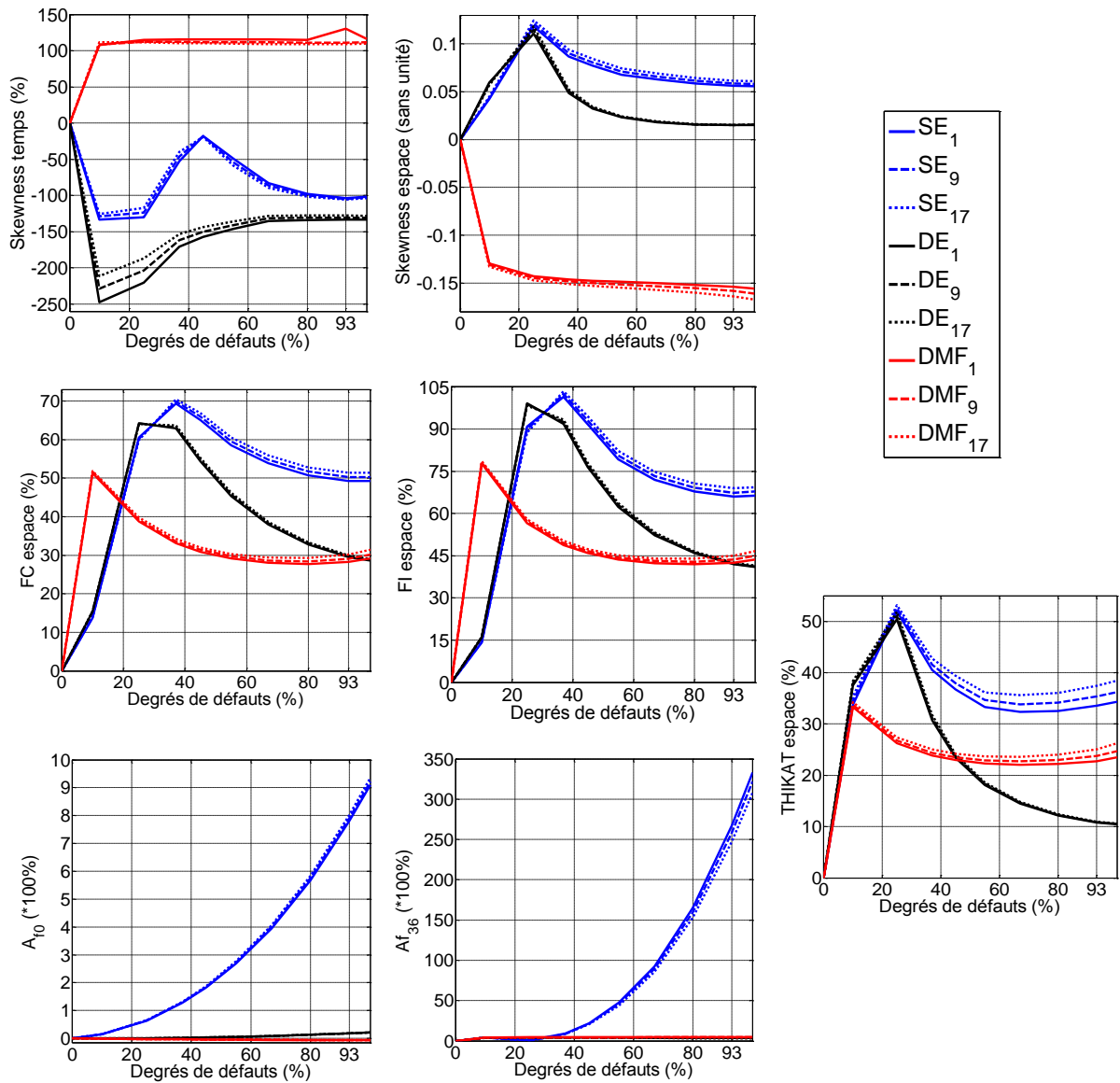


Figure IV.9. Évolutions des indicateurs de SE pour différentes températures

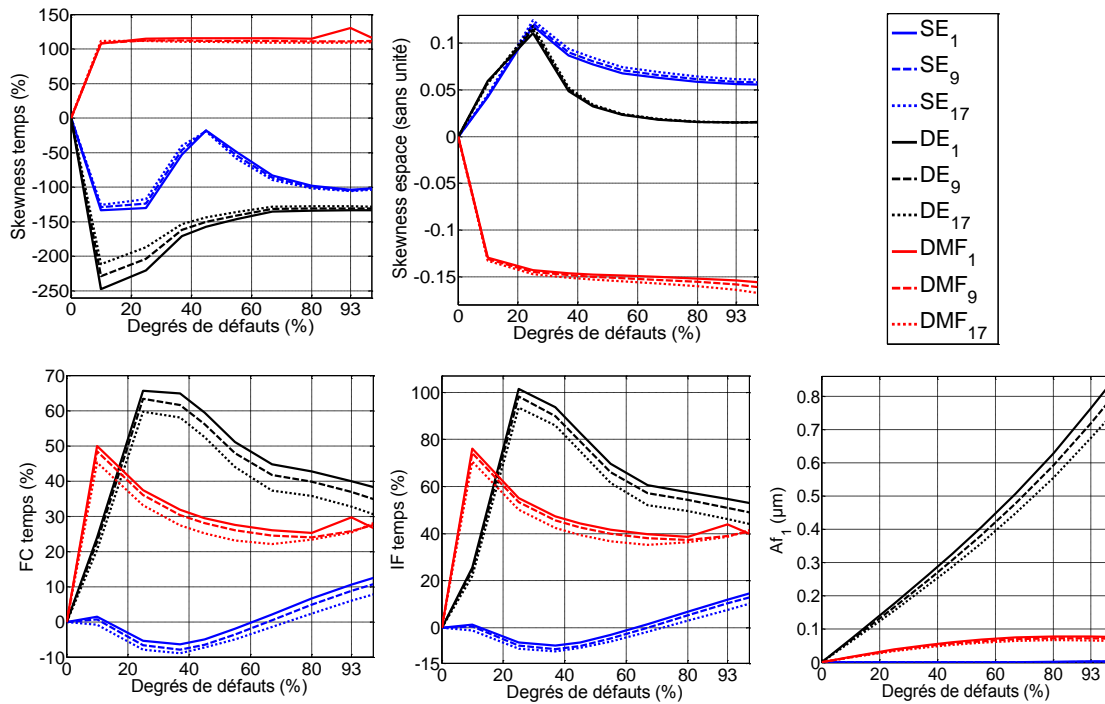


Figure IV.10. Évolutions des indicateurs de DE pour différentes températures

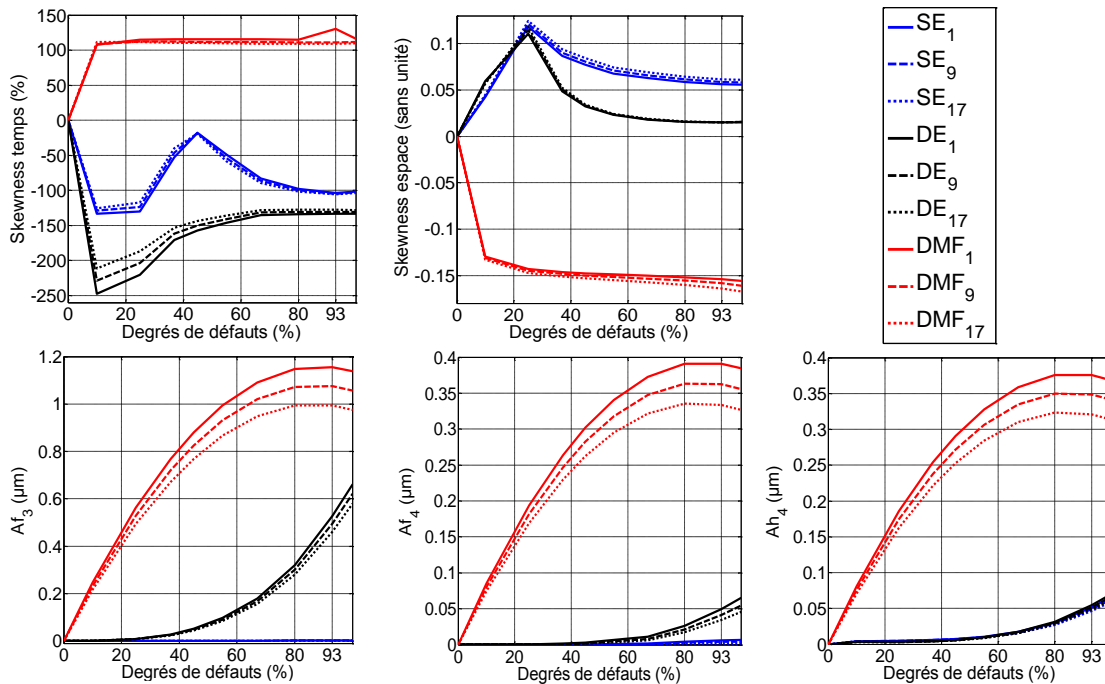


Figure IV.11. Évolutions des indicateurs de DMF pour différentes températures

IV.2.3.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de V_{dc}

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude de la robustesse de l'approche de diagnostic proposé vis-à-vis des incertitudes liées à la valeur de la tension du bus continu V_{dc} . Pour ce faire, nous allons tester la performance de l'approche dans un voisinage δV_{dc} bien défini et est lié à l'incertitude de V_{dc} . Comme proposé dans [34], l'amplitude de variation de ce paramètre

est fixé à $\pm 10\%$ de sa valeur nominale, ce qui correspond à une variation de $V_{dc}^{min} = 441V$ à $V_{dc}^{max} = 539V$ pour une valeur nominale $V_{dc}^{nom} = 490V$. Entre ces deux valeurs limites, nous considérons 11 points d'étude avec un pas de calcul de 2% et qui est équivalent à 9,8 V. Pour chaque point de calcul, on extrait les indicateurs pertinents des défauts DE, DMF et SE qu'on illustre respectivement dans les figures : IV.12, IV.13 et IV.14 pour les points : 1 (441V), 6 (490V) et 11 (539V).

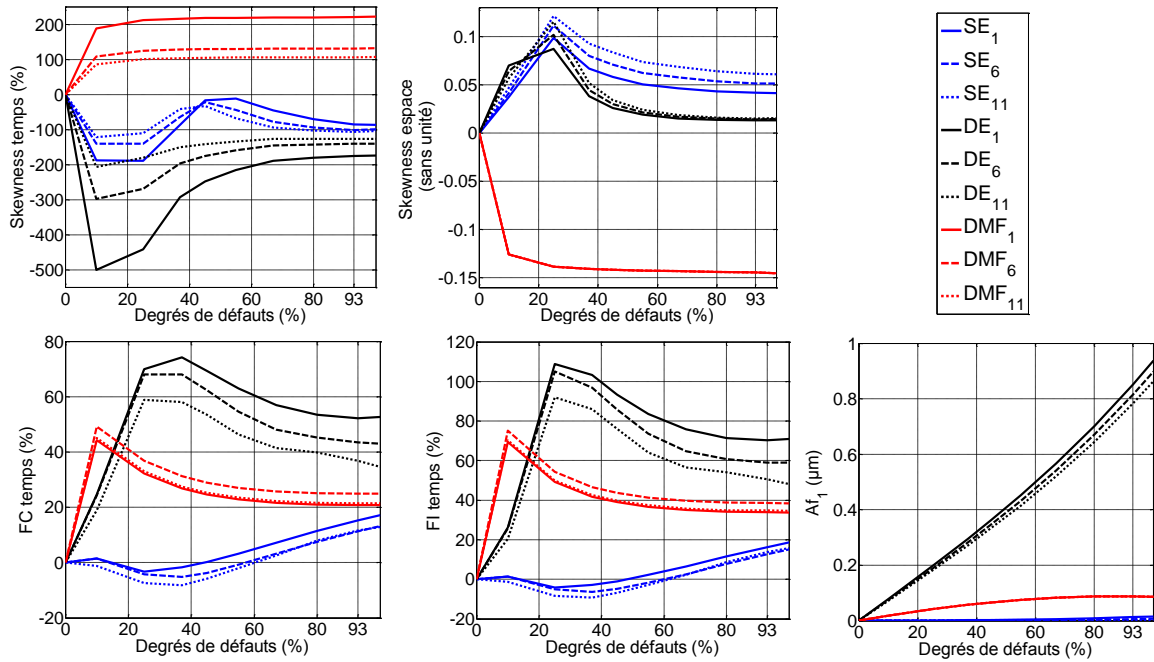


Figure IV.12. Évolutions des indicateurs de DE pour différentes valeurs de V_{dc}

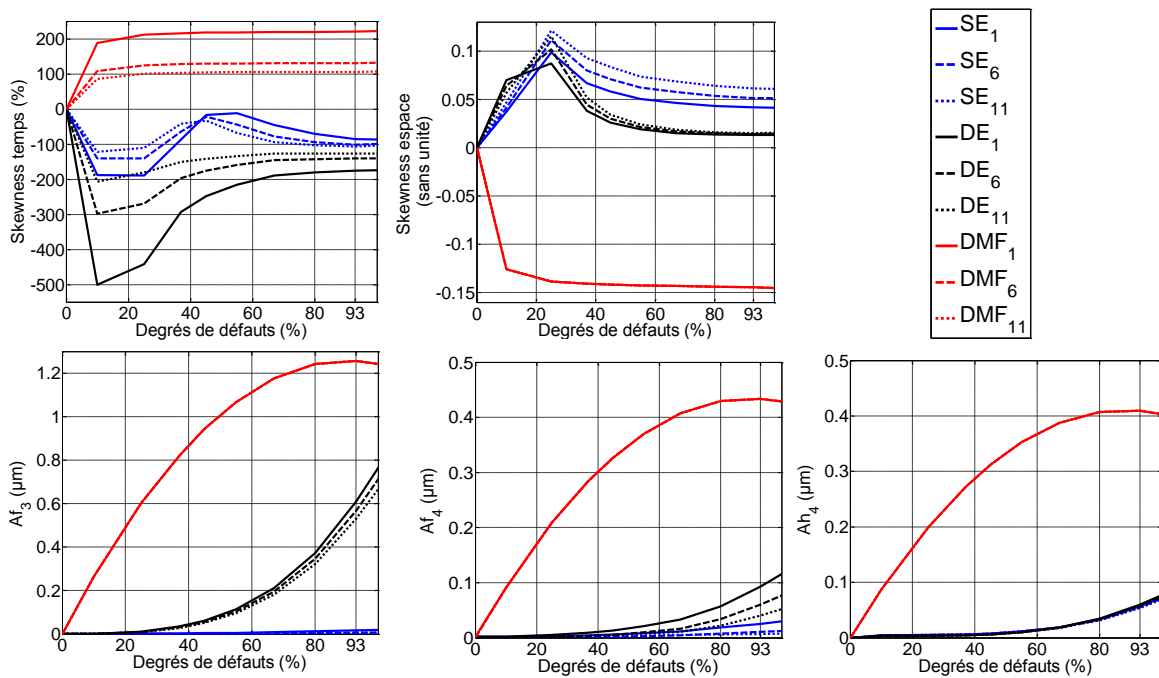


Figure IV.13. Évolutions des indicateurs de DMF pour différentes valeurs de V_{dc}

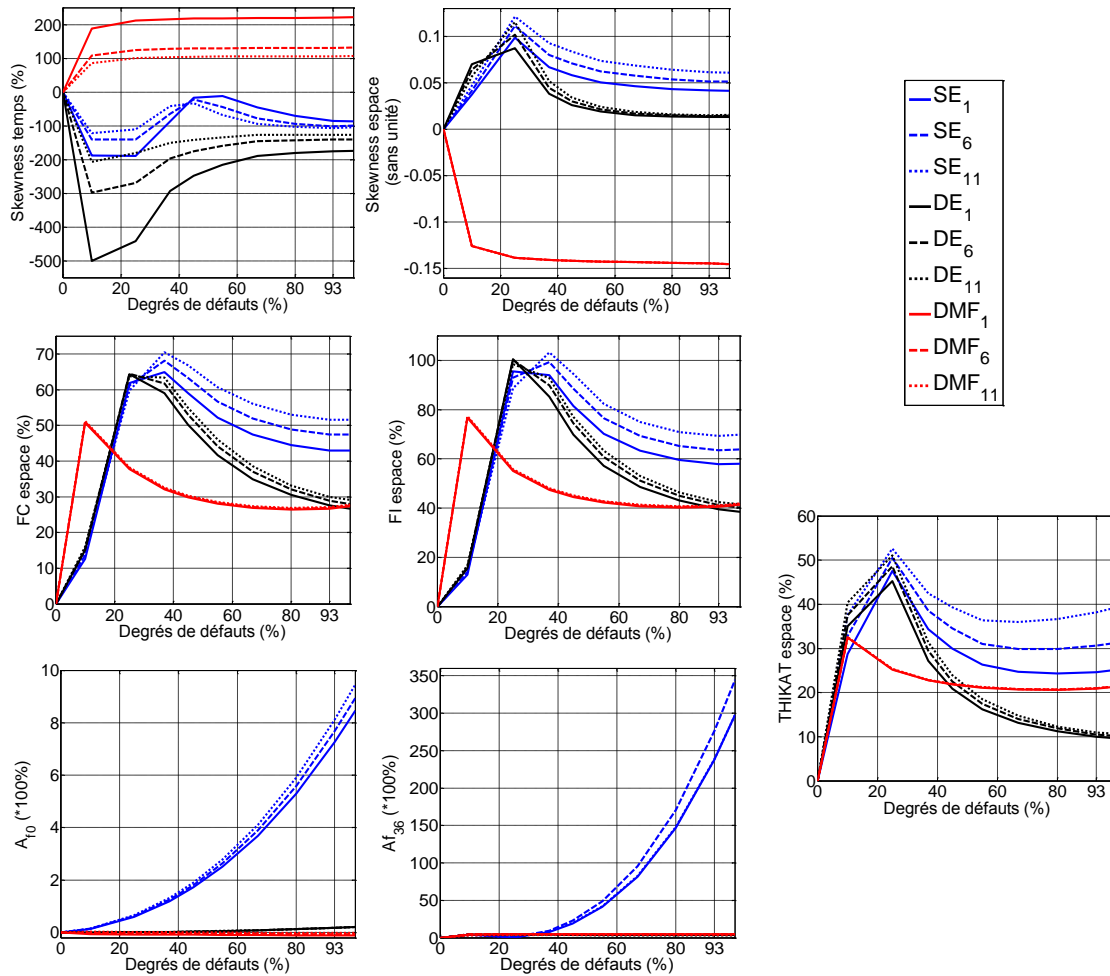


Figure IV.14. Évolutions des indicateurs de SE pour différentes valeurs de V_{dc}

La performance de l'approche de localisation est calculée, toujours par la formule (IV.11), pour cet ensemble de données et présentée dans le tableau IV.7. A partir de ce dernier, on peut constater que l'incertitude sur la valeur de V_{dc} dégrade plus significativement les probabilités de bonne localisation des défauts SE et DE, que le niveau de bruit ou bien la variation de la température, alors que celles des cas sain et du défaut DMF restent toujours inchangées.

Tableau IV.7. Test de performance de l'approche de diagnostic vis-à-vis de V_{dc}

Cas de fonctionnement	Probabilité de bonne localisation Ψ (%)	
	Ensemble de seuillage	Vis-à-vis de V_{dc}
sain	97,14	97,14
SE (f_1)	99,13	84,42
DE (f_2)	94,29	81,02
DMF (f_3)	100	100

Dans la partie suivante, une approche neuronale de diagnostic sera développée et puis testée sa robustesse et son adaptabilité, en utilisant les mêmes ensembles de seuillage et de test.

IV.3. Diagnostic de défauts simples par les réseaux de neurones

Précédemment, une méthode de diagnostic utilisant les tests statistiques et la table de signatures a été présentée. Dans cette partie, nous allons considérer une autre approche, pour la localisation de défauts, par un banc de réseaux de neurones artificiels, en particulier les Perceptrons Multi-Couches (PMC). En effet, ce banc, illustré par la figure IV.15, est constitué de trois réseaux tel que chacun est à une entrée et une sortie binaire et destiné à la localisation d'un seul défaut.

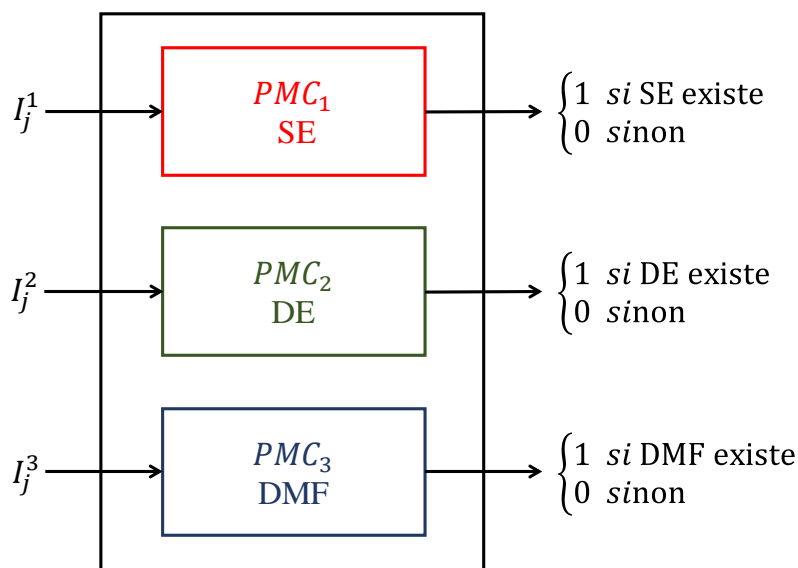


Figure IV.15. Banc de réseaux de neurones pour la localisation de défauts

Nous rappelons tout d'abord le modèle mathématique d'un neurone artificiel, par la suite nous nous intéressons à la structure détaillée d'un PMC et à son apprentissage supervisé en particulier. Enfin, les réseaux de neurones intégrés dans notre travail seront présentés et puis testé par les mêmes ensembles de test utilisés précédemment dans la partie (IV.2).

IV.3.1. Modèle d'un neurone artificiel

Le modèle mathématique d'un neurone artificiel, ou bien *perceptron*, est illustré dans la figure IV.16.

Un neurone est entièrement constitué d'un intégrateur Σ et d'une fonction d'activation f . La sortie n de l'intégrateur correspond à la somme des N entrées $\{E_i\}_{1\dots N}$ pondérés par les N coefficients synaptiques $\{w_{1,i}\}_{1\dots N}$ du neurone moins son biais b , comme exprimé par (IV.12). En général, le biais b et le résultat n de l'intégrateur sont nommés respectivement le seuil et le niveau d'activation du neurone.

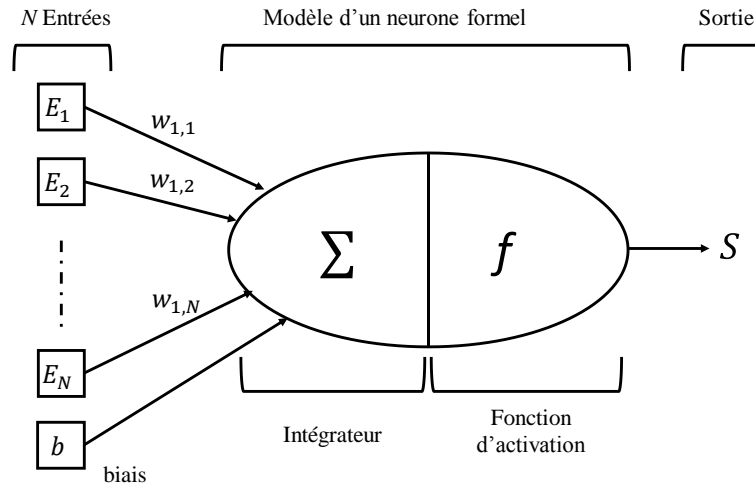


Figure IV.16. *Modèle d'un neurone artificiel*

$$n = \sum_{i=1}^N w_{1,i}E_i - b = (w_{1,1}E_1 + \dots + w_{1,N}E_N) - b \quad (\text{IV.12})$$

La sortie S du neurone est produite par la fonction d'activation f_a appliquée à la sortie n de l'intégrateur comme formulé par l'équation (IV.13), avec $W = [w_{1,i} \dots w_{1,N}]^T$ et $E = [E_1 \dots E_N]^T$ sont respectivement les vecteurs de poids et d'entrées du neurone.

$$S = f_a(n) = f_a(W^T E - b) \quad (\text{IV.13})$$

Pour le neurone d'origine modélisé par McCulloch et Pitts en 1943, la fonction d'activation f_a typiquement utilisée était celle de Heaviside formulée par (IV.14).

$$f_a(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

En revanche, la plupart des neurones formels sont des variantes du neurone original et qui utilisent d'autres fonctions d'activation telles que la sigmoïde généralisée et la tangente hyperbolique exprimées respectivement par (IV.15) et (IV.16). En effet, la sigmoïde est une fonction non polynomiale et indéfiniment continûment dérivable ce qui la rend intéressante comme une fonction d'activation pour un apprentissage par rétropropagation du gradient.

$$f_a(x) = \frac{1}{1 + \exp(-cx)} \quad (\text{IV.15})$$

$$f_a(x) = 1 - \frac{2}{\exp(2x) + 1} \quad (\text{IV.16})$$

Pour des problèmes de classification, la recherche bibliographique suggère l'adoption d'un PMC, surtout dans les cas de classes non-linéairement séparables, avec un apprentissage par l'algorithme de rétropropagation du gradient et qui seront détaillés dans la partie suivante.

IV.3.2. Le Perceptron Multi-Couches

IV.3.2.1. Concepts et définitions

Un PMC est un assemblage de neurones disposés dans plusieurs couches tel que chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante, comme illustré dans la figure IV.17. Les neurones d'une même couche ne sont pas de connectés entre eux et toutes les connexions sont unidirectionnelles de la gauche vers la droite, autrement dit de l'entrée vers la sortie.

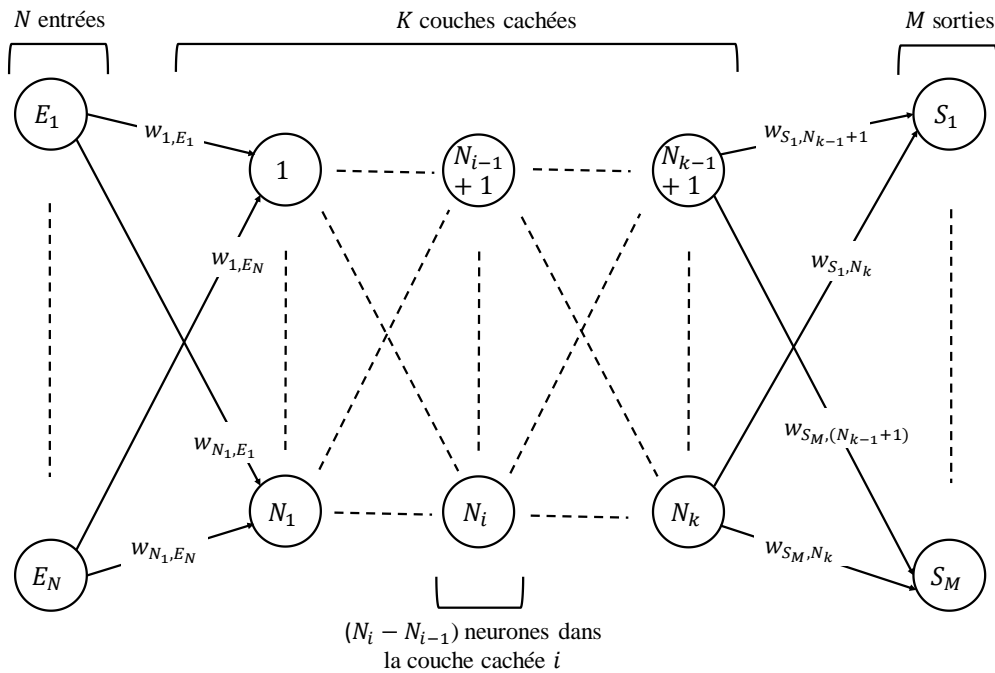


Figure IV.17. Représentation d'un Perceptron Multi-Couches

Pour un cas général, un PMC est composé d'une couche d'entrée $\{E_1 \dots E_N\}$, k couches cachées de $(N_i - N_{i-1})$ neurones dans la couche i et une couche de sortie $\{S_1 \dots S_M\}$. Dans un problème de classification, les nombres des entrées N et des sorties M sont en général fixés en fonction des dimensions des ensembles d'indicateurs et de classes considérés respectivement. La valeur de la sortie v_j^i d'un neurone j sur une couche cachée i est calculée par (IV.17).

$$v_j^i = f_j^i \left(\left(\sum_{m=(N_{i-2}+1)}^{N_{i-1}} w_{j,m}^i v_m^{i-1} \right) - b_m^{i-1} \right) \quad (IV.17)$$

où $w_{j,m}^i$ est le poids de la connexion entre les neurones j de la couche cachée i et m de la couche cachée $(i - 1)$, v_m^{i-1} et b_m^{i-1} sont la sortie et le biais du neurone m de la couche cachée $(i - 1)$ et f_j^i est la fonction d'activation du neurone j de la couche cachée i . Pour la première

couche cachée qui correspond à $i = 1$, la sortie v_m^{i-1} est égale à l'entrée E_m du réseau pour $m \in \{1, \dots, N\}$. Finalement, la sortie S_h du PMC pour $h \in \{1, \dots, M\}$ est exprimée par (IV.18).

$$S_h = f_h \left(\left(\sum_{m=(N_{k-1}+1)}^{N_k} w_{h,m} v_m^k \right) - b_m^k \right) \quad (\text{IV.18})$$

Notons que pour un PMC, toutes les fonctions d'activation sont du type fonction à seuil, qui doivent toujours être non-linéaires sur ses couches cachées (f_j^i) mais pourront être linéaires ou non-linéaires sur sa couche de sortie (f_h) selon le type d'application.

IV.3.2.2. Apprentissage par l'algorithme de rétropropagation du gradient

L'application d'un algorithme d'apprentissage est une étape primordiale pour adapter les paramètres, soient les poids synaptiques $w_{j,m}^i$ et les biais b_j^i , du réseau neuronal. L'ajustement supervisé de ces paramètres se fait directement en minimisant une fonction d'erreur, qui est la différence entre la sortie cible et la sortie générée par le réseau pour une base d'exemples.

Les fonctions d'erreurs quadratiques partielles e^l pour une donnée d'entrée l et globale e du PMC sont définies respectivement par (IV.19) et (IV.20), où y_h^l et S_h^l sont respectivement les sorties réelle et désirée du réseau pour cette donnée.

$$e^l = \frac{1}{2} \left(\sum_{h=1}^M (y_h^l - S_h^l)^2 \right) \quad (\text{IV.19})$$

$$e = \sum_l e^l \quad (\text{IV.20})$$

L'approche la plus simple pour minimiser l'erreur globale du réseau est la méthode de la descente du gradient, telles que les valeurs des coefficients $w_{j,m}^i$ et des biais b_j^i sont modifiées à chaque itération t selon les expressions (IV.21) et (IV.22) respectivement.

$$\Delta w_{j,m}^i(t) = -\eta \frac{\partial e}{\partial w_{j,m}^i} = -\eta \sum_l \frac{\partial e^l}{\partial w_{j,m}^i} \quad (\text{IV.21})$$

$$\Delta b_j^i(t) = -\eta \frac{\partial e}{\partial b_j^i} = -\eta \sum_l \frac{\partial e^l}{\partial b_j^i} \quad (\text{IV.22})$$

où η représente le taux d'apprentissage. Malgré sa simplicité, cette approche est peu employée en pratique à cause de ses nombreux inconvénients tels que : sa faible vitesse de convergence, son comportement zigzag et la présence des minima locaux dans la fonction d'erreur. Pour alléger ces limitations, d'autres méthodes de minimisation peuvent être appliquées. Parmi ces

méthodes, celle de Levenberg-Marquardt est considérée comme la plus performante pour les applications de classification en raison de sa rapidité et ses meilleurs résultats.

Dans la littérature, il existe plusieurs critères d'arrêt d'apprentissage qui peuvent être utilisés avec l'algorithme de rétropropagation du gradient. Les trois critères les plus communs sont les suivants :

- Fixer un nombre maximum d'itérations, ce qui limite effectivement la durée d'apprentissage et évite la divergence de l'algorithme au cas d'un minimum local,
- Choisir une borne inférieure de l'erreur quadratique moyenne, ce qui garantit que l'indice de performance a atteint son objectif et le PMC a bien appris,
- Définir une limite pour la vitesse de progression de l'apprentissage, c.-à-d. qu'il faut arrêter lorsque l'erreur quadratique ou bien les paramètres du réseau ne changent pas assez après une nouvelle itération.

En général, deux ou même les trois critères peuvent être combinés ensemble dans la phase d'apprentissage. Par ailleurs, dans quelques cas un autre ensemble dit de test peut aussi être utilisé pour entraîner le réseau, avec celui de l'apprentissage, pour éviter le phénomène de sur-apprentissage. En effet, l'indice de performance sera calculé indépendamment sur les deux ensembles et l'algorithme s'arrête lorsque l'indice de test se détériore pendant plusieurs itérations alors qu'il s'améliore pour l'ensemble d'entraînement

IV.3.3. Configuration et paramétrage du PMC

La complexité du réseau de neurones dépend fortement des dimensions des vecteurs en entrée et en sortie. Pour cette raison, nous avons proposé de développer plusieurs réseaux de neurones, tel que chacun sera spécialisé pour détecter un type de défaut. Ainsi, dans cette partie, trois réseaux de neurones seront configurés, où le nombre d'entrées N de chacun est égal à un et les sorties sont binaires de dimension unitaire.

Pour paramétrer un réseau de neurones, il faut tout d'abord choisir le nombre total de couches ainsi que le nombre de neurones dans chacune d'elles. Comme noté ci-dessus, les nombres de neurones dans les couches d'entrées et de sorties sont définis par avance selon les données du problème. Par contre, il n'existe pas une règle théorique pour déterminer les nombres optimaux de couches cachées et de neurones dans chacune d'elles. Pour cette raison, une étude sera effectuée dans les deux sections suivantes en simulant plusieurs tailles du réseau, pour les mêmes dimensions d'entrée et de sortie, afin de déterminer la configuration présentant la meilleure performance.

IV.3.3.1. Détermination du nombre optimal de couches cachées

Pour cette étude, nous allons considérer trois réseaux de neurones de type PMC pour détecter les défauts de types SE, DE et DMF. Pour le réseau i , nous allons sélectionner l'indicateur le

plus pertinent au défaut f_i comme une variable d'entrée et puis définir une seule sortie binaire S^i qui représente la classe correspondante : $\begin{cases} = 1 & \text{si } f_i \text{ existe} \\ = 0 & \text{sinon} \end{cases}$.

Pour les trois types de défaut, nous avons choisi l'indicateur $Skew_X^t \{I_3^1, I_2^2, I_4^3\}$ puisqu'il a donné la meilleure performance pour un test statistique, selon le tableau IV.3. Les restes des indicateurs pertinents seront considérés par la suite après la détermination des configurations les plus performantes des PMC.

En fixant les paramètres ci-dessus, le nombre des couches cachées de chaque réseau est varié de 1 jusqu'à 5 tout en considérant 5 neurones dans chaque couche cachée. Les résultats de cette étude, réalisée en utilisant les deux ensembles de données de la partie (IV.2.3.1), sont présentés dans le tableau IV.8. La performance de chaque PMC est évaluée selon l'expression (IV.23), avec $mse(PMC)$ est son erreur quadratique moyenne calculé par une fonction Matlab prédéfinie.

$$perf(\%) = (1 - mse(PMC)) * 100 \quad (IV.23)$$

Tableau IV.8. Etude de l'effet du nombre de couches cachées sur la performance du réseau

Nombre de couches cachées	<i>perf</i> (%)					
	<i>PMC</i> ₁		<i>PMC</i> ₂		<i>PMC</i> ₃	
	Ensemble 1	Ensemble 2	Ensemble 1	Ensemble 2	Ensemble 1	Ensemble 2
1	98,64	94,4	98,64	93,49	100	99,99
2	98,73	94,09	98,92	93,74	100	100
3	98,61	93,21	98,59	93,41	100	100
4	96,8	93,18	98,57	93,38	100	100
5	97,5	93,13	98,7	93,51	100	100

Comme montré dans ce tableau, un réseau de neurones de 1 à 3 couches cachées donne les meilleures performances, avec des différences négligeables, pour le cas SE en utilisant les deux ensembles de test. Ainsi et pour des raisons de simplicité, un réseau à une seule couche cachée sera retenu pour ce type de défaut.

Pour les défauts de types DE et DMF, l'efficacité du réseau de neurones est pratiquement insensible au nombre de couches cachées pour les deux ensembles de test. D'où, un réseau de neurone à une couche cachée sera aussi retenu pour chacun de ces deux défauts.

IV.3.3.2. Détermination du nombre optimal de neurones cachés

Dans cette partie, les nombres de variables d'entrées et de sorties et le nombre de couches cachées sont fixées. La performance du réseau développé est étudiée en variant le nombre des neurones dans chaque couche cachée.

Nous avons considéré les mêmes entrées pour les cas de type SE, DE et DMF précédemment utilisés dans la partie (IV.3.3.1). Pour des PMC à une seule couche cachée pour les trois types de défauts, on a fait varier le nombre de neurones jusqu'à 10 pour étudier la performance du réseau. Les résultats calculés par (IV.23) sont présentés dans le tableau IV.9.

Tableau IV.9. Performance du réseau en fonction du nombre de neurones dans la couche cachée

Nombre de neurones dans la couche cachée	<i>perf</i> (%)					
	<i>PMC</i> ₁		<i>PMC</i> ₂		<i>PMC</i> ₃	
	Ensemble 1	Ensemble 2	Ensemble 1	Ensemble 2	Ensemble 1	Ensemble 2
1	87,07	86,55	98,65	93,49	100	100
2	98,25	93,22	98,6	93,44	100	100
3	98,43	93,18	98,73	93,59	100	100
4	98,31	93,2	98,58	93,42	100	100
5	98,35	93,22	98,63	93,48	100	99,99
6	98,37	93,21	98,68	93,48	100	99,99
7	98,22	93,18	98,59	93,44	100	100
8	98,5	93,56	98,59	93,44	100	100
9	98,15	93,25	99,37	94,73	100	99,99
10	98,13	93,24	98,61	93,34	100	100

D'une part, cette étude comparative montre que tous les réseaux de plus qu'un neurone dans la seule couche cachée donnent des résultats semblables pour le cas de défaut SE. Dans notre travail, un PMC à 8 neurones cachés sera utilisé pour obtenir des performances légèrement meilleures, par rapport aux autres, pour les deux ensembles de test. D'une autre part, l'efficacité du PMC pour le défaut DE dépend légèrement du nombre de neurones dans la couche cachée. En revanche, celui ayant 9 neurones présente la meilleure performance pour les deux ensembles de test et sera par la suite adopté pour ce défaut dans la partie suivante.

Finalement, pour le défaut DMF, un réseau de neurones à une couche cachée donne des excellentes performances égales à 100% indépendamment du nombre de neurones dans cette

couche. Ainsi, pour des raisons de simplicité, un réseau à un neurone dans la couche cachée sera retenu pour les indicateurs pertinents de ce défaut.

IV.3.3.3. Configuration performante retenue des PMC

La configuration présentant les meilleures capacités, et qui sera retenue pour les différents PMC par la suite, est la suivante :

- Le réseau est composé d'une couche d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie.
- Le nombre de neurones par couche :
 - Couche d'entrée : un seul neurone en considérant un seul indicateur pertinent du défaut f_i dans chaque réseau.
 - Couche cachée : 8 neurones pour le défaut SE, 9 neurones pour le défaut DE et 1 neurone pour le défaut DMF.
 - Couche de sortie : une seule sortie binaire égale à un dans le cas de présence du défaut f_i , sinon elle est nulle.
- Les fonctions d'activation des neurones sur les couches cachées et de sortie sont de types : log-sigmoïde et linéaire respectivement.
- L'apprentissage est effectué par l'algorithme de rétropropagation du gradient et l'erreur quadratique est minimisée par celui de Levenberg-Marquardt.
- Les critères d'arrêt de l'apprentissage sont :
 - Nombre maximum d'itérations = 1000
 - Erreur quadratique moyenne MSE = 10^{-6}
 - Gradient minimum = 10^{-10}

IV.3.4. Développement des différents PMC

La configuration, présentée ci-dessus et illustrée dans la figure IV.18, est celle retenue pour les différentes variables d'entrée et chacun des trois types de défauts considérés. Le but de cette partie est d'étudier la capacité de chaque indicateur pertinent de détecter seul le type de défaut correspondant. Pour ce faire, un PMC est développé pour chaque défaut f_i , en considérant à l'entrée l'indicateur I_j^i et en utilisant le même ensemble d'apprentissage de la partie (IV.2.1). La performance du réseau est par la suite évaluée pour cet ensemble en utilisant la formule (IV.23) et les résultats sont présentés dans le tableau IV.10.

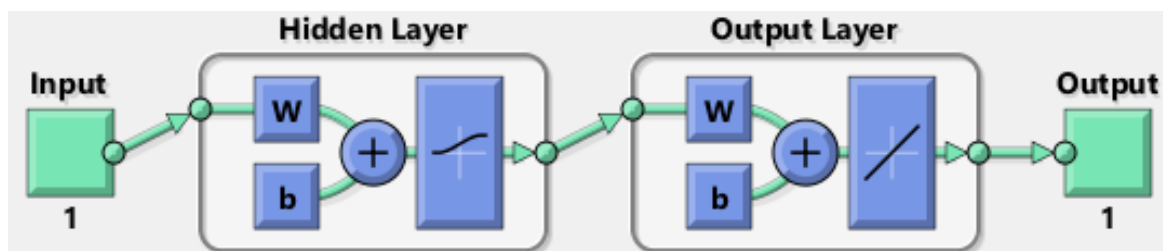


Figure IV.18. Configuration retenue du PMC

Tableau IV.10. Performances des différents PMC pour les ensembles d'apprentissage

Réseau	Entrée I_j^i		$perf(\%)$
PMC_1	A_{f0}	(I_1^1)	98,23
	A_{f36}	(I_2^1)	98,15
	$Skew_X^t$	(I_3^1)	99,97
	$Skew_X^\theta$	(I_4^1)	95,84
	FC_X^θ	(I_5^1)	95,28
	FI_X^θ	(I_6^1)	98,31
	$THIKAT_X^\theta$	(I_7^1)	99,8
PMC_2	A_{f1}	(I_1^2)	99,97
	$Skew_X^t$	(I_2^2)	99,82
	FC_X^t	(I_3^2)	98,51
	FI_X^t	(I_4^2)	99,52
	$Skew_X^\theta$	(I_5^2)	96,95
PMC_3	A_{f3}	(I_1^3)	94,8
	A_{f4}	(I_2^3)	97,46
	A_{h4}	(I_3^3)	97,46
	$Skew_X^t$	(I_4^3)	100
	$Skew_X^\theta$	(I_5^3)	100

Comme le montre ce tableau, tous les réseaux de neurones développés donnent de très bonnes performances, plus ou moins sensibles au choix de l'indicateur à l'entrée, avec l'ensemble d'apprentissage pour les différents types de défauts. Ces performances seront évaluées par la suite pour des niveaux de bruit plus importants et aussi vis-à-vis du changement de la température de la machine et les incertitudes de la valeur de la tension V_{dc} .

IV.3.5. Test des différents PMC développés

Les différents PMC sont testés dans cette partie par les mêmes ensembles de test utilisés dans la partie (IV.2.3IV.2.3.1). Les performances des réseaux, calculées par la formule (IV.23),

testées vis-à-vis du niveau de bruit sont présentées dans le tableau IV.11 et celles testées vis-à-vis du changement de la température et de l'incertitude liée à la valeur de V_{dc} sont données dans le tableau IV.12.

Tableau IV.11. Test de performances des PMC vis-à-vis du niveau de bruit

Réseau	I_j^i	perf (%)		
		Ensemble d'apprentissage	Vis-à-vis du bruit	
			Ensemble 1	Ensemble 2
PMC_1	I_1^1	98,23	98,23	98,21
	I_2^1	98,15	97,51	88,01
	I_3^1	99,97	98,95	94,34
	I_4^1	95,84	95,62	95,04
	I_5^1	95,28	88,22	53,09
	I_6^1	98,31	81,86	60,14
	I_7^1	99,8	96,48	81,78
PMC_2	I_1^2	99,97	99,33	97,26
	I_2^2	99,82	99,21	97,45
	I_3^2	98,51	83,05	29,8
	I_4^2	99,52	78,92	42,79
	I_5^2	96,95	94,45	91,44
PMC_3	I_1^3	94,8	94,8	94,79
	I_2^3	97,46	96,84	94,42
	I_3^3	97,46	96,86	94,45
	I_4^3	100	100	100
	I_5^3	100	100	99,96

Tableau IV.12. Test de performances des PMC vis-à-vis de la température et de V_{dc}

Réseau	I_j^i	perf (%)		
		Ensemble d'apprentissage	Vis-à-vis de la température	Vis-à-vis de V_d

PMC_1	I_1^1	98,23	96,58	85,32
	I_2^1	98,15	91,93	91,96
	I_3^1	99,97	91,47	93,27
	I_4^1	95,84	92,74	91,85
	I_5^1	95,28	79,08	79,9
	I_6^1	98,31	82,88	82,81
	I_7^1	99,8	80,56	79,41
PMC_2	I_1^2	99,97	77,14	77,14
	I_2^2	99,82	93,17	94,51
	I_3^2	98,51	84,04	97,18
	I_4^2	99,52	86,28	95,33
	I_5^2	96,95	91,65	91,54
PMC_3	I_1^3	94,8	94,96	94,83
	I_2^3	97,46	98,95	99,45
	I_3^3	97,46	73,98	72,5
	I_4^3	100	100	99,99
	I_5^3	100	100	99,99

L'étude comparative, présentée dans le tableau IV.11, montre que les performances des réseaux sont plus ou moins sensibles au choix de l'indicateur, qui se présente à son entrée, vis-à-vis du niveau de bruit. Pour le défaut SE, les indicateurs $\{A_{f_0}(I_1^1), Skew_X^t(I_3^1), Skew_X^\theta(I_4^1)\}$ présentent des meilleures capacités de détection supérieure à 95% même pour un niveau de bruit plus important. Par ailleurs, les indicateurs du défaut DE sont plus sensibles aux données avec un niveau de bruit plus important. En effet, $\{A_{f_1}(I_1^2), Skew_X^t(I_2^2)\}$ sont ceux qui offrent des meilleures performances avec les deux ensembles de test. Finalement, on peut noter que la détection du DMF par le PMC est aussi dépendante du choix de l'indicateur à l'entrée du réseau, tout en gardant une très bonne performance dépassant les 94%. En particulier, $\{Skew_X^t(I_4^3), Skew_X^\theta(I_5^3)\}$ sont les plus pertinents, avec une excellente performance de 100%, pour isoler ce défaut même pour un ensemble avec un SNR moins important.

A partir du tableau IV.12, on peut constater que les performances des réseaux sont sensibles à l'échauffement de la machine ainsi qu'à l'incertitude liée à V_{dc} . De chaque ensemble d'indicateurs, on choisit ceux qui présentent les meilleures adaptabilité et robustesse vis-à-vis

de ces deux paramètres. D'où, les ensembles d'indicateurs $\{Skew_X^t(I_3^1), Skew_X^\theta(I_4^1)\}$, $\{Skew_X^t(I_2^2), Skew_X^\theta(I_5^2)\}$ et $\{Skew_X^t(I_4^3), Skew_X^\theta(I_5^3)\}$ sont sélectionnés pour les défauts SE, DE et DMF respectivement.

En combinant les résultats des deux tableaux, on peut conclure que les réseaux de neurones développés pour le diagnostic de défauts SE, DE et DMF ayant comme entrées les indicateurs : $\{Skew_X^t(I_3^1)\}$ ou $\{Skew_X^\theta(I_4^1)\}$, $\{Skew_X^t(I_2^2)\}$ et $\{Skew_X^t(I_4^3)\}$ ou $\{Skew_X^\theta(I_5^3)\}$ respectivement possèdent les meilleures performances de localisation vis-à-vis du bruit, de la variation de la température et de l'incertitude liée à la valeur de V_{dc} .

IV.4. Comparaison de performances des deux méthodes de diagnostic

Le but de cette partie est de comparer les performances des deux méthodes de diagnostic développées dans les parties (IV.2) et (IV.3) en utilisant les mêmes ensembles de seuillage (apprentissage) et de test. Concernant les réseaux de neurones, nous considérons les cas de réseaux les plus performants ayant les entrées : $\{Skew_X^t(I_3^1)\}$, $\{Skew_X^t(I_2^2)\}$ et $\{Skew_X^t(I_4^3)\}$ pour les défauts SE, DE et DMF respectivement.

La comparaison de performances de localisation de la table de signatures B et des réseaux de neurones avec les entrées sélectionnés dans la partie (IV.3) est présentée dans le tableau IV.13.

Tableau IV.13. Comparaison de performance des deux approches proposées

	Approche statistique			Approche par réseau de neurones		
	SE	DE	DMF	PMC_1	PMC_2	PMC_3
Ensemble de seuillage	99,13	94,29	100	99,97	99,82	100
Vis-à-vis du bruit	98,21	93,73	100	98,95	99,21	100
	97,86	93,28	100	94,43	97,45	100
Vis-à-vis de la température	95,63	92,44	100	91,47	93,17	100
Vis-à-vis de la valeur de V_{dc}	84,42	81,02	100	93,27	94,51	99,99

En analysant ce tableau, on peut constater que la méthode neuronale présente généralement des meilleures capacités de localisation de tous les défauts par rapport à l'approche basée sur le seuillage, sauf pour le cas de défaut SE avec le changement de la température et le niveau de

bruit. En effet, les réseaux de neurones développés pour localiser les défauts DE et DMF, avec $Skew_X^t$ à leurs entrées, sont plus robustes vis-à-vis du bruit et de l'incertitude de V_{dc} et plus adaptables à la variation de la température que l'approche statistique utilisant la table de signatures avec une performance supérieure à 93%.

Toutefois, pour le défaut SE, son réseau PMC développé avec une entrée $Skew_X^t$ perd sa capacité de localisation plus significativement que la première approche pour un niveau de bruit plus important. En outre, cette dernière présente une meilleure robustesse (95,63%) par rapport au réseau de neurones (91,47%) vis-à-vis de la température.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé au développement d'une approche de diagnostic de défauts simples, basée sur l'ensemble des indicateurs pertinents extraits des signaux vibratoires dans le chapitre précédent. Pour ce faire, deux approches ont été considérées : la première est basée sur les tests statistiques et la table de signatures alors que la deuxième est une approche neuronale à base des PMC.

Dans la première approche, les seuils des différents indicateurs de défauts ont été calculés tout en fixant une probabilité de fausse alarme et puis le principe de table de signatures a été inspiré des approches de diagnostic à base de modèle pour la phase de localisation. Concernant la deuxième approche, un banc de trois réseaux de neurones, à une entrée et une sortie chacun, a été développé afin de localiser les trois défauts étudiés. Chacun de ces réseaux donne une sortie « 1 » si son défaut associé existe et une sortie « 0 » sinon. Ces deux approches ont été construites en utilisant les mêmes ensembles de seuillage/apprentissage.

Par la suite, nous avons focalisé sur l'étude de performances, en termes de robustesse et d'adaptabilité, de ces deux approches vis-à-vis de plusieurs paramètres. Pour la robustesse, nous avons testé la capacité de chaque approche à localiser les défauts indépendamment du niveau de bruit des signaux ainsi que l'incertitude liée à la tension du bus continu V_{dc} . De plus, on a considéré l'échauffement de la machine, pas pour le but de la conception, mais afin de tester l'adaptabilité des approches proposées vis-à-vis des conditions de températures du bobinage et des aimants.

Enfin, nous avons terminé ce chapitre par une comparaison des performances de ces deux approches pour les ensembles de seuillage/apprentissage ainsi que pour les ensembles de test. Comme on a pu conclure, le banc de réseaux de neurones donne en général des meilleures performances par rapport à celles du test statistique, sauf pour quelques exceptions du cas SE pour lesquelles la première approche présente des meilleures capacités de localisation.

Conclusion générale et perspectives

Le travail mené dans cette thèse a été consacré au diagnostic de défauts magnétiques (démagnétisation) et mécaniques (excentricité statique et dynamique) des machines synchrones à aimants permanents par exploitation des signaux vibratoires d'origine électromagnétique.

Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à une modélisation analytique multiphysique de la machine, dédiée au diagnostic, exprimée dans le repère fixe triphasé lié au stator et tenant compte de ses différents aspects allant de la commande jusqu'à la génération des signaux vibratoires. Des modèles analytiques de défauts (court-circuits inter-spines monophasé, d'excentricité et de démagnétisation) ont été aussi proposés afin de les intégrer dans celui de la machine et de comprendre leurs effets sur son comportement. L'intérêt majeur d'un tel modèle flexible est le fait qu'il autorise de changer les caractéristiques physiques et topologiques afin de simuler virtuellement, avec un temps de calcul relativement court, son comportement sain ou en présence de divers défauts. Des modèles numériques des parties magnétique et mécanique de la machine ainsi que du défaut de démagnétisation ont été aussi développés afin de les confronter aux analytiques. Les modèles analytiques ont été développés sous Matlab/Simulink alors que les numériques sous Matlab et Ansys.

Les impacts des défauts ont été analysés en second lieu dans les représentations temporelle et spatiale du signal vibratoire et leurs transformées de Fourier. Les pertinences de l'ensemble des indicateurs, en termes de détection et de localisation, ont été étudiées en fonction du type et de la gravité de défauts. Cette analyse a permis de classer les indicateurs en trois grandes classes : non-pertinent, pertinent pour la détection ou pour la localisation d'un défaut bien défini. Cette analyse a été réalisée pour le cas de défauts simples, de toute sévérité (pour ε allant de 0% à 100%) ou juste à leurs états précoces (pour ε limitée entre 0% et 27%), et aussi pour le cas de coexistence de deux types de défauts à la fois. Les résultats de cette étude ont été écrits sous une forme structurée, en se servant du principe de table de signatures.

En dernière phase, les indicateurs pertinents présélectionnés ont été utilisés comme des entrées à des méthodes automatiques de prise de décision pour la localisation de défauts simples : une utilisant les tests statistiques et la table de signatures et une deuxième reposant sur un banc de trois réseaux neuronaux. Les performances de ces approches ont été finalement testées, par des données issues du modèle analytique, vis-à-vis de plusieurs paramètres : le rapport signal-sur-bruit, l'échauffement de la machine et la variation de la valeur de la tension continue. Les résultats de simulation obtenus ont montré que les incertitudes liées à la valeur de la tension continue affectent plus significativement les performances des approches de diagnostic que le niveau de bruit ou la variation de la température.

Les perspectives envisageables à ce travail sont nombreuses et peuvent porter sur : la modélisation de la machine et de défauts et même sur la simulation des différents natures et types de défauts et d'autres modes de fonctionnement de la machine.

Du point de vue modélisation, nous avons proposé des modèles analytiques de la machine et de défauts de court-circuit, d'excentricité (statique et dynamique) et de démagnétisation, et quelques-uns ont été confrontés aux éléments finis. D'où, il sera intéressant de :

- Modéliser le reste des parties du modèle analytique de la machine, en considérant la réaction de l'induit au stator ainsi que les autres types de défauts tels que l'excentricité et le court-circuit inter-spores, par des méthodes numériques.
- Considérer les influences inter-défauts dans la modélisation, comme par exemple : la possibilité qu'un défaut de court-circuit inter-spores au stator entraîne une démagnétisation partielle ou complète au rotor en raison de la variation de la réaction de l'induit.
- Simuler plusieurs scénarii d'un même défaut, par exemple pour la démagnétisation on peut considérer différents emplacements et orientations de cette perte d'aimantation dans un même pôle rotorique.
- Améliorer la précision du modèle analytique de la machine, en réduisant le niveau des hypothèses simplificatrices telles que : la linéarité des matériaux, la forme des encoches statoriques...
- Considérer la commande par la Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) ou bien Pulse Width Modulation (PWM) de l'onduleur alimentant les phases statoriques afin de prendre compte de ses harmoniques de temps dans le modèle de la machine.
- Valider les modèles analytiques et numériques développés pour la MSAP et les défauts par des mesures expérimentales issues d'un banc réel adapté au diagnostic.

Concernant la partie d'analyse des impacts de défauts, nous avons focalisé sur les cas d'excentricité et de démagnétisation, qui apparaissent dans la machine à l'instant 0 et ayant des niveaux constants de criticité en fonction du temps. Pour le mode de fonctionnement de la machine, nous avons supposé un régime permanent à vitesse constante. En outre, les ensembles de données d'apprentissage et de test sont générés uniquement par des modèles analytiques. Cela permet d'envisager plusieurs suites à ce travail, parmi lesquelles on peut citer :

- La validation des performances de la technique de localisation de défauts simples par des données issues d'un modèle numérique ou d'un banc de test réel.
- La simulation de défauts évolutifs qui apparaissent dans la machine quand elle est en marche et dont les gravités évoluent en fonction du temps. Cela changera les natures de signaux vibratoires analysés et par la suite les outils de traitement adoptés.
- La simulation des régimes de fonctionnement non-stationnaires de la machine, tels que les régimes à vitesses variables (« run-up » et « run-down »). Dans ces modes de fonctionnement, les outils de traitement déjà appliqués présentent des limitations et donc on doit faire recours à des techniques plus avancées (temps-fréquence, cyclostationnaire).
- Dans l'analyse réalisée dans ce travail, nous avons constaté que la pertinence des différents indicateurs extraits a changé quand nous avons considéré les combinaisons des deux défauts simples. D'où, il sera intéressant de proposer une approche de localisation de défauts en considérant leurs cas combinés.

Bibliographie

- [1] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Multiphysical Modeling for fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE International Conference on Industrial Technology-ICIT'15*, 2015, pp. 350–354.
- [2] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Feature extraction for vibration-based fault detection in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *3rd International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering-TAECE*, 2015, pp. 163–168.
- [3] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Fault Detection and Isolation for Permanent Magnet Synchronous Machines," in *22nd International Congress on Sound and Vibration-ICSV22*, 2015, no. July, pp. 12–16.
- [4] K. Alameh, N. Cité, G. Hoblos, and G. Barakat, "Vibration-based Fault Diagnosis Approach for Permanent Magnet Synchronous Motors," in *9th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes-SAFEPROCESS'15*, 2015, vol. 48, no. 21, pp. 1444–1450.
- [5] R. Ginzarly, K. Alameh, G. Hoblos, and N. Moubayed, "Numerical Versus Analytical Techniques for Healthy and Faulty Surface Permanent Magnet Machine," in *3rd International Conference on Electrical, Electronics, Computer Engineering and their Applications-EECEA*, 2016, pp. 83–87.
- [6] K. Alameh, R. Ginzarly, G. Hoblos, and G. Barakat, "Modeling Approach and Fault Index Analysis of a Voltage-Source Brushless DC Motor," in *3rd International Conference on Control and Fault-Tolerant Systems-SysTol'16*, 2016.
- [7] K. Alameh, G. Hoblos, and G. Barakat, "Statistical vibration-based fault diagnosis approach applied to brushless DC motors," in *10th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes-SAFEPROCESS'18*, 2018, p. soumis.
- [8] A. M. Bazzi, "Electric machines and energy storage technologies in EVs and HEVs for over a century," *Proc. 2013 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2013*, pp. 212–219, 2013.
- [9] M. M. Momenzadeh, A. F. Ahmed, and A. Tolba, "Modelling and Simulation of The BLDC Electric Drive System Using SIMULINK/MATLAB for a Hybrid Vehicle," Paderborn, Germany, 2014.
- [10] N. Bracikowski, "Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement.," École Centrale de Lille, 2012.
- [11] J. A. Farooq, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.
- [12] P. P. Acarnley and J. F. Watson, "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 352–362,

- 2006.
- [13] L. Chédot, “Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l’alternateur-démarrateur,” Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [14] M. Ezzat, “Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents,” Ecole Centrale de Nantes, 2011.
- [15] H. Bouker, “Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides,” Université Paris- Saclay, 2016.
- [16] Z. Wu, “Conception optimale d’un entraînement électrique pour la chaîne de traction d’un véhicule hybride électrique,” Université de Franche-Comté, 2012.
- [17] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, *Noise of polyphase electric motors*. 2006.
- [18] J. Saint-Michel, “Bobinage des machines tournantes à courant alternatif,” *Tech. l’Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 0–24, 2001.
- [19] D. Fodorean and M. Abdellatif, “Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP),” *Tech. l’ingénieur*, vol. 33, no. d3554, pp. 1–27, 2009.
- [20] A. M. EL-Refaie, “Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, 2010.
- [21] B. Saad, “Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande,” Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [22] M. Dai, A. Keyhani, and T. Sebastian, “Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 1, pp. 1–6, 2005.
- [23] L. Ben Hamouda, “Sur la synthèse de commandes prédictives tolérantes aux défauts à base de modèles T-S flous,” Ecole Nationale d’ingénieurs de Tunis et Université de Rouen, 2015.
- [24] A. Ait-Hammouda, “Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibro-accoustique de machines à courant alternatifs et à vitesses variables,” École Centrale de Lille, 2005.
- [25] S. Brisset, “Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques,” Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2007.
- [26] S. Salon, *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. Troy, New York, 1995.
- [27] B. Vaseghi, “Contribution à l’étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires : modélisation - Réduction du courant de défaut,” Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [28] M. Khov, “Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique,” Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [29] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, “2D Exact Analytical Model for Surface-Mounted

- Permanent Magnet,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 2, no. 2, pp. 1–15, 2011.
- [30] F. Martin, “Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses,” Université de Nantes, 2013.
- [31] A. Ceban, “Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques,” Université Lille de Nord de France, 2012.
- [32] H.-J. Shin, J.-Y. Choi, H.-I. Park, and S.-M. Jang, “Vibration Analysis and Measurements Through Prediction of Electromagnetic Vibration Sources of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Analytical Magnetic Field Calculations,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4219–4219, 2012.
- [33] M. F. Tsai, T. P. Quy, B. F. Wu, and C. S. Tseng, “Model construction and verification of a BLDC motor using MATLAB/SIMULINK and FPGA control,” in *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications-ICIEA*, 2011, pp. 1797–1802.
- [34] D.-H. Tran, “Conception Optimale Intégrée d’une chaîne éolienne ‘passive’: analyse de robustesse, validation expérimentale,” Institut National Polytechnique de Toulouse INPT, 2010.
- [35] J. Le Besnerais, “Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines – low-noise design rules and multi-objective optimisation,” Ecole Centrale de Lille, 2008.
- [36] A. Rezig, M. R. Mekideche, and A. Djerdir, “Impact of eccentricity and demagnetization faults on magnetic noise generation in brushless permanent magnet DC motors,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 356–363, 2011.
- [37] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, and P. Brochet, “Calcul du bruit acoustique d’une machine asynchrone à pas fractionnaire,” in *Électrotechnique du Futur*, 2007, pp. 1–8.
- [38] A. B. Proca, A. Keyhani, A. El-Antably, W. Lu, and M. Dai, “Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 3, pp. 386–391, 2003.
- [39] Z. Q. Zhu and D. Howe, “Electromagnetic noise radiated by brushless permanent magnet DC drives,” in *6th International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1993, pp. 606–611.
- [40] S. Yu and R. Tang, “Electromagnetic and mechanical characterizations of noise and vibration in permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1335–1338, 2006.
- [41] V. Lanfranchi, A. Ait-Hammouda, G. Friedrich, M. Hecquet, and A. Randria, “Vibratory and acoustic behavior of induction traction motors, machine design improvement,” *Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.*, vol. 2, no. c, pp. 843–848, 2006.
- [42] G. Barakat, T. El-Meslouhi, and B. Dakyo, “Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial flux permanent magnet synchronous machine,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 4 I, pp. 2803–2806, 2001.
- [43] G. Verez, “Contribution à l’étude des émissions vibro-acoustiques des machines

- électriques. Cas des machines synchrones à aimants dans un contexte automobile.,” Université du Havre, 2014.
- [44] J. Hallal, “Études des vibrations d’origine électromagnétique d’une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire,” Université de Technologie de Compiègne, 2014.
- [45] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, and E. Destobbeleer, “A Winding Function Theory Based Global Method for the Simulation of Faulty Induction Machines,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, 2003, vol. 1, pp. 297–303.
- [46] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, H. Henao, and G. a. Capolino, “Coupled magnetic circuit modeling of the stator windings faults of induction machines including saturation effect,” *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT '04*, vol. 1, pp. 148–153, 2004.
- [47] C. Lai, A. Balamurali, V. Bousaba, K. L. V. Iyer, and N. C. Kar, “Analysis of stator winding inter-turn short-circuit fault in interior and surface mounted permanent magnet traction machines,” in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo-ITEC*, 2014, pp. 1–6.
- [48] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, and M. J. Roshtkhari, “Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4727–4739, 2009.
- [49] S. Ghamrawi, O. Bennouna, and G. Hoblos, “Vibro-Acoustic Fault Detection and Diagnosis in Hybrid Electric Vehicle,” in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, no. May, pp. 13–17.
- [50] A. Ibrahim, “Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée,” Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2009.
- [51] M. Fakam, M. Hecquet, and V. Lanfranchi, “Étude vibro-acoustique de machines synchrones à aimants à bobinage dentaire,” in *Électrotechnique du Futur*, 2011, pp. 1–10.
- [52] R. Isermann and P. Ballé, “Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes,” *Control Eng. Pract.*, vol. 5, no. 5, pp. 709–719, May 1997.
- [53] D. Fragkoulis, “Détection et localisation des défauts provenant des capteurs et des actionneurs : application sur un système non linéaire.,” Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008.
- [54] N. Leboeuf, “Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spires : modélisation, détection de défauts inter-spires,” Université de Lorraine, 2012.
- [55] O. Ondel, “Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone,” École Centrale De Lyon, 2006.
- [56] G. Mirzaeva and K. Saad, “AC motor instrumentation and main air gap flux measurement for fault diagnostics,” *2013 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC 2013*, no. October,

- pp. 1–6, 2013.
- [57] A. H. Bonnett and C. Yung, “Increased efficiency versus increased reliability,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [58] R. Romary *et al.*, “Diagnostic de machines électriques par analyse du champ magnétique de dispersion : Nouvelles tendances en conception de machines électriques,” *Rev. l'électricité l'électronique REE*, vol. 11, pp. 49–64, 2006.
- [59] A. Djerdir, J. A. Farooq, A. Rezig, and A. Miraoui, “Faults in permanent magnet traction motors: State of the art and modelling approaches,” in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–5.
- [60] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, “Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [61] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, and G.-A. Capolino, “Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, 2015.
- [62] J. Harmouche, D. Diallo, and C. Delpha, “Discrimination des défauts de roulements par une analyse spectrale globale,” *Symp. Génie Électrique*, no. 1, pp. 2–5, 2014.
- [63] B. Badri, M. Thomas, and S. Sassi, “Étude et développement d'un système expert basé sur les réseaux de neurones pour le diagnostic des défauts de roulements,” in *Proceedings of the 24th seminar on machinery vibration*, pp. 386–403.
- [64] O. Djebili, “Contribution à la maintenance prédictive par analyse vibratoire des composants mécaniques tournants . Application aux butées à billes soumises à la fatigue de contact de roulement .,” Université de Reims Champagne Ardenne, 2013.
- [65] L. Liu, “Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors,” Florida State University, 2006.
- [66] R. Z. S. Haddad, “Fault detection and identification in permanent magnet synchronous machines,” Michigan State University, 2016.
- [67] R. Ginzarly, G. Hoblos, and N. Moubayed, “Faults in hybrid electric vehicles' permanent magnet machines,” *3rd Int. Conf. Technol. Adv. Electr. Electron. Comput. Eng.*, pp. 169–174, 2015.
- [68] P. Vellemans, “Contribution à la conception d'un outil adapté à l'Opérateur Humain pour la reconstruction d'une traçabilité « approchée »,” Université De Reims Champagne Ardenne, 2006.
- [69] S. Katipamula and M. R. Brambley, “Methods for Fault Detection , Diagnostics , and Prognostics for Building Systems — A Review , Part I,” vol. 11, no. 1, pp. 3–26, 2005.
- [70] S. Methnani, “Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux station d'épurations des eaux usées,” Université de Toulon, 2012.
- [71] J.-C. Trigeassou, *Diagnostic des machines électriques*, Hermes Sci. 2011.

- [72] P. Lyonnet, M. Thomas, and R. Toscano, *Fiabilité, diagnostic et maintenance prédictive des systèmes*. Paris: Lavoisier SAS, 2012.
- [73] D. Crombez, “Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts : Application sur les boîtes de vitesses automobiles,” Université de Rouen, 2011.
- [74] G. M. R. Razafindrazato, “Méthodes numériques pour la caractérisation vibratoire de structures complexes,” Université Paris Est Créteil, 2010.
- [75] P. Estocq, “Une approche méthodologique numérique et expérimentale d’aide à la détection et au suivi vibratoire de défauts d’écaillage de roulements à billes,” Université de Reims, 2004.
- [76] D. Augeix, “Analyse vibratoire des machines tournantes,” 2013.
- [77] J. Antoni and M. Sidahmed, “Contrôle et diagnostic à partir des signaux acoustiques et vibratoires,” *Acoust. Tech.*, vol. 38, pp. 9–15, 2004.
- [78] G. Rilling, P. Flandrin, and P. Es, “On empirical mode decomposition and its algorithms,” in *IEEE-EURASIP workshop on nonlinear signal and image processing*, 2003, vol. 3, pp. 8–11.
- [79] J. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega, and E. Rosero, “Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and wigner ville distribution (WVD),” *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 98–103, 2008.
- [80] S. El-samad, “Rolling Bearing Diagnosis using Cyclostationary tools and neural networks,” in *2nd International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA)*, 2012, pp. 101–105.
- [81] Z. Hamou Mamar, “Analyse Temps-Échelle et Reconnaissance des Formes pour le Diagnostic du Système de Guidage d’un Tramway sur Pneumatiques,” Université Blaise Pascal - Clermont II, 2008.
- [82] O. Mustapha, “Contribution à la détection des changements dans les signaux temporels pour la sûreté de fonctionnement des systèmes,” l’université du Havre, 2008.
- [83] C. Breneur, “Eléments de maintenance préventive de machines tournantes dans le cas de défauts combinés d’engrenages et de roulements,” Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2002.
- [84] H. Konstantin-Hansen and H. Herlufsen, “Envelope and cepstrum analyses for machinery fault identification,” *Sound Vib.*, 2010.
- [85] F. Bonnardot, “Comparaison entre les analyses angulaire et temporelle des signaux vibratoires de machines tournantes. Etude du concept de cyclostationnarité floue,” Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2004.
- [86] J. F. A. Romero, M. S. D’angelo, O. Saotome, and S. F. Müller, “Wavelet Packet Feature Extraction for vibration monitoring in High Speed milling,” in *18th International Congress of Mechanical Engineering*, 2005.
- [87] Z. K. Peng and F. L. Chu, “Application of the wavelet transform in machine condition

- monitoring and fault diagnostics: A review with bibliography,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 2, pp. 199–221, 2004.
- [88] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, and T. W. Nehl, “Detection of stator short circuits in VSI-Fed brushless DC motors using wavelet transform,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 1–8, 2006.
- [89] M. Ahmadi, J. Poshtan, and M. Poshtan, “Static eccentricity fault detection in induction motors using wavelet packet decomposition and Gyration radius,” in *1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSA)*, 2013, pp. 1–5.
- [90] H. Al-Sheikh, “Contribution au diagnostic des systèmes de conversion électrique. Application au convertisseur DC/DC utilisé dans les véhicules électriques hybrides,” Université de Rouen, 2015.
- [91] R. Casimir, “Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes,” Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [92] S. Zhi-xi, H. Xi-yue, and M. Xiao-xiao, “An Intelligent Fault Diagnosis Method Based on Empirical Mode Decomposition and Support Vector Machine,” *3rd Int. Conf. Conver. Hybrid Inf. Technol.*, pp. 865–869, 2008.
- [93] W. Zheng, “A SVM text classification approach based on binary tree,” *Int. Forum Comput. Sci. Technol. Appl.*, vol. 3, no. 3, pp. 455–458, 2009.
- [94] A. Oulmane, “Surveillance et diagnostic des défauts des machines tournantes dans le domaine temps-fréquences utilisant les réseaux de neurones et la logique floue,” 2014.
- [95] J. S. R. Jang, “ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 23, no. 3, pp. 665–685, 1993.
- [96] Y. Lei, Z. He, and Y. Zi, “A new approach to intelligent fault diagnosis of rotating machinery,” *Expert Syst. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 1593–1600, 2008.
- [97] M. E. H. Benbouzid, “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, 2000.
- [98] D. Basak, A. Tiwari, and S. P. Das, “Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines - A review,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 3061–3066, 2006.
- [99] Y. Da, X. Shi, and M. Krishnamurthy, “Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for brushless permanent magnet machines,” in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2011*, 2011, pp. 1–7.
- [100] Yao Da and M. Krishnamurthy, “Novel fault diagnostic technique for permanent Magnet Synchronous Machines using electromagnetic signature analysis,” *2010 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–6, 2010.
- [101] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, “Demagnetization Fault Diagnosis in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 3, pp. 1–1, 2013.

- [102] W. S. Abu-Elhaija, J. Faiz, and B. M. Ebrahimi, "Analytical Prediction of Instantaneous Torque and Speed for Induction Motors with Mixed-Eccentricity Fault Using Magnetic-Field Equations," *Electromagnetics*, vol. 30, no. 6, pp. 525–540, 2010.
- [103] H. Razik, *La machine asynchrone à vitesse variable: capteurs, modèles, contrôle et diagnostic*, Hermes Sci. 2006.
- [104] G. Vinson, M. Combacau, T. Prado, and P. Ribot, "Permanent magnets synchronous machines faults detection and identification," *IECON Proc. Ind. Electron. Conf.*, pp. 3925–3930, 2012.
- [105] Z. Yang, X. Shi, and M. Krishnamurthy, "Vibration monitoring of PM synchronous machine with partial demagnetization and inter-turn short circuit faults," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014, pp. 1–6.
- [106] B. M. Ebrahimi, M. Javan Roshtkhari, J. Faiz, and S. V. Khatami, "Advanced eccentricity fault recognition in permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 2041–2052, 2014.
- [107] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Magnetic field and vibration monitoring in permanent magnet synchronous motors under eccentricity fault," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 6, no. 1, pp. 35–45, 2012.
- [108] D. J. Kim, H. J. Kim, J. P. Hong, and C. J. Park, "Estimation of acoustic noise and vibration in an induction machine considering rotor eccentricity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 2–5, 2014.
- [109] J. Harmouche, "Détection et diagnostic de défauts naissants en utilisant la divergence de Kullback-Leibler : De la théorie aux applications," Supélec, 2014.
- [110] M. F. Far, A. Belahcen, A. Arkkio, and J. Roivainen, "Vibration as Fault Indicator in Electrical Machines," pp. 120–125.
- [111] I. Sadeghi, H. Ehya, and J. Faiz, "Online Fault Diagnosis of Large Electrical Machines using Vibration Signal-A Review," in *Joint International Conference OPTIM-ACEMP, optimization of electrical and electronic equipment Aegean conference on electrical machines and power electronics*, 2017.
- [112] C. Pachaud and A. Boulenger, *Aide-mémoire Surveillance des machines par analyse des vibrations*. DUNOD, 2009.
- [113] M. Tsypkin, "Induction motor condition monitoring: Vibration analysis technique - A practical implementation," *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 406–411, 2011.
- [114] A. Boulenger, "Maintenance conditionnelle par analyse des vibrations," 2006.
- [115] P. Yedamale, "Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals," 2003.
- [116] S. Y. Yun, H. J. Lee, J. H. Han, and J. Lee, "Position Control of Low Cost Brushless DC Motor Using Hall Sensor," in *6th International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications*, 2012, pp. 1–4.
- [117] J. Zhao and Y. Yangwei, "Brushless DC Motor Fundamentals Application Note," 2011.

- [118] S. Lee and T. Lemley, "A Comparison Study of the Commutation Methods for the Three-Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor."
- [119] Z. Q. Zhu, J. X. Shen, and D. Howe, "Flux-weakening characteristics of trapezoidal back-emf machines in brushless DC and AC modes," in *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference-IPEMC 2006*, 2006, vol. 2, no. 1, pp. 908–912.
- [120] Y. L. Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 599–608, 2005.
- [121] C. A. Oximberg, "AC motor controller with 180 degree conductive switches," Los Angeles, 1995.
- [122] B. Hu, S. Member, and S. Sathiakumar, "Sensorless Drive of Permanent Magnet Brushless DC Motor with 180 Degree Commutation," in *IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, 2010, pp. 106–111.
- [123] J. Le Besnerais, P. Pellerey, V. Lanfranchi, and M. Hecquet, "Bruit acoustique d'origine magnétique dans les machines synchrones," *Tech. l'ingénieur*, vol. 33, no. 0, 2013.
- [124] G. Verez, O. Bennouna, Y. Amara, G. Hoblos, and G. Barakat, "Magnetically coupled circuit based magnetic vibrations modeling of PMSM," in *9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*, 2013, pp. 342–348.
- [125] Banham Sutthiphornsombat, "Prediction of torque and radial forces in permanent magnet synchronous machines using field reconstruction method," University of Texas at Arlington, 2010.
- [126] Arthur W. Leissa, *Vibration of Shells*. The Ohio State University, 1993.
- [127] J. P. Lecointe, R. Romary, J. F. Brudny, and T. Czapla, "Five methods of stator natural frequency determination: Case of induction and switched reluctance machines," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 5, pp. 1133–1159, 2004.
- [128] C. Grabner and I. Hajdarevic, "Analytical and numerical approaches for the prediction of resonance frequencies of a switched reluctance machine," *Second IEE Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives PEMD*, vol. 1, pp. 392–397, 2004.
- [129] G. Verez and C. Espanet, "Limites des modèles analytiques usuels pour le calcul des fréquences propres des machines électriques," in *Symposium de Génie Electrique*, 2016.
- [130] J. Pons-Llinares, J. A. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, D. Moríñigo-Sotelo, and O. Duque-Pérez, "Mixed eccentricity diagnosis in Inverter-Fed Induction Motors via the Adaptive Slope Transform of transient stator currents," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 48, no. 1–2, pp. 423–435, 2014.
- [131] K. Saad and G. Mirzaeva, "Fault Diagnosis of Induction Motors by Space Harmonics Analysis of the Main Air Gap Flux," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1608–1613.
- [132] A. Ghoggal, M. Sahraoui, A. Aboubou, and S. E. Zouzou, "Detection des défauts

- d'excentricite dans les moteurs asynchrone par l'analyse spectrale du courant statorique : modele tenant compte des harmoniques d'espace."
- [133] S. Gérald, "Méthode de Galerkin Discontinue et intégrations explicites-implicites en temps basées sur un découplage des degrés de liberté . Applications au système des équations de Navier-Stokes," Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2013.
- [134] P. Spiteri, "Introduction à la méthode des éléments finis," *Sci. Fondam. Mathématiques pour l'ingénieur*, 2002.
- [135] F. A. Fouad, T. W. Nehl, and N. A. Demerdash, "Permanent magnet modeling for use in vector potential finite element field analysis in electrical machinery," *Magn. IEEE Trans.*, vol. 17, no. 6, pp. 3002–3004, 1981.
- [136] ANSYS, "Manuel d'utilisateur ANSYS," 2016.
- [137] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Airgap-Eccentricity Fault Diagnosis , in Three-Phase Induction Motors , by the Complex Apparent Power Signature Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1404–1410, 2008.
- [138] S. Sassi, B. Badri, and M. Thomas, "TALAF and THIKAT as innovative time domain indicators for tracking BALL bearings," in *Proceedings of the 14th Seminar on Machinery Vibration*, 2006, pp. 24–27.
- [139] S. Sassi, B. Badri, and M. Thomas, "Tracking surface degradation of ball bearings by means of new time domain scalar indicators," *Int. J. COMADEM*, pp. 36–47, 2008.
- [140] "Spectral Estimation," <http://www.mathworks.com/help/signal/nonparametric-spectral-estimation.html> .
- [141] D. G. Dorrell, M. Popescu, and D. M. Ionel, "Unbalanced magnetic pull due to asymmetry and low-level static rotor eccentricity in fractional-slot brushless permanent-magnet motors with surface-magnet and consequent-pole rotors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 7, pp. 2675–2685, 2010.
- [142] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 3, pp. 392–399, 2002.
- [143] J. Faiz and S. Pakdelian, "Finite-element analysis of a switched reluctance motor under static eccentricity fault," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 8, pp. 2004–2008, 2006.
- [144] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, S. Bin Lee, and D. Hyun, "Detection of eccentricity faults in induction machines based on nameplate parameters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1673–1683, 2011.
- [145] Association Française de Normalisation (AFNOR), "FD X 60-000: Maintenance industrielle-Fonction maintenance," 2002.
- [146] G. Duchemin, "Maintenance des machines et des moteurs," 2006.
- [147] I. Coenen, C. P. Mbo'O, and K. Hameyer, "Statistical evaluation of manufacturing tolerances in electrical machines by simulation and measurement," *Int. Conf. Power Eng.*

- Energy Electr. Drives*, no. May, pp. 506–510, 2013.
- [148] G. Danilo, W. G. Aguilar, D. Arcos-Aviles, and D. Sotomayor, “Broken Bar Diagnosis for Squirrel Cage Induction Motors Using Frequency Analysis Based on MCSA and Continuous Wavelet Transform,” *Math. Comput. Appl.*, vol. 22, no. 2, p. 30, 2017.
- [149] G. A. Jiménez, A. O. Muñoz, and M. A. Duarte-Mermoud, “Fault detection in induction motors using Hilbert and Wavelet transforms,” *Electr. Eng.*, vol. 89, no. 3, pp. 205–220, 2007.
- [150] D. Gibert, “Eléments de Traitement du Signal,” 1994.
- [151] S. K. Ahamed, A. Sarkar, M. Mitra, and S. Sengupta, “Detection of Induction Motor Broken Bar Fault Through Envelope Analysis Using Start-Up Current,” *Procedia Technol.*, vol. 4, pp. 646–651, 2012.
- [152] S. Courtine, “Détection et localisation de défauts dans les entraînements électriques,” Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1997.
- [153] R. Fellouah, “Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats,” INSA de Toulouse, 2007.
- [154] A. Hafaifa, F. Laaouad, and K. Laroussi, “Utilisation de la méthode FDI pour la localisation de défauts de fonctionnement d’un processus non linéaire,” in *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP*, 2007, no. November.
- [155] J. Gertler and D. Singer, “A New Structural Framework for Parity Equation-based Failure Detection and Isolation,” *Automatica*, vol. 26, no. 2, pp. 381–388, 1990.
- [156] H. A. Khwaja, S. P. Gupta, and V. Kumar, “A Statistical Approach for Fault Diagnosis in Electrical Machines,” *IETE J. Res.*, vol. 56, no. 3, pp. 146–155, 2010.
- [157] J. Dumas and B. Bennevault, “Débuter la mesure vibratoire,” 2001.
- [158] R. Orjuela, B. Marx, J. Ragot, and D. Maquin, “Une approche multimodèle pour le diagnostic des systèmes non linéaires,” in *2^{ème} Workshop Surveillance, sûreté et Sécurité des Grands Systèmes, 3SGS’09*, 2009.
- [159] Sullivan KÜTTLER, “Dimensionnement optimal de machines synchrones pour des applications de véhicules hybrides,” Université de Technologie de Compiègne, 2013.
- [160] C. Chevassu, *Généralités sur les machines électriques tournantes*. 2012.
- [161] G. R. G. Guemo, “Modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents,” INSA de Lyon, 2014.
- [162] J. Lutun, “Modélisation thermique des alternateurs automobiles,” Université de Grenoble, 2012.

Annexe A : Caractéristiques de la MSAP

- Le grade des aimants utilisés est Néodyme Fer Bore N38SH, la classe thermique est 150°C (limite maximale de température),
- Le stator est feuilleté de tôles collées de grade M270-35A,
- Le type du cuivre utilisé est un fil émaillé de classe 200°C de grade 2.

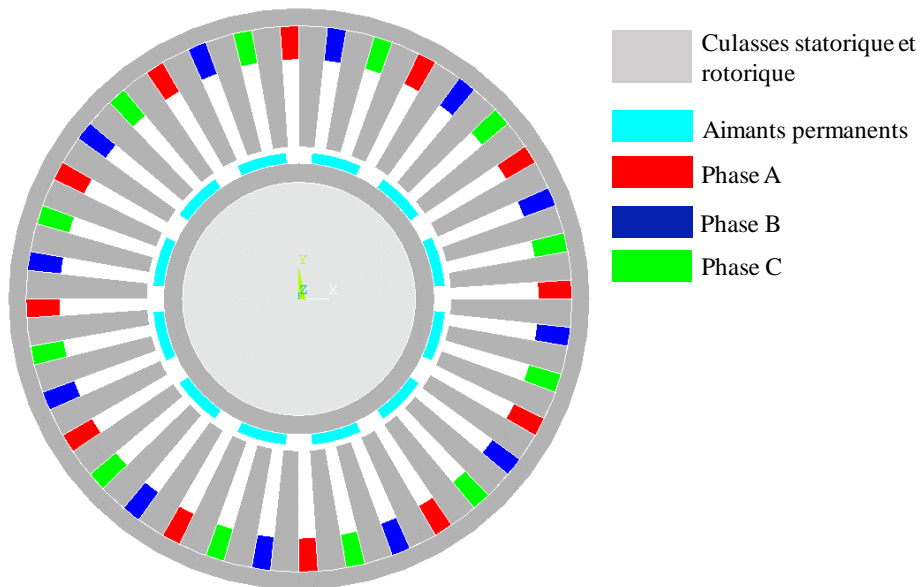


Figure A.1. Coupe radiale de la MSAP de référence

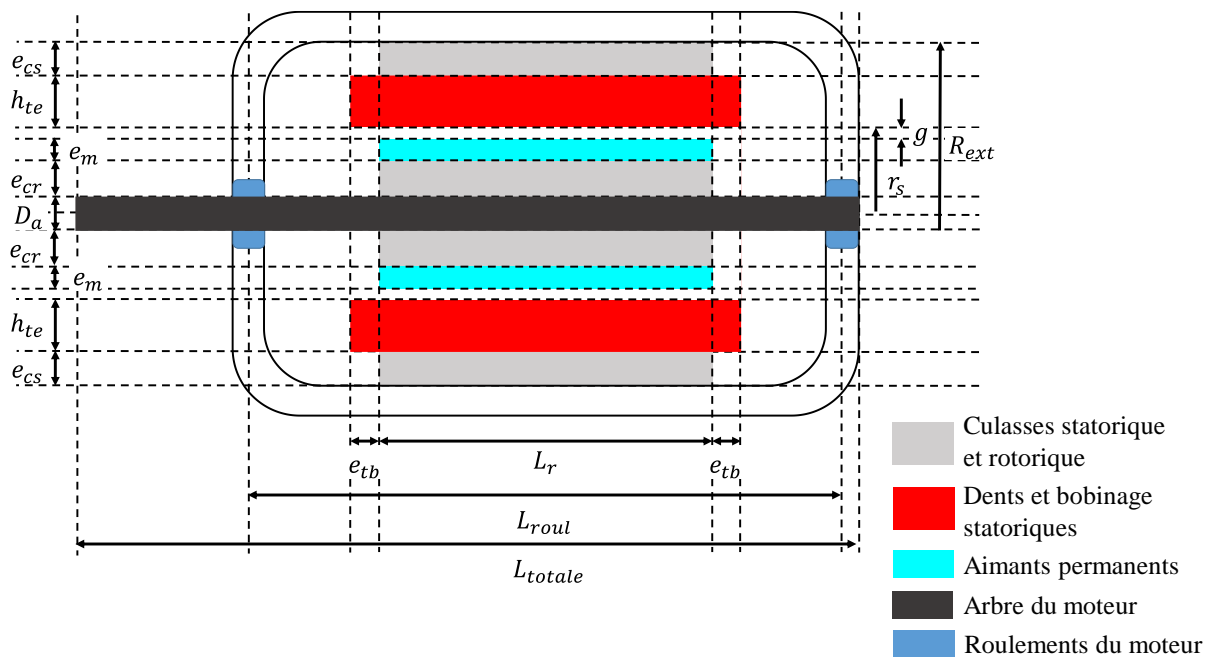


Figure A.2. Coupe axiale de la MSAP de référence

Tableau A.1. Paramètres de la MSAP à 36 encoches et 6 paires de pôles [16]

Paramètres	Valeur (unité)
Nombre de paires de pôles (p)	6
Nombre d'encoches (N_e)	36
Longueur active (L_r)	204,79(mm)
Rayon extérieur (R_{ext})	117,81(mm)
Épaisseur de la culasse statorique (e_{cs})	7,22(mm)
Rayon d'alésage (r_s)	61,421(mm)
Ouverture d'encoches (θ_s)	4(°)
Hauteur totale d'encoches (h_{te})	49,16(mm)
Facteur de remplissage d'encoches (K_e)	0,3
Section d'une spire statorique (A_s)	3,666(mm ²)
Nombre de spires par encoche ($N_{s/e}$)	23
Épaisseur de l'entrefer (g)	2(mm)
Épaisseur radiale de l'aimant (e_m)	4,5(mm)
Ouverture relative d'un pôle (θ_m/θ_p)	20°/30°
Rémanence de l'aimant à $T_{amb}=20^\circ\text{C}$ (B_r)	1,2 (T)
Induction de désaimantation (B_D)	0,1(T)
Tolérance de fabrication sur B_r (Δ_{B_r})	$\mp 0,015$ (T)
Perméabilité magnétique relative de l'aimant (μ_{ra})	1,05
Vitesse de rotation nominale (N_n)	668(tr/min)
Tension du bus continu (V_{DC})	490(V)
Inductance synchrone d'une phase (L_s)	8,6(mH)
Résistance électrique d'une phase (R_s)	0,442(Ω)
Conductivité du bobinage (σ_{bob})	$4,257(\Omega/\text{m})^{-1}$
Résistivité du bobinage à $T=0^\circ\text{C}$ (ρ_{cu0})	$1,6 \times 10^{-8}(\Omega/\text{m})$
Module de Young de la culasse statorique (E_{cs})	210(GN/m ²)
Module de Young du bobinage (E_{bob})	9,4(GN/m ²)
Masse volumique de la culasse statorique (ρ_{cs})	7650(kg/m ³)
Masse volumique du bobinage (ρ_{bob})	8953(kg/m ³)
Rapport de poisson de la culasse statorique (ν_{cs})	0,3
Rapport de poisson du bobinage (ν_{bob})	0,35

Annexe B : Modèle analytique de la MSAP sous Matlab/Simulink

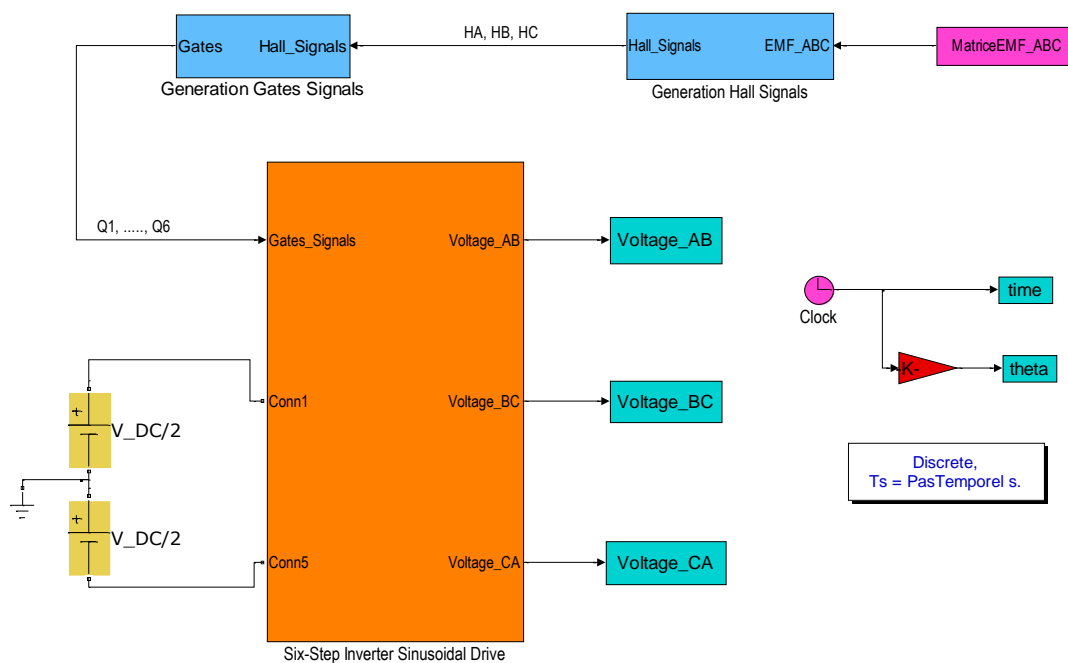


Figure B.1. Partie électronique du modèle analytique

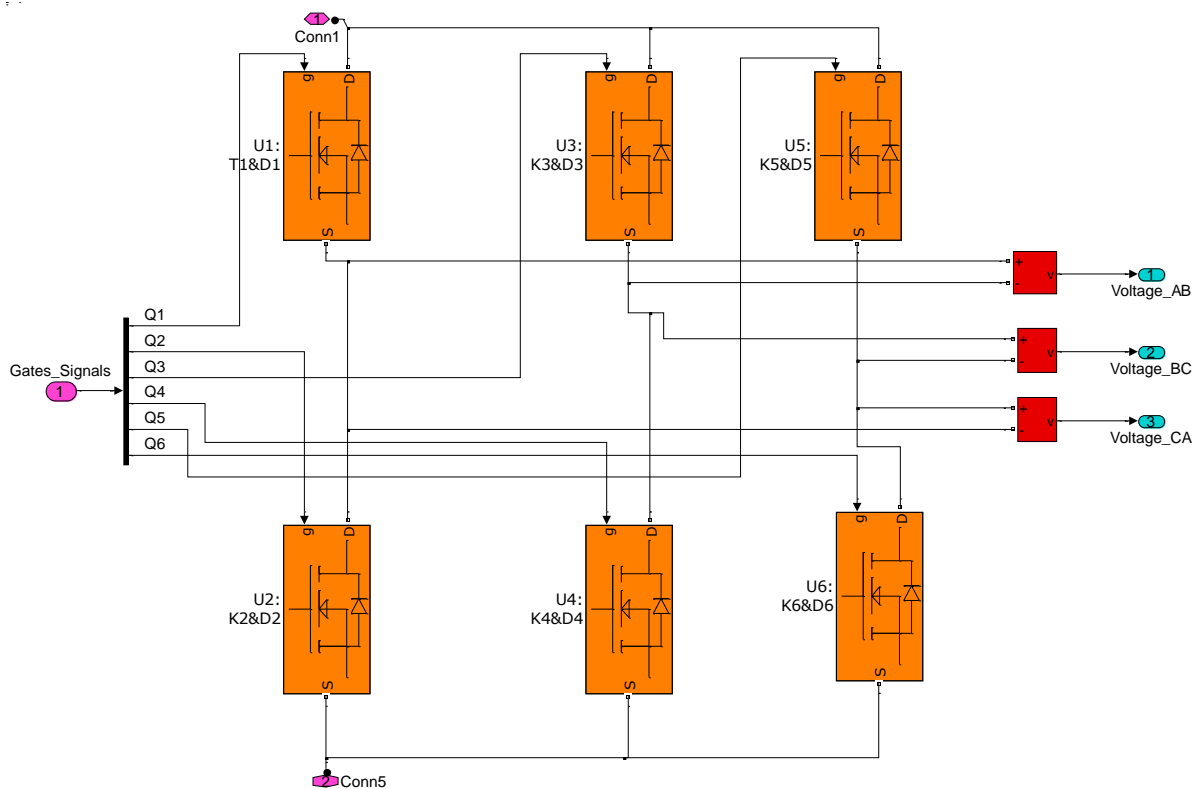


Figure B.2. Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

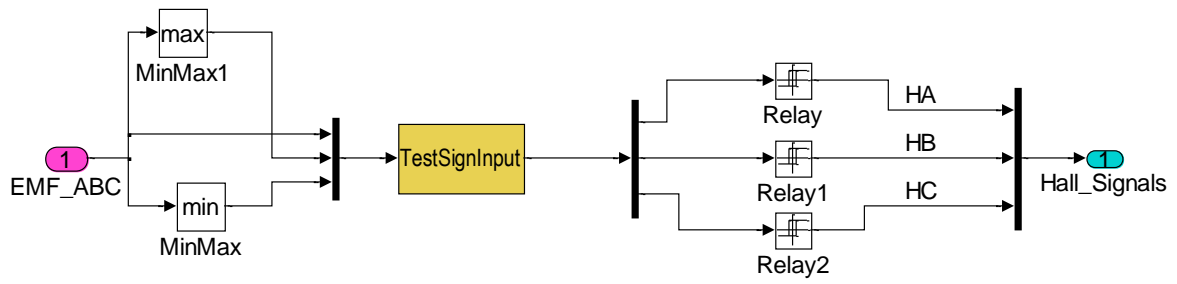


Figure B.3. Schéma de fonctionnement du capteur à effet Hall

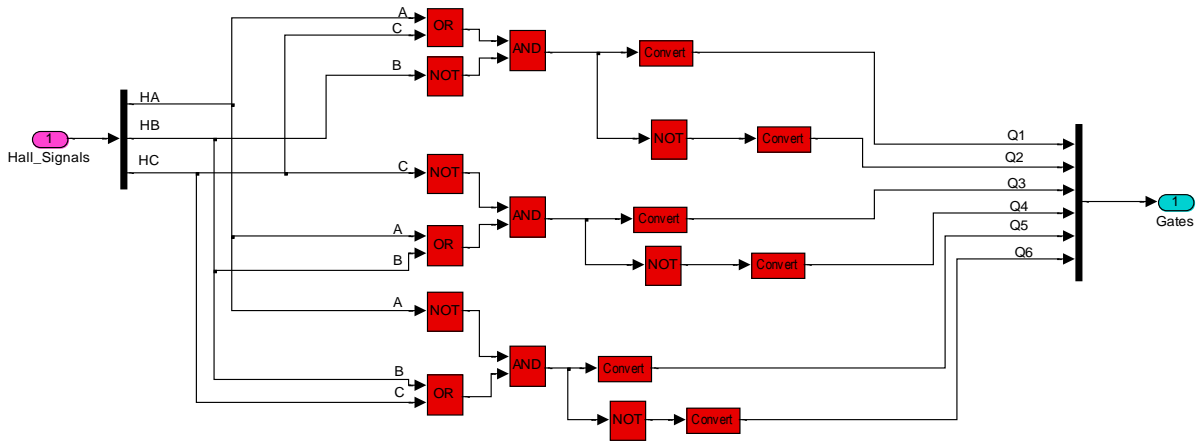


Figure B.4. Génération de la commande du convertisseur de tension DC-AC

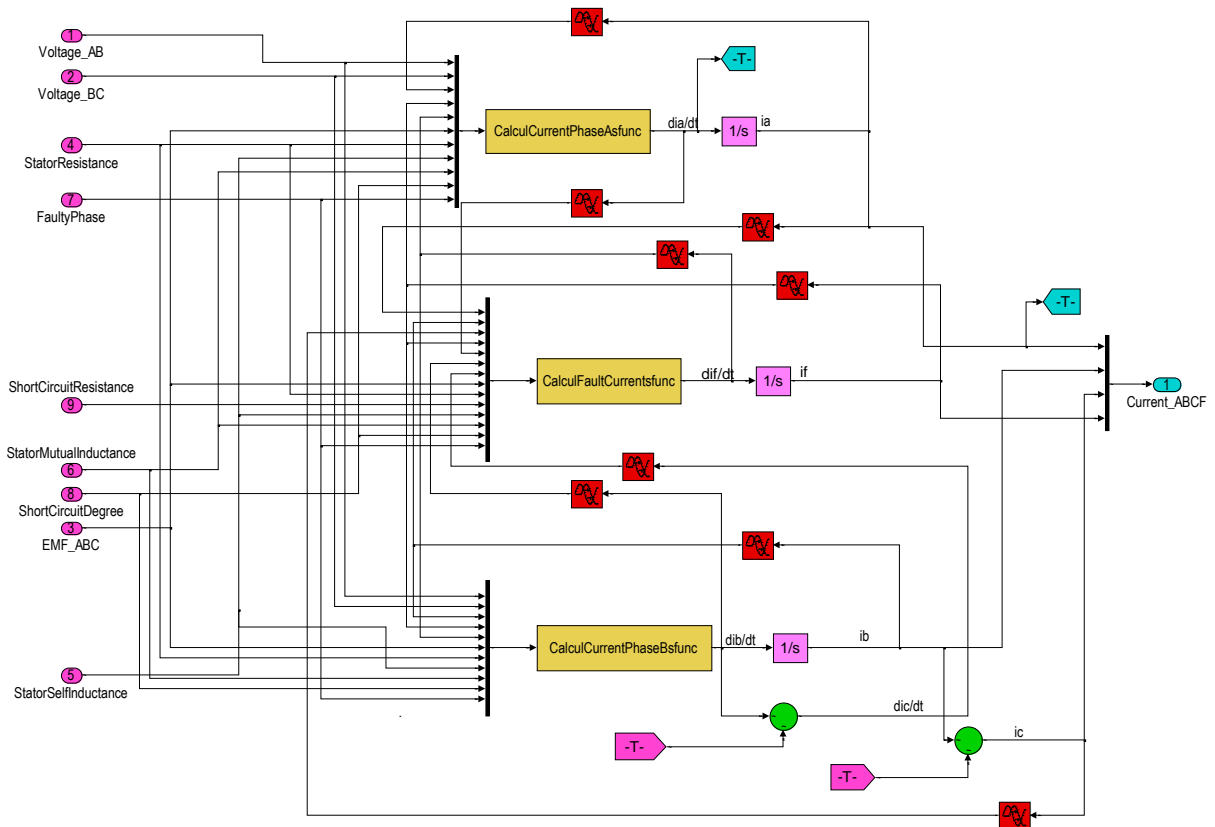


Figure B.5. Partie analytique dynamique du stator

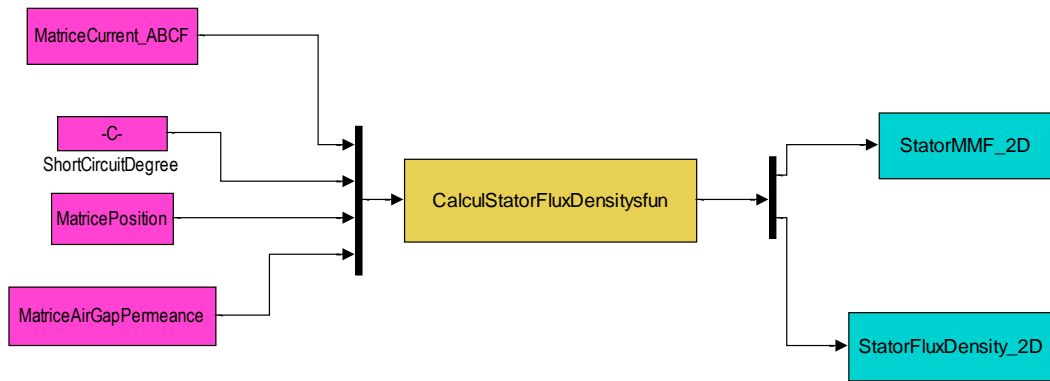


Figure B.6. Partie analytique magnétique pour le calcul de l'induction statorique

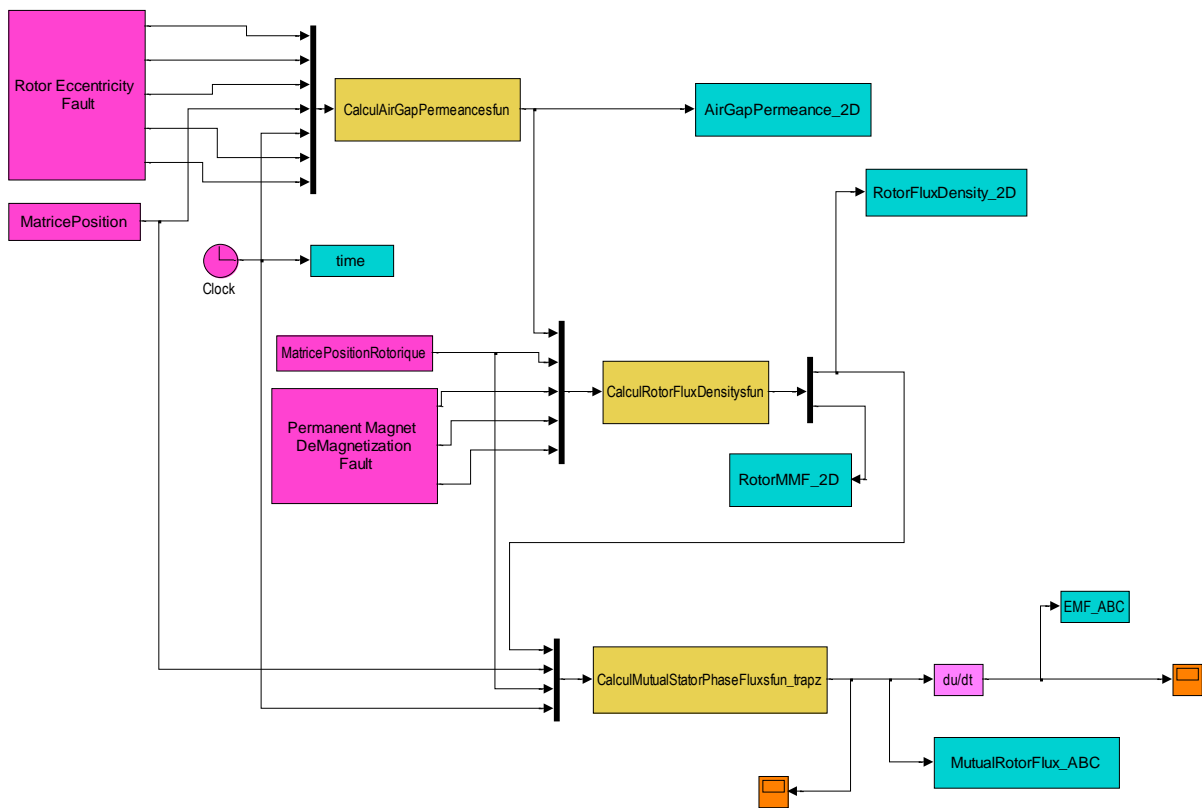


Figure B.7. Partie analytique magnétique pour le calcul de l'induction rotorique

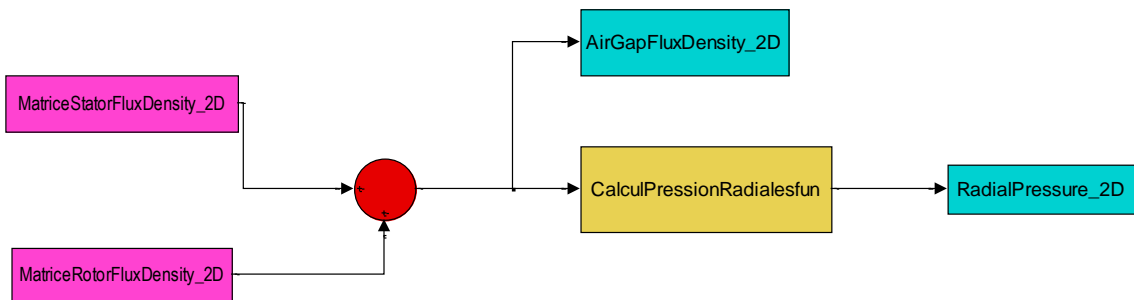


Figure B.8. Partie analytique magnétique pour le calcul de la pression magnétique radiale

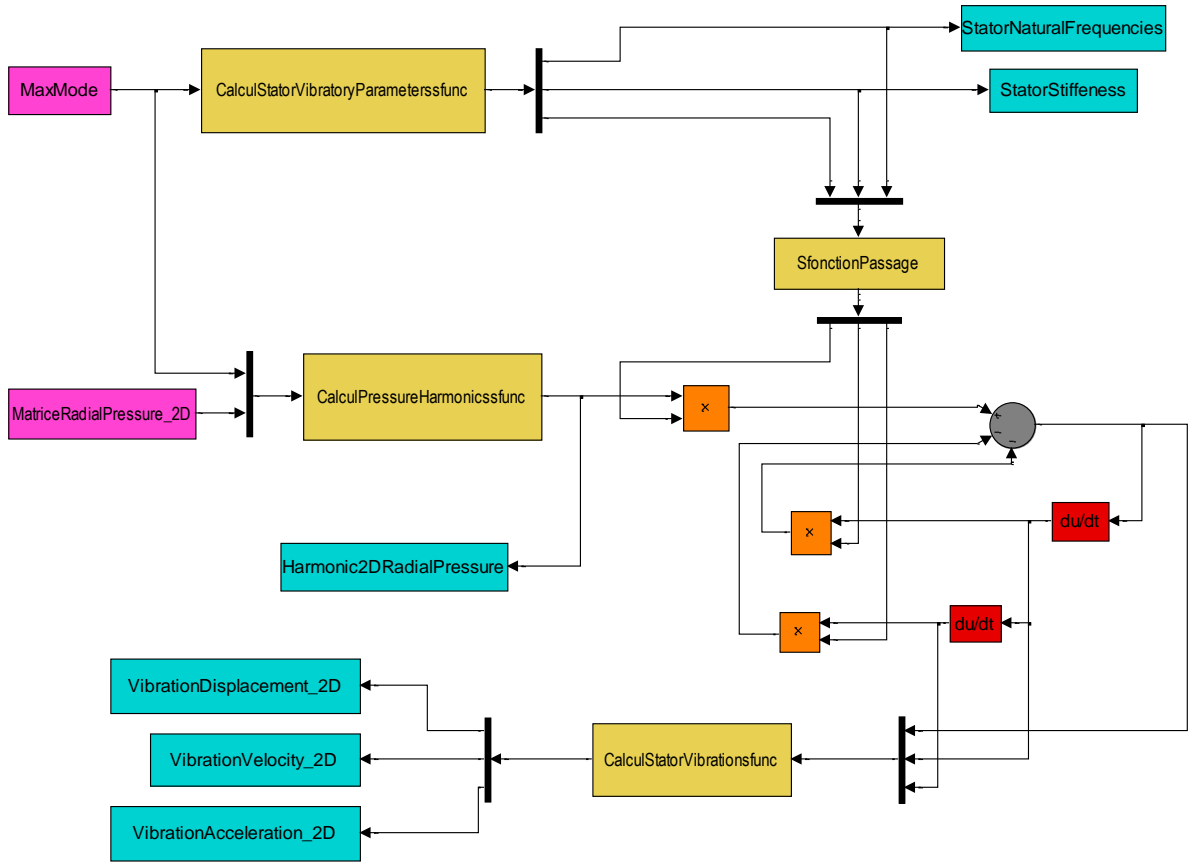


Figure B.9. Partie analytique mécano-vibratoire du stator

Annexe C : Calcul des résistances et inductances statoriques

La résistance de phase statorique est exprimée par l'équation (C.1) :

$$R_s = (N_{se})^2 \times 2p \times \frac{1}{\sigma_{bob}} \times \frac{L_r + L_{tb}}{S_e \times K_e} \quad (C.1)$$

où N_{se} est le nombre de spires par encoche statorique, p est le nombre de paires de pôles, σ_{bob} est la conductivité du bobinage et S_e est la surface de l'encoche statorique.

Le facteur de remplissage (K_e) de l'encoche et la longueur des têtes du bobinage (L_{tb}) sont calculés respectivement par (C.2) et (C.3), où A_s est la section d'une spire, r_s est le rayon d'alésage de la machine et h_{te} est la hauteur totale d'une encoche :

$$K_e = \frac{N_{se} \times A_s}{S_e} \quad (C.2)$$

$$L_{tb} = \frac{\pi}{p} \times \left(r_s + \frac{h_{te}}{2} \right) \text{ avec } h_{te} = h_1 + h_2 + h_3 \quad (C.3)$$

Les grandeurs h_1 , h_2 et h_3 sont respectivement les hauteurs : active de l'encoche, en haut de cale d'encoche et en bas de cale d'encoche active.

L'inductance synchrone (L_s) est calculée en fonction des inductances de magnétisation (L_m), de fuite (L_f) et mutuelle (M_s) de la phase, tel que :

$$L_s = L_m - M_s + L_f \quad (C.4)$$

L_f et L_m sont données respectivement par (C.5) et (C.6), où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide, N_{ep} est le nombre d'encoches par pôle par phase, g l'épaisseur de l'entrefer uniforme et e_m est la hauteur radiale des aimants rotoriques :

$$L_f = (N_{se})^2 \times (2\mu_0 \times L_r \times p \times N_{ep} \times \lambda_e) \quad (C.5)$$

$$\text{avec } \lambda_e = \left(\frac{2h_1}{3(h_1 + h_3)} \right) + \left(\frac{h_2}{3(h_2 + h_3)} \right) + \left(\frac{h_3}{h_2} \right)$$

$$L_m = (N_{se})^2 \times \frac{(4\mu_0 \times L_r \times r_s)}{\left(\pi \left(K_c \times g + \frac{e_m}{\mu_{ra}} \right) \right)} \times (K_b)^2 \times (N_{ep})^2 \quad (C.6)$$

et l'inductance M_s est obtenue à partir de L_m par (C.7) :

$$M_s = -\frac{L_m}{2} \quad (\text{C.7})$$

L'effet d'encoche est tenu en compte par le coefficient de carter (K_c) défini par (C.8), où w_s et w_t sont respectivement les largeurs d'ouverture des encoches et dents statoriques :

$$K_c = \frac{w_e}{w_e - \frac{4g_{eff}}{\pi} \times \left(\frac{w_s}{2g_{eff}} \tan^{-1}\left(\frac{w_s}{2g_{eff}}\right) - \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{w_s}{2g_{eff}}\right)^2}\right)} \quad (\text{C.8})$$

avec $w_e = w_t + w_s$ et $g_{eff} = g + \frac{e_m}{\mu_{ra}}$

Le facteur de bobinage (k_b) est calculé par :

$$k_b = k_d = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m_p}\right)}{N_{epp} \times \sin\left(\frac{\pi}{2m_p \times N_{epp}}\right)} \quad (\text{C.9})$$

