

UNIVERSITÉ DE LILLE

École doctorale ENGSYS-632

Unité de recherche **Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance - L2EP**

Thèse présentée par **Anthony EL HAJJ**

Soutenue le 2 février 2024

En vue de l'obtention du grade de docteur de l'Université de Lille

Discipline **Sciences pour l'ingénieur**

Spécialité **Génie Electrique**

# **Contribution au développement d'une méthodologie non intrusive de diagnostic de défauts électriques de machines synchrones à aimants permanents polyphasées utilisées en éolien offshore**

**Thèse dirigée par** Pr. Abdelmounaim TOUNZI directeur  
Pr. Eric SEMAIL co-directeur  
Dr. Jalal CHEAYTANI co-encadrant

## **Composition du jury**

<i>Rapporteurs</i>	Pr. Mohamed BENBOUZID Pr. Franck BETIN	Université de Bretagne Occidentale Université de Picardie Jules Verne	
<i>Examineur</i>	Pr. Xuefang LIN-SHI	INSA de Lyon	présidente du jury
<i>Directeurs de thèse</i>	Pr. Abdelmounaim TOUNZI Pr. Eric SEMAIL Dr. Jalal CHEAYTANI	Université de Lille ENSAM de Lille EDF R&D	



# Remerciements

Un doctorat est un périple où se mêlent les écueils aux réussites, les moments difficiles aux moments de joie. Toutefois, il est indéniablement marqué par les qualités humaines des gens qu'on y rencontre. Je tiens à remercier dans les lignes qui suivent toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à ce travail de longue haleine.

**Pr. Abdelmounaïm TOUNZI**, mon directeur de thèse : merci de m'avoir transmis tes connaissances dans le domaine des machines électriques et laissé la liberté d'explorer mon sujet de thèse. Merci pour ta perspicacité, ta pédagogie et tes conseils, notamment pour la rédaction des articles et du manuscrit de thèse.

**Pr. Éric SEMAIL**, mon co-directeur de thèse : merci de m'avoir prodigué tes connaissances dans le domaine des machines polyphasées, qui furent plus qu'utiles pour la réalisation de ce doctorat. Merci pour ta disponibilité et les échanges que nous avons eus, que ce soit à propos de mes travaux de thèse ou bien d'autres sujets.

**Dr. Jalal CHEAYTANI**, mon co-encadrant industriel : merci pour ton accompagnement pendant ces 3 années et plus spécifiquement lors de mon séjour à la R&D d'EDF. Merci de m'avoir familiarisé avec le contexte industriel de la thèse. Merci également pour la bienveillance dont tu fais preuve à l'égard de tes collègues.

Merci à tous les trois de m'avoir accordé votre confiance et octroyé la possibilité de réaliser un doctorat sur un sujet qui m'intéresse. J'espère avoir été à la hauteur de vos attentes.

**Pr. Xuefang LIN SHI**, membre du jury : merci d'avoir examiné mon travail et présidé le jury.

**Pr. Franck BETIN** et **Pr. Mohamed BENBOUZID**, membres du jury : merci d'avoir accepté de rapporter mon manuscrit.

Merci à tous les trois pour les échanges agréables que nous avons eus lors de la session des questions.

**Pr. Betty LEMAIRE SEMAIL**, directrice du L2EP : merci de m'avoir accueilli parmi vos équipes.

**M. Fabrice JUNKER** et **Mme. Alexandra MARTIN SANCHEZ**, chefs du groupe T6E succésifs : merci pour la bonne ambiance que vous avez toujours veillé à garder au sein de l'équipe.

**Pr. Yvonnick LEMENACH** et **Mme. Anne Lise CHAPUT**, directeur et directrice adjointe du LAMEL : merci pour votre travail au LAMEL et de pérenniser cette collaboration entre industriels et académiciens, dans le cadre de laquelle j'ai pu réaliser ma thèse.

Une pensée va également à **MM. Darius VIZIREANU** et **Gaëtan NORMANDIN**, sans qui la réalisation des essais expérimentaux n'aurait pas été possible. Je remercie aussi **Julien KORECKI** pour l'accompagnement dans la modélisation numérique des génératrices.

J'adresse mes remerciements à toutes les personnes que j'ai côtoyées au L2EP et à la R&D d'EDF. Une pensée particulière va à mes collègues de bureau au L2EP, Florentin, Hugo et Xuang : je garde de très bons souvenirs des moments que nous avons passés ensemble. Merci aussi à Théo, pour toutes les discussions que nous avons eues à Lille et à la R&D d'EDF et le soutien moral pendant la période de rédaction.

Je remercie mes parents pour leur soutien et encouragements. J'espère qu'ils sont fiers de moi, malgré mes choix de vie bien différents des leurs, dois-je l'avouer. Merci aussi à ma sœur pour ses encouragements et sa bienveillance au quotidien.

Je remercie également mes amis, notamment Elie auprès de qui je me réfugie pour me conforter dans les moments difficiles.

Un dernier merci, et non des moindres, à la France, ce pays qui m'accueille depuis plus de cinq ans et où je m'épanouis jour après jour.

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Table des matières</b>	<b>v</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>ix</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xi</b>
<b>Listes des acronymes, sigles et symboles</b>	<b>xvii</b>
Liste des acronymes et sigles . . . . .	xvii
Liste des symboles . . . . .	xvii
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Etat de l'art</b>	<b>5</b>
1.1 Energies renouvelables - Eolien offshore . . . . .	6
1.1.1 Eolien offshore en France - EDF Renouvelables . . . . .	8
1.2 Conversion de puissance dans une éolienne . . . . .	8
1.2.1 Principe de fonctionnement . . . . .	8
1.2.2 Types de chaînes de conversion . . . . .	10
1.2.3 Convertisseurs statiques . . . . .	12
1.3 Défauts de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne . . . . .	15
1.3.1 Défauts du convertisseur statique . . . . .	15
1.3.2 Défauts de la génératrice . . . . .	16
1.4 Approches de diagnostic de défauts . . . . .	20
1.4.1 Les approches non intrusives . . . . .	21
1.4.2 Les approches intrusives . . . . .	22
1.5 Traitement de données . . . . .	23
1.5.1 Méthodes basées sur les données (sans connaissances a priori) . . . . .	23
1.5.2 Méthodes basées sur des modèles explicites (avec des connaissances a priori)	23
1.5.3 Méthodes de l'intelligence artificielle . . . . .	24
1.6 Machines triphasées et polyphasées . . . . .	24
1.6.1 Classification des machines polyphasées . . . . .	25
1.6.2 Différences entre les cas triphasé et polyphasé quant au diagnostic de défauts	26
1.7 Conclusion du chapitre . . . . .	28

<b>2</b>	<b>Méthodologie de diagnostic développée</b>	<b>29</b>
2.1	Modèle analytique d'une MSAP polyphasée	30
2.2	Classification des machines polyphasées et transformations mathématiques associées	31
2.2.1	Machines polyphasées à un neutre	33
2.2.2	Machines multi-étoiles	34
2.2.3	Transformée de Park	36
2.3	Méthodologie de diagnostic développée	37
2.4	Présentation des machines étudiées	38
2.5	Augmentation de la résistance d'une phase : boucle ouverte	41
2.5.1	Conditions et hypothèses de simulations	42
2.5.2	Machine à 3 étoiles en phase	42
2.5.3	Machine à 3 étoiles déphasées	42
2.5.4	Conclusions	44
2.6	Modélisation de l'ensemble MSAP polyphasée-convertisseurs statiques	45
2.6.1	Commande vectorielle des MSAP polyphasées	45
2.7	Augmentation de la résistance d'une phase : boucle fermée	46
2.7.1	Conditions et hypothèses de simulations	46
2.7.2	Machine à 3 étoiles en phase	47
2.7.3	Machine à 3 étoiles déphasées	47
2.8	Conclusion du chapitre	55
<b>3</b>	<b>Application de l'approche de diagnostic au court-circuit entre spires</b>	<b>61</b>
3.1	Court-circuit entre spires dans la littérature	62
3.2	Modélisation du court-circuit entre spires	63
3.2.1	Dans la littérature	63
3.2.2	Application à notre cas d'étude	65
3.3	Indicateurs de défauts	65
3.4	Simulations	66
3.4.1	Conditions et hypothèses de simulations	66
3.4.2	1 <sup>er</sup> cas étudié	67
3.4.3	Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut	70
3.5	ADALINE	70
3.5.1	Définition	70
3.5.2	Application aux machines électriques tournantes	72
3.5.3	Application à notre cas d'étude	73
3.6	Essais expérimentaux	73
3.6.1	Banc ENR et profil d'essais	73
3.6.2	Évaluation des indicateurs de défauts	75
3.6.3	1 <sup>er</sup> cas étudié	75
3.6.4	Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut	78
3.7	Comparaison avec une méthode de la littérature	88
3.8	Conclusion du chapitre	91
<b>4</b>	<b>Diagnostic de défauts : robustesse et signatures</b>	<b>93</b>
4.1	Introduction	93
4.2	Changement des conditions de fonctionnement	94
4.3	Impact de la stratégie de contrôle-commande sur les indicateurs de défauts	95
4.4	Comparaisons avec d'autres défauts électriques	98

---

4.4.1 Conditions et hypothèses de simulations . . . . .	98
4.4.2 Augmentation de la résistance d'une phase . . . . .	100
4.4.3 Court-circuit phase-phase . . . . .	102
4.4.4 Court-circuit phase-terre (simulations) . . . . .	108
4.4.5 Conclusion du paragraphe . . . . .	111
4.5 Conclusion du chapitre . . . . .	112
<b>Conclusion Générale et Perspectives</b>	<b>113</b>
Conclusion Générale . . . . .	113
Perspectives . . . . .	114
<b>A Commande vectorielle des machines polyphasées</b>	<b>117</b>
A.1 Commande vectorielle des machines à un seul neutre . . . . .	117
A.2 Commande vectorielle des machines multi-étoiles . . . . .	117
A.2.1 Étoiles en phase . . . . .	117
A.2.2 Étoiles déphasées . . . . .	118
<b>B Séparation des harmoniques définie par Klingshirn</b>	<b>119</b>
<b>C Modèles Éléments Finis des 2 machines</b>	<b>121</b>
C.1 Machine à étoiles en phase . . . . .	122
C.2 Machines à étoiles déphasées . . . . .	124
<b>D Modèle de l'ensemble machine-convertisseurs sous Simulink</b>	<b>127</b>
<b>E Normalisation des indicateurs de défauts par rapport à la vitesse de rotation</b>	<b>131</b>
<b>F Résultats complémentaires, Section 4.4.3.2</b>	<b>133</b>
<b>Résumé</b>	<b>135</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>137</b>





# Liste des tableaux

1.1	Quelques références d'éoliennes offshore . . . . .	7
2.1	Distribution des harmoniques : cas des machines à 3, 5, 7 et 9 phases [57] . . . . .	34
2.2	Distribution des harmoniques : cas des machines multi-étoiles, étoiles en phase $j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$ . . . . .	35
2.3	Distribution des harmoniques : cas de la machine à 2 étoiles déphasées de $\frac{\pi}{6}$ et de la machine à 3 étoiles déphasées de $\frac{2\pi}{9}$ . . . . .	36
2.4	Spécifications des deux machines étudiées . . . . .	39
2.5	Répartition des harmoniques dans les cas des 2 machines étudiées . . . . .	41
3.1	Sévérités de défaut et points de fonctionnement étudiés . . . . .	67
3.2	(Résultats de simulations) Analyse spectrale du courant de la phase 1 en modes sain et dégradé : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	68
3.3	Valeurs efficaces des courants dans les différentes branches de la phase en défaut : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	76
3.4	Comparaison des valeurs moyennes des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ obtenues en simulation et en essai expérimental : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	77
3.5	Tableau récapitulatif des résultats des simulations et des essais expérimentaux (Indicateurs normalisés) . . . . .	87
3.6	(Résultats expérimentaux) Comparaison de la méthode développée à une méthode de la littérature appliquée à chaque étoile : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	89
4.1	(Résultats de simulations) Valeurs de $I_{7,\alpha_2\beta_2}$ , $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ , $I_{5,\alpha_3\beta_3}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ avec les deux approches de commande : OP1, modes sain et dégradé ( $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ ) . . . . .	98
4.2	(Résultats de simulations) Valeurs des indicateurs de défauts normalisés : courts- circuits entre spires le plus et le moins sévères, OP1 et OP3 . . . . .	99
4.3	(Résultats expérimentaux) Valeurs des indicateurs de défauts normalisés : courts- circuits entre spires le plus et le moins sévères, OP1 et OP3 . . . . .	99
4.4	(Résultats de simulations) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ : augmentation de la résis- tance d'une phase, différents emplacements et sévérités de défaut, OP1 et OP3 . . . . .	103
4.5	(Résultats expérimentaux) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ : augmentation de la résis- tance d'une phase, différents emplacements et sévérités de défaut, OP1 et OP3 . . . . .	103
4.6	(Résultats de simulations) Valeurs de $I_{R_{sc}}$ , $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ , $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , $I_{1,0_1}^*$ , $I_{1,0_2}^*$ et $I_{1,0_3}^*$ : diffé- rents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3 . . . . .	107

4.7	(Résultats expérimentaux) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ , $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , $I_{1,0_1}^*$ , $I_{1,0_2}^*$ et $I_{1,0_3}^*$ : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3 . . . . .	108
4.8	(Résultats de simulations) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ , $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , $I_{1,0_1}^*$ , $I_{1,0_2}^*$ et $I_{1,0_3}^*$ : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-terre, OP1 et OP3 . . . . .	111
B.1	Répartition des harmoniques définie par Klingshirn [63] . . . . .	119
F.1	(Résultats expérimentaux) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ , $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , $I_{1,0_1}^*$ , $I_{1,0_2}^*$ et $I_{1,0_3}^*$ : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, points de fonctionnement OP1 et OP3 . . . . .	134

# Table des figures

1.1	Evolution de la taille des éoliennes (Source : IEA, 2013)	7
1.2	Eoliennes en mer fixes (les trois premières) et flottantes (les trois dernières), [10]	8
1.3	Schéma d'une éolienne multipale à axe horizontal (Source : Wikipedia)	9
1.4	Courbe caractéristique de la puissance d'une éolienne en fonction de la vitesse du vent	10
1.5	Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à cage d'écurueil sans convertisseurs	11
1.6	Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à cage d'écurueil avec convertisseurs	11
1.7	Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à double alimentation	12
1.8	Chaîne de conversion : couplage direct, génératrice synchrone à aimants permanents	13
1.9	Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice synchrone à aimants permanents	13
1.10	Différents types de convertisseurs AC/DC/AC [15]	14
1.11	Statistiques sur les récurrences et les temps d'arrêt des différents défauts d'une éolienne [16]	15
1.12	Ensemble machine-convertisseur : un interrupteur du bras 1 sous défaut	16
1.13	Circuit équivalent d'une bobine avec un court-circuit entre spires	17
1.14	Circuit équivalent d'une machine à $n$ phases avec un défaut de court-circuit entre phases	17
1.15	Circuit équivalent d'une machine à $n$ phases avec un défaut phase-terre	18
1.16	Circuit équivalent d'une machine à $n$ phases avec une augmentation de la résistance d'une phase	18
1.17	Défauts d'excentricités : ● axe géométrique du rotor, ● axe de rotation du rotor	19
1.18	Courbes de désaimantation des aimants NdFeB, SmCo, AlNiCo, et Ferrite (pour une température donnée)	20
1.19	Distribution des phases : machine à $n$ phases connectées à un seul neutre	25
1.20	Distribution des phases dans les machines multi-étoiles (étoiles triphasées) : (a) étoiles en phase, (b) étoiles déphasées d'un angle $\gamma$	26
2.1	Circuit équivalent d'une machine synchrone à $n$ phases et à aimants permanents montés en surface	31
2.2	Distribution des phases : machine à $n$ phases connectées à un seul neutre	32
2.3	Distribution des phases dans les machines multi-étoiles (étoiles triphasées) : (a) étoiles en phase, (b) étoiles déphasées d'un angle $\gamma$	34

2.4	Distribution des phases dans les machines étudiées : étoiles en phase (à gauche) et étoiles déphasées (à droite) . . . . .	38
2.5	Géométries des deux machines étudiées . . . . .	39
2.6	Analyses temporelles et spectrales des f.é.m. à vide des deux machines . . . . .	40
2.7	(Simulations, 3 étoiles en phase, boucle ouverte) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ . . . . .	43
2.8	(Simulations, 3 étoiles en phase, boucle ouverte) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$ . . . . .	43
2.9	(Simulations, 3 étoiles déphasées, boucle ouverte) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ . . . . .	44
2.10	(Simulations, 3 étoiles déphasées, boucle ouverte) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$ . . . . .	45
2.11	Schéma-bloc générique de la commande vectorielle d'une machine à $n$ phases (avec un découplage partiel liés aux f.é.m. à vide) . . . . .	46
2.12	(Simulations, 3 étoiles en phase) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ . . . . .	48
2.13	(Simulations, 3 étoiles en phase) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$ . . . . .	48
2.14	(Simulations, 3 étoiles en phase) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$ . . . . .	49
2.15	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ . . . . .	49
2.16	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradés, $R_{add} = 0,1 \Omega$ puis $2R_{add} = 0,2 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$ . . . . .	50
2.17	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradés, $R_{add} = 0,1 \Omega$ puis $2R_{add} = 0,2 \Omega, I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$ . . . . .	50
2.18	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradés, $R_{add} = 0,1 \Omega$ sur phase 1 puis sur phase 2, $I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$ . . . . .	51
2.19	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Analyses spectrales des courants $I_d, I_q, j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ , phase 1 . . . . .	52
2.20	Tracé asymptotique de $\left  \frac{I_{d_2}}{I_{d_2, ref}}(j\omega) \right $ dans le diagramme de Bode . . . . .	54
2.21	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante $w_{c1} = 105,7 \text{ rad.s}^{-1}$ . . . . .	56
2.22	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante $w_{c2} = 528,5 \text{ rad.s}^{-1}$ . . . . .	57
2.23	(Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante $w_{c3} = 2114 \text{ rad.s}^{-1}$ . . . . .	58

2.24 (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, $R_{add} = 0, 1 \Omega$ , bande passante $w_{c4} = 4228 \text{ rad.s}^{-1}$ . . . . .	59
3.1 Circuits équivalents d'une bobine saine (a) et d'une bobine défectueuse (b) . . . . .	64
3.2 Prise en compte d'un court-circuit entre spires . . . . .	64
3.3 Circuit équivalent en présence d'un court-circuit entre spires . . . . .	65
3.4 (Résultat de simulation) Analyses temporelle et spectrale du courant de la phase 1 en mode sain et régime permanent : point de fonctionnement OP1 . . . . .	68
3.5 (Résultats de simulations) Courants de lignes : traits pleins -> mode sain, traits tirets -> mode dégradé : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	69
3.6 (Résultats de simulations) Courant de la phase en défaut (phase 1) : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	69
3.7 (Résultats de simulations) Courants dans les spires saines et défectueuses comparés au courant en mode sain : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	69
3.8 (Résultats de simulations) Évolutions des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ et du courant $I_{1f,RMS}$ en fonction des sévérités de défaut et des conditions de fonctionnement . . . . .	71
3.9 Structure du réseau de neurones ADALINE . . . . .	72
3.10 Schéma global du banc ENR . . . . .	74
3.11 Photos des composants principaux du banc ENR . . . . .	74
3.12 (Résultats expérimentaux) Évolution des courants de lignes en fonction du temps : traits pleins -> mode sain, traits tirets -> mode dégradé : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ (Échelle de temps fictive) . . . . .	76
3.13 (Résultat expérimental) Évolution du courant dans les spires court-circuitées en fonction du temps : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	76
3.14 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs de défauts $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ . . . . .	77
3.15 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, point de fonctionnement OP1, toutes les sévérités de défaut . . . . .	78
3.16 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, point de fonctionnement OP2, toutes les sévérités de défaut . . . . .	79
3.17 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, point de fonctionnement OP3, toutes les sévérités de défaut . . . . .	79
3.18 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, point de fonctionnement OP4, toutes les sévérités de défaut . . . . .	80
3.19 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	81
3.20 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 4, 7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	81
3.21 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 6, 8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	82
3.22 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	82
3.23 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 4, 7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	83
3.24 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 6, 8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . . . .	83

3.25 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2,2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	84
3.26 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 4,7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	84
3.27 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 6,8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	85
3.28 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 2,2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	85
3.29 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 4,7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	86
3.30 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ en fonction du temps, $N_f = 6$ et $R_{sc} = 6,8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement . . .	86
3.31 (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs de défauts $I_{2,d'_1q'_1}$ , $I_{2,d'_2q'_2}$ et $I_{2,d'_3q'_3}$ en fonction du temps : OP1, $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2,2 \Omega$ . . . . .	90
4.1 (Résultats de simulations) Courant de la phase 1 en fonction du temps, régime transitoire . . . . .	94
4.2 (Résultat de simulations) Évolution des indicateurs de défauts $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ en fonction du temps . . . . .	95
4.3 (Résultats de simulations) Analyses temporelles et spectrales du courant de la phase 1 avec les deux approches de commande, mode sain et point de fonctionnement OP1 . . . . .	97
4.4 (Résultats de simulations) Courant de la phase 1 avec les deux approches de commande : OP1, modes sain et dégradé ( $N_f = 9$ et $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ) . . . . .	97
4.5 (Résultats expérimentaux) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ et $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ : 6 sévérités de court-circuit entre spires et 4 points de fonctionnement, Tableau 3.1 . . . . .	99
4.6 Distribution des phases de la machine étudiée (dans le plan électrique) . . . . .	100
4.7 Circuits équivalents de la machine en modes dégradés : en présence d'un court-circuit phase-phase (a) et en présence d'un court-circuit phase-terre (b) . . . . .	101
4.8 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, $R_{add} = 0,1 \Omega$ , ph1 . . . . .	101
4.9 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, $R_{add} = 0,2 \Omega$ , ph1 . . . . .	102
4.10 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2 (2 étoiles différentes), OP1, $R_{sc} = 50 \Omega$ . . . . .	104
4.11 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 4 (même étoile), OP1, $R_{sc} = 50 \Omega$ . . . . .	105
4.12 (Résultats de simulations) Analyses spectrales des courants $I_{\alpha_j}$ , $I_{\beta_j}$ , $j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2, OP1, $R_{sc} = 50 \Omega$ . . . . .	106
4.13 (Résultats de simulations) Analyses spectrales des courants homopolaires $I_{0_j}$ , $j \in \{1, 2, 3\}$ en modes sain et dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2, OP1, $R_{sc} = 50 \Omega$ . . . . .	106
4.14 (Résultats expérimentaux) Valeurs de $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ , $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , $I_{1,0_1}^*$ , $I_{1,0_2}^*$ et $I_{1,0_3}^*$ : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3 . . . . .	109

4.15 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, court-circuit phase 1-terre, $R_{sc} = 50 \Omega$ : les courants des phases 1, 4 et 7 sont les plus altérés par le défaut . . . . .	110
4.16 (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, court-circuit phase 2-terre, $R_{sc} = 50 \Omega$ : les courants des phases 2, 5 et 8 sont les plus altérés par le défaut . . . . .	110
C.1 Géométrie de la machine à 3 étoiles en phase . . . . .	122
C.2 (Machine à 3 étoiles en phase) Évolution des inductances propre et mutuelles de la phase 1 en fonction de $\theta_e$ . . . . .	123
C.3 (Machine à 3 étoiles en phase) Analyses temporelles et spectrales de la f.é.m. à vide	124
C.4 Géométrie de la machine à 3 étoiles déphasées . . . . .	125
C.5 (Machine à 3 étoiles déphasées) Évolution des inductances propre et mutuelles de la phase 1 en fonction de $\theta_e$ . . . . .	125
C.6 (Machine à 3 étoiles déphasées) Analyses temporelles et spectrales de la f.é.m. à vide	126
D.1 Schéma Simulink du circuit équivalent d'une MSAP polyphasée : boucle ouverte .	127
D.2 Schéma Simulink d'un modèle machine-convertisseurs : boucle fermée . . . . .	128
D.3 Schéma Simulink d'un modèle machine-convertisseurs : boucle fermée, défaut phase-terre (courants de lignes mesurés en amont du défaut) . . . . .	129
E.1 Circuits équivalents d'une bobine saine (a) et d'une bobine défectueuse (b) . . .	132





# Listes des acronymes, sigles et symboles

## Liste des acronymes et sigles

AC	Alternating Current
ADALINE	ADaptive LInear NEuron
DC	Direct Current
d.d.l.	Degrés De Liberté
EDF	Electricité de France
EF	Elements Finis
EPR	Evolutionary Power Reactor
f.é.m.	Force ElectroMotrice
FFT	Fast Fourier Transform
HF	Haute Fréquence
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MAS	MAchine Asynchrone
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
OP	Operating Point
P.I.	Proportionnel Intégral
RMS	Root Mean Square
SCADA	Supervisory Control And Data Acquisition
THD	Total Harmonic Distortion

## Liste des symboles

- $n$  Nombre de phases dans une machine polyphasée
- $\gamma$  Angle de déphasage entre les deux premières phases d'une machine polyphasée

$\theta_e$	Angle ou position électrique
$\mathbf{g}_n$	Vecteur d'une grandeur telle que la tension, le courant, le flux, etc.
$\mathbf{C}_n$	Transformée de Concordia, machine à $n$ phases
$\mathbf{T}$	Transformée de Concordia, machine triphasée
$\mathbf{C}_{9,\text{ph}}$	Transformée de Concordia, machine à 3 étoiles en phase
$\mathbf{C}_{9,\text{deph}}$	Transformée de Concordia, machine à 3 étoiles déphasés
$C_{rot}$	Transformation de rotation
$(\alpha_j, \beta_j)$	Sous-espace bidimensionnel $j$ , défini par la transformée de Concordia
$(d_j, q_j)$	Sous-espace bidimensionnel $j$ , défini par la transformée de Park (Concordia + Rotation)
$I_{\alpha_j}, I_{\beta_j}, I_{d_j}$ ou $I_{q_j}$	Projection du vecteur-courants sur l'axe $\alpha_j, \beta_j, d_j$ ou $q_j$
$I_{h,\alpha_j\beta_j}$ ou $I_{h,d_jq_j}$	Amplitude de l'harmonique d'ordre $h$ de courant dans le plan $(\alpha_j, \beta_j)$ ou $(d_j, q_j)$
$\mathbf{V}_n$	Vecteur des tensions simples
$\mathbf{E}_n$	Vecteur des f.é.m. à vide
$\mathbf{I}_n$	Vecteur des courants de lignes
$\mathbf{R}_n$	Matrice de résistances
$\mathbf{L}_n$	Matrices d'inductances
$L_i$	Inductance propre de la phase $i$
$M_{ij}$	Inductance mutuelle entre les phases $i$ et $j, i \neq j$
$R_{add}$	Résistance additionnelle (qui représente l'augmentation de la résistance d'une phase)
$N_{tot}$	Nombre de spires dans une bobine
$R_w$	Résistance d'une bobine
$L_w$	Inductance propre d'une bobine
$N_f$	Nombre de spires court-circuitées
$R_f$	Résistance des spires court-circuitées
$L_f$	Inductance propre des spires court-circuitées
$I_{1f}$	Courant dans les spires court-circuitées
$N_h$	Nombre de spires saines
$R_h$	Résistance des spires saines
$L_h$	Inductance propre des spires saines
$M_{hf}$	Inductance mutuelle entre les spires saines et les spires court-circuitées
$R_{sc}$	Résistance de court-circuit
$I_{sc}$	Courant dans la résistance de court-circuit
$I_{234}$	Courant dans les bobines saines en parallèle à la bobine défectueuse
$V_{DC}$	Tension continue du bus DC
$w_c$	Bande passante

# Introduction Générale

Avec l'électrification des usages et la croissance de la part de l'énergie électrique dans l'ensemble des énergies consommées, mues par l'objectif de neutralité carbone fixé par l'Union Européenne (UE) à l'horizon 2050, l'intérêt porté aux énergies renouvelables, et plus particulièrement à l'énergie éolienne, devient de plus en plus accru. Les avancées technologiques dans la filière 'éolien' permettent une montée en puissance, notamment dans l'éolien en mer, où les capacités de production par parc atteignent désormais quelques centaines de MW, voire quelques GW [1]. Dans ce contexte, le groupe EDF porte un intérêt particulier à cette filière et à son développement dans le cadre du mix énergétique français.

Une éolienne est un système complexe dont l'étude requiert des connaissances solides dans plusieurs domaines tels que la mécanique, l'hydraulique et l'électricité. Dans les présents travaux, nous nous intéressons à l'étude de la chaîne de conversion de puissance, et plus particulièrement celle mettant en œuvre une génératrice polyphasée<sup>1</sup>, une technologie qu'on retrouve principalement dans les dernières générations d'éoliennes offshore. Grâce à leur capacité à fournir de l'énergie en mode dégradé, ces chaînes de conversion de puissance contribueraient à pallier les inconvénients de l'éolien offshore. En effet, l'accès aux fermes en mer étant difficile, les pertes financières engendrées par une avarie sont considérables : aux pertes de production s'ajoutent les coûts des interventions sur site et de la maintenance. Parmi les génératrices polyphasées, celles qui sont constituées de plusieurs étoiles triphasées sont particulièrement intéressantes car elles peuvent être couplées à des convertisseurs statiques initialement conçus pour des systèmes triphasés. Cela facilite leur raccordement au réseau électrique.

Comme toute chaîne de conversion de puissance, celle reposant sur une génératrice polyphasée peut être affectée par différents types de défauts : des défauts d'alimentation (défauts du convertisseur statique, augmentation de la résistance d'une phase), de courts-circuits statoriques (entre spires, phase-phase ou phase-terre), des défauts rotoriques (démagnétisation des aimants, excentricités), etc. En revanche, du fait de sa tolérance aux défauts, il est difficile d'y appliquer les méthodes de diagnostic développées pour les entraînements triphasés. Ce point est particulièrement gênant pour les défauts internes à la génératrice tels que les courts-circuits entre spires qui accélèrent son vieillissement par surchauffe, s'ils ne sont pas détectés précocement.

Les systèmes polyphasés disposent en général de plus de degrés de liberté (d.d.l.) que les systèmes triphasés. Théoriquement, ces d.d.l. sont utiles aussi bien pour la commande que pour le diagnostic de défauts. Toutefois, l'état de l'art montre que les études portant sur le diagnostic de défauts sont plus récentes et moins nombreuses que celles portant sur la commande des machines polyphasées. Dans les présents travaux, une méthodologie de diagnostic de défauts spécifiquement basée sur ces d.d.l. est proposée et testée en présence de différents

---

1. Comprenant plus de 3 phases

défauts électriques. En effet, il est possible d'attribuer à ce type de machines des transformations mathématiques définissant plusieurs sous-espaces orthogonaux entre eux. Les propriétés de ces transformations peuvent être judicieusement exploitées pour détecter certains défauts électriques [2]–[5].

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux de cette thèse, réalisés dans le cadre d'une CIFRE<sup>2</sup> entre la R&D d'EDF et le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP). L'objectif des travaux est de développer une méthodologie non intrusive de diagnostic de défauts électriques qui peuvent affecter la chaîne de conversion de puissance à génératrice polyphasée. Dans ce but, les données de mesures disponibles et les degrés de liberté des systèmes polyphasés sont exploités et analysés dans le cas de différents défauts électriques : augmentation de la résistance d'une phase, court-circuit entre spires, court-circuit phase-phase et court-circuit phase-terre.

Ce manuscrit de thèse est divisé en quatre chapitres :

Le **Chapitre 1** constitue un état de l'art présentant les contextes industriel et académique de la thèse. La première partie est dédiée à la présentation de l'énergie éolienne, et plus précisément l'éolien en mer, et sa place dans la production d'énergie électrique. Dans la deuxième partie, le principe de conversion de puissance dans une éolienne et le fonctionnement des différents types de chaînes de conversion sont expliqués. Les défauts qui peuvent apparaître au niveau du système 'machine-convertisseurs' sont présentés dans la troisième partie. Ensuite, les approches de diagnostic de défauts de la littérature scientifique, intrusives et non intrusives, et les méthodes de traitement de données sont expliquées. Enfin, une présentation des différences globales entre les systèmes polyphasés et triphasés et des pistes à explorer pour le diagnostic de défauts des machines polyphasées clôt ce premier chapitre.

Le **Chapitre 2** est consacré à la présentation de la méthodologie de diagnostic développée. Le modèle analytique d'une MSAP polyphasée en régime sain est d'abord présenté. Ensuite, les différents types de machines polyphasées sont donnés avec les transformations mathématiques correspondantes (les transformées de Concordia principalement). Une méthodologie de diagnostic, basée sur les degrés de liberté supplémentaires dont disposent certains systèmes polyphasés, est alors appréhendée. Puis, les modèles EF<sup>3</sup> et les caractéristiques globales des deux machines étudiées dans cette thèse<sup>4</sup> sont donnés. Afin d'illustrer la méthodologie de diagnostic présentée dans cette partie, des simulations en mode sain et en présence d'un défaut, en l'occurrence l'augmentation de la résistance d'une phase, sont réalisées. Enfin, une étude sur l'effet de l'asservissement sur les évolutions des courants de lignes et des tensions de commande en mode dégradé est menée.

Le **Chapitre 3** porte sur l'étude du court-circuit entre spires, l'un des défauts les plus récurrents dans les machines électriques tournantes et les plus étudiés dans la littérature scientifique. D'abord, les différentes spécifications de la machine électrique et du contrôle-commande pouvant influencer, de façon directe ou indirecte, sur les effets du court-circuit entre spires sont discutées. Ensuite, la prise en compte de ce défaut dans le modèle de la machine est présentée, puis ses effets global et local sont étudiés et les indicateurs de défauts sont calculés dans le cas de la

---

2. Convention Industrielle de Formation par la REcherche

3. Éléments Finis

4. Les deux machines ont des caractéristiques globales similaires (puissance nominale de 55 kW), mais la première est constituée de 3 étoiles triphasées en phase et la seconde de 3 étoiles triphasées et déphasées d'un angle de 40°

machine à 3 étoiles déphasées. Plusieurs points de fonctionnement et sévérités de défaut sont considérés, en simulations et en essais expérimentaux. Finalement, une comparaison entre la méthode proposée et une méthode commune de la littérature est faite.

Dans le **Chapitre 4**, la robustesse de la méthodologie de diagnostic de défauts est analysée. D'abord, les indicateurs de défauts sont évalués en simulation sur un intervalle de temps qui couvre des changements de conditions de fonctionnement, puis l'effet de la commande sur l'évolution des indicateurs de défauts est étudié. Ensuite, d'autres défauts électriques sont implémentés : l'augmentation de la résistance d'une phase, le court-circuit phase-phase et le court-circuit phase-terre. Plusieurs points de fonctionnement, emplacements et sévérités de défauts sont considérés en simulations et en essais expérimentaux. Enfin, en vue d'une classification des défauts électriques, les composantes homopolaires définies par la transformée de Concordia sont examinées, en plus des indicateurs de défauts spécifiés précédemment.

Une conclusion générale et des perspectives closent ce manuscrit.



# Chapitre 1

## Etat de l'art

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Energies renouvelables - Eolien offshore</b>	<b>6</b>
1.1.1	Eolien offshore en France - EDF Renouvelables	8
<b>1.2</b>	<b>Conversion de puissance dans une éolienne</b>	<b>8</b>
1.2.1	Principe de fonctionnement	8
1.2.2	Types de chaînes de conversion	10
1.2.2.1	Génératrice asynchrone à cage d'écureuil (MAS)	10
1.2.2.2	Génératrice asynchrone à double alimentation (MADA)	11
1.2.2.3	Génératrice synchrone à aimants permanents (MSAP)	12
1.2.3	Convertisseurs statiques	12
<b>1.3</b>	<b>Défauts de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne</b>	<b>15</b>
1.3.1	Défauts du convertisseur statique	15
1.3.2	Défauts de la génératrice	16
1.3.2.1	Court-circuit entre spires	16
1.3.2.2	Court-circuit entre phases	17
1.3.2.3	Court-circuit phase-terre	17
1.3.2.4	Augmentation de la résistance d'une phase	18
1.3.2.5	Défauts mécaniques	18
1.3.2.6	Démagnétisation d'un aimant	19
<b>1.4</b>	<b>Approches de diagnostic de défauts</b>	<b>20</b>
1.4.1	Les approches non intrusives	21
1.4.2	Les approches intrusives	22
<b>1.5</b>	<b>Traitement de données</b>	<b>23</b>
1.5.1	Méthodes basées sur les données (sans connaissances a priori)	23
1.5.1.1	Les méthodes statistiques	23
1.5.1.2	Méthodes fréquentielles	23
1.5.1.3	Méthodes temps-fréquence	23
1.5.2	Méthodes basées sur des modèles explicites (avec des connaissances a priori)	23
1.5.3	Méthodes de l'intelligence artificielle	24
<b>1.6</b>	<b>Machines triphasées et polyphasées</b>	<b>24</b>

1.6.1	Classification des machines polyphasées . . . . .	25
1.6.2	Différences entre les cas triphasé et polyphasé quant au diagnostic de défauts . . . . .	26
1.6.2.1	Limitations du diagnostic de défauts non intrusif dans le cas triphasé . . . . .	27
1.7	<b>Conclusion du chapitre</b> . . . . .	<b>28</b>

Dans ce premier chapitre, nous présentons les contextes industriel et académique de la thèse. Nous commençons par donner quelques éléments informatifs sur l'éolien, et plus particulièrement l'éolien offshore, et sa place sur le marché de production d'électricité aux échelles internationale et nationale. Nous abordons par la suite les différents types de chaînes de conversion de puissance des éoliennes. Puis, nous présentons les défauts auxquels ces chaînes de conversion de puissance peuvent être exposées ainsi que les méthodes de diagnostic de la littérature, intrusives et non intrusives. Ensuite, en tenant compte que nombre d'éoliennes offshore comportent plus de trois enroulements de puissance alimentés par des convertisseurs statiques, nous discutons les différences entre les machines triphasées et polyphasées, les différents types de machines polyphasées, les limitations des méthodes de diagnostic appliquées au cas triphasé et les pistes à explorer dans le cas polyphasé. Ce premier chapitre s'achève par une conclusion sur l'état de l'art.

## 1.1 Energies renouvelables - Eolien offshore

Avec l'intérêt grandissant pour la réduction des émissions de gaz à effet de serre et l'objectif de neutralité carbone fixé par l'Union Européenne (UE) à l'horizon 2050, les énergies renouvelables, et plus particulièrement l'énergie éolienne, gagnent du terrain dans le domaine de la production d'électricité [6]. Les tailles des éoliennes ainsi que les puissances installées ne cessent d'augmenter (passage d'une puissance unitaire de quelques dizaines de kW en 1980-90 à quelques MW aujourd'hui, Figure 1.1), et ce grâce au gain en maturité et aux avancées technologiques qu'a connus la filière 'éolien'. Dans ce contexte, le groupe EDF porte un intérêt particulier à cette filière et à son développement dans le cadre du mix énergétique français. En effet, l'énergie éolienne constitue aujourd'hui la 4<sup>e</sup> source de génération d'électricité en France après le nucléaire, l'hydraulique et le gaz, [7]. Selon les chiffres clés d'EDF Renouvelables de 2022 [8], les installations de la filiale du groupe représentent 11,4 GW, avec 70 % d'éolien. Cela a permis une production de 30 TWh en cette même année <sup>1</sup>.

Plusieurs objectifs sont fixés aux échelles nationale, européenne et internationale quant à l'éolien offshore [1]. La France s'est fixé l'objectif de 40 GW d'éolien en mer en 2050. L'UE vise quant à elle 60 GW d'éolien en mer à l'horizon 2030 et 300 GW à l'horizon 2050.

Bien que la part des installations en mer soit encore limitée par rapport à l'ensemble des installations éoliennes (57 GW de capacité offshore, soit 7 % du total des installations en 2021), la filière offshore est en plein essor et connaît une évolution considérable. En 1990, la première éolienne en mer, d'une puissance de 220 kW, est installée à Norgersund à 250 m des côtes suédoises. Depuis, la filière s'industrialise et sa production ne cesse de croître. En 2021, 21,1 GW d'éolien en mer sont raccordés au réseau, un record au niveau des installations mondiales annuelles jamais atteint auparavant [9]. Il est prévu d'atteindre des puissances unitaires de quelques dizaines de MW dans les années à venir, Tableau 1.1. Cette montée en puissance et en taille permet de réduire les coûts de la filière et de concevoir des parcs de capacité de production

1. Production économique annuelle, intégrant la quote-part de production des parcs en co-contrôle



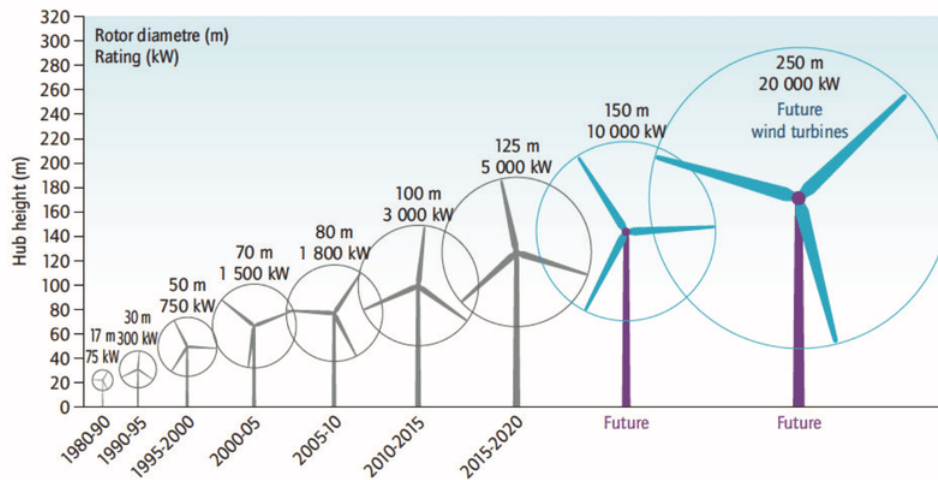


FIGURE 1.1 – Evolution de la taille des éoliennes (Source : IEA, 2013)

Constructeur	Référence	Puissance nominale	1 <sup>re</sup> installation
GE	Haliade-X	12 MW	2019
MHI Vestas	V164-10.0 MW <sup>TM</sup>	10 MW	2021
Siemens	SG 14-222 DD	14 MW	2024

TABLEAU 1.1 – Quelques références d'éoliennes offshore

davantage élevée (de quelques GW<sup>2</sup>). Par ailleurs, le développement de l'éolien flottant, une technologie assez prometteuse qui devrait se déployer à plus grande échelle dans les prochaines années, permettra d'atteindre plus facilement les objectifs fixés. En effet, une éolienne flottante repose sur une plateforme flottante ancrée aux fonds marins au moyen de lignes de mouillage (Figure 1.2, [10]) et peut être installée à une profondeur d'eau de plus de 70 m, cette dernière étant considérée comme la profondeur limite pour l'installation d'éoliennes offshore fixes [1]. Cela permet de construire des parcs dans des zones maritimes où les vents sont forts et stables et de gagner ainsi en efficacité.

La production offshore affiche plusieurs avantages, dont les principaux sont :

- Les vents en mer sont davantage réguliers et forts.
- La production est plus efficace qu'en onshore.
- Les éoliennes offshore sont 2 à 3 fois plus puissantes que les éoliennes onshore.

Son principal inconvénient par rapport à la production onshore réside dans l'accessibilité des parcs qui rend les interventions sur site et les opérations de maintenance onéreuses et nécessitant d'être programmées à l'avance, avec les différents aléas météorologiques. Il est donc nécessaire de disposer d'outils de surveillance de l'état de santé des éoliennes. En développant des outils de diagnostic de défauts, il est possible de passer d'une maintenance corrective et systématique à une maintenance conditionnelle et prédictive, ce qui réduirait ses coûts.

2. A titre comparatif, la puissance électrique nette d'une centrale nucléaire du type EPR2 (Evolutionary Power Reactor) est de 1,67 GW.



FIGURE 1.2 – Eoliennes en mer fixes (les trois premières) et flottantes (les trois dernières), [10]

### 1.1.1 Eolien offshore en France - EDF Renouvelables

Le premier parc éolien offshore en France est mis en service en novembre 2022. Installé au large de Saint-Nazaire, il est constitué de 80 éoliennes du type Haliade 150-6MW à 9 phases [11] et affiche une puissance totale de 480 MW. Sa production permettrait de couvrir environ 20 % de la consommation électrique annuelle de la Loire-Atlantique. D'autres parcs sont en cours de construction ou de développement :

- Le parc de Fécamp, d'une capacité de 500 MW
- Le parc du Calvados, d'une capacité de 450 MW
- La ferme pilote d'éoliennes flottantes de Provence Grand Large, d'une capacité de 25 MW
- Le parc de Dunkerque, d'une capacité de 600 MW

En mars 2023, EDF Renouvelables et son partenaire Maple Power sont choisis pour assurer la conception, la construction, l'exploitation et le démantèlement du futur parc éolien en mer 'Centre Manche 1', au large des côtes de Normandie, dont la capacité totale est de 1 GW. Sa mise en service devrait intervenir à l'horizon 2031.

## 1.2 Conversion de puissance dans une éolienne

### 1.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une éolienne, en onshore comme en offshore, repose sur la conversion de l'énergie du vent en énergie électrique. L'éolienne la plus répandue est du type multipale (avec 3 pales en général) à axe de rotation horizontal, Figure 1.3. Le vent fait tourner les pales montées sur un moyeu. Un dispositif électromécanique ou hydraulique permet de les orienter afin de modifier la puissance de la turbine en fonction de la vitesse du vent. L'axe de rotation des pales est couplé à celui du rotor d'une génératrice électrique. Selon les types de chaînes de conversion de puissance, le couplage est direct ou indirect (l'axe des pales et celui du rotor sont séparés par un multiplicateur). La génératrice convertit l'énergie mécanique en

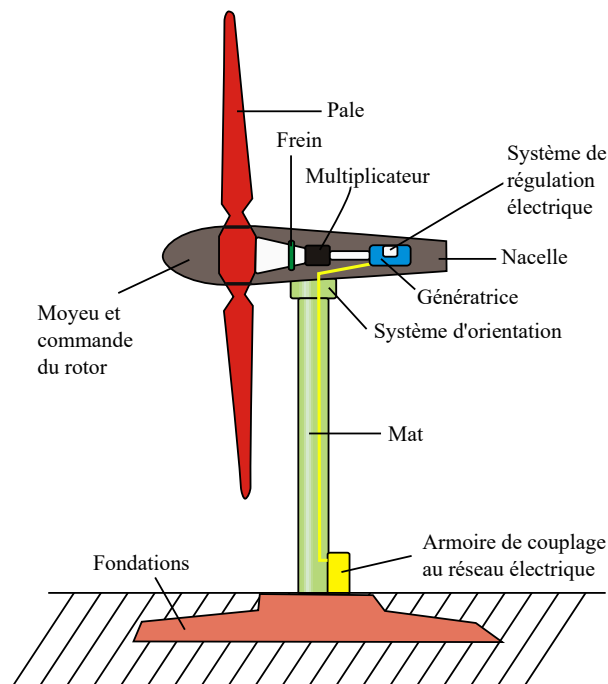


FIGURE 1.3 – Schéma d'une éolienne multipale à axe horizontal (Source : Wikipedia)

énergie électrique. Le multiplicateur (s'il y en a un) et la génératrice sont situés dans la nacelle de l'éolienne. Un transformateur 'step-up' permet de passer de la basse tension en sortie du système de régulation électrique à la tension du réseau interne de la ferme, de 33 kV pour les parcs actuellement en exploitation. Il sera davantage commun de passer à 66 kV avec l'accroissement de la puissance unitaire des éoliennes. L'installation du transformateur dans la nacelle permet de limiter les pertes par effet Joule générées en basse tension [1].

Chaque éolienne est caractérisée par une courbe de puissance qui permet de déterminer la puissance électrique générée pour une vitesse de vent donnée. On délimite 4 zones sur la courbe puissance-vitesse, représentée en Figure 1.4 :

- Zone I : la vitesse du vent est trop faible, en dessous de la vitesse de démarrage  $V_D$ , l'éolienne est à l'arrêt.
- Zone II : la vitesse du vent est comprise entre la vitesse de démarrage  $V_D$  et la vitesse nominale  $V_n$ , la puissance produite est proportionnelle au cube de la vitesse du vent.
- Zone III : la vitesse du vent est comprise entre la vitesse nominale  $V_n$  et la vitesse maximale ou de coupure  $V_M$ , la puissance produite est maintenue à un niveau constant (puissance nominale  $P_n$ ).
- Zone IV : la vitesse du vent est trop élevée, au-dessus de la vitesse maximale  $V_M$ . Afin d'éviter tout risque destructeur pour l'éolienne, les pales sont 'mises en drapeau' et l'éolienne ne fournit plus d'énergie.

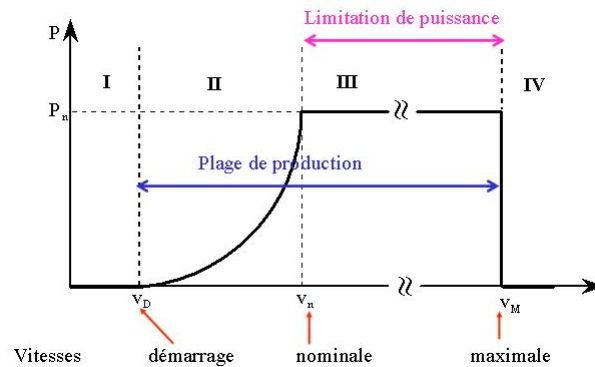


FIGURE 1.4 – Courbe caractéristique de la puissance d'une éolienne en fonction de la vitesse du vent

## 1.2.2 Types de chaînes de conversion

Il existe plusieurs types de chaînes de conversion de puissance dans les éoliennes [1], [11]–[14]. Certains sont plus communs dans la production onshore que dans la production offshore et inversement. En général, deux critères sont utilisés pour la classification des technologies de conversion de puissance : le type de couplage ou d'entraînement avec l'axe des pales et le type de la génératrice.

On distingue deux types de couplage :

- Couplage direct : l'axe des pales et celui de la génératrice sont confondus (pas de multiplicateur).
- Couplage indirect : l'axe des pales est couplé à celui de la génératrice à l'aide d'un multiplicateur défini par un facteur de vitesses.

Il est à noter que le multiplicateur de vitesse est un organe mécanique dont les défauts sont non négligeables dans le cas de couplage indirect.

En ce qui concerne les génératrices, on retrouve principalement :

- des génératrices asynchrones à cage d'écureuil, communes dans les premières générations d'éoliennes
- des génératrices asynchrones à double alimentation, largement utilisées dans les éoliennes onshore
- des génératrices synchrones à aimants permanents, triphasées et polyphasées (multi-étoiles), communes dans les éoliennes offshore

Les avantages et inconvénients des différents types de génératrices sont discutés ci-après, sous l'hypothèse de génératrices ayant la même puissance équivalente.

### 1.2.2.1 Génératrice asynchrone à cage d'écureuil (MAS)

Connue pour sa structure simple et sa fiabilité élevée, elle est caractérisée par une vitesse de rotation élevée et un nombre de paires de pôles réduit. L'absence de métaux dits 'terres rares' réduit le coût d'une telle génératrice. En revanche, le couplage à l'axe des pales via un multiplicateur est nécessaire, du fait de sa vitesse élevée. En outre, le couple fourni est limité et son facteur de puissance, de l'ordre de 0,7, est relativement faible.

La plage de vitesses du vent pour laquelle le fonctionnement est possible est plus ou moins importante, selon qu'elle est directement couplée au réseau (Figure 1.5) ou via des convertisseurs

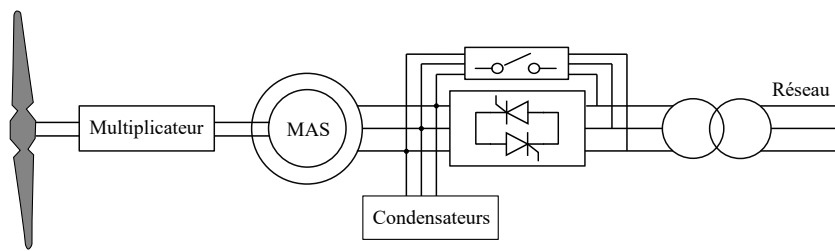


FIGURE 1.5 – Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à cage d'écureuil sans convertisseurs

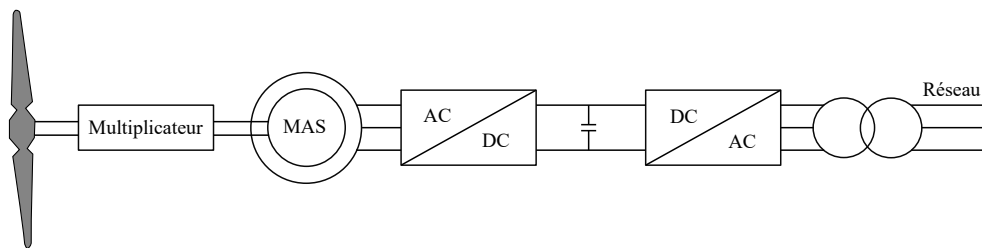


FIGURE 1.6 – Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à cage d'écureuil avec convertisseurs

AC/DC/AC (Figure 1.6). L'ajout de convertisseurs permet certes un fonctionnement pour une plage de vitesses du vent davantage importante. Néanmoins, cela augmente le coût total de la chaîne de conversion, d'autant plus que les convertisseurs ont la même puissance nominale que la génératrice et que le facteur de puissance est limité.

### 1.2.2.2 Génératrice asynchrone à double alimentation (MADA)

Parmi les avantages de la génératrice asynchrone à double alimentation, on peut citer :

- Le rotor, bobiné, permet d'avoir un meilleur contrôle que dans le cas de la machine asynchrone à cage, mais il est plus onéreux.
- La puissance nominale des convertisseurs AC/DC/AC, qui sont connectés au bobinage rotorique et qui permettent un fonctionnement dans une plage de vitesses importante, vaut environ 30 % de la puissance nominale de la génératrice. Cela réduit le coût total de cette chaîne de conversion par rapport à celles avec une machine à cage d'écureuil ou une machine synchrone.

En revanche, tout comme la machine à cage d'écureuil, la MADA est caractérisée par une vitesse de rotation élevée, un couple limité et un nombre de paires de pôles réduit<sup>3</sup>. Cela implique un couplage indirect à l'axe des pales, souvent avec un multiplicateur à plusieurs étages (Figure 1.7). Le stator étant directement raccordé au réseau, les déséquilibres de ce dernier peuvent se répercuter sur la conversion de puissance dans l'éolienne. Par ailleurs, le système balais-collecteur permettant l'alimentation du rotor doit être régulièrement entretenu, afin d'éviter l'usure du charbon de contact. Cela augmente le risque de pannes et le coût de la maintenance dans cette technologie.

3. Un nombre de paires de pôles élevé entraîne une augmentation des fuites avec un rotor bobiné

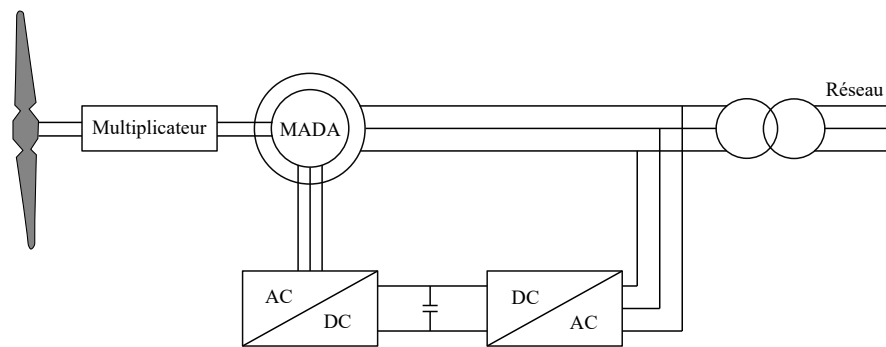


FIGURE 1.7 – Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice asynchrone à double alimentation

### 1.2.2.3 Génératrice synchrone à aimants permanents (MSAP)

Elle présente plusieurs avantages qui la rendent particulièrement intéressante dans le domaine de l'éolien offshore :

- Un rapport puissance/masse élevé
- Un rendement élevé
- Une efficacité pour un fonctionnement à vitesse variable
- Une aptitude à travailler à faible vitesse avec un bon rendement, ce qui permet, dans le cas idéal, de se passer du multiplicateur. La possibilité de choisir un nombre de paires de pôles élevé assure la montée en puissance.

Et dans le cas d'une MSAP multi-étoiles, les avantages des machines polyphasées, discutés dans la Section 1.6, s'y ajoutent.

La fréquence des courants statoriques étant dépendante de la vitesse du vent, une conversion AC/DC/AC est nécessaire pour le raccordement de l'éolienne au réseau et l'injection de l'électricité produite à tension et fréquence fixes. Les convertisseurs et la génératrice affichent la même puissance nominale. La commande du redresseur (côté génératrice) permet d'optimiser le rapport entre les courants de lignes et le couple. La commande de l'onduleur (côté réseau) permet de gérer les puissances active et réactive injectées sur le réseau.

Il existe deux topologies : une première à entraînement direct (Figure 1.8) et une seconde à entraînement indirect, avec un multiplicateur à un étage (Figure 1.9). La génératrice est plus compacte dans le cas d'un entraînement indirect. Cela se fait au prix d'un rendement plus faible de la chaîne de conversion, d'une longueur accrue de la machine et surtout d'une maintenance mécanique du multiplicateur, même si cette maintenance est moins fréquente que dans le cas des chaînes de conversion avec des machines asynchrones et des multiplicateurs à plusieurs étages.

Le principal inconvénient de la MSAP est l'utilisation de 'terres rares', des matériaux dont les réserves sont limitées et dont la fourniture peut être stratégiquement difficile, ce qui alourdit le coût de fabrication d'une telle technologie.

## 1.2.3 Convertisseurs statiques

Comme évoqué dans la section précédente (Section 1.2.2), les chaînes de conversion comprennent souvent des convertisseurs statiques AC/DC/AC. Il en existe plusieurs types, comme montré en Figure 1.10 [15]. Nous en citons quelques-uns ci-dessous :

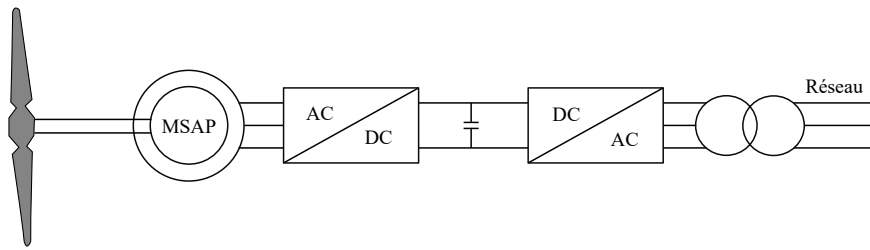


FIGURE 1.8 – Chaîne de conversion : couplage direct, génératrice synchrone à aimants permanents

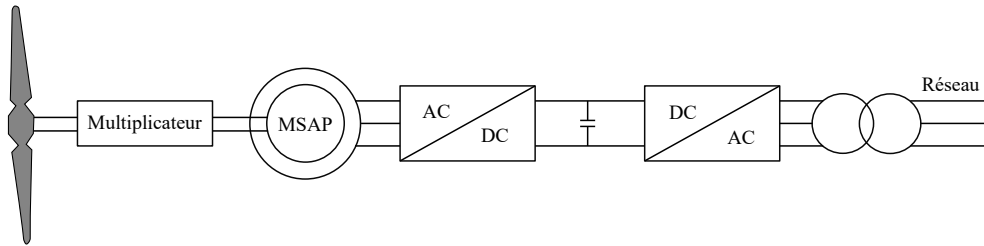


FIGURE 1.9 – Chaîne de conversion : couplage indirect, génératrice synchrone à aimants permanents

- le convertisseur back-to-back à 2 niveaux de tension, Figure 1.10a : il s'agit d'une structure simple, avec peu de composants. Toutefois, pour des niveaux de tension de composants donnés, les pertes de commutation augmentent avec la puissance et deviennent considérables pour une puissance de quelques MW. Par ailleurs, la commutation rapide des composants de l'électronique de puissance implique des transitoires de tension  $\frac{dv}{dt}$ , qui constituent des contraintes sur le diélectrique capables de le détériorer et d'engendrer d'autres défauts par la suite. Avec uniquement 2 niveaux de tension, l'effet de  $\frac{dv}{dt}$  n'est pas négligeable.
- le convertisseur back-to-back à 3 niveaux NPC (Neutral Point Clamped), Figure 1.10b : pour des interrupteurs d'une même tension nominale, la tension de sortie dans le convertisseur à 3 niveaux vaut le double de celle dans le convertisseur à 2 niveaux. Avec 3 niveaux de tension, la contrainte  $\frac{dv}{dt}$  est réduite.
- le convertisseur back-to-back à 3 niveaux pont en H, Figure 1.10c : ses performances globales sont similaires à celles du convertisseur à 3 niveaux NPC, avec moins de composants.
- le convertisseur back-to-back à 5 niveaux pont en H, Figure 1.10d : pour des interrupteurs d'une même tension nominale, la tension de sortie dans le convertisseur à 5 niveaux vaut le double de celle dans le convertisseur à 3 niveaux. Avec 5 niveaux de tensions, la contrainte  $\frac{dv}{dt}$  est encore plus réduite. En revanche, le nombre de composants élevé dans ce convertisseur peut engendrer des problèmes de fiabilité.
- le convertisseur back-to-back à 3 niveaux NPC côté génératrice et à 5 niveaux pont en H côté réseau, Figure 1.10e.

Des structures modulaires regroupant des convertisseurs en série et/ou en parallèle émergent avec les nouvelles générations d'éoliennes.

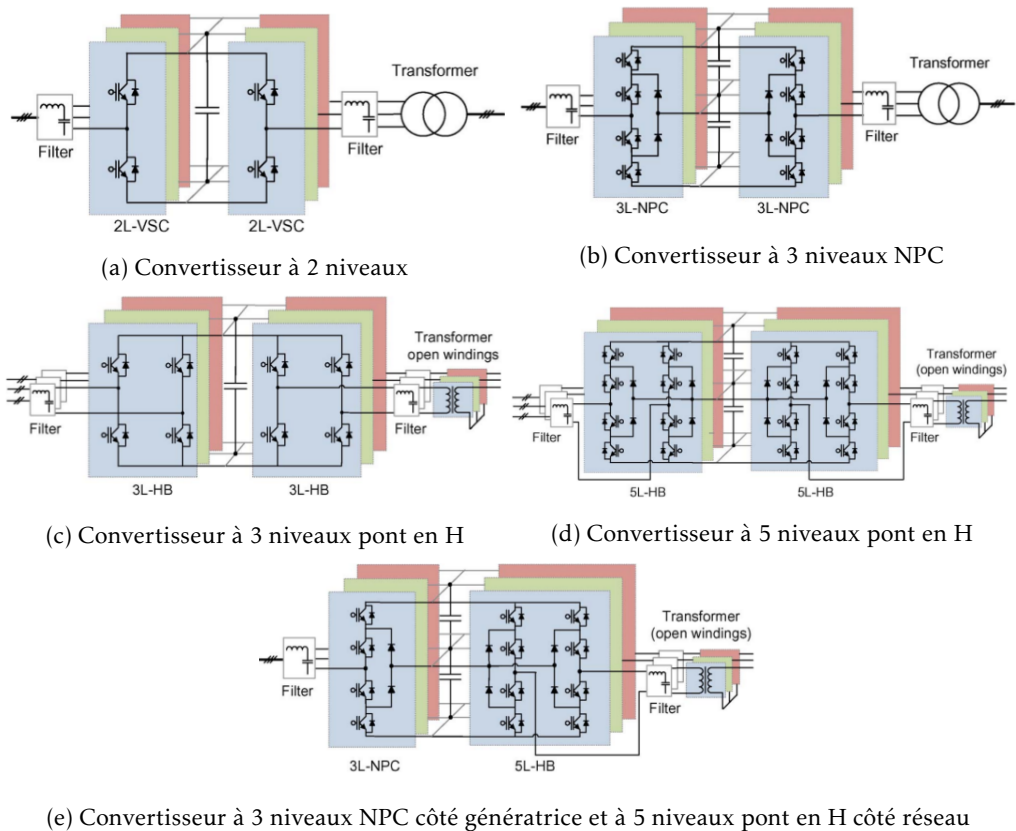


FIGURE 1.10 – Différents types de convertisseurs AC/DC/AC [15]



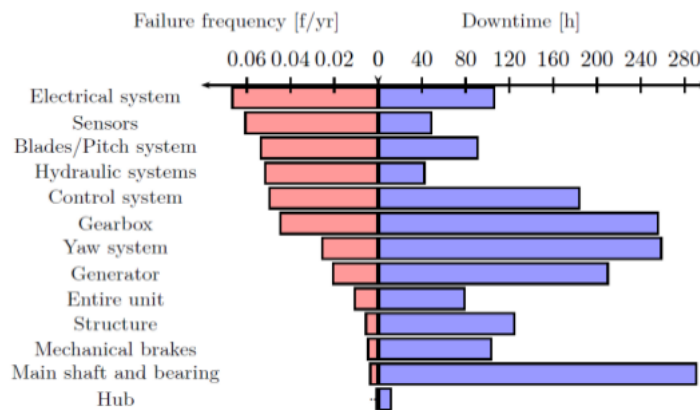


FIGURE 1.11 – Statistiques sur les récurrences et les temps d'arrêt des différents défauts d'une éolienne [16]

### 1.3 Défauts de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne

Plusieurs types de défauts peuvent avoir lieu au niveau des différents sous-systèmes constituant une éolienne. Un défaut donné peut se caractériser par :

- Sa récurrence
- Les dégâts qu'il engendre

Afin d'éviter le risque de mettre à l'arrêt le système pendant une durée conséquente et le risque de réduire considérablement l'énergie fournie par l'éolienne, il est judicieux d'étudier les défauts dont la récurrence est moyenne voire élevée et dont les répercussions sont pénalisantes [16]–[18]. A titre d'exemple, des statistiques issues de fermes d'éoliennes sur les récurrences des différents défauts et les temps d'arrêt qu'ils impliquent ont été fournies dans [16], Figure 1.11.

Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéressons uniquement aux défauts électriques de la chaîne de conversion de puissance de l'éolienne ('Electrical system', 'Control system' et 'Generator', Figure 1.11), qui sont récurrents et qui impliquent des temps d'arrêt non négligeables. Nous les présentons ci-après.

#### 1.3.1 Défauts du convertisseur statique

Les convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs IGBT (pour Insulated-Gate Bipolar Transistor), des composants à semi-conducteur dont on peut étudier la dégradation à une échelle microscopique ou à une échelle macroscopique [19]. Dans le premier cas, on s'intéresse à la fatigue thermique et aux dégradations internes des composants (dégradation des fils de connexion, dégradation de la métallisation de la face avant de la puce, dégradation des brasures, dégradation du substrat isolant, etc.). Dans le second cas, on s'intéresse à l'impact d'un défaut sur les performances globales du convertisseur, et donc aux défauts suivants :

- Interrupteur ouvert : l'interrupteur est ouvert et ne répond plus à la commande de fermeture (Figure 1.12). Si le défaut concerne les deux interrupteurs d'un même bras, il engendre un autre défaut de type phase ouverte.
- Interrupteur fermé : l'interrupteur est fermé et ne répond plus à la commande d'ouverture (Figure 1.12). Si le défaut concerne les deux interrupteurs d'un même bras, il engendre

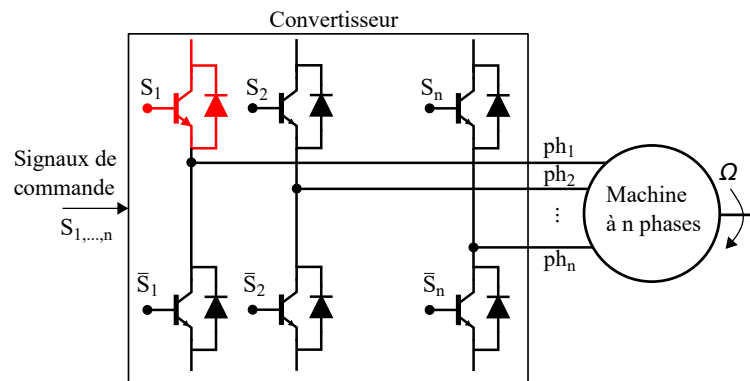


FIGURE 1.12 – Ensemble machine-convertisseur : un interrupteur du bras 1 sous défaut

un court-circuit de phase ou de source DC franc pouvant induire le déclenchement de protection menant normalement au circuit ouvert.

- Défaut du bus DC : une dégradation du bus DC engendre une diminution de la tension entre ses bornes, dont l'impact sur la production d'énergie n'est pas négligeable.

Les effets de ces défauts sont visibles sur les courants de lignes ainsi que sur la puissance et ne sont pas particulièrement affectés par la commande, tant qu'elle n'est pas reconfigurée. Dans le cas d'un défaut d'interrupteur, les approches de diagnostic développées dans [2]–[4] servent surtout à identifier l'interrupteur ou le bras défectueux.

Dans l'étude des défauts de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne, on s'intéresse aux défauts du convertisseur à l'échelle macroscopique.

### 1.3.2 Défauts de la génératrice

Les effets des défauts internes de la machine sur les grandeurs globales peuvent être bien moins importants que les effets des défauts du convertisseur. De ce fait, ils sont plus difficiles à détecter. La dégradation qu'ils engendrent est lente mais certaine. En comparaison avec les convertisseurs statiques, la réparation d'une génératrice est davantage immobilisante. En outre, selon l'architecture de la chaîne de conversion et le contrôle-commande considéré, les effets des défauts sont plus ou moins visibles sur les courants et/ou les tensions. Ainsi, un défaut statorique peut avoir un effet visible sur les courants et les tensions dans le cas d'une MSAP, dont le stator est raccordé au réseau via des convertisseurs AC/DC/AC. Mais il n'a pas d'effet sur les tensions dans le cas d'une MADA, dont les bobinages statoriques sont directement raccordés au réseau. Nous présentons ci-dessous les principaux défauts internes de la machine [20], [21].

#### 1.3.2.1 Court-circuit entre spires

Le court-circuit entre spires est l'un des défauts les plus étudiés dans la littérature [22]–[28]. Il correspond à la dégradation de l'isolant autour d'un nombre de spires donné. Il peut être dû à des transitoires de tension importants (leur effet n'est pas négligeable dans le cas d'une machine couplée à un convertisseur), un échauffement local, un vieillissement de l'isolant ou encore des contraintes vibratoires [20], [21].

Il peut avoir un effet local délétère et un effet global peu visible, surtout lors de son apparition. Cela dépend de plusieurs facteurs, comme les topologies de bobinages. Ainsi, les variations des

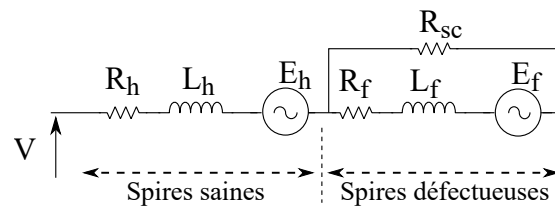
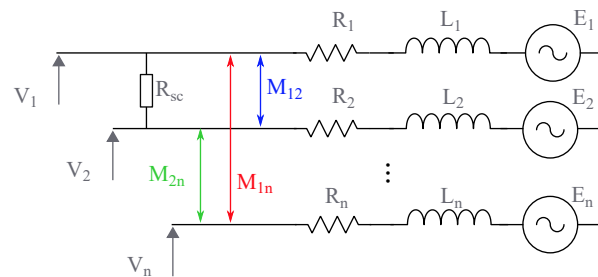


FIGURE 1.13 – Circuit équivalent d'une bobine avec un court-circuit entre spires

FIGURE 1.14 – Circuit équivalent d'une machine à  $n$  phases avec un défaut de court-circuit entre phases

courants de lignes ou de la puissance peuvent être infimes alors que le niveau de courant dans les spires en défaut est trop élevé.

A noter que dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, un courant de court-circuit non négligeable peut circuler dans les spires défectueuses même à vide, l'excitation rotorique ne pouvant être annulée, d'où l'importance d'identifier un tel défaut le plus précocement possible.

Une illustration assez commune de ce défaut consiste à scinder la bobine défectueuse en deux parties : une première qui représente les spires saines et une seconde qui représente les spires défectueuses, branchées en parallèle d'une résistance dite de court-circuit  $R_{sc}$ , comme montré en Figure 1.13. La sévérité du défaut dépend du nombre de spires court-circuitées ainsi que de la résistance de court-circuit  $R_{sc}$ .

### 1.3.2.2 Court-circuit entre phases

Le court-circuit entre phases correspond à une dégradation de l'isolation entre deux phases. Un contact entre têtes de bobines appartenant à deux phases distinctes peut être à l'origine d'un tel défaut. Le contact peut également avoir lieu à l'intérieur d'une encoche. Des transitoires de tension élevés, des défauts mécaniques ou une contrainte d'écrasement au niveau des enroulements peuvent aussi engendrer ce défaut [20], [21]. Il survient principalement dans les machines à double couche, c.à.d. les machines où une encoche statorique contient deux bobines de deux phases distinctes.

Pour le modéliser, une résistance  $R_{sc}$  est branchée entre les deux phases défectueuses (Figure 1.14), la valeur de  $R_{sc}$  dépend de la sévérité de ce dernier.

### 1.3.2.3 Court-circuit phase-terre

Une connexion entre une phase et le bâti, souvent lié à la masse, entraîne un défaut de court-circuit phase-terre (Figure 1.15). La sévérité du défaut dépend de la nature de la connexion.

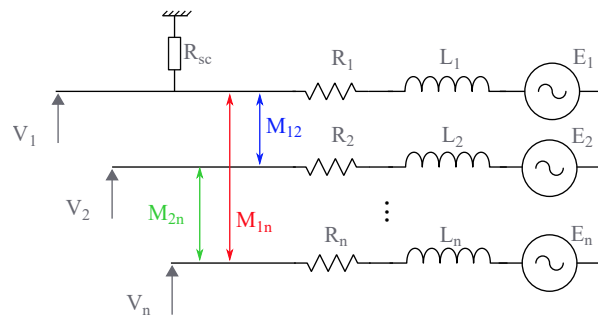


FIGURE 1.15 – Circuit équivalent d'une machine à  $n$  phases avec un défaut phase-terre

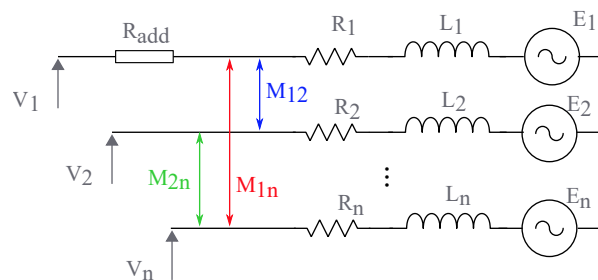


FIGURE 1.16 – Circuit équivalent d'une machine à  $n$  phases avec une augmentation de la résistance d'une phase

Il peut être causé par un échauffement local, par exemple deux spires en court-circuit, menant à la dégradation des isolants entre la carcasse et les bobines. Il peut être dû aussi à un écrasement des spires par la carcasse, une abrasion de l'isolant, la présence de points anguleux dans les encoches ou un choc [20], [21]. Il mène souvent à des mesures de sécurité, et donc un arrêt. Il devient davantage critique s'il touche deux phases, entraînant ainsi un court-circuit entre phases.

#### 1.3.2.4 Augmentation de la résistance d'une phase

L'augmentation de la résistance d'une phase (Figure 1.16) est souvent liée à de mauvaises connexions électriques, entre les convertisseurs et la machine par exemple, engendrées ou aggravées par des facteurs externes tels que les défauts de fabrication et les contraintes thermiques ou vibratoires [29]–[31]. Un tel défaut entraîne un échauffement local et inversement, un échauffement local peut mener à une augmentation de la résistance. Selon sa sévérité, son effet sur les grandeurs globales est plus ou moins visible. Toutefois, il n'a pas d'effet destructif sur le bobinage.

#### 1.3.2.5 Défauts mécaniques

Les défauts mécaniques les plus récurrents et les plus pénalisants sont l'usure des dents d'engrenage du multiplicateur dans le cas d'un entraînement indirect [32], les défauts de roulement [33] ainsi que les excentricités [34]–[37], qui peuvent se présenter sous trois formes, statique, dynamique et combinée :

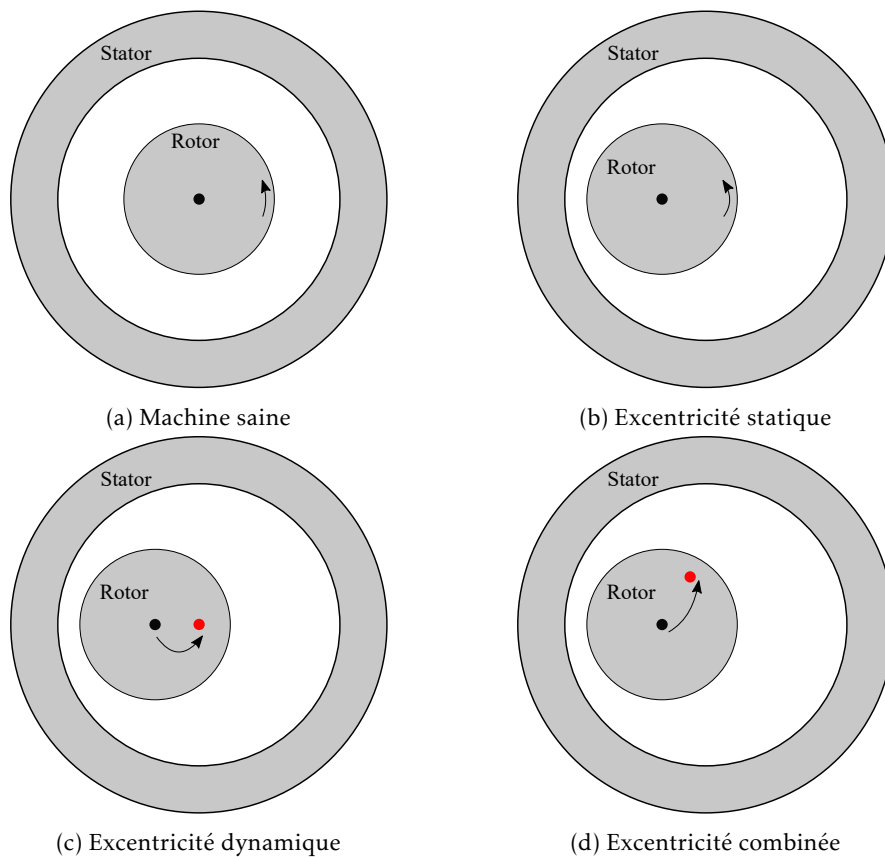


FIGURE 1.17 – Défauts d'excentricités : ● axe géométrique du rotor, ● axe de rotation du rotor

- Excentricité statique : le rotor tourne autour de son propre axe géométrique qui n'est pas confondu avec l'axe géométrique du stator (Figure 1.17b).
- Excentricité dynamique : les axes géométriques du rotor et du stator ne sont pas confondus et le rotor tourne autour de l'axe géométrique du stator (Figure 1.17c).
- Excentricité combinée : les axes géométriques du rotor et du stator ne sont pas confondus et le rotor tourne autour d'un troisième axe, qui n'est ni l'axe géométrique du rotor ni celui du stator (Figure 1.17d).

### 1.3.2.6 Démagnétisation d'un aimant

Un aimant est caractérisé par une courbe de désaimantation qui correspond à sa courbe d'hystérésis dans le deuxième cadran, Figure 1.18. On distingue 2 types de démagnétisation [35], [37]–[39] :

- Démagnétisation réversible : le coude de la courbe de désaimantation n'est pas franchi et l'aimant reprend son état magnétique initial une fois que la contrainte (thermique ou autre) est levée.
- Démagnétisation irréversible : le coude de la courbe de désaimantation est franchi et l'aimant ne peut plus reprendre son état magnétique initial.

La démagnétisation d'un aimant peut être due à des contraintes thermiques ou à des flux s'oppo-

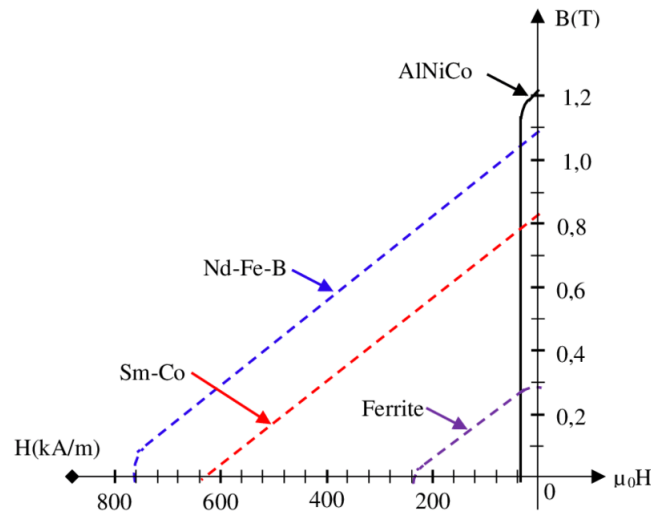


FIGURE 1.18 – Courbes de désaimantation des aimants NdFeB, SmCo, AlNiCo, et Ferrite (pour une température donnée)

sant au flux créé par les aimants et qui sont engendrés par les courants statoriques dans le cas d'un court-circuit entre spires. Elle implique une réduction de la puissance de la machine. La démagnétisation est en général d'abord locale (dans une partie de l'aimant) avant de s'étendre à mesure que le champ créé par les aimants diminue. Pour compenser la diminution du flux, les régulations augmentent les courants et conservent ainsi le même couple. Il y a alors un risque d'extension du défaut qui est plus ou moins rapide.

Nous pouvons citer en dernier lieu des défauts plus généraux qui ne concernent pas spécifiquement la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne, comme les défauts des capteurs, qui peuvent avoir lieu dans toutes les parties de l'éolienne, avec des effets plus ou moins graves.

## 1.4 Approches de diagnostic de défauts

La majorité des approches de diagnostic présentées dans cette section ont été appliquées à des machines triphasées, ces dernières étant plus répandues que les machines polyphasées. On peut classer les approches de diagnostic en deux catégories :

- Les approches non intrusives, basées sur l'analyse de grandeurs déjà mesurées dans le système étudié. Le principal défi dans ces approches est d'extraire le plus d'informations possible relatives aux défauts à partir des données disponibles.
- Les approches intrusives, qui impliquent des changements dans le système étudié. Certaines approches intrusives sont basées sur des données qui ne sont pas disponibles de manière standard, ce qui nécessite parfois l'installation de nouveaux capteurs. Dans certains cas, une étude en amont sur l'emplacement des capteurs peut être intéressante. D'autres approches sont basées sur l'injection de signaux, ce qui implique une adaptation du schéma de commande.

### 1.4.1 Les approches non intrusives

L'approche de diagnostic basée sur l'investigation des courants ou des tensions dans l'espace de Park fait partie des approches non intrusives les plus communes. Elle est surtout appliquée dans le cas de machines contrôlées avec la méthode de la commande vectorielle. Dans [37], les évolutions des composantes continues de la tension dans l'espace de Park  $(d, q)$ ,  $V_{d,DC}$  et  $V_{q,DC}$ , sont utilisées pour identifier et classer des défauts d'excentricité, de démagnétisation et de court-circuit entre spires. L'amplitude de l'harmonique d'ordre 2 du courant ou de la tension projeté dans le plan  $(d, q)$ , donnée dans (1.1), est utilisée pour le diagnostic de défauts électriques, notamment le court-circuit entre spires [40]–[42]. Dans [40], [41], l'amplitude de l'harmonique 2 du courant projeté dans  $(d, q)$  est utilisée comme indicateur de défaut (court-circuit entre spires), tandis que dans [42], les correcteurs P.I. sont supposés idéaux, c.à.d. capables d'imposer des courants parfaitement sinusoïdaux et équilibrés, tant en mode sain qu'en mode dégradé, et l'amplitude de l'harmonique 2 de la tension projetée dans  $(d, q)$  est utilisée comme indicateur de défaut :

$$g_{2,dq} = \sqrt{g_{2,d}^2 + g_{2,q}^2} \quad g \in \{I, V\} \quad (1.1)$$

Dans [43], Huang et al. étudient l'effet de la commande sur les signatures d'un court-circuit entre spires statoriques dans le cas d'une MSAP triphasée couplée à un convertisseur AC/DC. Ils montrent qu'avec une commande vectorielle où les courants de lignes sont asservis à l'aide de correcteurs P.I., l'effet du défaut est plus visible sur le courant que sur la tension pour une bande passante limitée. La tendance s'inverse à mesure que la bande passante augmente. Toutefois, l'amplitude de l'harmonique 2 (du courant ou de la tension) demeure faible par rapport à celle de la composante principale dans le repère  $(d, q)$ , qui est la composante continue (DC). L'évaluation de cet indicateur de défaut à partir de données issues d'essais expérimentaux n'est pas aisée, en particulier lorsque les effets des incertitudes liées aux moyens de mesures et des imperfections du système réel sont comparables aux effets du défaut. Plus de détails sur les limitations de cette approche et une comparaison avec le cas polyphasé sont donnés dans la Section 1.6.2.1.

On retrouve également dans la littérature des études plus spécifiques sur l'effet local du court-circuit entre spires [26], [28], [44], [45]. On y cherche à estimer le nombre de spires défectueuses ou le courant de court-circuit. Des hypothèses simplificatrices très contraignantes (par exemple, une résistance de court-circuit très faible, de l'ordre de quelques % de la résistance d'une phase) sont en général considérées. En outre, les vérifications expérimentales sont souvent effectuées à des vitesses de rotation limitées, pour éviter que le courant de court-circuit n'atteigne un niveau trop élevé par rapport au courant nominal. Cela n'est pas représentatif du fonctionnement normal de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne. De telles méthodes sont donc d'une portée limitée pour le diagnostic de défauts du système étudié. De manière plus générale, on considère qu'une approche de diagnostic est d'autant plus utile pour un système industriel qu'elle permet de déterminer la présence d'un défaut dans des conditions de fonctionnement normales et à un stade dit précoce, où le défaut n'est pas encore pénalisant thermiquement.

Dans une moindre mesure, le contenu spectral des puissances instantanées de la machine, active ou réactive, peut également être analysé pour le diagnostic de défauts. Dans [46], on montre qu'il serait davantage pertinent d'examiner l'harmonique 2 de la puissance réactive instantanée en mode moteur et celui de la puissance active instantanée en mode génératrice pour la détection d'un court-circuit entre spires. Une partie de cette étude est consacrée à l'évaluation de la robustesse de l'indicateur vis-à-vis de la bande passante des correcteurs de courants. Toutefois, seules deux valeurs de bande passante, une valeur initiale et son double, sont testées. Cela ne semble pas suffisant en comparaison avec d'autres études, telles que [40], [43], où l'on considère plusieurs valeurs de bande passante, entre une valeur initiale et son

vingtuple. Dans [47], plusieurs harmoniques de la puissance réactive instantanée sont utilisés pour le diagnostic de 3 défauts : l'excentricité, le court-circuit entre spires et la démagnétisation d'un aimant. Plusieurs sévérités de défauts y sont testées, et ce uniquement en mode moteur. L'approche est appliquée pour deux stratégies de commande :

- une commande vectorielle, où les tensions de commande sont calculées dans le plan de Park à partir d'un asservissement (P.I.) sur les courants de lignes
- une commande directe du couple, où les tensions de commande sont calculées dans le plan de Clarke à partir d'un asservissement (P.I.) sur le couple

La validation de cette méthode avec deux approches de commande permettrait d'envisager son application dans des cas d'étude où il serait difficile d'évaluer le potentiel impact de la commande sur les signatures de défauts dans les courants ou les tensions. En revanche, et à l'instar des méthodes de [40]–[43], les amplitudes des harmoniques examinés sont faibles par rapport aux composantes continues des puissances active et réactive instantanées. En outre, l'amplitude d'un harmonique sensible à l'apparition d'un défaut est en général d'autant plus faible que son ordre est élevé. Par ailleurs, les tensions de commande, utilisées pour le calcul des puissances instantanées dans [46], [47], ne sont pas accessibles aux exploitants des parcs éoliens.

Si l'utilisation des méthodes développées pour le triphasé est possible pour les entraînements polyphasés, leur opérationnalité est différente. Une machine polyphasée étant, du fait de sa structure, plus résiliente aux défauts, la manifestation externe des défauts est moins importante qu'en triphasé. C'est pourquoi il semble opportun dans le cas d'une machine polyphasée de choisir des méthodes de détection qui, lorsqu'elles existent, se basent sur des propriétés spécifiques à cette machine. On retrouve notamment des études sur les défauts du convertisseur (interrupteur ouvert ou phase ouverte) dans le cas de machines à 5 phases, [2]–[4]. Une étude récente [5], a porté sur le diagnostic de défauts internes d'une MSAP à 2 étoiles triphasées et déphasées d'un angle de  $\frac{\pi}{6}$ .

#### 1.4.2 Les approches intrusives

Les méthodes de diagnostic de défauts basées sur les mesures de la tension homopolaire sont considérées comme intrusives si le neutre n'est pas accessible, ce qui est souvent le cas dans les systèmes industriels. Dans [30], des composantes Haute Fréquence (HF) de la tension homopolaire, dépendantes de la fréquence de la MLI, sont utilisées pour différencier l'augmentation de la résistance d'une phase d'un court-circuit entre spires. Il faut noter qu'habituellement, on ne cherche pas à reconstruire les composantes HF, ce qui implique une fréquence d'échantillonnage limitée et inappropriée à l'application de la méthode présentée dans [30].

L'injection de signaux dans la boucle de commande peut également être utilisée pour le diagnostic de défauts. Dans [48], des signaux de flux sont injectés pour la détection d'une augmentation de la résistance d'une phase. Dans [49], des composantes HF sont injectées au niveau des tensions de commande et permettent de détecter des défauts de court-circuits entre spires.

D'autres méthodes sont basées sur l'analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer. Elles ont été utilisées entre autres dans [34], [50] pour l'identification et la localisation de défauts de court-circuits rotoriques et d'excentricités dans les turboalternateurs du parc nucléaire d'EDF. Le nombre de sondes et leur répartition dans la machine déterminent la possibilité d'identifier et de localiser les défauts. Ces méthodes sont considérées comme intrusives dans les machines qui ne contiennent pas de sondes de flux, ce qui est le cas dans les génératrices des éoliennes.



## 1.5 Traitement de données

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour analyser les mesures et en extraire des informations liées à l'éventuelle présence d'un défaut [21], [51]. Elles peuvent être classées en 3 catégories :

- Méthodes basées sur les données (sans connaissances a priori)
- Méthodes basées sur les modèles explicites (avec des connaissances a priori)
- Méthodes de l'intelligence artificielle

### 1.5.1 Méthodes basées sur les données (sans connaissances a priori)

#### 1.5.1.1 Les méthodes statistiques

Elles sont basées sur l'analyse statistique de données. Parmi les paramètres évalués, on cite : la valeur moyenne, l'écart-type ou la variance, la valeur efficace, le coefficient de dissymétrie, le coefficient d'aplatissement, etc.

#### 1.5.1.2 Méthodes fréquentielles

Il s'agit principalement de la transformée de Fourier rapide (FFT pour Fast Fourier Transform). On applique la FFT à des signaux dont certaines composantes sont sensibles à l'apparition d'un défaut. Des développements analytiques sont en général réalisés pour identifier les composantes qui apparaissent uniquement en présence d'un défaut. Leurs amplitudes permettent de quantifier la sévérité de ce dernier. La FFT ne peut être appliquée qu'à des signaux stationnaires.

#### 1.5.1.3 Méthodes temps-fréquence

On y a recours dans le cas de signaux non stationnaires, qu'on peut retrouver dans certaines applications. Plusieurs transformations mathématiques peuvent être appliquées pour l'extraction de données à partir de signaux non stationnaires : Short-Time Fourier Transform (STFT), les ondelettes, la distribution de Wigner-Ville, la transformée de Hilbert-Huang, etc. [52].

### 1.5.2 Méthodes basées sur des modèles explicites (avec des connaissances a priori)

Comme leur nom l'indique, ces méthodes nécessitent le développement de modèles à partir des équations régissant le système étudié. Les modèles sont établis en modes sains et dégradés et des grandeurs sensibles à l'apparition de défauts sont déterminées. Cela s'avère plus ou moins faisable selon le cas d'étude. Une méthode commune consiste à créer à partir des modèles un vecteur-résidus dont chaque composante évalue la différence entre une valeur calculée et une valeur mesurée. Le vecteur-résidus est en général construit de sorte que chacune de ses composantes soit sensible à la présence d'un seul défaut et que chaque défaut varie un seul résidu. Théoriquement, les résidus sont nuls en mode sain et idéal. Pratiquement, ils sont déterminés par les imperfections structurelles ou intrinsèques au système étudié. Pour cela, des valeurs seuil leur sont attribuées. Dans [41], les composantes continues des courants dans ( $d, q$ ) sont calculées à partir de modèles et déduites des courants mesurés. D'autres méthodes sont basées sur l'estimation d'état ou l'identification de paramètres. Dans [45], un modèle basé sur un filtre de Kalman étendu permet d'estimer en ligne le nombre de spires court-circuitées dans le bobinage statorique d'une MSAP. Dans [44], le courant de court-circuit est estimé grâce à un observateur PI. Dans [53], l'identification paramétrique est utilisée pour le diagnostic de

défauts d'excentricité, de démagnétisation et de court-circuit entre spires statoriques. A noter que certaines méthodes nécessitent d'être appliquées hors ligne (à l'arrêt) tandis que d'autres peuvent être appliquées en ligne.

### 1.5.3 Méthodes de l'intelligence artificielle

Des simulations et/ou des essais expérimentaux sont réalisés pour toutes les conditions de fonctionnement, les types et les sévérités de défauts qu'on souhaite identifier. Un ensemble de données en est recensé et il est divisé en deux parties : une première utilisée pour l'entraînement des algorithmes et une seconde pour l'évaluation de la capacité de ces derniers à juger de l'état du système et à identifier un défaut. Plusieurs paramètres sont calculés et permettent de faire cette évaluation, parmi lesquels on retrouve : le taux de faux positifs, le taux de faux négatifs, etc. On peut citer plusieurs méthodes : les machines à vecteurs de support, les réseaux de neurones artificiels, la logique floue et la reconnaissance de formes.

Ces méthodes ont montré leur utilité pour identifier et séparer des défauts dont il est plus ou moins difficile de différencier les effets avec des approches analytiques, ce qui est le cas pour les défauts internes de la machine. Dans [37], [47], la séparation entre différents défauts est rendue possible grâce à des méthodes de l'intelligence artificielle. Des études très récentes utilisent ces méthodes pour le diagnostic de défauts dans le cas des machines polyphasées, [5], [54].

## 1.6 Machines triphasées et polyphasées

La génératrice de la chaîne de conversion de puissance étudiée expérimentalement dans les présents travaux étant une MSAP polyphasée, à 3 étoiles déphasées de  $\frac{2\pi}{9}$  et proche d'une structure industrielle existante, nous expliquons dans cette section les différences entre les cas triphasé et polyphasé sur les grandes lignes, les limitations d'une approche de diagnostic non intrusive communément appliquée aux machines triphasées et les pistes à explorer dans le cas des machines polyphasées.

Théoriquement, on considère qu'une machine polyphasée est une machine où au moins deux courants de lignes sont indépendants. De ce fait, les machines diphasées et triphasées seraient polyphasées. En revanche, l'usage dans la littérature académique internationale (avec l'appellation 'multiphase machine') veut que la dénomination 'machine polyphasée' soit réservée aux machines où au moins trois courants de lignes sont indépendants. Cet usage permet de faire la différence entre les machines triphasées, très répandues dans plusieurs domaines industriels, et les autres machines polyphasées. L'essor de ces dernières est dû, entre autres, aux progrès de l'électronique de puissance. On les retrouve désormais dans plusieurs secteurs : la propulsion électrique (dans la marine, l'aéronautique et l'automobile), la production d'électricité (éolien offshore), etc.

Les machines polyphasées présentent maints avantages par rapport aux machines triphasées [55]. On cite principalement :

- Segmentation de la puissance avec un effet de modularité et donc, une montée en puissance avec des conducteurs de taille proche de celle dans le triphasé et un courant nominal limité
- Possibilité de travailler en régime non sinusoïdal de courants et de forces électromotrices (avec donc une densité de couple plus grande qu'en triphasé) grâce au contrôle vectoriel, tout en garantissant de faibles pulsations de couple

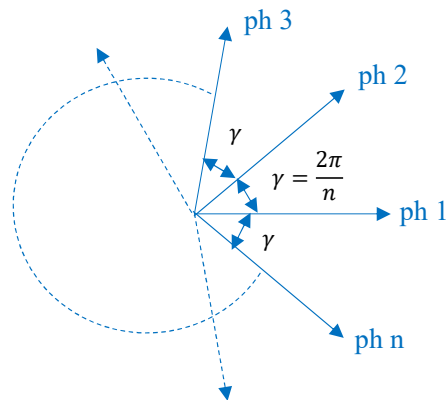


FIGURE 1.19 – Distribution des phases : machine à  $n$  phases connectées à un seul neutre

- Tolérance aux défaillances d'alimentation des convertisseurs statiques
- Possibilité de reconfigurer la commande, ce qui permet d'éviter de fortes diminutions de puissance générée en cas de défaillance de composants de puissance

Quant aux inconvénients des machines polyphasées, on peut citer :

- Plus de câbles à connecter en sortie de la machine
- Contrôle plus complexe
- Connaissance de leurs propriétés spécifiques pour opérer une conception évitant d'engendrer de fortes contraintes de commande (rapprochée et/ou éloignée)

### 1.6.1 Classification des machines polyphasées

Il est possible de classer les machines polyphasées en deux catégories [56] :

- les machines dites symétriques (Figure 1.19) : les phases sont distribuées de façon symétrique dans le plan électrique, autrement dit deux phases consécutives sont séparées d'un angle de  $\frac{2\pi}{n}$  ( $n$  étant le nombre de phases). Elles sont soit connectées en open-end winding, auquel cas un pont onduleur monophasé en H alimente les deux bornes de chaque phase, soit couplées en étoile avec un seul neutre, auquel cas les phases sont alimentées par un seul convertisseur. Dans la littérature, c'est le cas des machines à nombre de phases premier (5, 7, 11, 13, etc.) [57], [58] mais aussi de certaines machines à 9 phases [59].
- les autres machines polyphasées qui sont en général couplées pour former plusieurs étoiles, chacune avec un neutre isolé (Figure 1.20) : on distingue les machines dont les étoiles sont en phase [46] de celles dont les étoiles sont déphasées [5]. Les neutres des étoiles sont isolés les uns des autres. Si les étoiles sont triphasées, ce qui est souvent le cas, les convertisseurs communément utilisés pour la commande des machines triphasées peuvent être utilisés pour la commande des machines multi-étoiles. Des contraintes de synchronisation et de commande rapprochées entre onduleurs doivent cependant être respectées.

L'adaptation du fonctionnement en mode dégradé est en général effectuée simplement dans le cas d'une machine multi-étoiles : il suffit que l'étoile dont une phase est sous défaut soit isolée. Toutefois, la diminution de la puissance générée est non négligeable. Dans le cas d'une machine à un seul neutre, la commande doit être adaptée en mode dégradé afin que le fonctionnement soit stable et proche de celui du mode sain. Les pertes en puissance sont plus faibles que dans le cas des machines multi-étoiles, mais les contraintes au niveau de la commande sont plus fortes.

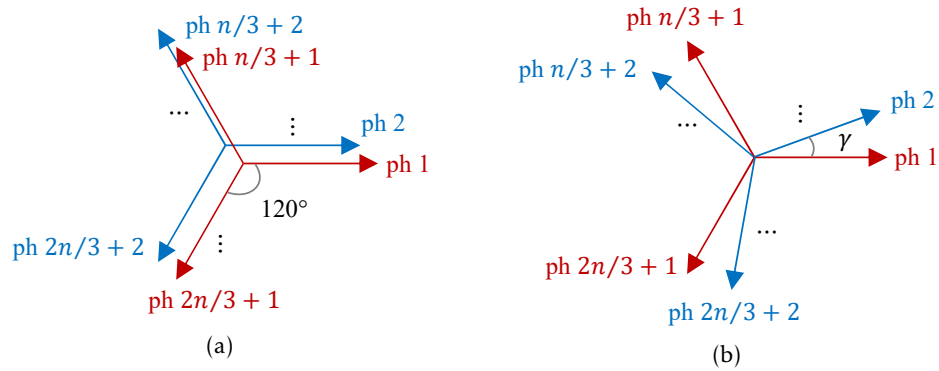


FIGURE 1.20 – Distribution des phases dans les machines multi-étoiles (étoiles triphasées) : (a) étoiles en phase, (b) étoiles déphasées d'un angle  $\gamma$

### 1.6.2 Différences entre les cas triphasé et polyphasé quant au diagnostic de défauts

De manière générale, le nombre de degrés de liberté (d.d.l.) régissant un système polyphasé augmente avec le nombre de phases. Néanmoins, les machines polyphasées ne sont pas toutes équivalentes à nombre de phases donné. En effet, le nombre de d.d.l. dépend, en plus du nombre de phases, de la répartition des phases sur les  $2\pi$  électriques ainsi que des couplages électriques. Les d.d.l. supplémentaires se traduisent mathématiquement par la présence de plusieurs sous-espaces bidimensionnels  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, \text{etc.}\}$  dans les espaces définis par les transformées de Concordia (ou de Clarke)  $C_n$  associées aux machines polyphasées, (1.2).

$$C_n = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \gamma & \cdots \\ 0 & \sin \gamma & \cdots \\ 1 & \cos 2\gamma & \cdots \\ 0 & \sin 2\gamma & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ 1 & 1 & \cdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow (\alpha_1, \beta_1) \\ \rightarrow (\alpha_2, \beta_2) \\ \vdots \end{matrix} \quad (1.2)$$

$n$  étant le nombre de phases et  $\gamma$  l'angle entre les 2 premières phases. Plus de détails sur les matrices de transformation des différentes machines polyphasées sont donnés dans la Section 2.2. Pour rappel, la transformée de Concordia d'une machine triphasée, donnée dans (1.3), comprend un seul sous-espace bidimensionnel  $(\alpha, \beta)$ .

$$C_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \rightarrow (\alpha, \beta) \quad (1.3)$$

Dans le cas polyphasé et sous certaines hypothèses de régularité de construction et de fonctionnement (mode sain et idéal), une séparation entre les différents harmoniques qu'on peut

retrouver dans des grandeurs telles que les forces électromotrices (f.é.m.) à vide, les flux, les tensions ou encore les courants est possible : le fondamental est projeté dans un sous-espace  $(\alpha_1, \beta_1)$ , dit primaire, et les harmoniques d'ordres supérieurs (3, 5, 7, etc.) sont projetés dans les autres sous-espaces  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{2, 3, \text{etc.}\}$ . Le nombre de sous-espaces bidimensionnels et la répartition des harmoniques dans ces sous-espaces dépendent du nombre de phases, de leur distribution sur les  $2\pi$  électriques et des couplages électriques. Ainsi, la présence d'harmoniques d'ordres supérieurs dans la f.é.m. à vide d'une machine et leur impact sur ses performances globales, et notamment les ondulations de couple, ne sont pas abordés de la même façon dans les cas triphasé et polyphasé.

Théoriquement, les propriétés mathématiques discutées ci-dessus sont utiles aussi bien pour la commande des machines polyphasées que pour leur diagnostic de défauts. Toutefois, on retrouve dans la littérature plus d'études sur la commande des machines polyphasées que sur leur diagnostic de défauts. Ainsi, il est possible d'éviter, grâce à une stratégie de commande qui tient compte de la séparation d'harmoniques, les ondulations de couple dans le cas de machines dont les f.é.m. à vide ne sont pas sinusoïdales [57]. De même, il est possible d'utiliser les harmoniques d'ordres supérieurs de la f.é.m. à vide pour la génération de couple. Cela permet d'optimiser les performances des machines polyphasées, comme le montre l'étude [59].

Par ailleurs, il est d'autant plus possible d'avoir un fonctionnement en mode dégradé proche de celui en mode sain que le nombre de d.d.l. régissant le système polyphasé est élevé. Pour ce faire, l'identification d'un défaut doit être suivie d'une adaptation de la stratégie de commande permettant la compensation de l'effet du défaut et/ou l'isolation de la phase défectueuse [58], [60], [61].

Quant au diagnostic de défauts dans le cas polyphasé, un déséquilibre apparaît en présence d'un défaut et la séparation d'harmoniques n'est plus valable. Tous les harmoniques peuvent apparaître dans tous les sous-espaces définis par la transformée de Concordia (1.2), le fondamental apparaît entre autres dans les sous-espaces non primaires  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{2, 3, \text{etc.}\}$ , c.à.d. les sous-espaces ne contenant que des harmoniques d'ordres supérieurs en mode sain. L'amplitude du fondamental étant en général bien plus élevée que celles des autres harmoniques, l'utilisation de l'apparition du fondamental dans les sous-espaces non primaires comme indicateur de défauts semble très prometteuse [2]–[5].

### 1.6.2.1 Limitations du diagnostic de défauts non intrusif dans le cas triphasé

Parmi les approches de diagnostic non intrusives présentées dans la Section 1.4.1, on retrouve l'approche basée sur l'investigation de l'harmonique d'ordre 2 des courants de lignes ou des tensions de commande dans l'espace de Park  $(d, q)$ , appliquée à des machines triphasées. Cette méthode présente deux principales limitations :

- L'amplitude de l'harmonique d'ordre 2, lié au défaut, est faible par rapport à la composante continue, essentiellement liée à la puissance active et donc dépendante des conditions de fonctionnement. Pour détecter le défaut, il faut être capable d'extraire d'un signal dont la principale composante est continue un faible harmonique d'ordre 2.
- Dans le cas d'un défaut de court-circuit, elle est déterminée par les composantes du courant de court-circuit. Ce dernier est dépendant de la f.é.m. à vide et donc variable d'une machine à une autre. En présence d'un déséquilibre, chaque harmonique de la base naturelle est projeté en deux harmoniques dans le plan  $(d, q)$ , du fait de la transformation de rotation. Sous l'hypothèse d'un courant de court-circuit purement sinusoïdal, l'effet du défaut est scindé en une composante continue et un harmonique 2 dans le seul plan  $(d, q)$ . Seule une partie de l'amplitude du signal de défaut se retrouve donc dans l'harmonique de rang 2 qui sert à l'identification du défaut, l'autre partie vient s'ajouter à la

composante continue DC déjà présente dans le même plan  $(d, q)$ . Sous l'hypothèse d'un courant de court-circuit composé de deux harmoniques d'ordres 1 et 3, des composantes supplémentaires d'ordres 2 et 4 apparaissent dans  $(d, q)$ . L'amplitude de l'indicateur de défaut est donc déterminée par les harmoniques 1 et 3 du courant de court-circuit (dans la base naturelle). Des développements analytiques sont donnés à l'appui dans [24], [37], [42], [43].

Les deux limitations discutées ci-dessus sont franchissables dans le cas polyphasé. La possibilité d'extraire des informations liées à l'apparition d'un défaut dans les plans  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{2, 3, \text{etc.}\}$  permet d'éviter la scission de l'effet du défaut en deux harmoniques dans chacun des plans  $(d_j, q_j)$  de l'espace de Park. Par ailleurs, l'amplitude de l'harmonique 1 projeté dans  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{2, 3, \text{etc.}\}$  en présence d'un défaut est importante par rapport aux amplitudes des harmoniques projetés dans ces plans en modes sain et dégradé. En outre, si l'on considère que le couple est exclusivement produit à partir du fondamental, les courants projetés dans les plans supplémentaires seront nuls en mode sain et l'information qui en est extraite sera exclusivement liée à l'apparition du défaut. Autrement dit, elle ne sera pas dépendante des conditions de fonctionnement.

## 1.7 Conclusion du chapitre

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté tout d'abord un état de l'art sur la place de l'éolien, et plus particulièrement l'éolien offshore, sur le marché de production d'électricité. Nous avons présenté par la suite les technologies de conversion de puissance les plus communes dans les éoliennes onshore et offshore. Puis, les défauts auxquels l'ensemble machine-convertisseur est sujet ont été détaillés. Ensuite, les différentes approches de diagnostic de défauts, intrusives et non intrusives, et les méthodes de traitement de données ont été abordées. Enfin, les différences entre les cas triphasé et polyphasé et les limitations des approches de diagnostic du triphasé ont été discutées. Cette dernière partie donne un aperçu sur les pistes à explorer dans le cas polyphasé. Plus de détails sur les systèmes polyphasés et sur la méthode de diagnostic développée dans cette thèse sont donnés dans le deuxième chapitre.

# Méthodologie de diagnostic développée

## Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Modèle analytique d'une MSAP polyphasée</b>	<b>30</b>
<b>2.2</b>	<b>Classification des machines polyphasées et transformations mathématiques associées</b>	<b>31</b>
2.2.1	Machines polyphasées à un neutre	33
2.2.2	Machines multi-étoiles	34
2.2.2.1	Etoiles en phase	34
2.2.2.2	Etoiles déphasées	35
2.2.3	Transformée de Park	36
<b>2.3</b>	<b>Méthodologie de diagnostic développée</b>	<b>37</b>
<b>2.4</b>	<b>Présentation des machines étudiées</b>	<b>38</b>
<b>2.5</b>	<b>Augmentation de la résistance d'une phase : boucle ouverte</b>	<b>41</b>
2.5.1	Conditions et hypothèses de simulations	42
2.5.2	Machine à 3 étoiles en phase	42
2.5.3	Machine à 3 étoiles déphasées	42
2.5.4	Conclusions	44
<b>2.6</b>	<b>Modélisation de l'ensemble MSAP polyphasée-convertisseurs statiques</b>	<b>45</b>
2.6.1	Commande vectorielle des MSAP polyphasées	45
<b>2.7</b>	<b>Augmentation de la résistance d'une phase : boucle fermée</b>	<b>46</b>
2.7.1	Conditions et hypothèses de simulations	46
2.7.2	Machine à 3 étoiles en phase	47
2.7.3	Machine à 3 étoiles déphasées	47
2.7.3.1	Comparaison des courants de lignes dans l'espace de Park	51
2.7.3.2	Signatures de défaut en boucle fermée	53
2.7.3.3	Effet de la bande passante des correcteurs P.I. sur les signatures de défaut	53
<b>2.8</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>55</b>

---

Dans ce deuxième chapitre, le modèle analytique d'une MSAP polyphasée est d'abord présenté. Ensuite, les transformées de Concordia des différents types de machines polyphasées et les distributions des harmoniques qu'elles définissent sont détaillées. Puis, la méthodologie de diagnostic développée dans cette thèse est présentée et les types de machines polyphasées auxquels elle peut être appliquée sont précisés. La pertinence de la méthodologie est montrée au travers d'une comparaison entre deux machines à 9 phases dont les performances globales sont similaires : une première machine constituée de 3 étoiles en phase et une seconde constituée de 3 étoiles déphasées d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{9}$  rad (ou  $40^\circ$ ). La comparaison entre les deux machines est faite dans le cas d'une augmentation de la résistance d'une phase, sans prise en compte des convertisseurs statiques (en boucle ouverte) dans un premier temps et avec l'ensemble machine-convertisseurs (en boucle fermée) dans un second temps. Enfin, les signatures de défaut dans une MSAP couplée au réseau via des convertisseurs AC/DC/AC, où les courants et les tensions peuvent être déséquilibrés en présence d'un défaut, sont discutées.

## 2.1 Modèle analytique d'une MSAP polyphasée

Dans la base naturelle, les tensions aux bornes des phases d'une MSAP polyphasée s'écrivent comme suit :

$$\mathbf{V}_n = \mathbf{R}_n \cdot \mathbf{I}_n + \frac{d}{dt} \phi_n \quad (2.1)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} n : \text{nombre de phases} \\ \mathbf{V}_n : \text{vecteur des tensions simples} \\ \mathbf{R}_n : \text{matrice de résistances} \\ \mathbf{I}_n : \text{vecteur des courants de lignes} \\ \phi_n : \text{vecteur des flux captés par les phases statoriques} \end{array} \right.$$

$\phi_n$  peut s'écrire comme la somme de deux flux, un premier créé par les courants statoriques  $\phi_{S,n}$  et un second créé par les aimants permanents  $\phi_{PM,n}$  :

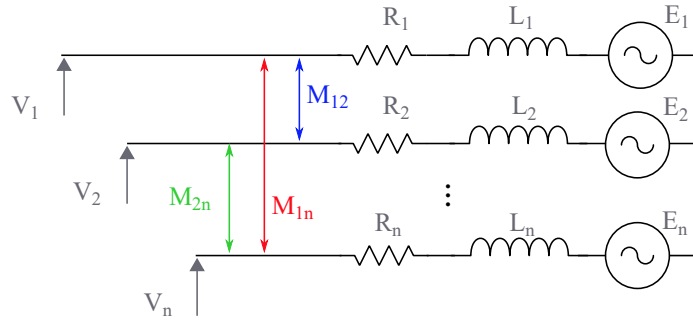
$$\begin{aligned} \phi_n &= \phi_{S,n} + \phi_{PM,n} \\ \Leftrightarrow \phi_n &= \mathbf{L}_n \cdot \mathbf{I}_n + \phi_{PM,n} \end{aligned} \quad (2.2)$$

(Avec  $\mathbf{L}_n$  la matrice d'inductances)

Dans le cas où les aimants sont enterrés, les effets de réluctance variable ne sont pas négligeables et les valeurs des inductances dépendent de la position rotorique. L'entrefer est également faible, ce qui engendre des effets de saturation magnétique non négligeables et donc une dépendance des inductances vis-à-vis du courant. L'expression de la dérivée du flux ne peut être simplifiée et l'étude d'une telle machine requiert des modèles précis qui tiennent compte, entre autres, de la non linéarité des matériaux, ce qui justifie le recours à la modélisation par Eléments Finis (EF).

Dans le cas où les aimants sont montés en surface, l'entrefer magnétique, constitué de la couche d'aimants et de l'entrefer mécanique, varie peu en fonction de la position et sa valeur importante induit une faible dépendance aux courants statoriques. Les effets de réluctance variable et de saturation magnétique sont alors négligeables. Cela se traduit par une matrice d'inductances indépendante du courant et de la position rotorique et l'équation (2.1) s'écrit




 FIGURE 2.1 – Circuit équivalent d'une machine synchrone à  $n$  phases et à aimants permanents montés en surface

comme suit :

$$\mathbf{V}_n = \mathbf{R}_n \cdot \mathbf{I}_n + \mathbf{L}_n \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{I}_n + \mathbf{E}_n \quad (2.3a)$$

$$\Leftrightarrow \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_n \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & \cdots & M_{1n} \\ M_{21} & L_2 & \cdots & M_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & \cdots & L_n \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \vdots \\ E_n \end{pmatrix} \quad (2.3b)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{E}_n = \frac{d\phi_{PM,n}}{dt} : \text{vecteur des f.é.m. à vide} \\ L_i, i \in \{1, 2, \dots, n\} : \text{inductance propre de la phase } i \\ M_{ij}, i, j \in \{1, 2, \dots, n\}, \text{ tel que } M_{ij} = M_{ji} \text{ et } i \neq j : \text{inductance mutuelle entre les phases } i \text{ et } j \\ \text{(les valeurs de } L_i \text{ et de } M_{ij} \text{ sont constantes)} \end{array} \right.$$

La machine est généralement modélisée de manière simplifiée par le circuit équivalent donné en Figure 2.1. Les machines considérées dans cette thèse sont à aimants déposés en surface avec des bobinages concentrés à pas fractionnaires. Des simulations par éléments finis (Section 2.4 et Annexe C) confirment que le modèle de représentation fourni en (2.3) et Figure 2.1 est suffisant pour nos travaux.

## 2.2 Classification des machines polyphasées et transformations mathématiques associées

Les deux principaux critères de classification des machines polyphasées sont le couplage électrique (1 seul neutre ou multi-étoiles) et la distribution des phases sur les  $2\pi$  électriques, Section 1.6.1. Pour rappel, le couplage physique de  $k$  phases ( $k \leq n$ ) à un seul neutre induit une contrainte physique sur les courants de ces phases : leur somme est nulle. Le système de  $k$  phases admet alors  $(k - 1)$  degrés de liberté.

$$\sum_{m=1}^k I_m = I_1 + I_2 + \cdots + I_k = 0 \quad (2.4)$$

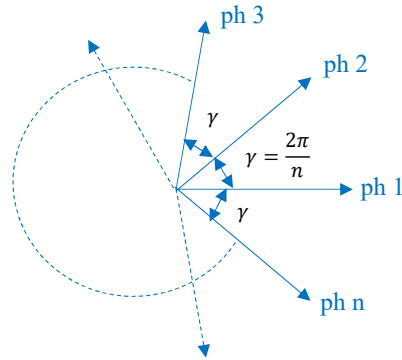


FIGURE 2.2 – Distribution des phases : machine à  $n$  phases connectées à un seul neutre

Les deux critères de classification des machines polyphasées rappelés ci-dessus permettent de définir les transformées de Concordia/Clarke et les transformées de Park associées aux différentes machines polyphasées [55]–[57], [62]. Sous certaines hypothèses de régularité de construction<sup>1</sup>, de symétrie et de fonctionnement (système polyphasé parfaitement équilibré), ces transformations mathématiques permettent de définir de nouveaux espaces de travail avec des propriétés intéressantes : il est possible ainsi de passer d'une machine polyphasée caractérisée par plusieurs harmoniques dans une base dite 'naturelle'<sup>2</sup> à un ensemble de machines biphasées et monophasée(s) dans une base dite 'fictive'<sup>3</sup>. Pour un vecteur donné, les spectres de toutes ses composantes dans la base naturelle comprennent les mêmes harmoniques alors que dans la base fictive, le spectre est différent selon les composantes. Autrement dit, les harmoniques présents dans la base naturelle sont projetés séparément dans les différentes machines fictives. En outre, selon le type de la machine polyphasée étudiée, la matrice de Concordia peut être construite de façon à diagonaliser la matrice d'inductances. Cela induit un découplage magnétique entre les phases des machines fictives, utile pour simplifier la commande vectorielle de la machine (Section 2.6.1).

Nous présentons dans cette section les transformées de Concordia  $\mathbf{C}_n$  selon la classification des machines polyphasées donnée dans la Section 1.6.1, ainsi que les distributions des harmoniques dans les différents sous-espaces obtenues après l'application de  $\mathbf{C}_n$  à un vecteur  $\mathbf{g}_n(\theta_e)$  (de grandeurs telles que les courants de lignes, les flux, les tensions de phases, les f.é.m. à vide, etc.) équilibré :

$$\mathbf{g}_{\alpha\beta 0}(\theta_e) = \mathbf{C}_n \cdot \mathbf{g}_n(\theta_e) \quad (2.5a)$$

$$\mathbf{g}_n(\theta_e) = \left( g_1(\theta_e) \quad g_2(\theta_e) \quad \cdots \quad g_n(\theta_e) \right)^T \quad (2.5b)$$

Il est à noter que pour chaque type de machines, il est possible de définir plusieurs matrices du type Concordia. Nous présentons ci-après celles dont les propriétés sont les plus adaptées au diagnostic de défauts<sup>4</sup>.

1. Nous entendons par 'régularité de construction' l'impossibilité de distinguer une phase d'une autre si le rotor n'est pas considéré.

2. La base est naturelle dans la mesure où les composantes des vecteurs de flux, de tensions, de courants, etc. dans cette base sont les composantes de phases que l'on peut mesurer directement par des capteurs physiques.

3. La base est fictive dans la mesure où les composantes des vecteurs de flux, de tensions, de courants, etc. dans cette base ne correspondent pas à des grandeurs directement mesurables.

4. D'où l'emploi du terme 'une transformée de Concordia'.

### 2.2.1 Machines polyphasées à un neutre

Les  $n$  phases de ces machines sont connectées à un seul neutre et réparties de manière symétrique sur les  $2\pi$  électriques (Figure 2.2). Autrement dit, deux phases consécutives sont séparées d'un angle  $\gamma = \frac{2\pi}{n}$ .

Si le nombre de phases est impair, une transformée de Concordia s'écrit comme suit <sup>5</sup> :

$$\mathbf{C}_n = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \cdots & \cos(n-1)\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \cdots & \sin(n-1)\gamma \\ 1 & \cos 2(\gamma) & \cos 2(2\gamma) & \cdots & \cos 2(n-1)\gamma \\ 0 & \sin 2(\gamma) & \sin 2(2\gamma) & \cdots & \sin 2(n-1)\gamma \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-1}{2}\right)\gamma & \cos\left(\frac{n-1}{2}\right)(2\gamma) & \cdots & \cos\left(\frac{n-1}{2}\right)(n-1)\gamma \\ 0 & \sin\left(\frac{n-1}{2}\right)\gamma & \sin\left(\frac{n-1}{2}\right)(2\gamma) & \cdots & \sin\left(\frac{n-1}{2}\right)(n-1)\gamma \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Elle définit  $\left(\frac{n-1}{2}\right)$  sous-espaces bidimensionnels  $(\alpha_j, \beta_j)$  et un seul sous-espace monodimensionnel (homopolaire). La répartition des harmoniques dans les différents sous-espaces est donnée par la formule générique suivante :

$$h = nl + \sigma j \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} h : \text{rang d'harmonique} \\ n : \text{nombre de phases, } l \in \mathbb{N} \\ \sigma \in \{-1; 1\} \text{ dans } (\alpha_j, \beta_j) \\ \sigma = 0 \text{ dans l'homopolaire} \\ j : \text{indice du sous-espace où } h \text{ est projeté, } j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n-1}{2}\right\} \end{cases}$$

Les répartitions des harmoniques dans les cas des machines à 3, 5, 7 et 9 phases sont données dans le Tableau 2.1 <sup>6</sup>.

La matrice  $\mathbf{C}_n$  (2.6) est construite de sorte qu'elle diagonalise une matrice d'inductances circulante, ce qui est le cas lorsque les effets de réluctance variable et de saturation magnétique sont négligeables.

Par ailleurs, le vecteur homopolaire, qui correspond à la dernière ligne de  $\mathbf{C}_n$ , traduit la contrainte sur les courants des  $n$  phases induite par le couplage électrique (le courant homopolaire est toujours nul) :

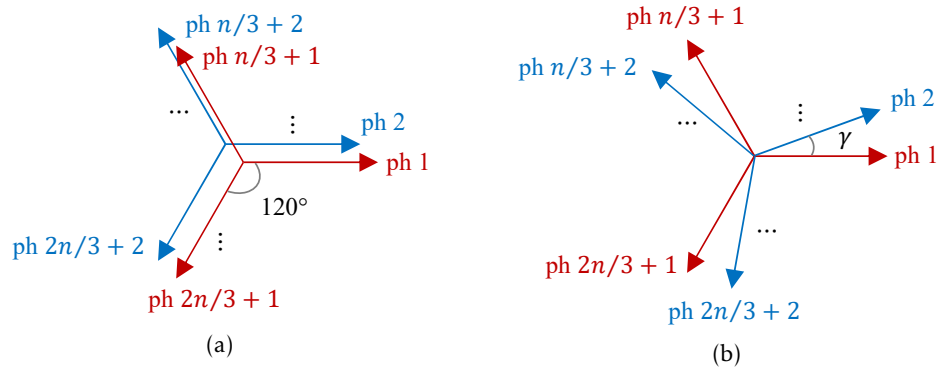
$$\sum_{m=1}^n I_m = I_1 + I_2 + \cdots + I_n = 0 \quad (2.8)$$

5. Nous nous contentons de présenter le cas des machines à un neutre dont le nombre de phases est impair, les machines à un neutre dont le nombre de phases est pair n'étant pas étudiées dans cette thèse.

6. Nous nous contentons de donner les harmoniques d'ordres impairs dans les différents sous-espaces  $(\alpha_j, \beta_j)$  et homopolaire(s), cela concerne les Tableaux 2.1 à 2.3 et 2.5. En effet, s'il y avait des harmoniques de rangs pairs, ils se distribueraient également selon les sous-espaces, mais nous faisons l'hypothèse qu'ils sont négligeables.

Sous-espace	Machine à 3 phases	Machine à 5 phases	Machine à 7 phases	Machine à 9 phases
$(\alpha_1, \beta_1)$	1, 5, 7, etc.	1, 9, 11, etc.	1, 13, etc.	1, 17, etc.
$(\alpha_2, \beta_2)$	-	3, 7, etc.	5, 9, etc.	7, 11, etc.
$(\alpha_3, \beta_3)$	-	-	3, 11, etc.	3, 15, etc.
$(\alpha_4, \beta_4)$	-	-	-	5, 13, etc.
0	3, 9, etc.	5, 15, etc.	7, 21, etc.	9, 27, etc.

TABLEAU 2.1 – Distribution des harmoniques : cas des machines à 3, 5, 7 et 9 phases [57]

FIGURE 2.3 – Distribution des phases dans les machines multi-étoiles (étoiles triphasées) : (a) étoiles en phase, (b) étoiles déphasées d'un angle  $\gamma$ 

## 2.2.2 Machines multi-étoiles

Pour un nombre d'étoiles donné, la répartition des harmoniques dans les différents sous-espaces définis par la transformée de Concordia dépend de la distribution des phases dans le plan électrique. On distingue principalement deux types de machines multi-étoiles : celles dont les étoiles sont en phase et celles dont les étoiles sont déphasées d'un angle  $\gamma$ . Les étoiles sont en général triphasées et leurs neutres isolés les uns des autres.

### 2.2.2.1 Étoiles en phase

Il s'agit des machines dont les phases homologues des différentes étoiles sont en phase dans le plan électrique, Figure 2.3a. En supposant que les étoiles sont triphasées, une transformée de Concordia de ces machines s'écrit comme suit (avec  $\mathbf{T}$  la matrice de Concordia d'une machine triphasée, [56], [57]) :

$$\mathbf{C}_n = \begin{pmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \cdots & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T} & \cdots & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \cdots & \mathbf{T} \end{pmatrix} \quad (2.9a)$$

Sous-espace	Harmoniques
$(\alpha_j, \beta_j)$	1, 5, 7, etc.
$0_j$	3, 9, etc.

TABLEAU 2.2 – Distribution des harmoniques : cas des machines multi-étoiles, étoiles en phase  
 $j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.9b)$$

La transformation (2.9a) définit  $\frac{n}{3}$  sous-espaces homopolaires  $0_j$  et  $\frac{n}{3}$  sous-espaces bidimensionnels  $(\alpha_j, \beta_j)$ ,  $j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$ . La répartition des harmoniques dans les différents sous-espaces est donnée dans le Tableau 2.2 : les harmoniques qui sont projetés dans l'unique sous-espace  $(\alpha, \beta)$  d'une machine triphasée le sont dans chacun des sous-espaces  $(\alpha_j, \beta_j)$  d'une machine multi-étoiles dont les étoiles sont en phase. Il en va de même pour les homopolaires.

Par ailleurs,  $\mathbf{C}_n$  (2.9a) est bien une matrice orthogonale comme l'est  $\mathbf{T}$  (2.9b). De ce fait, le couple, résultant d'un produit scalaire des vecteurs f.é.m. et courants, est la somme de  $\frac{n}{3}$  couples, chacun associé à une étoile. En revanche, la transformation (2.9a), telle qu'elle est construite, ne permet pas de diagonaliser systématiquement la matrice d'inductances, surtout si les inductances mutuelles entre les phases appartenant à deux étoiles distinctes ne sont pas négligeables.

### 2.2.2.2 Etoiles déphasées

Il s'agit des machines dont les phases homologues des différentes étoiles sont déphasées d'un angle  $\gamma$  dans le plan électrique, Figure 2.3b. En supposant que les étoiles sont triphasées, une transformée de Concordia de ces machines s'écrit comme suit :

$$\mathbf{C}_n = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \gamma & \dots & \cos\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin \gamma & \dots & \sin\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \sin\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) & \dots & \sin\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos 2\gamma & \dots & \cos 2\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma & \cos 2\frac{2\pi}{3} & \cos 2\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos 2\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\frac{4\pi}{3} & \cos 2\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) & \dots & \cos 2\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin 2\gamma & \dots & \sin 2\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma & \sin 2\frac{2\pi}{3} & \sin 2\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \sin 2\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin 2\frac{4\pi}{3} & \sin 2\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) & \dots & \sin 2\left(\left(\frac{n}{3}-1\right)\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Par convention, on considère autant de sous-espaces monodimensionnels (homopolaires) qu'il y a d'étoiles. Ainsi, la transformation (2.10) définit  $\frac{n}{3}$  sous-espaces bidimensionnels et  $\frac{n}{3}$  sous-

Sous-espace	Machine à 2 étoiles ( $\gamma = \frac{\pi}{6}$ )	Machine à 3 étoiles ( $\gamma = \frac{2\pi}{9}$ )
$(\alpha_1, \beta_1)$	1, 11, 13, etc.	1, 17, etc.
$(\alpha_2, \beta_2)$	5, 7, etc.	7, 11, etc.
$(\alpha_3, \beta_3)$	-	5, 13, etc.
$0_1$ et $0_2$ / $0_1, 0_2$ et $0_3$	6, 12, etc.	3, 9, 15, etc.

TABLEAU 2.3 – Distribution des harmoniques : cas de la machine à 2 étoiles déphasées de  $\frac{\pi}{6}$  et de la machine à 3 étoiles déphasées de  $\frac{2\pi}{9}$

espaces homopolaires.

La répartition des harmoniques dans les différents sous-espaces  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$  dépend du nombre de phases et de l'angle de déphasage entre étoiles  $\gamma$ . Les répartitions des harmoniques dans les cas de la machine à 2 étoiles déphasées de  $\frac{\pi}{6}$  et de la machine à 3 étoiles déphasées de  $\frac{2\pi}{9}$  sont données dans le Tableau 2.3<sup>7</sup>.

Enfin, nous notons que les  $\frac{n}{3}$  vecteurs homopolaires des transformations (2.9a) et (2.10) traduisent les contraintes sur les courants induites par le couplage électrique dans les machines multi-étoiles, lesquelles contraintes sont indépendantes de l'angle de déphasage entre les étoiles. Ainsi, les courants homopolaires sont toujours nuls et le nombre de degrés de liberté régissant les courants de lignes dans une machine multi-étoiles est de  $\left(n - \frac{n}{3}\right) = \frac{2n}{3}$ .

$$\begin{cases} I_{0_1} &= I_1 + I_{\frac{n}{3}+1} + I_{\frac{2n}{3}+1} = 0 \\ I_{0_2} &= I_2 + I_{\frac{n}{3}+2} + I_{\frac{2n}{3}+2} = 0 \\ &\vdots \\ I_{0_k} &= I_k + I_{\frac{n}{3}+k} + I_{\frac{2n}{3}+k} = 0 \\ &\vdots \\ I_{0_{\frac{n}{3}}} &= I_{\frac{n}{3}} + I_{\frac{2n}{3}} + I_n = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

### 2.2.3 Transformée de Park

La transformée de Park n'est autre que la transformée de Concordia (ou de Clarke) suivie d'une transformation de rotation dans chaque plan  $(\alpha_j, \beta_j)$ . En ne supposant qu'un seul harmonique principal par plan, noté  $h_j$ , on définit un angle de rotation par plan,  $\pm h_j \theta_e$ . La composante relative à l'harmonique  $h_j$  dans  $(\alpha_j, \beta_j)$  devient ainsi une composante continue dans le sous-espace tournant  $(d_j, q_j)$ . Aucune rotation n'est appliquée dans le(s) sous-espace(s) homopolaire(s).

7. Dans le cas d'une machine à 2 étoiles, la répartition des harmoniques dans les sous-espaces  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  n'est pas la même pour  $\gamma = \frac{\pi}{6}$  et  $\gamma = \frac{\pi}{3}$ . Ainsi, nous avons la même répartition pour une machine triphasée et une machine à 2 étoiles déphasées d'un angle  $\gamma = \frac{\pi}{3}$ . Pour être plus exhaustif, Klingshirn définit dans [63] un paramètre  $q$  comme étant le nombre de connexions externes. À chaque valeur de  $q$ , il associe une répartition des harmoniques et deux nombres de phases  $n_1 = q$  et  $n_2 = 2q$ . Un tableau extrait de [63] est donné dans Annexe B.

$$\begin{pmatrix} g_{d_j}(\theta_e) \\ g_{q_j}(\theta_e) \end{pmatrix} = C_{rot} \cdot \begin{pmatrix} g_{\alpha_j}(\theta_e) \\ g_{\beta_j}(\theta_e) \end{pmatrix} \quad (2.12a)$$

$$\Leftrightarrow \begin{pmatrix} g_{d_j}(\theta_e) \\ g_{q_j}(\theta_e) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos h_j \theta_e & \pm \sin h_j \theta_e \\ \mp \sin h_j \theta_e & \cos h_j \theta_e \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_{\alpha_j}(\theta_e) \\ g_{\beta_j}(\theta_e) \end{pmatrix} \quad (2.12b)$$

En appliquant la transformée de Park à un vecteur  $\mathbf{g}_n(\theta_e)$  équilibré et en supposant qu'un seul harmonique par plan suffit pour caractériser le fonctionnement de la machine, on passe d'un système polyphasé caractérisé par plusieurs harmoniques dans la base naturelle à un ensemble de systèmes monophasé(s) et biphasés, dont chaque système biphasé est caractérisé par une seule composante continue en régime permanent. Ces composantes continues peuvent être aisément contrôlées par des correcteurs de type P.I., d'où l'utilisation de la transformée de Park dans la commande vectorielle des machines polyphasées présentée dans la Section 2.6.1.

## 2.3 Méthodologie de diagnostic développée

Nous avons montré dans la Section 2.2 que la répartition des harmoniques définie par la transformée de Concordia n'est pas la même pour les différents types de machines polyphasées, Tableaux 2.1 à 2.3. Plus précisément, l'harmonique d'ordre 1 n'est pas projeté en mode sain et idéal dans certains plans  $(\alpha_j, \beta_j)$  dans le cas des machines à un neutre et des machines à étoiles déphasées, Tableaux 2.1 et 2.3. Le point commun entre ces 2 deux types de machines polyphasées est que l'espace électrique est divisé en 5 secteurs ou plus, comme le montrent les Figures 2.2 et 2.3b. Avec l'apparition d'un défaut, le vecteur  $\mathbf{g}_n(\theta_e)$  n'est plus équilibré et la séparation d'harmoniques n'est plus valable lorsque la transformée de Concordia  $\mathbf{C}_n$  est appliquée à  $\mathbf{g}_n(\theta_e)$ . Tous les harmoniques apparaissent dans tous les sous-espaces, notamment le fondamental apparaît dans les sous-espaces non primaires, où il n'est pas projeté en mode sain et idéal. Cette sensibilité vis-à-vis des déséquilibres du fondamental est propre aux machines polyphasées citées ci-dessus, et son utilisation pour le diagnostic de défauts électriques est pertinente. En effet, il devrait être facile de détecter un défaut dans un plan où les amplitudes des harmoniques d'ordres supérieurs, projetés en modes sain et dégradé, sont proches de l'amplitude de l'harmonique 1, projeté uniquement en mode dégradé. Ainsi, l'évolution des courants de lignes projetés dans le plan secondaire  $(\alpha_2, \beta_2)$  de machines à 5 phases est utilisée dans [2]–[4] pour l'identification de défauts du convertisseur statique. Une étude plus récente, [5], porte sur des défauts internes d'une machine polyphasée. Sous l'hypothèse d'un contrôle-commande idéal et de courants de lignes parfaitement sinusoïdaux aussi bien en mode sain qu'en mode dégradé, Femia et al. exploitent les tensions de commande projetées dans le plan secondaire  $(\alpha_2, \beta_2)$  d'une machine à 2 étoiles déphasées d'un angle de  $\frac{\pi}{6}$  pour identifier différentes sévérités de court-circuit entre spires et différencier les signatures de ce défaut de celles d'un excès de spires dans une bobine lié à un défaut de fabrication. Nous précisons que cette approche de diagnostic est possible dans la mesure où les tensions de commande sont accessibles et où la bande passante des correcteurs est suffisamment élevée pour que les courants de lignes soient égaux en modes sain et dégradé. Ainsi, en présence d'un défaut, des déséquilibres apparaissent au niveau des tensions de commande, ce qui implique l'apparition de l'harmonique fondamental dans le sous-espace  $(\alpha_2, \beta_2)$  lorsque la transformée de Concordia est appliquée au vecteur-tensions.

Pour mettre en exergue les différences entre les types de machines polyphasées et l'intérêt que peuvent présenter leurs transformées de Concordia quant au diagnostic de défauts électriques,

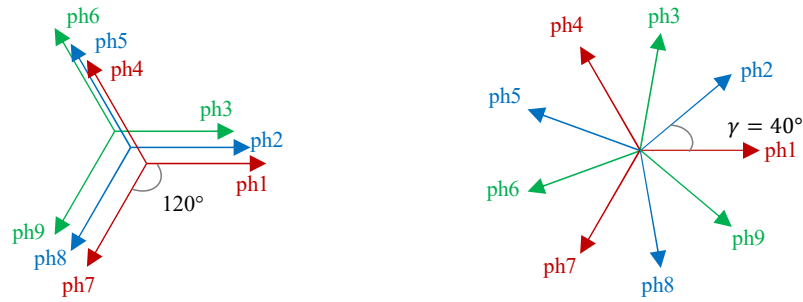


FIGURE 2.4 – Distribution des phases dans les machines étudiées : étoiles en phase (à gauche) et étoiles déphasées (à droite)

deux machines à 3 étoiles triphasées, dont les performances globales sont similaires, sont étudiées : une première machine avec des étoiles en phase et une seconde avec des étoiles déphasées d'un angle de  $\frac{2\pi}{9}$ , Figure 2.4. Des simulations sont réalisées sous Simulink pour les deux machines en modes sain et dégradé, le défaut considéré étant l'augmentation de la résistance d'une phase. Dans un premier temps, un cas fictif où les machines sont alimentées par des sources de tensions alternatives est étudié (boucle ouverte). Dans un second temps, l'ensemble machine-convertisseurs statiques est considéré (boucle fermée).

## 2.4 Présentation des machines étudiées

Les deux machines étudiées représentent à une échelle réduite des génératrices d'éoliennes offshore. Elles ont été conçues et installées par la suite sur un banc d'essai appelé 'banc ENR' du laboratoire LEME de la R&D d'EDF, en vue de la mise en place d'outils de diagnostic et d'optimisation des systèmes de conversion de puissance des éoliennes. Leurs caractéristiques globales sont données dans le Tableau 2.4. Par ailleurs, les bobinages statoriques sont concentrés dentaires et les entrefers ne sont pas parfaitement lisses : en effet, de petites dents séparent les aimants consécutifs. Les géométries des deux machines sont données en Figure 2.5. Pour chaque machine, nous développons d'abord un modèle EF 2D extrudé sur une seule couche à l'aide de code\_Carmel (Code Avancé de Recherche en Modélisation Electromagnétique), qui est un code de calcul par EF développé par le L2EP et la R&D d'EDF dans le cadre de l'unité de recherche en commun LAMEL. Nous utilisons ce modèle pour calculer les inductances (propres et mutuelles) et les f.é.m. à vide que nous intégrons par la suite au modèle de l'ensemble machine-convertisseurs développé sous Simulink. Il est à noter que ces grandeurs peuvent être mesurées expérimentalement. Toutefois, les inductances doivent être mesurées avant que les aimants ne soient posés sur le rotor. Quant aux f.é.m. à vide, les mesures sont peu précises pour les harmoniques d'ordres élevés (5, 7, etc.), ce qui rend leur prise en compte dans les modèles moins aisée.

Le calcul des inductances propres et mutuelles par EF montre que leur dépendance vis-à-vis de la position électrique  $\theta_e$  est faible. Cela confirme que les effets de réluctance variable due au rotor qui n'est pas parfaitement lisse sont négligeables. Les matrices d'inductances utilisées dans les circuits équivalents des machines sont données en (2.13) et (2.14).  $L_{9,ph}$  désigne la matrice d'inductances de la machine à 3 étoiles en phase<sup>8</sup> et  $L_{9,deph}$  celle de la machine à 3

8. Les inductances mutuelles les plus faibles sont négligées.



Spécifications	Etoiles en phase	Etoiles déphasées
Nombre d'encoches	36	36
Nombre de pôles	30	32
Résistance d'une phase $R_s$ (m $\Omega$ )	57	33
Tension nominale (V)	335	335
Vitesse de rotation (rpm)	200	187,5
Fréquence (Hz)	50	50
Couple nominal (N.m)	2780	2780

TABLEAU 2.4 – Spécifications des deux machines étudiées

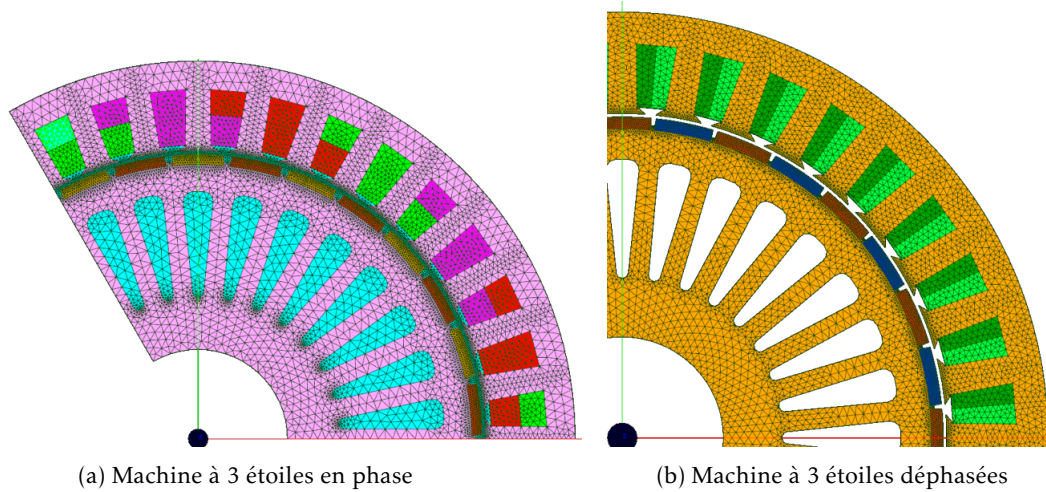


FIGURE 2.5 – Géométries des deux machines étudiées

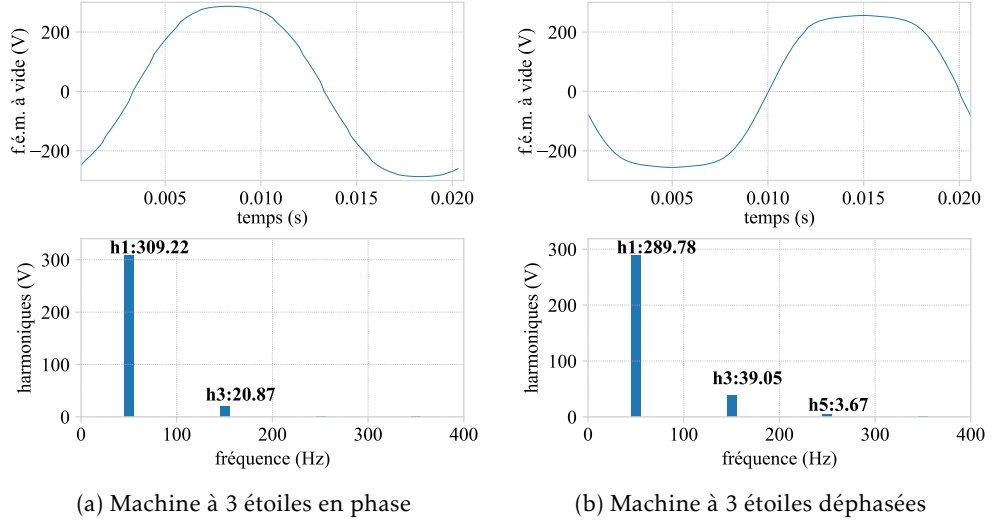


FIGURE 2.6 – Analyses temporelles et spectrales des f.é.m. à vide des deux machines

étoiles déphasées.

$$\mathbf{L}_{9,\text{ph}} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 3,2 & 0 & -0,123 & 0 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & -0,123 \\ 0 & 3,2 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & -0,246 & 0 & 0 \\ -0,123 & 0 & 3,2 & -0,123 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & 0 \\ 0 & 0 & -0,123 & 3,2 & 0 & -0,123 & 0 & -0,246 & 0 \\ -0,246 & 0 & 0 & 0 & 3,2 & 0 & 0 & 0 & -0,246 \\ 0 & -0,246 & 0 & -0,123 & 0 & 3,2 & -0,123 & 0 & 0 \\ 0 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & -0,123 & 3,2 & 0 & -0,123 \\ 0 & 0 & -0,246 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & 3,2 & 0 \\ -0,123 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & 0 & -0,123 & 0 & 3,2 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{L}_{9,\text{deph}} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 \\ -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 \\ -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Le calcul des f.é.m. à vide par EF montre qu'elles ne sont pas sinusoïdales, ce qui est prévu pour des MSAP dont les bobinages statoriques sont concentrés dentaires. Les analyses temporelles et spectrales des f.é.m. à vide des deux machines sont données en Figure 2.6.

Plus de détails sur les caractéristiques de ces deux machines, les distributions des bobines, les modèles et les calculs EF sont donnés en Annexe C.

La transformée de Concordia  $\mathbf{C}_{9,\text{ph}}$  et le vecteur  $\mathbf{g}_{9,\text{ph}}(\theta_e)$  équilibré de la machine à 3 étoiles

Sous-espace	Etoiles en phase	Etoiles déphasées
$(\alpha_1, \beta_1)$	1, 5, 7, etc.	1, 17, 19, etc.
$(\alpha_2, \beta_2)$	1, 5, 7, etc.	7, 11, 25, etc.
$(\alpha_3, \beta_3)$	1, 5, 7, etc.	5, 13, 23, etc.
$0_1, 0_2$ et $0_3$	3, 9, 15, etc.	3, 9, 15, etc.

TABLEAU 2.5 – Répartition des harmoniques dans les cas des 2 machines étudiées

en phase s'écrivent comme suit<sup>9</sup> :

$$\mathbf{C}_{9,\text{ph}} = \begin{pmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{9,\text{ph}}(\theta_e) &= \left( g_1(\theta_e) \quad g_4(\theta_e) \quad g_7(\theta_e) \quad g_2(\theta_e) \quad g_5(\theta_e) \quad g_8(\theta_e) \quad g_3(\theta_e) \quad g_6(\theta_e) \quad g_9(\theta_e) \right)^T \\ &= \left( g_1(\theta_e) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad g_1(\theta_e) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad g_1(\theta_e) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad g_1\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right)^T \end{aligned} \quad (2.16)$$

La transformée de Concordia  $\mathbf{C}_{9,\text{deph}}$  et le vecteur  $\mathbf{g}_{9,\text{deph}}(\theta_e)$  équilibré de la machine à 3 étoiles déphasées d'un angle de  $\left(\gamma = \frac{2\pi}{9}\right)$  s'écrivent comme suit :

$$\mathbf{C}_{9,\text{deph}} = \sqrt{\frac{2}{9}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \cos 3\gamma & \cos 4\gamma & \cos 5\gamma & \cos 6\gamma & \cos 7\gamma & \cos 8\gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \sin 3\gamma & \sin 4\gamma & \sin 5\gamma & \sin 6\gamma & \sin 7\gamma & \sin 8\gamma \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & \cos 2(\gamma) & \cos 2(2\gamma) & \cos 2(3\gamma) & \cos 2(4\gamma) & \cos 2(5\gamma) & \cos 2(6\gamma) & \cos 2(7\gamma) & \cos 2(8\gamma) \\ 0 & \sin 2(\gamma) & \sin 2(2\gamma) & \sin 2(3\gamma) & \sin 2(4\gamma) & \sin 2(5\gamma) & \sin 2(6\gamma) & \sin 2(7\gamma) & \sin 2(8\gamma) \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & \cos 4(\gamma) & \cos 4(2\gamma) & \cos 4(3\gamma) & \cos 4(4\gamma) & \cos 4(5\gamma) & \cos 4(6\gamma) & \cos 4(7\gamma) & \cos 4(8\gamma) \\ 0 & \sin 4(\gamma) & \sin 4(2\gamma) & \sin 4(3\gamma) & \sin 4(4\gamma) & \sin 4(5\gamma) & \sin 4(6\gamma) & \sin 4(7\gamma) & \sin 4(8\gamma) \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{9,\text{deph}}(\theta_e) &= \left( g_1(\theta_e) \quad g_2(\theta_e) \quad g_3(\theta_e) \quad g_4(\theta_e) \quad g_5(\theta_e) \quad g_6(\theta_e) \quad g_7(\theta_e) \quad g_8(\theta_e) \quad g_9(\theta_e) \right)^T \\ &= \left( g_1(\theta_e) \quad g_1(\theta_e - \gamma) \quad g_1(\theta_e - 2\gamma) \quad g_1(\theta_e - 3\gamma) \quad g_1(\theta_e - 4\gamma) \quad g_1(\theta_e - 5\gamma) \quad g_1(\theta_e - 6\gamma) \quad g_1(\theta_e - 7\gamma) \quad g_1(\theta_e - 8\gamma) \right)^T \end{aligned} \quad (2.18)$$

Les répartitions des harmoniques pour ces deux cas d'étude sont rappelées dans le Tableau 2.5. Comme expliqué précédemment, elles ne sont valables que lorsque la transformation  $\mathbf{C}_{9,\text{ph}}$  (ou  $\mathbf{C}_{9,\text{deph}}$ ) est appliquée à un vecteur  $\mathbf{g}_{9,\text{ph}}(\theta_e)$  (ou  $\mathbf{g}_{9,\text{deph}}(\theta_e)$ ) équilibré.

## 2.5 Augmentation de la résistance d'une phase : boucle ouverte

Comme présenté dans la Section 1.2.2.3, la génératrice synchrone à aimants permanents polyphasée d'une éolienne offshore est couplée au réseau via des convertisseurs statiques. Afin de mettre en exergue l'approche de diagnostic présentée dans la Section 2.3, nous considérons dans

9. Pour rappel, T correspond à la transformée de Concordia d'une machine triphasée. Elle est définie dans (2.9b).

un premier temps un cas fictif et simplifié, où les machines sont alimentées par des sources de tensions alternatives. Ainsi, les potentiels effets du couplage de la génératrice aux convertisseurs statiques et de la commande vectorielle sont évités. Le défaut considéré est l'augmentation de la résistance d'une phase. Étant donné que les tensions imposées en entrées des phases ne dépendent pas de l'état des machines et que les circuits équivalents de ces dernières ne sont pas les mêmes en modes sain et dégradé, le défaut a un effet direct sur les courants qui s'établissent dans les différentes phases.

### 2.5.1 Conditions et hypothèses de simulations

Nous citons ci-dessous les hypothèses et les conditions considérées dans les simulations effectuées sous Simulink (Annexe D, Figure D.1) :

1. Les neutres des 3 étoiles sont isolés les uns des autres
2. Seuls les harmoniques d'ordres 1 et 3 des f.é.m. à vide sont considérés<sup>10</sup>
3. Les machines fonctionnent en mode génératrice
4. Un seul point de fonctionnement est considéré
5. En mode dégradé, seule la résistance d'une phase est modifiée, la matrice d'inductances et les f.é.m. à vide sont les mêmes qu'en mode sain

Nous ajoutons une résistance  $R_{add} = 0,1 \Omega$  à la phase 1 de chacune des deux machines<sup>11</sup>. Les courants de lignes sont tracés en fonction du temps dans la base naturelle. Nous appliquons par la suite la transformation (2.15) au vecteur-courants de la machine à 3 étoiles en phase et la transformation (2.17) au vecteur-courants de la machine à 3 étoiles déphasées :

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{C}_{9,ph} \cdot \mathbf{I}_{9,ph} \quad (\text{ou } \mathbf{C}_{9,deph} \cdot \mathbf{I}_{9,deph}) \quad (2.19a)$$

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta 0} = (I_{\alpha_1} \quad I_{\beta_1} \quad I_{0_1} \quad I_{\alpha_2} \quad I_{\beta_2} \quad I_{0_2} \quad I_{\alpha_3} \quad I_{\beta_3} \quad I_{0_3})^T \quad (2.19b)$$

Nous analysons ensuite les évolutions des courants projetés dans la base de Concordia pour les deux machines et les différences entre les deux cas.

### 2.5.2 Machine à 3 étoiles en phase

La Figure 2.7 montre que les courants de lignes en régime permanent sont sensiblement les mêmes en modes sain et dégradé. En appliquant la transformation (2.15) au vecteur-courants, nous observons que les différences entre les modes sain et dégradé sont tout aussi négligeables (moins de 1%), Figure 2.8. Cela s'explique par le fait que l'harmonique d'ordre 1 est projeté dans tous les plans  $(\alpha_j, \beta_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé (Tableau 2.5) et admet sensiblement la même amplitude dans les deux cas. Nous augurons donc bien de la difficulté à détecter dans ce cas le déséquilibre induit par cette augmentation de résistance.

### 2.5.3 Machine à 3 étoiles déphasées

Les résultats de simulations montrent que les courants de lignes sont plus importants en mode dégradé qu'en mode sain ou inversement, Figure 2.9. Cela dépend de la phase sur laquelle

10. Afin de mieux évaluer l'effet d'un déséquilibre induit par un défaut dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ , nous avons préféré de ne pas considérer, dans un premier temps, les composantes de la f.é.m. à vide qui sont projetées dans ces deux plans. L'harmonique d'ordre 5 de la f.é.m. à vide sera considéré dans les simulations à partir du chapitre suivant.

11. Pour rappel, la résistance d'une phase vaut  $0,057 \Omega$  dans le cas de la machine à 3 étoiles en phase et  $0,033 \Omega$  dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées, Tableau 2.4.

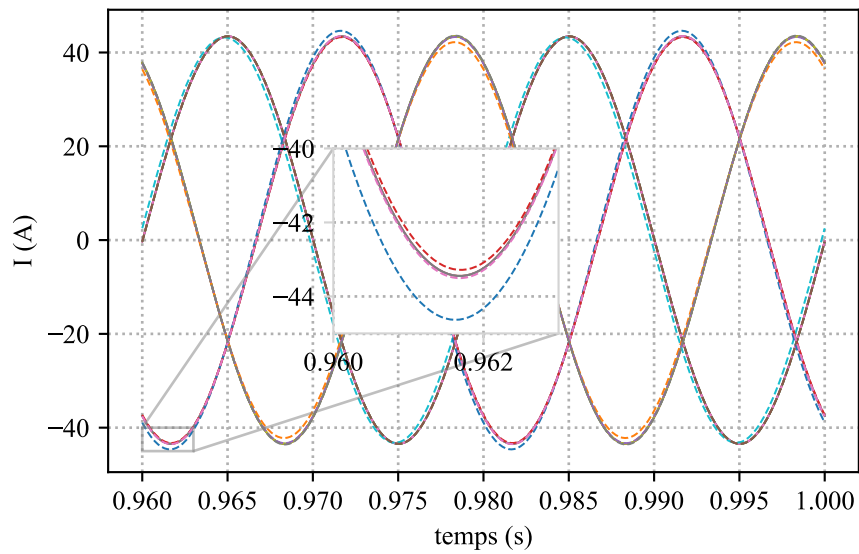


FIGURE 2.7 – (Simulations, 3 étoiles en phase, boucle ouverte) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$

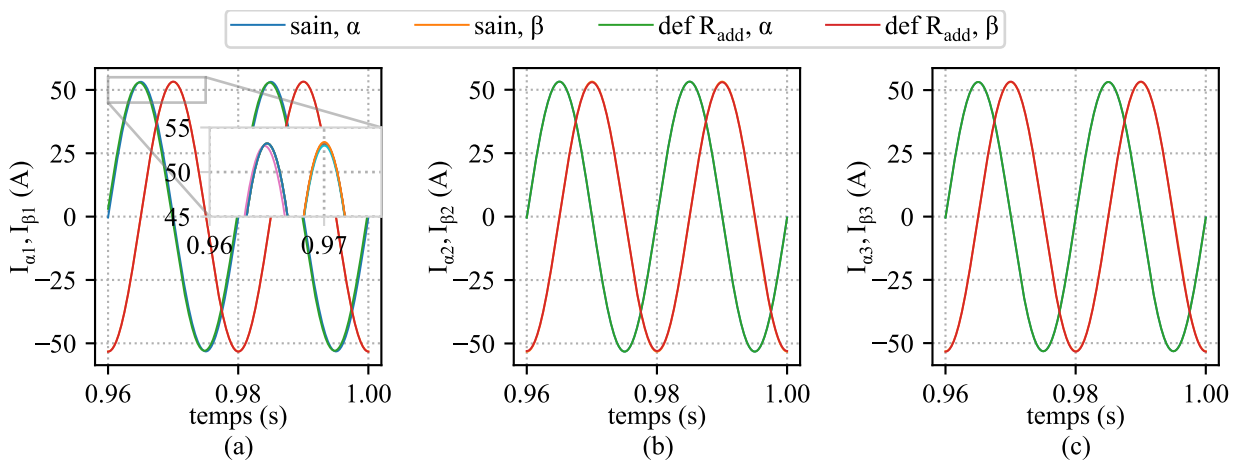


FIGURE 2.8 – (Simulations, 3 étoiles en phase, boucle ouverte) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$

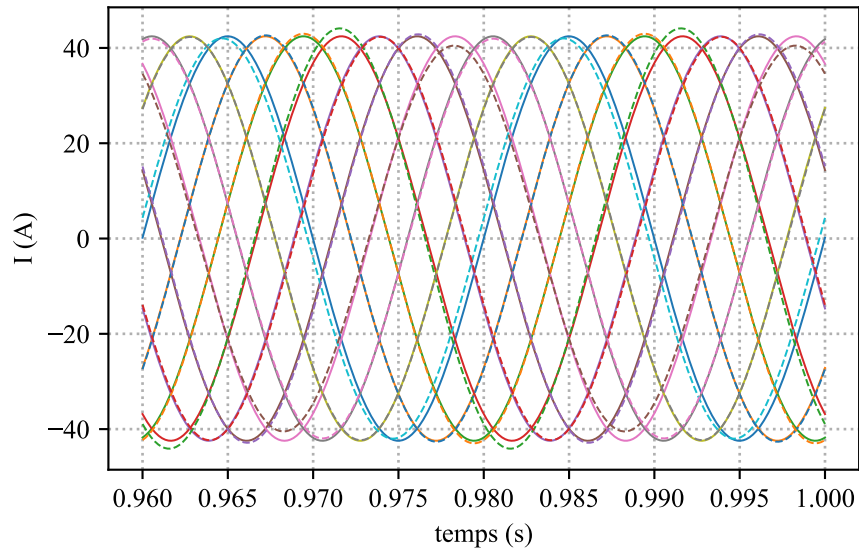


FIGURE 2.9 – (Simulations, 3 étoiles déphasées, boucle ouverte) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$

apparaît le défaut et des inductances mutuelles entre la phase défectueuse et les autres phases. En appliquant la transformation (2.17) au vecteur-courants, nous observons que les variations du courant sont bien plus importantes dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  que dans  $(\alpha_1, \beta_1)$ , Figure 2.10. Plus précisément, les variations les plus importantes sont observées au niveau des composantes projetées sur les axes  $\alpha_2$  et  $\alpha_3$ . Cela est dû au fait que le fondamental est projeté dans  $(\alpha_1, \beta_1)$  aussi bien en mode sain qu'en mode dégradé, avec sensiblement la même amplitude, et uniquement en mode dégradé dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ , Tableau 2.5.

#### 2.5.4 Conclusions

Dans ce paragraphe, l'augmentation de la résistance d'une phase a été étudiée pour les deux machines, celle à 3 étoiles en phase et celle à 3 étoiles déphasées. Cela nous a permis de mettre en évidence la pertinence de l'exploitation des courants dans les plans secondaire et tertiaire de la machine à 3 étoiles déphasées et de valider, sous l'hypothèse de tensions de commande parfaitement égales en modes sain et dégradé en boucle ouverte (sans couplage aux convertisseurs statiques), la méthodologie présentée dans la Section 2.3.

Dans ce qui suit, la modélisation de l'ensemble MSAP polyphasée-convertisseurs statiques est présentée et l'effet de l'augmentation de la résistance d'une phase est étudié en boucle fermée.

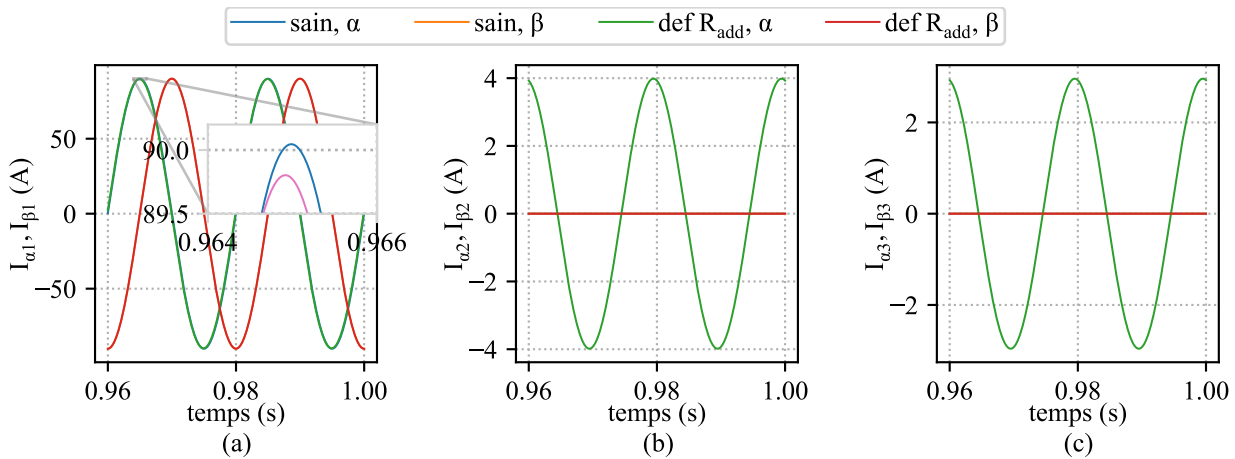


FIGURE 2.10 – (Simulations, 3 étoiles déphasées, boucle ouverte) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ ,  $I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$

## 2.6 Modélisation de l'ensemble MSAP polyphasée-convertisseurs statiques

Afin de modéliser l'ensemble machine-convertisseurs statiques, chaque phase de la machine est couplée à un bras du redresseur (ou des redresseurs). Dans le cas d'un redresseur à 2 niveaux, chaque bras est composé de deux interrupteurs dont les consignes d'ouverture et de fermeture sont définies à partir d'une stratégie de contrôle-commande. Un bus DC sépare les redresseurs des onduleurs, lesquels assurent l'injection de l'énergie au réseau électrique (Section 1.2.2.3). Dans les présents travaux, nous nous intéressons principalement à l'étude des défauts de la génératrice. Nous nous contentons donc de modéliser la génératrice, les redresseurs et le bus DC, en supposant que ce dernier est une source de tension continue (et constante).

Par ailleurs, il existe plusieurs stratégies de commande : la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande prédictive basée sur un modèle de l'ensemble machine-convertisseurs. Étant donné que nos travaux ne portent pas sur les différentes stratégies de commande des systèmes polyphasés, nous présentons uniquement la commande que nous avons utilisée dans les modèles de simulations et les essais expérimentaux, à savoir la commande vectorielle.

### 2.6.1 Commande vectorielle des MSAP polyphasés

La commande vectorielle des machines polyphasées considérée dans nos travaux consiste en un asservissement des courants de lignes appliqué dans l'espace défini par la transformée de Park  $(d, q)$ , que nous avons définie dans la Section 2.2.3. Pour ce faire, cette transformée est appliquée au vecteur-courants. L'erreur entre les courants de lignes projetés dans l'espace  $(d, q)$  et leurs valeurs de référence est corrigée grâce à des correcteurs Proportionnel-Intégral (P.I.). Les tensions de référence sont obtenues en sorties des correcteurs et leur comparaison avec une porteuse, un signal triangulaire ou en dents de scie d'une fréquence de quelques kHz, permet de générer les signaux de commande. Cette comparaison correspond à la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Les signaux de commande obtenus régissent l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur couplé à un bus DC et c'est ainsi que les tensions de

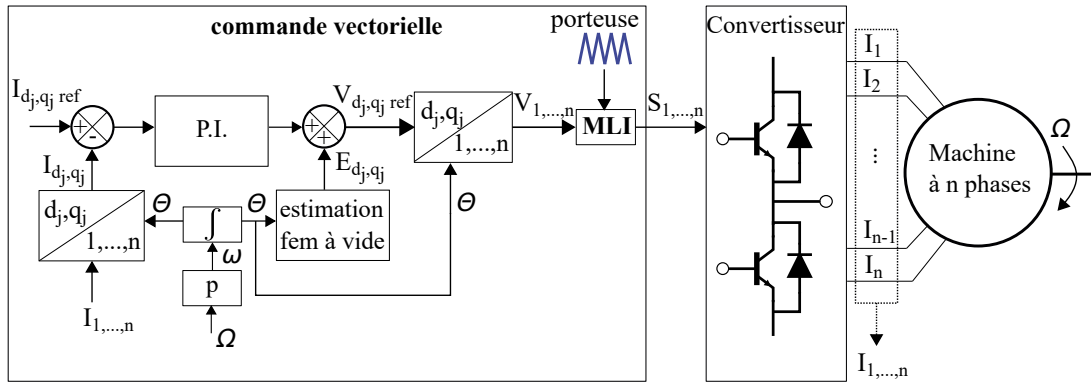


FIGURE 2.11 – Schéma-bloc générique de la commande vectorielle d'une machine à  $n$  phases (avec un découplage partiel liés aux f.é.m. à vide)

référence sont imposées en entrées des phases [64]. Un schéma-bloc générique de la commande d'une MSAP à  $n$  phases est donné en Figure 2.11. Il est à noter que dans certains cas, la matrice d'inductances dans l'espace de Park n'est pas diagonale [65]. Des éléments de couplage entre sous-espaces peuvent donc être considérés dans la commande. Sinon, des composantes parasites apparaissent au niveau des courants de lignes et ces derniers ne rejoignent pas parfaitement leurs valeurs de référence.

Plus de détails sur les commandes vectorielles des différents types de machines polyphasées sont donnés en Annexe A.

## 2.7 Augmentation de la résistance d'une phase : boucle fermée

Dans cette section, nous étudions le même défaut qu'en Section 2.5 en considérant l'ensemble machine-convertisseurs statiques.

### 2.7.1 Conditions et hypothèses de simulations

Nous citons ci-dessous les hypothèses et les conditions considérées dans les simulations effectuées sous Simulink (Annexe D, Figure D.2) :

1. Les neutres des 3 étoiles sont isolés les uns des autres
2. Les machines sont couplées à des convertisseurs statiques (un convertisseur triphasé par étoile)
3. Le bloc 'IGBT/Diode' de Simscape est utilisé pour représenter les interrupteurs des convertisseurs statiques
4. La transformation (2.15) est utilisée pour la commande de la machine à 3 étoiles en phase
5. La transformation (2.17) est utilisée pour la commande de la machine à 3 étoiles déphasées
6. Seuls les harmoniques d'ordres 1 et 3 des f.é.m. à vide sont considérés
7. Une commande vectorielle avec une stratégie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) est appliquée, ce qui donne  $I_{d_j, ref} = 0, j \in \{1, 2, 3\}$  pour les deux machines
8. Le couple moyen dépend uniquement de l'harmonique fondamental du courant, ce qui donne  $I_{q_1, ref} = I_{q_2, ref} = I_{q_3, ref}$  dans le cas de la machine à 3 étoiles en phase et  $I_{q_2, ref} = I_{q_3, ref} = 0$  dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées



9. La fréquence de la MLI,  $f_{MLI}$ , est de 10 kHz
10. Les machines fonctionnent en mode génératrice
11. Un seul point de fonctionnement est considéré
12. Le bus DC est représenté par une source de tension continue,  $V_{DC} = 650$  V
13. En mode dégradé, seule la résistance d'une phase est modifiée, la matrice d'inductances et les f.é.m. à vide sont les mêmes en modes sain et dégradés
14. Sauf indication contraire, le système est 2 fois plus rapide en boucle fermée qu'en boucle ouverte, autrement dit le temps de réponse en boucle fermée vaut la moitié de celui en boucle ouverte<sup>12</sup>. En effet, le but de la stratégie de commande MTPA étant d'optimiser le ratio courant/couple, la dynamique du système en boucle fermée est censée être similaire à sa dynamique en boucle ouverte : le temps de réponse défini en boucle fermée doit être proche de celui en boucle ouverte, ce dernier étant déterminé par le rapport  $\frac{L_{d/q}}{R_s}$ .
15. Seules les composantes basse fréquence des courants de lignes et des tensions de commande sont montrées dans les différents tracés. Les composantes haute fréquence liées à la MLI ont été filtrées

### 2.7.2 Machine à 3 étoiles en phase

Les résultats en boucle fermée sont similaires à ceux en boucle ouverte. Les courants de lignes en régime permanent sont sensiblement les mêmes en modes sain et dégradé, Figure 2.12. En appliquant la transformation (2.15) au vecteur-courants, nous observons que les différences entre les modes sain et dégradé sont tout aussi négligeables (moins de 1%), Figures 2.13 et 2.14. L'harmonique d'ordre 1 étant projeté dans tous les plans  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé et ayant sensiblement la même amplitude dans les deux cas, il est possible d'utiliser la projection du vecteur-courants dans les plans définis par (2.15) en simulations, avec un modèle simplifié de la machine et des mesures parfaites. En revanche, le risque que ces faibles variations liées au défaut se confondent en essais expérimentaux avec les effets des imperfections du système réel est élevé. D'où la difficulté d'utiliser la transformation (2.15) pour le diagnostic de défauts électriques d'une machine multi-étoiles dont les étoiles sont en phase.

### 2.7.3 Machine à 3 étoiles déphasées

Comme en boucle ouverte, les courants de lignes en boucle fermée sont plus importants en mode dégradé qu'en mode sain ou inversement, Figure 2.15. En appliquant la transformation (2.17) au vecteur-courants, nous observons que les variations du courant sont bien plus importantes dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  que dans  $(\alpha_1, \beta_1)$ , Figure 2.16. A noter qu'en boucle fermée, l'harmonique 1 projeté en mode dégradé dans les sous-espaces secondaire et tertiaire est scindé entre les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , ce qui n'est pas le cas en boucle ouverte.

Les courants  $I_{\beta_j}$  sont ensuite tracés en fonction de  $I_{\alpha_j}, I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j}), j \in \{1, 2, 3\}$  en Figure 2.17. La courbe  $I_{\beta_1} = f(I_{\alpha_1})$  admet une allure circulaire en modes sain et dégradé. Les courbes  $I_{\beta_2} = f(I_{\alpha_2})$  et  $I_{\beta_3} = f(I_{\alpha_3})$  ont une forme ponctuelle en mode sain et elliptique en mode dégradé. Lorsque le défaut est rendu plus sévère ( $2R_{add} = 0,2 \Omega$  au lieu de  $R_{add} = 0,1 \Omega$ ), les ellipses s'élargissent sans changer d'orientation, Figure 2.17. En déplaçant  $R_{add} = 0,1 \Omega$  de la phase 1 à la phase 2, nous observons que les ellipses changent d'orientation sans s'élargir, Figure 2.18.

12. Cela donne une bande passante des correcteurs P.I. limitée et l'effet du défaut est plus important sur les courants de lignes que sur les tensions de commande.

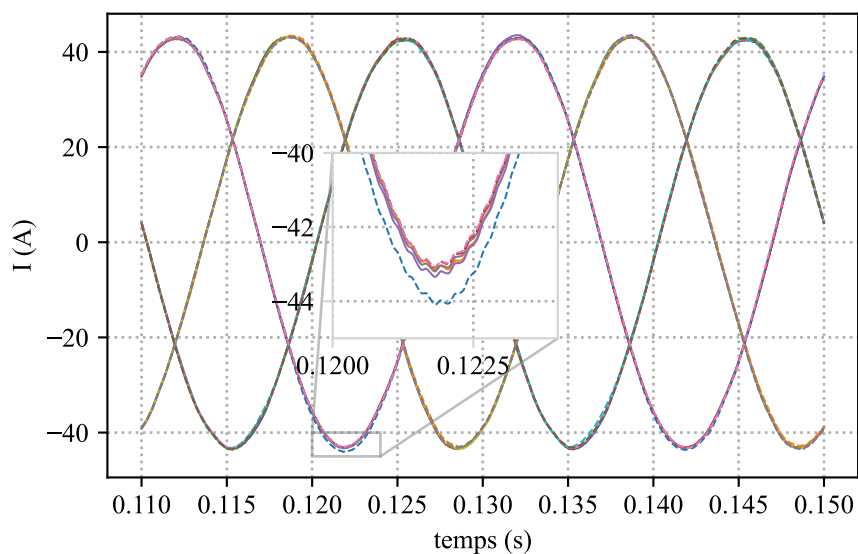


FIGURE 2.12 – (Simulations, 3 étoiles en phase) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$

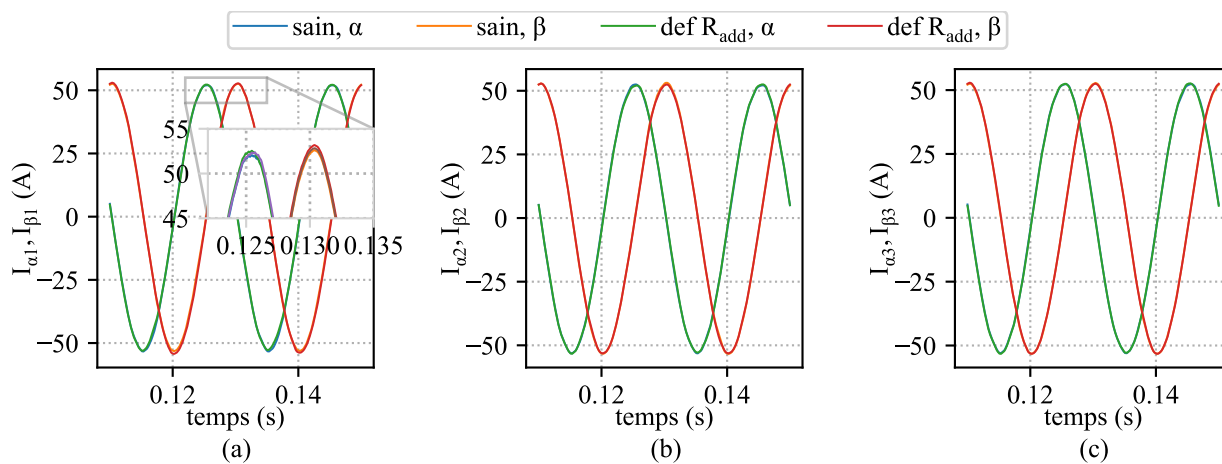


FIGURE 2.13 – (Simulations, 3 étoiles en phase) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$

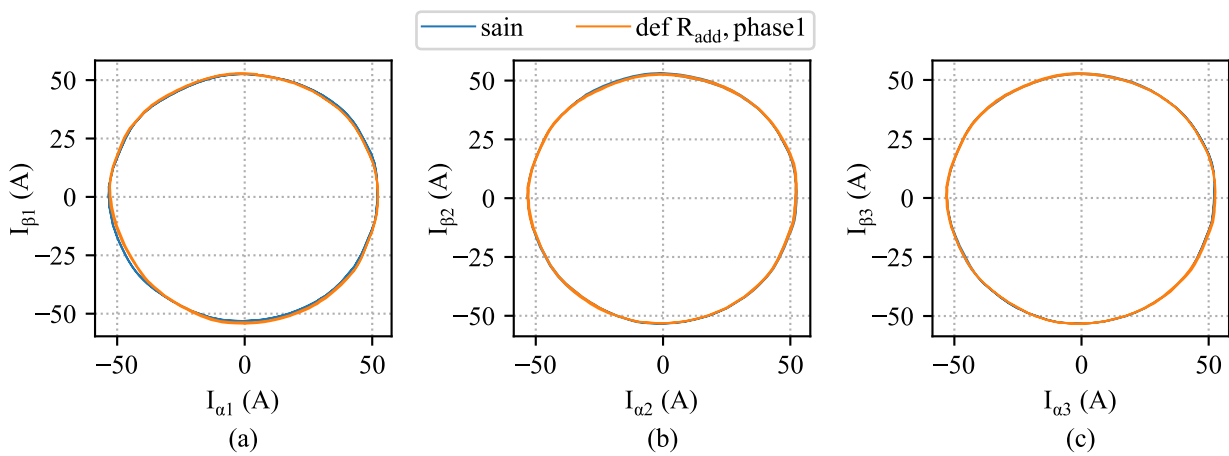


FIGURE 2.14 – (Simulations, 3 étoiles en phase) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega, I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$

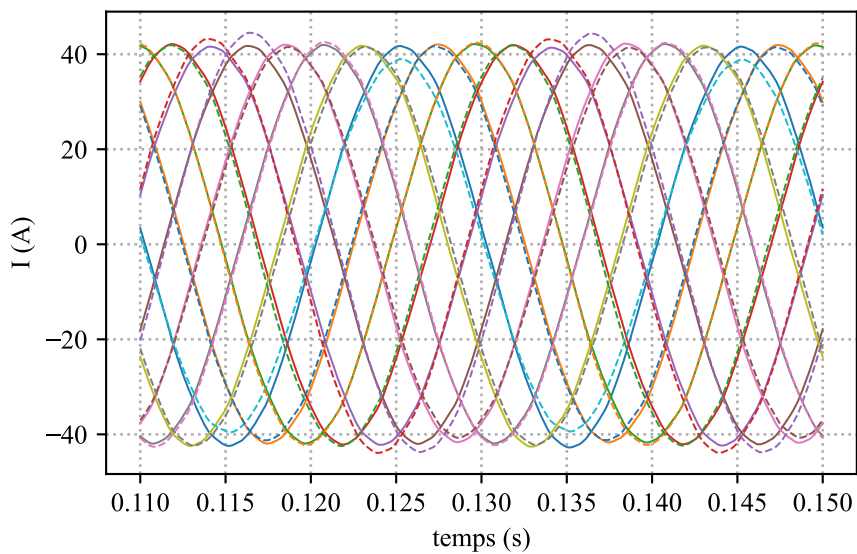


FIGURE 2.15 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Courants de lignes en fonction du temps, régime permanent : traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$

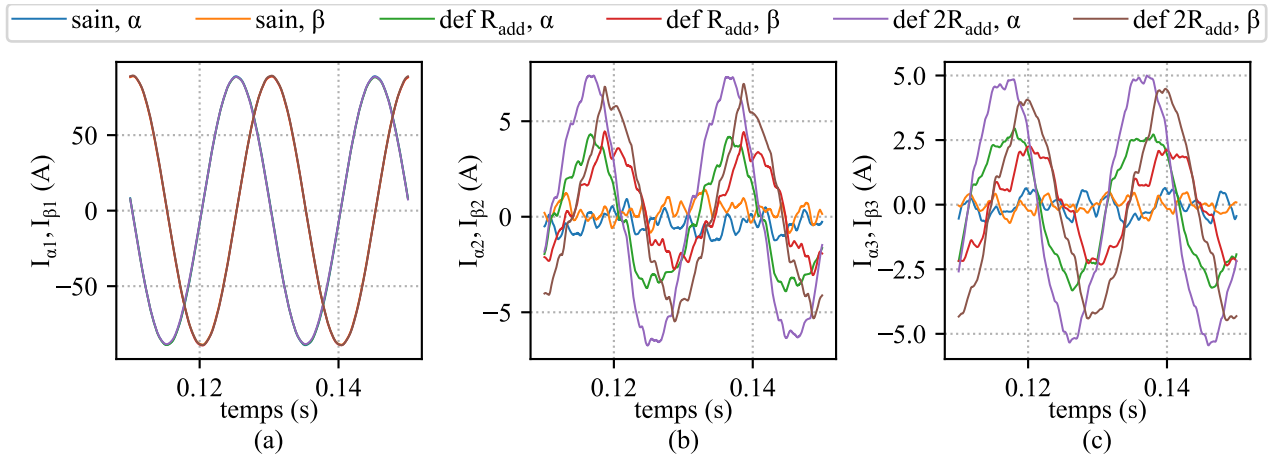


FIGURE 2.16 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradés,  $R_{add} = 0, 1 \Omega$  puis  $2R_{add} = 0, 2 \Omega$ ,  $I_{\alpha_j, \beta_j} = f(t)$

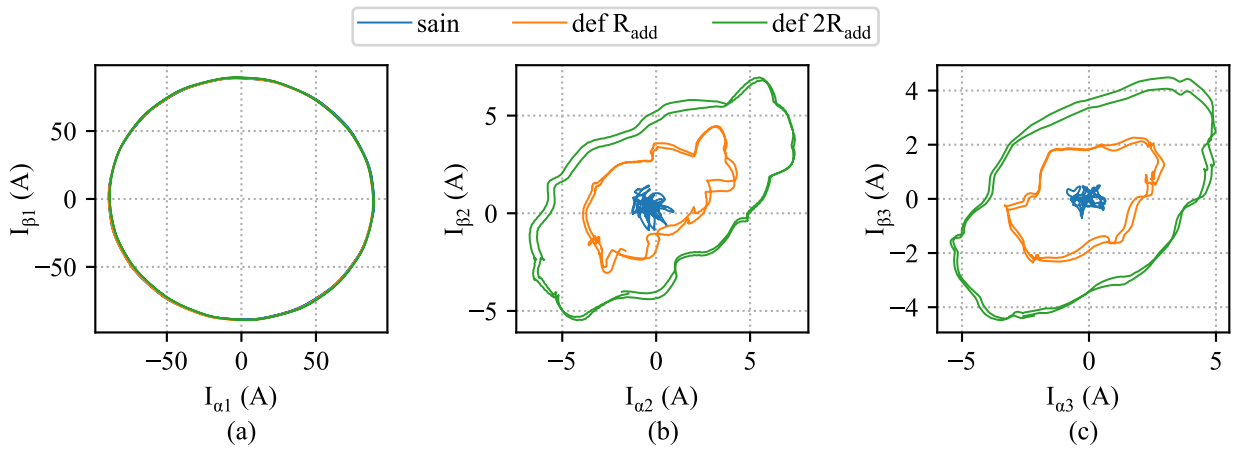


FIGURE 2.17 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradés,  $R_{add} = 0, 1 \Omega$  puis  $2R_{add} = 0, 2 \Omega$ ,  $I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$

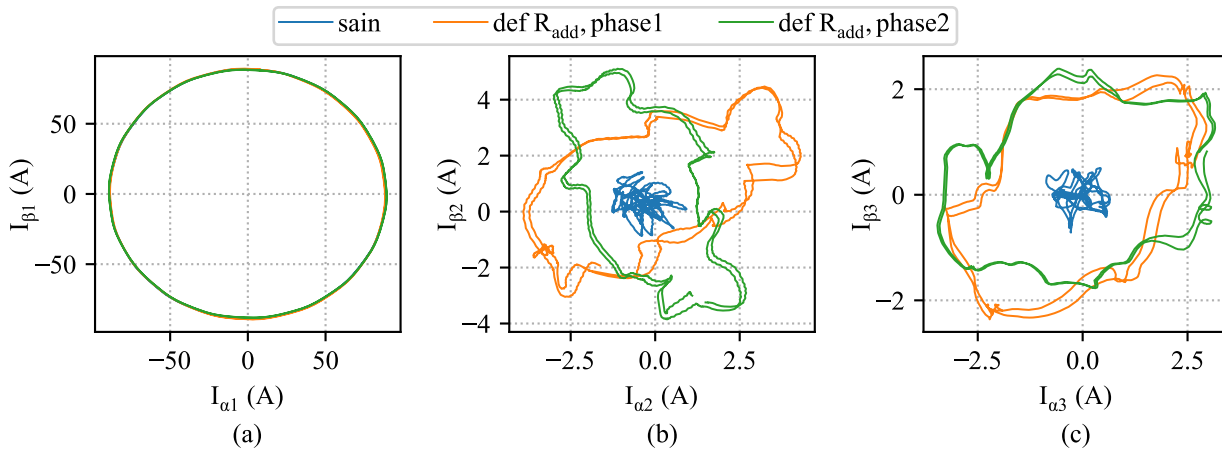


FIGURE 2.18 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes sur  $(\alpha_j, \beta_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradés,  $R_{add} = 0, 1 \Omega$  sur phase 1 puis sur phase 2,  $I_{\beta_j} = f(I_{\alpha_j})$

Les courants de lignes projetés dans les plans secondaire et tertiaire, soit  $I_{\alpha_2}$ ,  $I_{\beta_2}$ ,  $I_{\alpha_3}$  et  $I_{\beta_3}$ , sont donc bien sensibles à l'apparition d'un défaut électrique, à sa sévérité et à son emplacement, et peuvent être utiles pour la détection de défauts. Bien que l'effet du défaut sur les courants de lignes soit perceptible (Figure 2.15), il sera probablement plus facile d'utiliser les évolutions des courants dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  afin de remonter à l'origine d'un défaut électrique, comme cela a été réalisée dans [2]–[4] pour la détection de défauts du convertisseur dans le cas de machines à 5 phases.

### 2.7.3.1 Comparaison des courants de lignes dans l'espace de Park

Les courants de lignes projetés dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ , et  $(d_2, q_2)$  et  $(d_3, q_3)$  par la suite, sont quasiment nuls en mode sain. En mode dégradé, l'harmonique d'ordre 1 apparaît dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ . L'angle de rotation pour passer de  $(\alpha_2, \beta_2)$  à  $(d_2, q_2)$  étant de  $7\theta_e$ <sup>13</sup>, des harmoniques d'ordres 6 et 8 apparaissent en mode dégradé dans  $(d_2, q_2)$ . Pareillement, des harmoniques d'ordres 4 et 6 apparaissent dans  $(d_3, q_3)$ , l'angle de rotation pour passer de  $(\alpha_3, \beta_3)$  à  $(d_3, q_3)$  étant de  $5\theta_e$ <sup>14</sup>. Les analyses spectrales des courants  $I_{d_j}$  et  $I_{q_j}$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé ( $R_{add} = 0, 1 \Omega$  sur la phase 1) sont données en Figure 2.19. Cet exemple montre que l'effet d'un déséquilibre sur l'harmonique 1 dans la base naturelle est scindé en deux harmoniques dans les sous-espaces tournants. Les harmoniques d'ordres 6 et 8 apparaissent dans  $(d_2, q_2)$ , ceux d'ordres 4 et 6 dans  $(d_3, q_3)$ , ce qui n'est pas le cas dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ . En outre, il n'est pas évident de prédire lequel des deux harmoniques qui apparaissent dans chacun des sous-espaces  $(d_2, q_2)$  et  $(d_3, q_3)$  sera plus important que l'autre. Il est donc davantage intéressant d'examiner l'effet du défaut dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ .

Dans l'ensemble machine-convertisseurs étudié, les courants de lignes sont continuellement mesurés, projetés dans l'espace de Park et comparés à des valeurs de référence données. Les tensions de commande imposées par le convertisseur dépendent de cette comparaison. Les

13. Le choix de l'angle de rotation de  $7\theta_e$  se justifie par le fait que l'harmonique d'ordre 7 est le plus susceptible d'apparaître dans le plan  $(\alpha_2, \beta_2)$ , Tableau 2.5.

14. Le choix de l'angle de rotation de  $5\theta_e$  se justifie par le fait que l'harmonique d'ordre 5 est le plus susceptible d'apparaître dans le plan  $(\alpha_3, \beta_3)$ , Tableau 2.5.

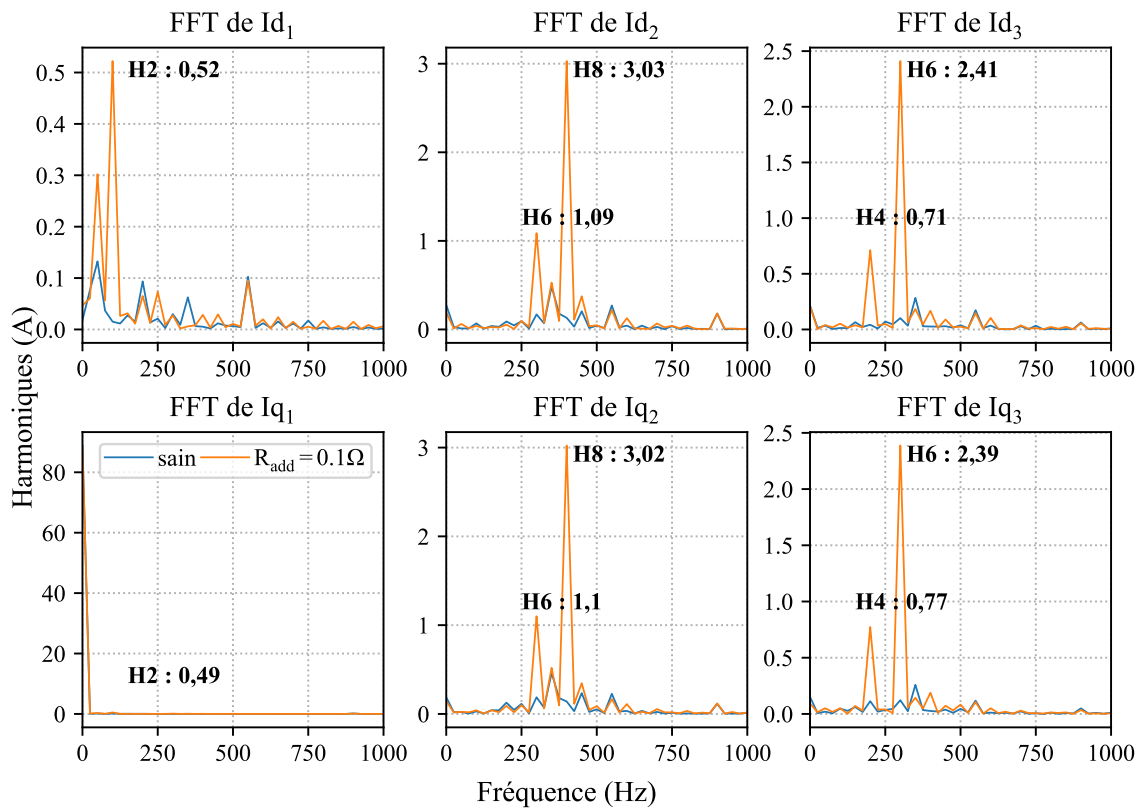


FIGURE 2.19 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Analyses spectrales des courants  $I_{d_j}, I_{q_j}, j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , phase 1

courants et les tensions sont donc impliqués dans la boucle de contrôle-commande, ils peuvent tous les deux varier avec l'apparition d'un défaut. Il est donc primordial d'expliquer comment il est possible de retrouver des signatures de défaut dans les courants et/ou les tensions malgré l'asservissement. Cela sera détaillé dans ce qui suit, et ce uniquement dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées.

### 2.7.3.2 Signatures de défaut en boucle fermée

Dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées étudiée, des rotations de  $\theta_e$ ,  $7\theta_e$  et  $5\theta_e$  sont respectivement appliquées aux projections dans les plans  $(\alpha_1, \beta_1)$ ,  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  et les projections dans  $(d_1, q_1)$ ,  $(d_2, q_2)$  et  $(d_3, q_3)$  sont ainsi obtenues. Avec l'apparition d'un défaut, les courants de lignes ne sont plus équilibrés et tous les harmoniques apparaissent dans les différents plans  $(\alpha_j, \beta_j)$ . La commande étant basée sur le fonctionnement en mode sain, les matrices de transformation, (2.17) suivie de (2.12), et les paramètres des correcteurs sont les mêmes en modes sain et dégradé. Les courants dans les plans  $(d_j, q_j)$  sont donc oscillants en mode dégradé : nous retrouvons des harmoniques d'ordres 6 et 8 dans  $(d_2, q_2)$  et des harmoniques d'ordres 4 et 6 dans  $(d_3, q_3)$ , comme le montre la Figure 2.19. Les signaux dans la boucle de retour,  $I_{d_j, q_j}$   $j \in \{1, 2, 3\}$  (Figure 2.11), sont oscillants et les correcteurs P.I., dont la bande passante est limitée, ne compensent que partiellement ces oscillations. L'effet du défaut sur les courants de lignes n'est alors pas complètement compensé par l'asservissement.

Nous rappelons que dans [43], Huang et al. montrent que plus la bande passante des correcteurs de courants est élevée, moins l'effet du défaut sera important sur les courants de lignes et que l'effet inverse est observé au niveau des tensions de commande. Dans ce qui suit, nous montrons que cela est généralisable au cas de la machine à 3 étoiles déphasées. Pour ce faire, plusieurs valeurs de bande passante sont considérées.

### 2.7.3.3 Effet de la bande passante des correcteurs P.I. sur les signatures de défaut

Nous supposons que chacune des fonctions de transfert  $\frac{I_{d_j}}{I_{d_j,ref}}(s)$  et  $\frac{I_{q_j}}{I_{q_j,ref}}(s)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  peut être approximée par un filtre passe-bas du premier ordre,

$$\frac{I_{d_j}}{I_{d_j,ref}}(s) \text{ ou } \frac{I_{q_j}}{I_{q_j,ref}}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_c}}, j \in \{1, 2, 3\} \quad (2.20)$$

Nous expliquons ci-après l'effet de la bande passante du correcteur P.I. sur le courant  $I_{d_2}$  en mode dégradé, sachant que le même principe s'applique aux courants  $I_{q_2}$ ,  $I_{d_3}$  et  $I_{q_3}$ .

Le correcteur agit sur le courant  $I_{d_2}$  et lui impose d'être égal à la valeur de référence  $I_{d_2,ref}$ , constante pour un point de fonctionnement donné et dans la mesure où la machine est caractérisée par un seul harmonique par sous-espace, uniquement dans le cas où  $w \in [0, w_c]$ .  $I_{d_2}$  est différent de sa valeur de référence pour les pulsations  $w > w_c$ . Dans le cas d'une bande passante  $w_c$  limitée, le déséquilibre lié au défaut fait apparaître des harmoniques d'ordres 6 et 8 dont les pulsations sont  $> w_c$  (Figure 2.20a). Ces harmoniques ne sont pas compensés malgré l'asservissement et les courants de lignes ne sont pas les mêmes en modes sain et dégradé. Cette différence constitue une signature de défaut.

Dans le cas d'une bande passante  $w_c$  élevée, les pulsations des harmoniques qui émergent en présence d'un défaut tombent dans l'intervalle  $[0, w_c]$  (Figure 2.20b). Le correcteur compense l'effet du défaut. Autrement dit, les courants de lignes qui s'établissent en modes sain et dégradé

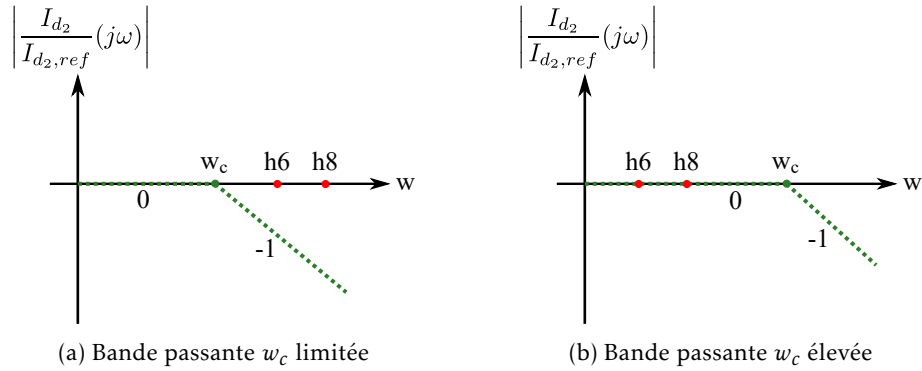


FIGURE 2.20 – Tracé asymptotique de  $\left| \frac{I_{d_2}}{I_{d_2,ref}}(j\omega) \right|$  dans le diagramme de Bode

sont tous les deux égaux à  $I_{d_2,ref}$ . Cela se fait par une compensation au niveau des tensions de commande, les circuits équivalents de la machine n'étant pas les mêmes dans les deux cas. La différence entre les tensions imposées en mode sain et les tensions imposées en mode dégradé constitue une signature de défaut.

En somme, l'asservissement conditionne l'effet d'un défaut mais ne l'efface pas.

Le but de la stratégie de commande MTPA étant d'optimiser le ratio courant/couple, la dynamique du système en boucle fermée est censée être similaire à sa dynamique en boucle ouverte : le temps de réponse défini en boucle fermée doit être proche de celui en boucle ouverte, ce dernier étant déterminé par le rapport  $\frac{L_{d/q}}{R_s}$ . En considérant que le temps de réponse en boucle fermée vaut la moitié de celui en boucle ouverte (Section 2.7.1), nous obtenons une bande passante limitée, de  $105,7 \text{ rad.s}^{-1}$ , et donc l'effet du défaut est plus important sur les courants de lignes que sur les tensions de commande.

En diminuant le temps de réponse souhaité en boucle fermée, la bande passante des correcteurs augmente. Nous considérons les 4 bandes passantes suivantes :

$$\begin{cases} w_{c1} = 105,7 \text{ rad.s}^{-1} \text{ (qui correspond plutôt au cas représenté en Figure 2.20a)} \\ w_{c2} = 5 \cdot w_{c1} = 528,5 \text{ rad.s}^{-1} \\ w_{c3} = 20 \cdot w_{c1} = 2114 \text{ rad.s}^{-1} \\ w_{c4} = 40 \cdot w_{c1} = 4228 \text{ rad.s}^{-1} \text{ (qui correspond plutôt au cas représenté en Figure 2.20b)} \end{cases}$$

Afin d'éviter les erreurs numériques dans le calcul des tensions de commande des différentes phases, le pas de simulation a été réduit de  $10^{-6}$  à  $10^{-7}$  s.

Pour la bande passante initiale  $w_{c1} = 105,7 \text{ rad.s}^{-1}$ , l'effet du défaut est plus important sur les courants de lignes que sur les tensions de commande. A mesure que la bande passante augmente, l'effet du défaut sur les courants de lignes est de moins en moins important, Figures 2.21a, 2.22a, 2.23a et 2.24a. Parallèlement, les tensions de commande deviennent plus sensibles que les courants à l'apparition du défaut, cela s'observe surtout avec la bande passante la plus élevée,  $w_{c4} = 4228 \text{ rad.s}^{-1}$ , Figure 2.24. Nous observons également que pour des bandes passantes élevées, les harmoniques d'ordres 5 et 7 de la tension ne sont pas nuls en mode sain, Figures 2.23b et 2.24b. En effet, les tensions imposées en entrées des phases sont calculées de sorte que les



courants projetés dans le plan de Park suivent leurs valeurs de référence dans la plage  $w \in [0, w_c]$ . A mesure que  $w_c$  augmente, les amplitudes des composantes h5 et h7 dans les tensions imposées augmentent. Cela donne aux courbes  $V_{\beta_2} = f(V_{\alpha_2})$  et  $V_{\beta_3} = f(V_{\alpha_3})$  des allures quasi-elliptiques en mode sain et des allures plus complexes en présence d'un défaut, comme le montre la Figure 2.24b. Même s'il est plus facile d'apercevoir l'effet du défaut en examinant les courants de lignes pour la bande passante  $w_{c1}$  qu'en examinant les tensions de commande pour la bande passante  $w_{c4}$ , la tension reste la grandeur la plus sensible à l'apparition du défaut pour une bande passante élevée.

Les résultats montrés en Figures 2.21 à 2.24 nous permettent de vérifier que les analyses effectuées dans [43] dans le cas triphasé sont généralisables au cas polyphasé.

Dans les chapitres suivants, nous considérerons uniquement la bande passante initiale ( $105,7 \text{ rad.s}^{-1}$ ). Les indicateurs de défauts seront donc basés sur les amplitudes de l'harmonique 1 des courants de lignes projetés dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$ .

## 2.8 Conclusion du chapitre

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté d'abord le modèle analytique d'une MSAP polyphasée, les transformées de Concordia des machines polyphasées ainsi que les distributions des harmoniques dans les différents sous-espaces qui en émanent. Ensuite, nous avons montré l'intérêt que présente la transformée de Concordia dans le cas des machines à un seul neutre et des machines multi-étoiles dont les étoiles sont déphasées pour le diagnostic de défauts électriques. Afin de mettre en exergue la pertinence de l'approche de diagnostic proposée, un même défaut, une augmentation de la résistance d'une phase d'une valeur de  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , a été appliqué à deux machines à 3 étoiles ayant des caractéristiques globales similaires et des distributions de phases différentes : les étoiles de la première machine sont en phase et celles de la seconde machine sont déphasées de  $\frac{2\pi}{9}$ . Dans un premier temps, un cas simplifié a été étudié : les machines ont été considérées sans convertisseurs et les phases alimentées par des sources de tensions alternatives (étude en boucle ouverte). Dans un second temps, l'ensemble machine-convertisseurs statiques a été considéré (étude en boucle fermée). Plus de modes dégradés ont été considérés par la suite pour la machine à étoiles déphasées, qui représente à une échelle réduite la génératrice d'une éolienne offshore. Nous avons également expliqué comment il est possible de retrouver des signatures d'un défaut interne de la machine dans les courants de lignes et/ou les tensions de commande malgré l'implication de ces deux grandeurs dans le contrôle-commande. Enfin, l'effet de la bande passante des correcteurs de courants sur les signatures de défaut, déjà étudié dans la littérature dans le cas triphasé, a été abordé dans le cas polyphasé. Plusieurs valeurs de bande passante ont été considérées et cela nous a permis de généraliser au cas polyphasé les conclusions établies dans [43] dans le cas triphasé. Une seule valeur de bande passante, la plus réaliste dans le cas de la machine étudiée, est retenue pour la suite des travaux.

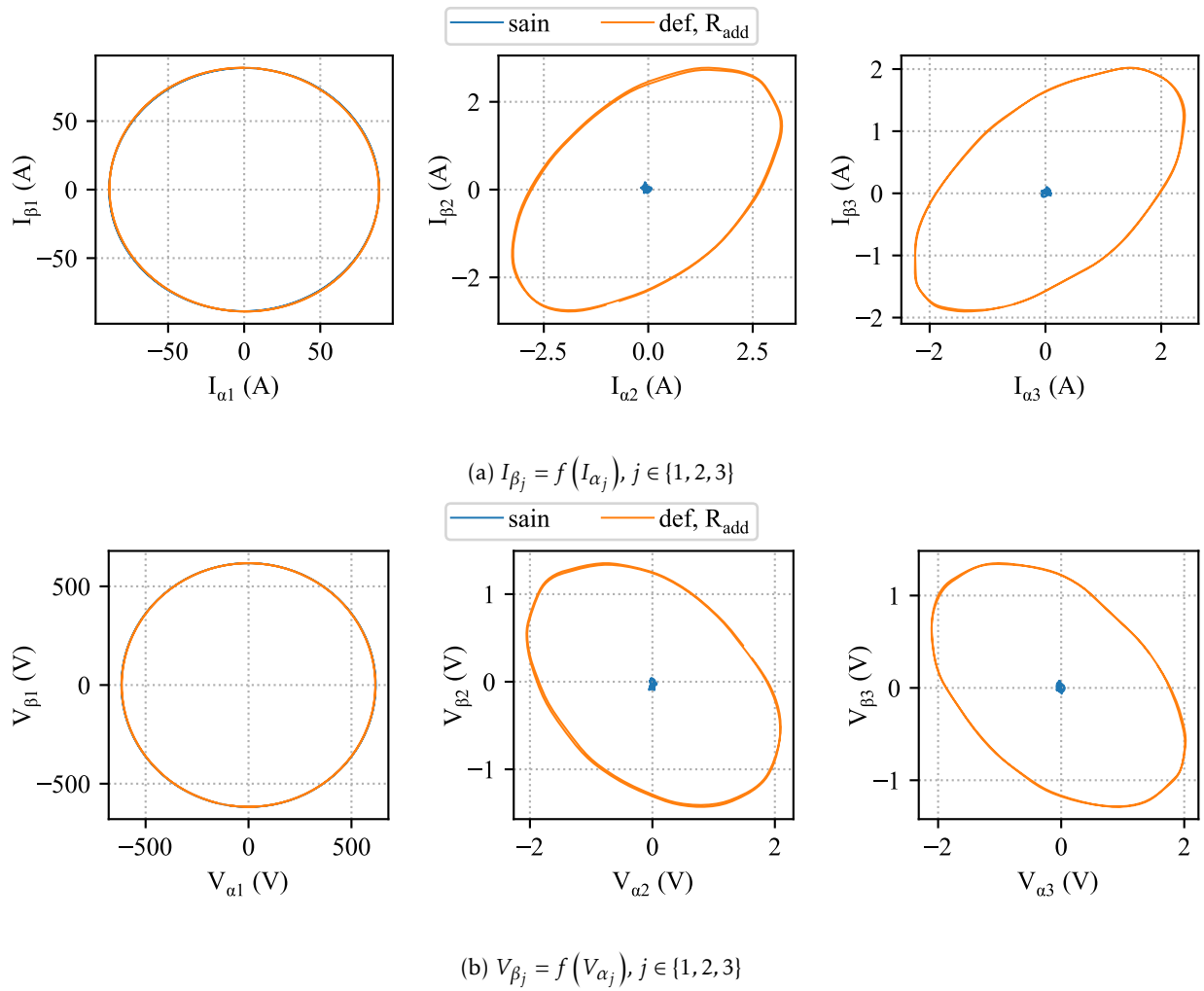


FIGURE 2.21 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante  $w_{c1} = 105,7 \text{ rad.s}^{-1}$

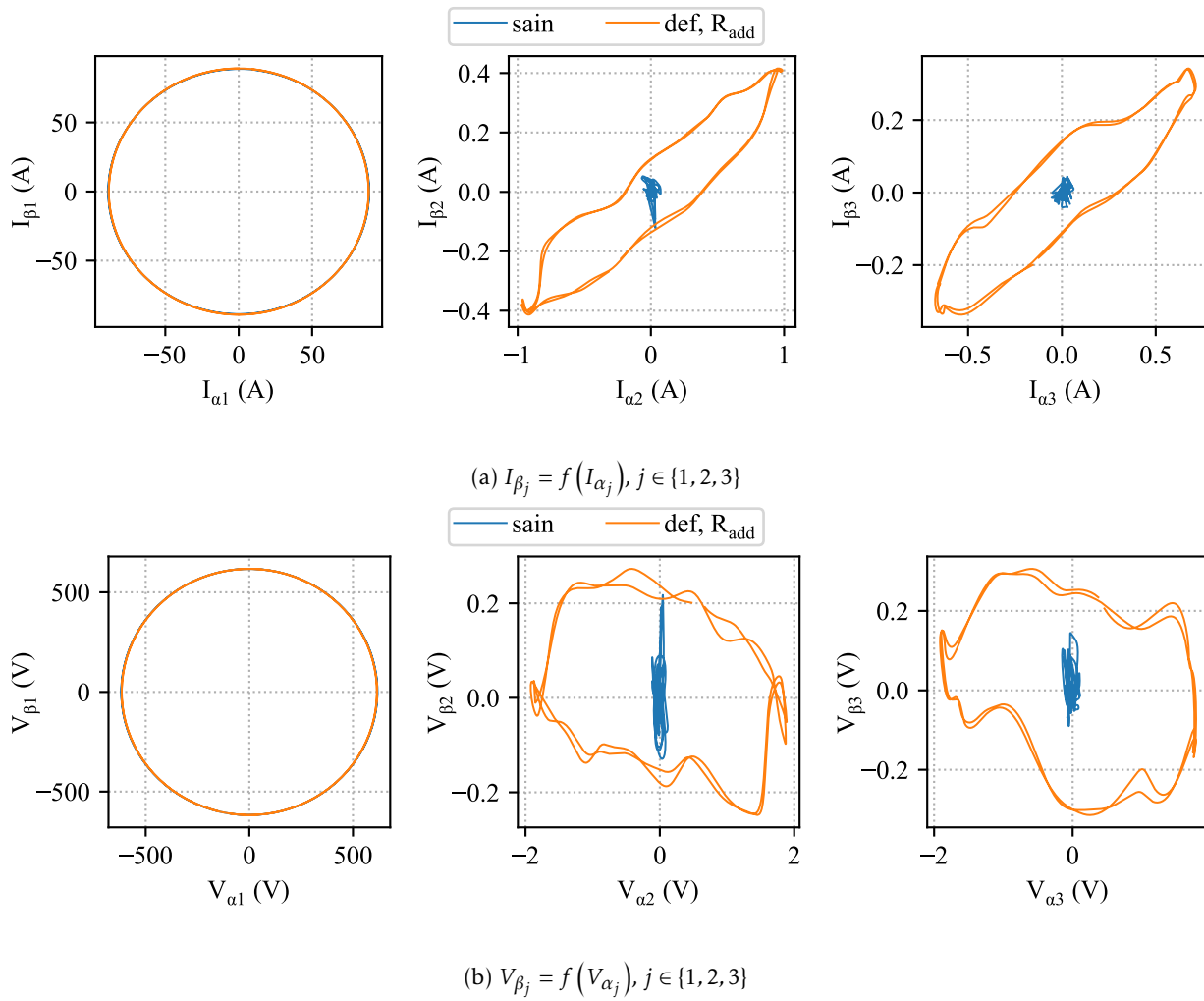


FIGURE 2.22 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante  $w_{c2} = 528,5 \text{ rad.s}^{-1}$

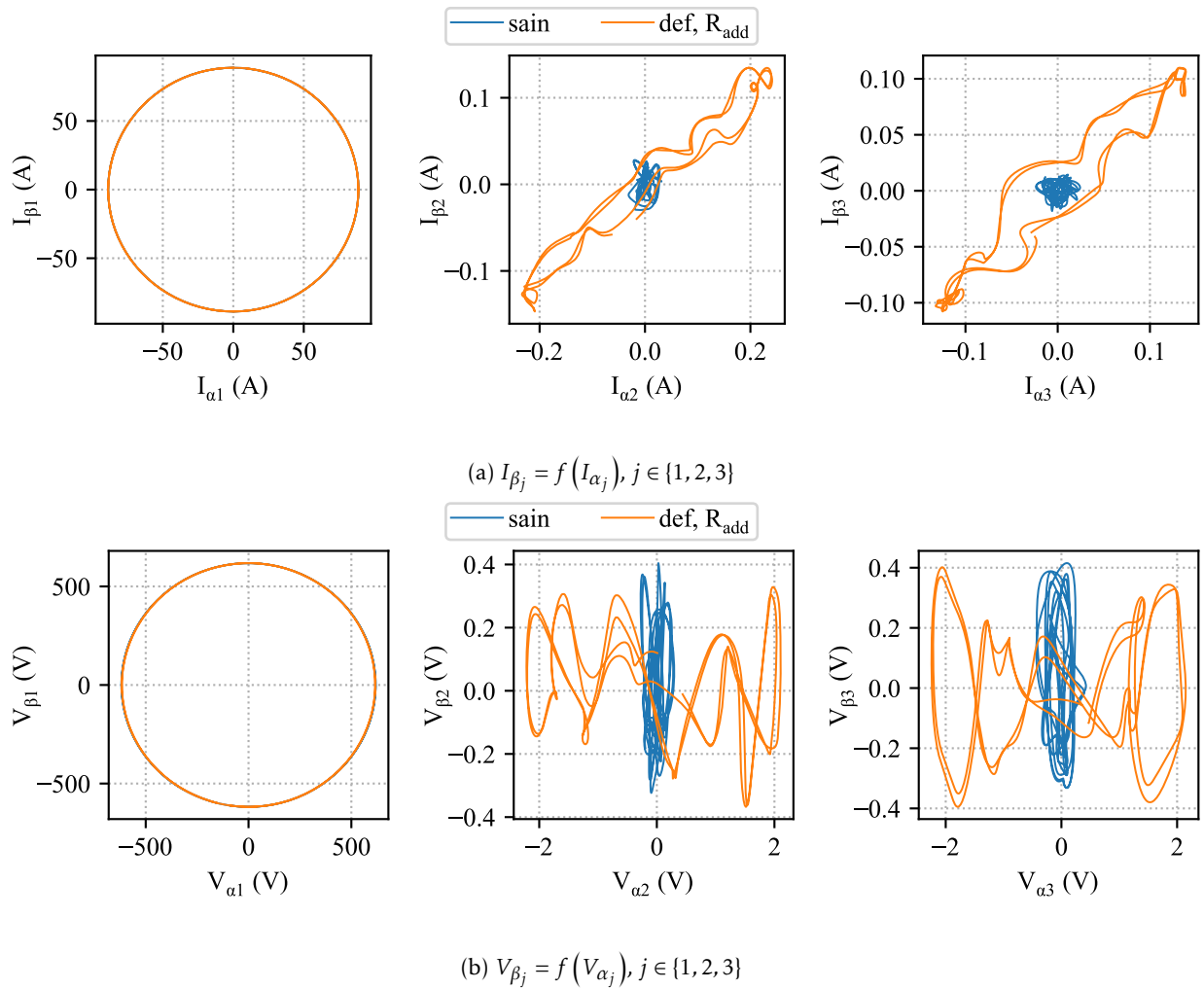


FIGURE 2.23 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante  $w_{c3} = 2114 \text{ rad.s}^{-1}$

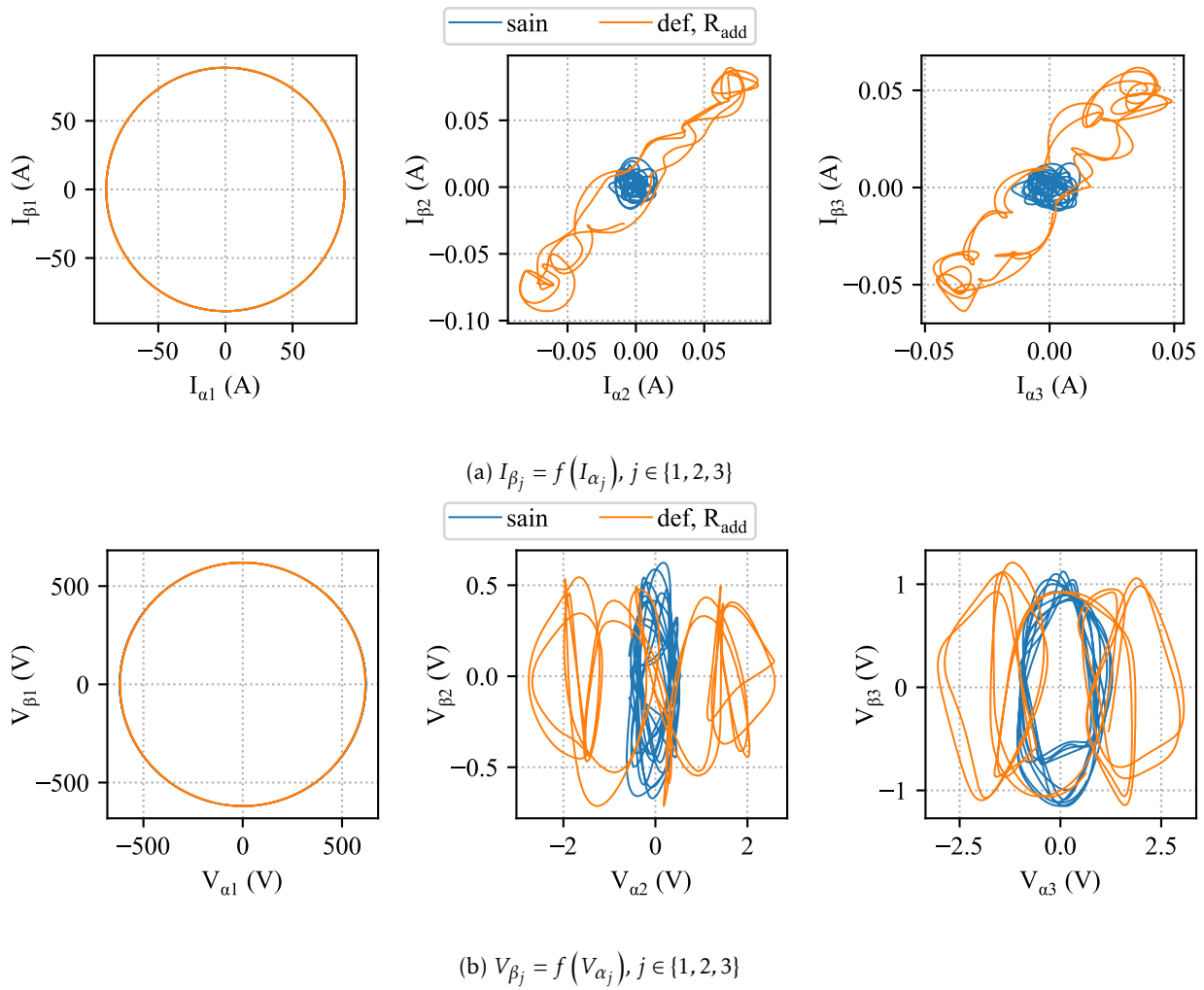


FIGURE 2.24 – (Simulations, 3 étoiles déphasées) Projection des courants de lignes et des tensions de commande sur  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , bande passante  $w_{c4} = 4228 \text{ rad.s}^{-1}$



# Application de l'approche de diagnostic au court-circuit entre spires

## Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Court-circuit entre spires dans la littérature</b>	<b>62</b>
<b>3.2</b>	<b>Modélisation du court-circuit entre spires</b>	<b>63</b>
3.2.1	Dans la littérature	63
3.2.2	Application à notre cas d'étude	65
<b>3.3</b>	<b>Indicateurs de défauts</b>	<b>65</b>
<b>3.4</b>	<b>Simulations</b>	<b>66</b>
3.4.1	Conditions et hypothèses de simulations	66
3.4.2	1 <sup>er</sup> cas étudié	67
3.4.2.1	Mode sain	67
3.4.2.2	Mode dégradé	67
3.4.3	Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut	70
<b>3.5</b>	<b>ADALINE</b>	<b>70</b>
3.5.1	Définition	70
3.5.2	Application aux machines électriques tournantes	72
3.5.3	Application à notre cas d'étude	73
<b>3.6</b>	<b>Essais expérimentaux</b>	<b>73</b>
3.6.1	Banc ENR et profil d'essais	73
3.6.2	Évaluation des indicateurs de défauts	75
3.6.3	1 <sup>er</sup> cas étudié	75
3.6.4	Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut	78
3.6.4.1	Comparaison des résultats : toutes les sévérités pour chaque point de fonctionnement	78
3.6.4.2	Comparaison des résultats : tous les points de fonctionnement pour chaque sévérité	78
3.6.4.3	Normalisation des indicateurs par rapport à la vitesse de rotation	80

3.7 Comparaison avec une méthode de la littérature . . . . .	88
3.8 Conclusion du chapitre . . . . .	91

Dans ce troisième chapitre, nous nous intéressons à l'étude du défaut de court-circuit entre spires. D'abord, nous définissons ce défaut, présentons ses particularités par rapport à d'autres défauts électriques et discutons les différentes spécifications liées à la conception de la machine et à la stratégie de contrôle-commande qui influent sur son effet et ses signatures. Puis, nous abordons la modélisation de la machine en présence d'un tel défaut, notamment dans le cas où les phases sont constituées de bobines montées en parallèle. Ensuite, nous évaluons ses effets local et global et appliquons la méthode de détection développée dans le chapitre précédent dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées. Les résultats de simulations sous Simulink et d'essais expérimentaux réalisés sur le banc ENR sont présentés et discutés, pour plusieurs points de fonctionnement et sévérités de défaut. L'extraction des indicateurs de défauts à partir des courants de lignes projetés dans les sous-espaces secondaire et tertiaire de la transformée de Concordia est également discutée. Enfin, nous comparons, en nous appuyant sur les résultats d'un essai expérimental, la méthode proposée dans nos travaux pour le cas polyphasé à une méthode de la littérature développée pour le cas triphasé, que nous appliquons à chaque étoile.

### 3.1 Court-circuit entre spires dans la littérature

Le court-circuit entre spires est l'un des défauts les plus étudiés dans la littérature. Il correspond à la dégradation de l'isolant autour d'un nombre donné de spires. Il a la particularité d'avoir à la fois un effet local délétère et un effet global très faible. Autrement dit, le courant dans les spires court-circuitées peut atteindre un niveau très élevé alors que le déséquilibre au niveau des grandeurs globales (courants de lignes, couple, etc.) est infime. D'où l'importance d'identifier la présence d'un tel défaut le plus précocement possible.

Certaines études se limitent à l'analyse des effets du court-circuit entre spires de manière approfondie et à l'impact des différentes spécifications des machines et de la stratégie de contrôle-commande sur le fonctionnement en mode dégradé, sans proposer d'indicateur sensible à l'apparition du défaut ou d'approche de diagnostic particulière. Comme discuté dans [22], le courant dans les spires court-circuitées dépend de la f.é.m. à vide, dont la richesse en harmoniques varie considérablement d'une machine à une autre. Dans [66], l'impact du ratio nombre d'encoches/nombre de pôles sur les effets du défaut est étudié. Des calculs de pertes, d'inductances propres et mutuelles et de courant et des études thermiques sont effectués pour différentes configurations. Cela permet de conclure qu'il serait intéressant de tenir compte du ratio nombre d'encoches/nombre de pôles lors de la conception d'une machine, en plus du rendement, de la densité de puissance et de la tolérance aux défauts. Dans [67], He et al. montrent que l'effet d'un même défaut dépend du couplage électrique. Deux configurations sont étudiées : une première où les bobines sont branchées en série et une seconde où les bobines sont branchées en parallèle. Dans le cas où les bobines sont en parallèle, des courants de circulation peuvent apparaître en présence d'un déséquilibre, cela influe sur le courant de court-circuit et le défaut est plus difficilement détectable. D'un autre côté, un bobinage concentré dentaire réduit les inductances mutuelles entre phases [68]. Ainsi, quand un défaut apparaît sur une phase, son effet sur les autres phases est souvent négligeable, ce qui n'est pas le cas dans les machines à bobinages distribués [69]. Enfin, lorsque les machines sont couplées à des convertisseurs statiques, les signatures de défaut retrouvées dans les courants de lignes et les tensions de commande dépendent de la stratégie de commande et des paramètres des correcteurs, comme discuté dans Section 2.7.3.3 et dans [40], [43], [47].



## 3.2 Modélisation du court-circuit entre spires

### 3.2.1 Dans la littérature

Afin de modéliser le court-circuit entre spires, la bobine en défaut est scindée en deux parties, Figure 3.1 : une première qui représente les spires saines, au nombre de  $N_h$ , et une seconde qui représente les spires court-circuitées, au nombre de  $N_f$ . Une résistance dite de court-circuit,  $R_{sc}$ , est branchée en parallèle à ces dernières. La valeur de cette résistance reflète le degré de dégradation de l'isolant autour des spires défectueuses. Sa valeur est élevée lors du début de l'apparition du défaut et est beaucoup plus faible si l'isolant est bien abîmé. Les expressions des résistances et des f.é.m. à vide des branches saine et défectueuse sont données dans (3.1) et (3.2).

$$R_f = \frac{N_f}{N_{tot}} R_w \quad (3.1a)$$

$$R_h = \frac{N_h}{N_{tot}} R_w \quad (3.1b)$$

$$E_f = \frac{N_f}{N_{tot}} E_w \quad (3.2a)$$

$$E_h = \frac{N_h}{N_{tot}} E_w \quad (3.2b)$$

Les valeurs des inductances propres des branches saine et défectueuse de la bobine en défaut, notées  $L_h$  et  $L_f$  respectivement, et de l'inductance mutuelle entre ces deux branches,  $M_{hf}$ , varient en fonction de l'emplacement du court-circuit dans l'encoche, tout en vérifiant la relation suivante :

$$L_w = L_h + L_f + 2M_{hf} \quad (3.3)$$

Les valeurs précises de ces inductances peuvent être calculées par EF. Pour ce faire, la surface représentant la bobine défectueuse est divisée en deux parties, si le court-circuit est en extrémité de l'encoche (en fond ou en tête d'encoche), et en trois parties, s'il est quelque part entre les deux extrémités, Figure 3.2. La surface représentant le défaut dépend du nombre de spires court-circuitées :

$$\frac{N_f}{N_h} = \frac{S_f}{S_h} \quad (3.4)$$

Dans [27], Zhao et al. montrent que plus le défaut est proche de l'entrefer, plus l'inductance propre des spires court-circuitées est faible. Dans d'autres études [24], [40], [41], l'effet de l'emplacement des spires défectueuses est négligé et les inductances  $L_h$ ,  $L_f$  et  $M_{hf}$  sont approximées par les expressions suivantes :

$$L_f = \left( \frac{N_f}{N_{tot}} \right)^2 L_w \quad (3.5a)$$

$$L_h = \left( \frac{N_h}{N_{tot}} \right)^2 L_w \quad (3.5b)$$

$$M_{hf} = \frac{N_f N_h}{N_{tot}^2} L_w \quad (3.5c)$$

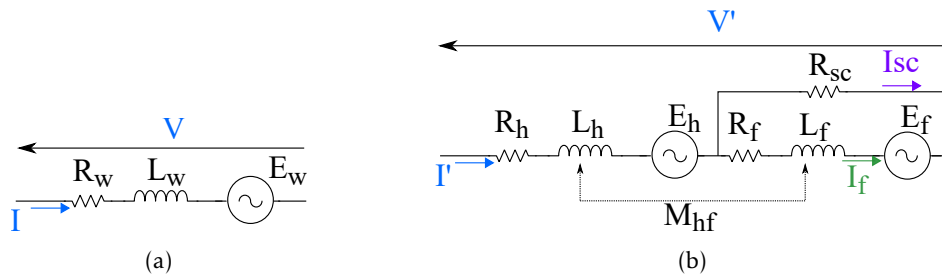


FIGURE 3.1 – Circuits équivalents d'une bobine saine (a) et d'une bobine défectueuse (b)

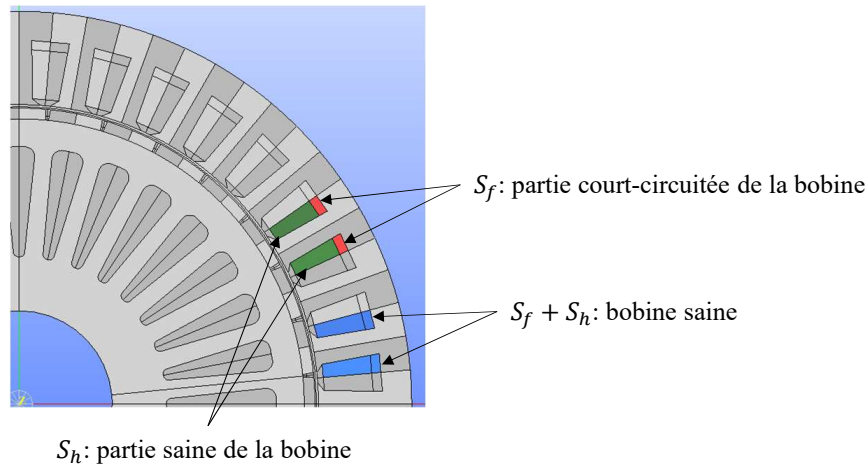


FIGURE 3.2 – Prise en compte d'un court-circuit entre spires

- $N_{tot} = N_h + N_f$  : nombre de spires total dans une bobine
- $N_h$  : nombre de spires saines
- $N_f$  : nombre de spires défectueuses
- $L_w$  : inductance propre de la bobine saine
- $L_h$  : inductance propre des spires saines
- $L_f$  : inductance propre des spires défectueuses
- $M_{hf}$  : inductance mutuelle entre les spires saines et les spires défectueuses

On considère qu'un court-circuit entre spires est naissant dans le cas où son effet sur la machine n'est pas encore pénalisant. L'isolant est alors légèrement atteint. Dans ces conditions, la valeur de la résistance de court-circuit  $R_{sc}$  est suffisamment faible pour que les courants dans les spires saines et les spires défectueuses,  $I_h$  et  $I_f$  respectivement, soient différents, et suffisamment élevée pour que  $I_f$  ne soit pas important au point d'induire une surchauffe locale de la machine.

Comme discuté dans la Section 3.1, l'effet d'un court-circuit entre spires dépend de plusieurs spécifications liées à la conception de la machine. Le couplage électrique des bobines, montées en série ou en parallèle, influe en particulier sur l'effet du défaut et la modélisation de la machine en mode dégradé en dépend. On distingue les deux cas suivants :

- Le cas de phases constituées de bobines branchées en série, où chacune des phases saines est modélisée par une seule bobine équivalente et la phase en défaut par une branche 'h'

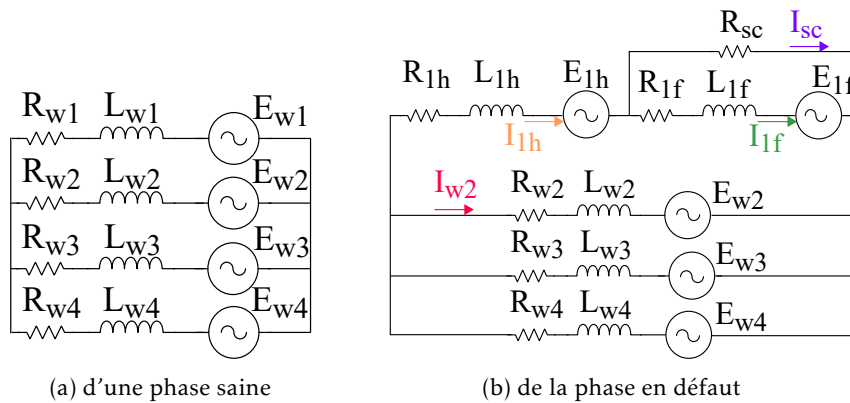


FIGURE 3.3 – Circuit équivalent en présence d'un court-circuit entre spires

qui représente les bobines saines et les spires saines de la bobine en défaut et une branche 'f' qui représente les spires défectueuses.

- Le cas de phases constituées de bobines branchées en parallèle, où des courants de circulation peuvent apparaître en présence d'un déséquilibre. La meilleure façon de modéliser ce cas est de représenter explicitement toutes les bobines dans le circuit équivalent de la machine en présence d'un défaut [68], [69]. En considérant que chaque phase contient  $m$  bobines montées en parallèle et que le défaut touche une seule bobine, chacune des phases saines est modélisée par  $m$  bobines montées en parallèle et la phase en défaut par  $(m - 1)$  bobines saines branchées en parallèle à une bobine scindée en une partie saine 'h' et une partie défectueuse 'f'. Il est à noter que dans certaines études [23], [27], [70], les phases saines sont représentées par une seule bobine équivalente.

### 3.2.2 Application à notre cas d'étude

Dans le cas de la machine étudiée, chaque phase est constituée de 4 bobines montées en parallèle. En présence d'un court-circuit entre spires au niveau d'une seule bobine, chaque phase saine est modélisée par 4 bobines en parallèle (Figure 3.3a) et la phase en défaut par 3 bobines saines branchées en parallèle à une bobine scindée en une partie saine et une partie défectueuse (Figure 3.3b). Nous obtenons ainsi 37 branches dans le circuit équivalent de la machine. Le calcul de la matrice d'inductances, désormais de dimensions  $(37 \times 37)$  et non circulante, est fait à partir d'un modèle EF complet de la machine. Comme dans le cas sain, nous avons opté pour des maillages réguliers, afin de minimiser le plus possible les erreurs numériques dues à des éléments de maillage plus ou moins fins.

## 3.3 Indicateurs de défauts

En présence d'un court-circuit naissant entre spires, les différences entre les modes sain et dégradé peuvent ne pas être visibles au niveau des courants  $I_{\alpha_2}$ ,  $I_{\beta_2}$ ,  $I_{\alpha_3}$  et  $I_{\beta_3}$  lorsque ces derniers sont tracés en fonction du temps ou de la position électrique  $\theta_e$ . Cela est d'autant plus probable si des harmoniques d'ordres supérieurs (5, 7, 11, 13, etc.) sont projetés dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  en modes sain et dégradé. Afin d'avoir un meilleur suivi du défaut, les amplitudes de l'harmonique fondamental du courant projeté dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  sont définies comme

indicateurs de défauts :

$$I_{1,\alpha_2\beta_2} = \sqrt{I_{1,\alpha_2}^2 + I_{1,\beta_2}^2} \quad (3.6a)$$

$$I_{1,\alpha_3\beta_3} = \sqrt{I_{1,\alpha_3}^2 + I_{1,\beta_3}^2} \quad (3.6b)$$

## 3.4 Simulations

### 3.4.1 Conditions et hypothèses de simulations

Nous citons ci-dessous les hypothèses et les conditions qui sont considérées dans les simulations effectuées sous Simulink :

1. L'entrefer étant quasiment lisse, les effets de réluctance variable sont négligés
2. La machine est représentée par un circuit équivalent
3. Les neutres des 3 étoiles sont isolés les uns des autres
4. La machine est connectée à des convertisseurs statiques (un convertisseur triphasé par étoile)
5. Le bloc 'IGBT/Diode' de Simscape est utilisé pour représenter les interrupteurs des convertisseurs statiques
6. La transformée de Park du cas triphasé est appliquée à chaque étoile pour la commande vectorielle, avec une prise en compte des déphasages de  $\frac{2\pi}{9}$  et de  $\frac{4\pi}{9}$  pour les 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> étoiles (Annexe A.2.2)
7. La f.é.m à vide est composée de 3 harmoniques d'ordres 1, 3 et 5 (Figure 2.6b)
8. Les matrices d'inductances, de dimensions (9\*9) en mode sain et (37\*37) en mode dégradé, sont calculées par EF
9. Une commande vectorielle avec une stratégie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) est appliquée, ce qui donne  $I_{d_j,ref} = 0, j \in \{1, 2, 3\}$
10. Le couple moyen est supposé dépendant uniquement de l'harmonique fondamental du courant, ce qui donne  $I_{q1,ref} = I_{q2,ref} = I_{q3,ref}$  (= cte pour un point de fonctionnement donné)
11. La fréquence de la MLI est de :  $f_{MLI} = 4$  kHz
12. La machine fonctionne en mode génératrice
13. Le bus DC est représenté par une source de tension continue,  $V_{DC} = 650$  V
14. Le système est 2 fois plus rapide en boucle fermée qu'en boucle ouverte
15. Seules les composantes basse fréquence des courants de lignes et des tensions de commande sont montrées dans les différents tracés. Les composantes haute fréquence liées à la MLI ont été filtrées
16. 4 points de fonctionnement et 6 sévérités de défaut sont considérés, Tableau 3.1

Pour rappel, les conditions de fonctionnement de la chaîne de conversion de puissance d'une éolienne dépendent fortement de la vitesse du vent. En évaluant les effets d'un même défaut pour plusieurs valeurs de vitesse de rotation et de couple, il est possible de voir si sa détection est plus ou moins aisée selon les conditions de fonctionnement.

Points de fonctionnement			
OP	Freq. (Hz)	Couple (N.m)	$I_{qref}$ (A)
OP1	50	-2780	-48,6
OP2	40	-2425	-42,3
OP3	32	-1540	-26
OP4	20	-547	-8,06
Sévérités de défaut		$R_{sc}(\Omega)$	$N_f$
		2,2; 4,7; 6,8	6; 9

TABLEAU 3.1 – Sévérités de défaut et points de fonctionnement étudiés

### 3.4.2 1<sup>er</sup> cas étudié

Nous commençons par étudier les différences entre les modes sain et dégradé au point de fonctionnement OP1, qui correspond aux conditions nominales de fonctionnement, et pour le défaut le plus sévère, défini par  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ .

#### 3.4.2.1 Mode sain

Comme expliqué en Annexe A.2.2, il est commun que la transformée de Park de la machine triphasée soit utilisée pour la commande vectorielle des machines multi-étoiles dont les étoiles sont déphasées [71], [72]. Dans ce cas, seul l'harmonique fondamental est géré par la commande. Ainsi, si la f.é.m. à vide est sinusoïdale, les courants de lignes suivent leurs valeurs de référence et sont sinusoïdaux. Sinon, il faut s'attendre à avoir des harmoniques d'ordres supérieurs dans les courants de lignes et donc, un écart entre ces derniers et leurs valeurs de référence. La f.é.m. à vide de la machine étudiée étant non sinusoïdale et comprenant un harmonique d'ordre 5, l'apparition d'un harmonique du même ordre dans les courants de lignes, en plus du fondamental, est inéluctable avec une telle commande et une bande passante des correcteurs de courants limitée<sup>1</sup>. Cela est confirmé par le résultat de simulation en mode sain : le courant de la phase 1 est composé de deux harmoniques d'ordres 1 et 5, comme montré en Figure 3.4. Le calcul du THD (Total Harmonic Distortion) permet de quantifier l'écart entre les courants de lignes et leurs valeurs de référence :

$$THD_5(\%) = \frac{I_5}{\sqrt{I_1^2 + I_5^2}} \cdot 100 = 3,75$$

Il est à noter que le THD des courants de lignes peut dépendre du point de fonctionnement. Par ailleurs, nous nous intéressons davantage à l'harmonique d'ordre 5 de la f.é.m. à vide que celui d'ordre 3, étant donné que ce dernier ne peut apparaître dans les courants de lignes avec le couplage électrique considéré, tout au moins en mode sain.

#### 3.4.2.2 Mode dégradé

Comme le montre la Figure 3.5, les différences entre les courants de lignes en modes sain et dégradé sont très faibles (moins de 1%), ce qui nous permet de vérifier que l'effet global du défaut est infime et que les variations des courants de lignes évaluées dans la base naturelle

1. Par ailleurs, la compensation de la f.é.m. à vide se fait habituellement avec des composantes constantes, Figure 2.11. Cela ne permet pas de tenir compte de l'harmonique d'ordre 5.

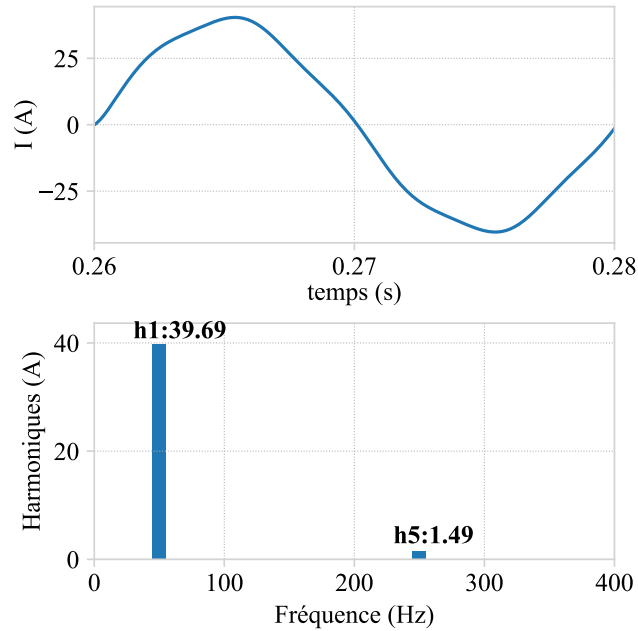


FIGURE 3.4 – (Résultat de simulation) Analyses temporelle et spectrale du courant de la phase 1 en mode sain et régime permanent : point de fonctionnement OP1

	$I_1$ (A)	$I_5$ (A)
Mode sain	39,69	1,49
Mode dégradé	39,13	1,46

TABLEAU 3.2 – (Résultats de simulations) Analyse spectrale du courant de la phase 1 en modes sain et dégradé : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

ne permettent pas de détecter l'apparition d'un défaut. Les analyses temporelle et spectrale du courant de la phase 1 (Figure 3.6 et Tableau 3.2), montrent que les différences entre les modes sain et dégradé ne sont pas plus importantes au niveau de la phase dont une bobine est défectueuse. En revanche, le courant dans les spires court-circuitées  $I_{1f}$  est considérablement plus élevé en mode dégradé qu'en mode sain (Figure 3.7). Cela confirme que l'effet local du défaut n'est pas négligeable, d'où la nécessité d'avoir des indicateurs qui soient sensibles à l'apparition de ce défaut.

Quant aux indicateurs de défauts  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ , ils sont nuls en mode sain, les courants de lignes obtenus en simulations étant parfaitement équilibrés. En présence du court-circuit entre spires ( $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ), ils ne sont plus équilibrés, et  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  valent 0,51 et 0,56 respectivement.

D'autres sévérités de défauts (couples de valeurs  $N_f$  et  $R_{sc}$ ) et points de fonctionnement (couples de valeurs  $f$  et  $I_{qref}$ ) sont considérés ci-après. Pour chaque cas étudié, nous évaluons en modes dégradés les indicateurs (3.6a) et (3.6b) ainsi que le courant  $I_{1f}$ .

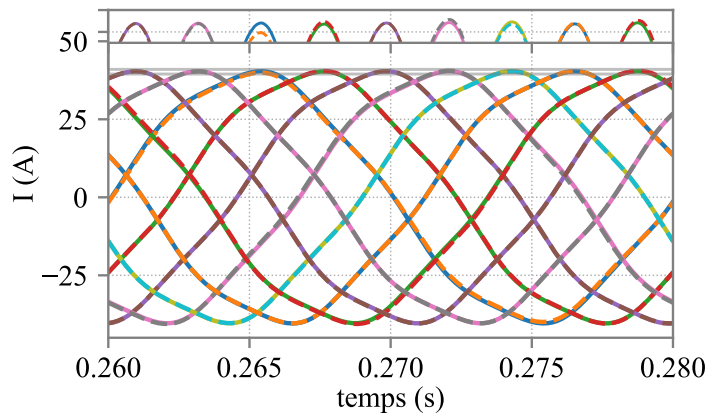


FIGURE 3.5 – (Résultats de simulations) Courants de lignes : traits pleins -> mode sain, traits tirets -> mode dégradé : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

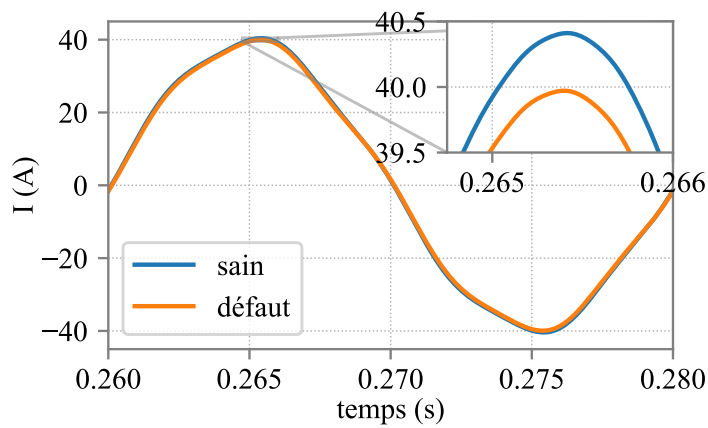


FIGURE 3.6 – (Résultats de simulations) Courant de la phase en défaut (phase 1) : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

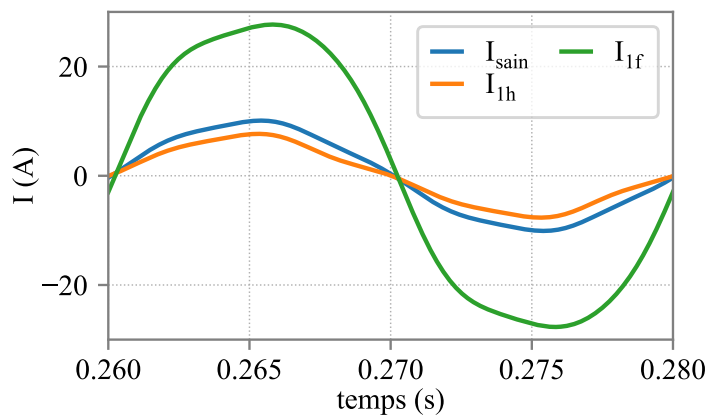


FIGURE 3.7 – (Résultats de simulations) Courants dans les spires saines et défectueuses comparés au courant en mode sain : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

### 3.4.3 Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut

Théoriquement, la sévérité d'un court-circuit entre spires dépend de  $N_f$  et  $R_{sc}$ . Pour un point de fonctionnement et un  $N_f$  donnés, plus la valeur de  $R_{sc}$  est faible, plus le défaut est sévère et plus le courant  $I_{1f}$  est élevé. Et pour un point de fonctionnement et une valeur de  $R_{sc}$  donnés, plus  $N_f$  est élevé, plus le défaut est sévère.

En Figure 3.8, nous traçons, pour chaque point de fonctionnement, les évolutions des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  et de la valeur efficace du courant dans les spires court-circuitées  $I_{1f,RMS}$  en fonction des sévérités de défaut. Les tracés montrent que les indicateurs sont sensibles à l'apparition du défaut. Par ailleurs, bien que  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  soit plus ou moins élevé que  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  selon le point de fonctionnement et la sévérité de défaut, les deux indicateurs évoluent dans le même sens que  $I_{1f,RMS}$  et traduisent donc l'effet local du défaut. Les tracés montrent également que pour une sévérité de défaut donnée, les valeurs des indicateurs dépendent du point de fonctionnement.

Du fait des imperfections du système réel, les indicateurs de défauts, théoriquement nuls en mode sain, ne le sont pas lorsqu'ils sont calculés à partir de données expérimentales. Il est donc important de les calculer en modes sain et dégradés, afin d'évaluer leurs sensibilités à l'apparition d'un défaut. Pour ce faire, il est commun de réaliser des essais en alternant entre le mode sain et des modes dégradés correspondant à différentes sévérités de défaut. Les indicateurs sont alors évalués, en temps différé, sur des intervalles qui couvrent plusieurs états de la machine. Dans notre étude, nous avons opté pour une reconstruction des signaux  $I_{\alpha_2}$ ,  $I_{\beta_2}$ ,  $I_{\alpha_3}$  et  $I_{\beta_3}$  et une extraction des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  à l'aide de réseaux de neurones du type ADALINE que nous décrivons ci-après.

## 3.5 ADALINE

### 3.5.1 Définition

ADALINE (ADaptive LINEar NEuron) est un réseau de neurones artificiel simple-couche. Il est utilisé pour estimer un signal  $y$ , défini par  $M$  valeurs discrètes, comme étant la somme d'une composante continue et de  $m$  fonctions  $x_i$  pondérées par des poids  $w_i$ ,  $i \in \{1, 2, \dots, m\}$  :

$$\hat{y}(t_k) = y_0 + \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}(t_k) = y_0 + \sum_{i=1}^m w_i \cdot x_i(t_k), k \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (3.7)$$

avec  $\mathbf{w} = (w_1 \ w_2 \ \dots \ w_m)$  et  $\mathbf{x}(t_k) = (x_1(t_k) \ x_2(t_k) \ \dots \ x_m(t_k))^T$

Les valeurs de  $y_0, w_1, w_2, \dots, w_m$  sont initialisées puis calculées à partir de la minimisation de l'erreur entre le signal  $y$  et son estimation  $\hat{y}$ . La fonction-coût s'écrit alors comme suit :

$$J(t_k) = \frac{1}{2} (e(t_k))^2 = \frac{1}{2} (y(t_k) - \hat{y}(t_k))^2 \quad (3.8)$$

Et les poids sont mis à jour selon la relation suivante :

$$w(t_k) = w(t_{k-1}) + \eta \cdot e(t_k) \cdot x(t_k) \quad (3.9)$$

où  $\eta \in [0, 1]$  est le coefficient d'apprentissage. La valeur de  $\eta$  détermine la vitesse à laquelle les gains convergent vers des valeurs qui minimisent l'erreur  $J(t_k)$ . Si elle est trop faible, le risque que les gains n'aient pas convergé vers les bonnes valeurs après que les  $M$  points de données ont



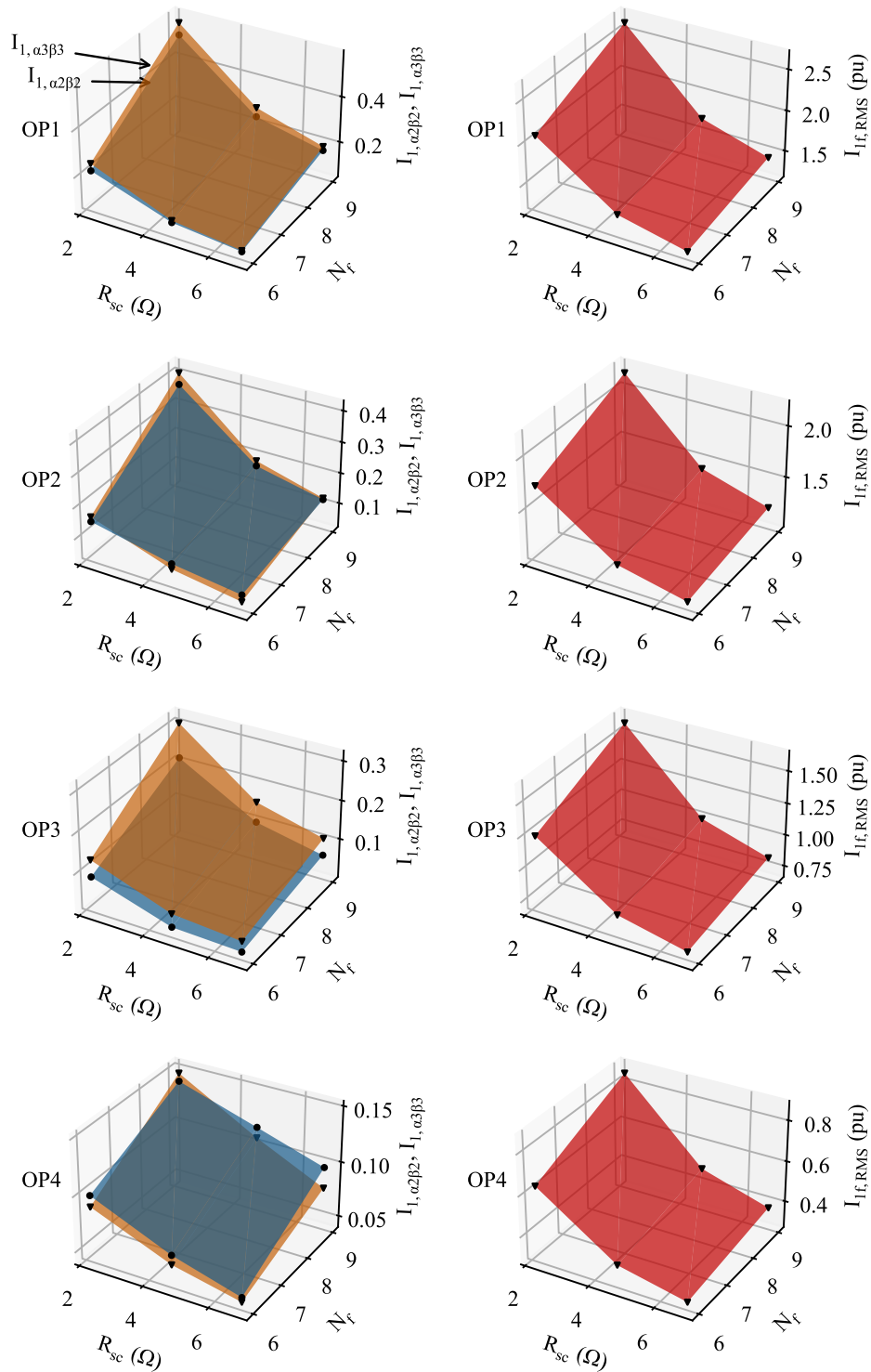


FIGURE 3.8 – (Résultats de simulations) Évolutions des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  et du courant  $I_{1f,RMS}$  en fonction des sévérités de défaut et des conditions de fonctionnement

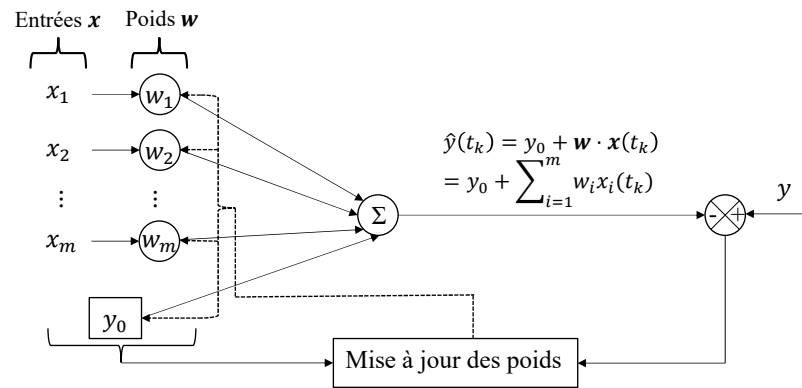


FIGURE 3.9 – Structure du réseau de neurones ADALINE

été traités est élevé. Si elle est trop élevée, le risque que les gains ne convergent pas est élevé. Par ailleurs, le choix de la valeur de  $\eta$  dépend des valeurs initiales de  $y_0, w_1, w_2, \dots, w_m$  ainsi que de la qualité des signaux à reconstruire. Des connaissances a priori sur ces signaux permettent de déterminer la valeur de  $m$  également.

### 3.5.2 Application aux machines électriques tournantes

Dans le cas des machines électriques tournantes, ADALINE est en général utilisé pour la reconstruction de signaux (de courant ou de tension entre autres) comprenant plusieurs harmoniques dans un même espace ou sous-espace. Les entrées  $x_i$  sont connues : il s'agit d'un nombre donné d'harmoniques, en général d'ordre 1 à  $m$ , dont il faut déterminer les amplitudes et les déphasages. En tenant compte de ces entrées connues et de la variable qui, dans le cas des machines électriques tournantes, est la position électrique  $\theta_e$ , (3.7) s'écrit comme suit :

$$\hat{y}(\theta_{e,k}) = y_0 + \sum_{i=1}^m w_{1i} \cdot \sin(i \cdot \theta_{e,k}) + w_{2i} \cdot \cos(i \cdot \theta_{e,k}) \quad (3.10)$$

Le calcul de deux poids par harmonique d'ordre  $i$ ,  $w_{1i}$  qui pondère  $\sin(i \cdot \theta_{e,k})$  et  $w_{2i}$  qui pondère  $\cos(i \cdot \theta_{e,k})$ , permet de tenir compte et de l'amplitude et du déphasage de cet harmonique.

Cela peut être utile aussi bien pour l'amélioration des performances de la commande vectorielle d'une MSAP que pour le diagnostic de défauts. La robustesse de cette approche vis-à-vis du régime transitoire la rend particulièrement intéressante.

- **Commande des machines à f.é.m. à vide non-sinusoidale** : comme discuté en Annexe A, les courants de lignes peuvent, selon le type de la machine étudiée, la richesse en harmoniques de sa f.é.m. à vide et la stratégie de contrôle-commande choisie<sup>2</sup>, ne pas suivre leurs valeurs de référence. Cela a lieu surtout lorsque plusieurs harmoniques de la f.é.m. à vide, dont un est considéré comme principal, sont projetés dans un même sous-espace  $(\alpha_j, \beta_j)$  (ce qui donne dans le repère tournant  $(d_j, q_j)$  correspondant, en plus des composantes continues liées à l'harmonique principal, des composantes harmoniques) et est souvent responsable de l'apparition d'ondulations indésirées au niveau du couple. Par ailleurs, les effets du temps mort, lié à la nature non-linéaire de la conversion AC/DC,

2. Dans de très nombreux articles, on considère une commande vectorielle de type MTPA généralisant la commande développée dans le cas triphasé dans le repère tournant  $(d, q)$ , c'est-à-dire en utilisant des correcteurs de type P.I. dans chaque repère tournant.

se traduisent également par l'apparition d'un ou de plusieurs harmoniques (d'ordres pairs) dans les sous-espaces  $(d_j, q_j)$ . Grâce à des réseaux de neurones ADALINE, des composantes harmoniques peuvent être ajoutées aux tensions de référence obtenues avec la commande vectorielle : les harmoniques indésirables qui apparaissent au niveau des courants de lignes, non régis par la commande vectorielle, sont compensés. Ainsi, les courants de lignes rejoignent mieux leurs valeurs de référence et les ondulations de couple sont atténuées. Dans [73], Wang et al. étudient une MSAP triphasée dont la f.é.m. à vide comprend des harmoniques d'ordres 2, 5 et 7. ADALINE y est utilisé pour déterminer les composantes harmoniques à ajouter aux tensions de commande. La robustesse de cette compensation vis-à-vis du régime transitoire y est également étudiée. Une comparaison avec d'autres méthodes de la littérature montre que les performances de la machine avec la méthode proposée sont meilleures. Dans [58], une approche similaire est utilisée dans le cas d'une MSAP à 7 phases, avec une généralisation au cas polyphasé. Des fonctionnements en régime transitoire et en mode dégradé (phase ouverte) y sont également considérés.

- **Diagnostic de défauts** : Quant aux applications concernant le diagnostic de défauts, les distributions des harmoniques définies par les transformées de Concordia (Section 2.2) ne sont plus valables en présence d'un déséquilibre. Des harmoniques, qui sont projetés dans certains sous-espaces uniquement en mode dégradé, sont utilisés comme indicateurs de défauts. Dans [40], ADALINE est utilisé, dans le cas d'une machine triphasée, pour évaluer l'amplitude de l'harmonique 2 du courant projeté dans le plan de Park (1.1) en mode sain et en présence d'un court-circuit entre spires. La robustesse des indicateurs vis-à-vis des régimes transitoires y est vérifiée.

### 3.5.3 Application à notre cas d'étude

Dans notre cas d'étude, nous cherchons à évaluer les indicateurs de défauts (3.6a) et (3.6b). Il s'agit d'évaluer l'amplitude de l'harmonique d'ordre 1, sensible à l'apparition d'un défaut électrique, dans des signaux dont les principales composantes sont les harmoniques d'ordres 7 (pour  $I_{\alpha_2}(\theta_e)$  et  $I_{\beta_2}(\theta_e)$ ) et 5 (pour  $I_{\alpha_3}(\theta_e)$  et  $I_{\beta_3}(\theta_e)$ ). Plusieurs valeurs de  $\eta$  et de  $m$  ont été testées et celles de  $\eta = 10^{-5}$  et  $m = 30$  se sont avérées les plus appropriées par rapport à la qualité des signaux à reconstruire.

## 3.6 Essais expérimentaux

### 3.6.1 Banc ENR et profil d'essais

La MSAP polyphasée, qui représente à une échelle réduite la génératrice d'une éolienne offshore, est entraînée par une machine asynchrone à double alimentation (MADA), qui fonctionne en mode moteur assurant ainsi la génération d'un couple. Les deux machines sont couplées via un multiplicateur de vitesse qui permet le passage d'une vitesse élevée (côté MADA) à une vitesse faible (côté MSAP). La MADA est commandée par un convertisseur AC/DC/AC qui permet de régler sa vitesse de rotation tandis que chaque étoile de la MSAP est commandée par un convertisseur AC/DC/AC qui assure l'optimisation de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique et son injection sur le réseau électrique. Un schéma global du banc ENR est donné en Figure 3.10 et des photos en Figure 3.11.

Afin d'évaluer l'effet d'un court-circuit entre spires, plusieurs piquages ont été réalisés au niveau d'une bobine de la phase 1. Une résistance peut être branchée en parallèle à un nombre

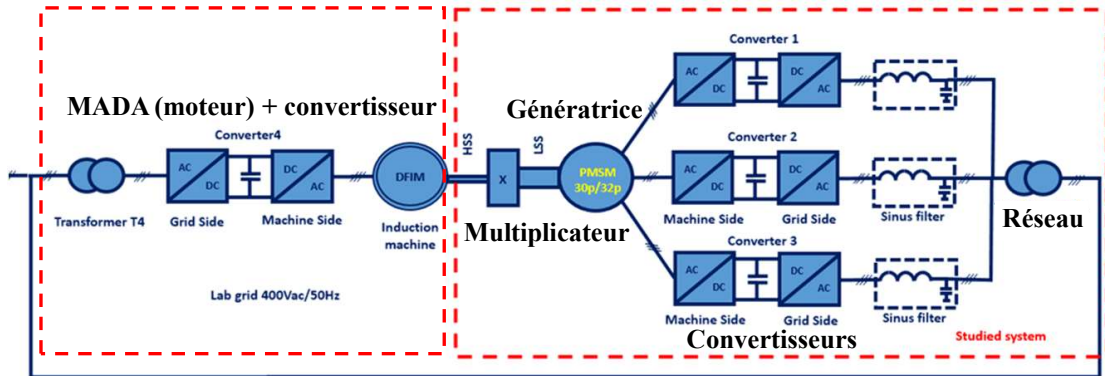


FIGURE 3.10 – Schéma global du banc ENR

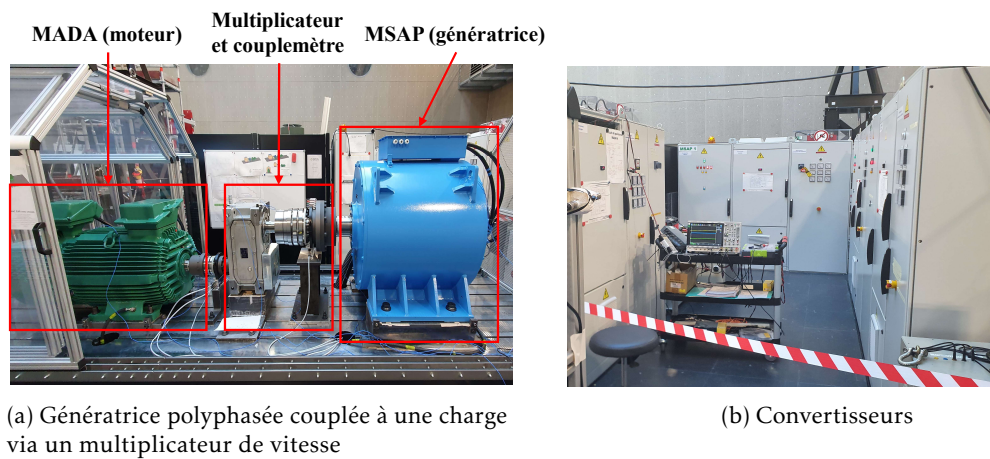


FIGURE 3.11 – Photos des composants principaux du banc ENR

donné de spires via une boîte de connexion externe et le défaut de court-circuit est ainsi réalisé. Un profil d'essais a également été défini :

1. Le banc d'essai est démarré et stabilisé à un point de fonctionnement donné (OP1, OP2, OP3 ou OP4)
2. Le mode sain est maintenu pendant 60 s
3. Un défaut, défini par un  $N_f$  et une  $R_{sc}$  donnés est appliqué pendant 30 s
4. Le mode sain est appliqué de nouveau pendant 30 s
5. Un autre défaut, avec le même  $N_f$  et une  $R_{sc}$  plus faible (ce qui correspond à un défaut davantage sévère) est appliqué
6. etc.

En ce faisant, nous obtenons, pour chaque point de fonctionnement testé, plusieurs cas de mode sain pour lesquels nous pouvons évaluer les indicateurs de défauts. Nous vérifierons par la suite si la détection de défauts est possible malgré quelques différences au niveau des conditions de fonctionnement (température de la machine, etc.).

### 3.6.2 Évaluation des indicateurs de défauts

Nous évaluons les indicateurs de défauts sur un intervalle de temps qui couvre environ 10 secondes de mode sain suivis de quelques fragments de seconde de régime transitoire puis de 10 autres secondes de mode dégradé. L'extraction des indicateurs de défauts décrite dans la Section 3.5 est appliquée à des intervalles de temps consécutifs d'une seconde chacun. Cela permet d'observer si leurs valeurs évoluent en fonction du temps pour les mêmes conditions de fonctionnement et le même mode (sain ou dégradé) et si cela peut avoir un impact sur la détection de défauts.

### 3.6.3 1<sup>er</sup> cas étudié

Comme en simulations, nous commençons par étudier les différences entre les modes sain et dégradé au point de fonctionnement OP1 et pour le défaut le plus sévère, défini par  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ .

Les tracés des courants de lignes en fonction du temps en modes sain et dégradé sont donnés en Figure 3.12 et le tracé du courant dans les spires court-circuitées  $I_{1f}$  en Figure 3.13. Comme dans les simulations, les différences au niveau des courants de lignes entre les deux modes sont infimes dans la base naturelle alors que le courant  $I_{1f}$  augmente significativement ( $\approx 2,6$  pu)<sup>3</sup>. Nous observons par ailleurs une bonne cohérence entre les valeurs efficaces de  $I_{1f}$ ,  $I_{sc}$  (courant dans la résistance de court-circuit  $R_{sc}$ ) et  $I_{234}$  (somme des courants dans les bobines saines branchées en parallèle à la bobine défectueuse) obtenues en simulation et en essai expérimental, Tableau 3.3.

Les évolutions des indicateurs de défauts en fonction du temps sont montrées en Figure 3.14. Comme prévu, les indicateurs ne sont pas nuls en mode sain. De légères variations entre les différents intervalles d'une seconde d'un même mode sont également observées. Des valeurs intermédiaires sont atteintes dans l'intervalle qui couvre le passage du mode sain au mode dégradé<sup>4</sup>. Il n'en demeure pas moins que les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  sont sensibles à l'apparition du défaut : leurs valeurs moyennées sur l'intervalle de mesure augmentent de 0,133 à 0,405 (pour  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ ) et de 0,093 à 0,455 (pour  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ ), Tableau 3.4.

3. Le courant  $I_{1f}$  est normalisé par la valeur efficace du courant nominal par bobine, soit 8,05 A.

4. L'intervalle qui couvre la partie transitoire ne sera plus affiché dans les figures qui suivent, Figure 3.15 à Figure 3.31.

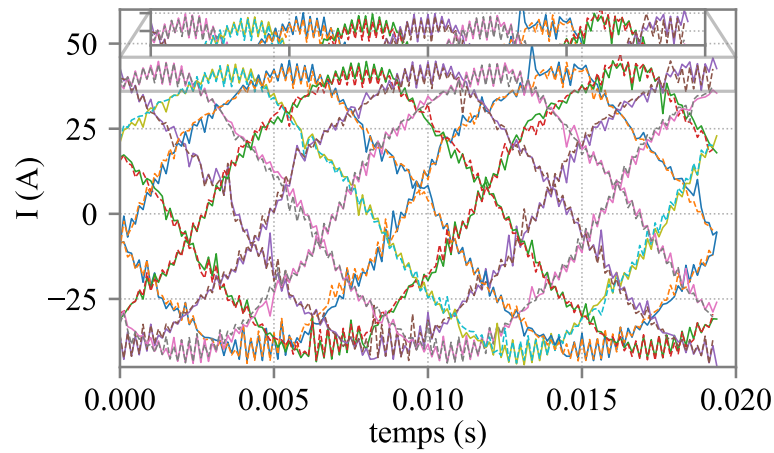


FIGURE 3.12 – (Résultats expérimentaux) Évolution des courants de lignes en fonction du temps : traits pleins -> mode sain, traits tirets -> mode dégradé : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$  (Échelle de temps fictive)

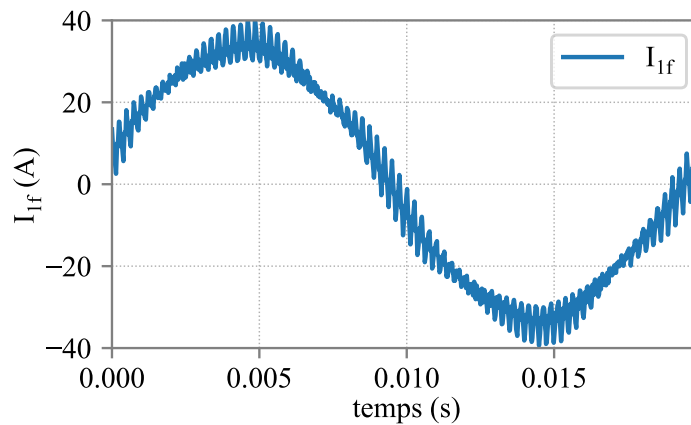


FIGURE 3.13 – (Résultat expérimental) Évolution du courant dans les spires court-circuitées en fonction du temps : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

	$I_{1f}$ (RMS, A)	$I_{sc}$ (RMS, A)	$I_{234}$ (RMS, A)
Simulation	21,15	16,21	22,63
Essai expérimental	20,96	16,54	23,56

TABLEAU 3.3 – Valeurs efficaces des courants dans les différentes branches de la phase en défaut : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

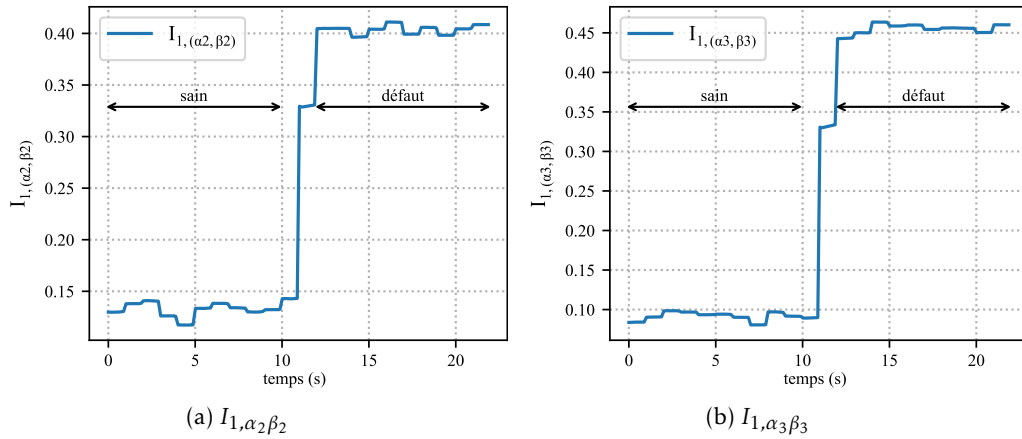


FIGURE 3.14 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs de défauts  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$

	Simulation		Essai expérimental	
	$I_{1,\alpha_2\beta_2}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}$	$I_{1,\alpha_2\beta_2}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}$
sain	0	0	0,133	0,093
défaut	0,51	0,56	0,405	0,455

TABLEAU 3.4 – Comparaison des valeurs moyennes des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  obtenues en simulation et en essai expérimental : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$

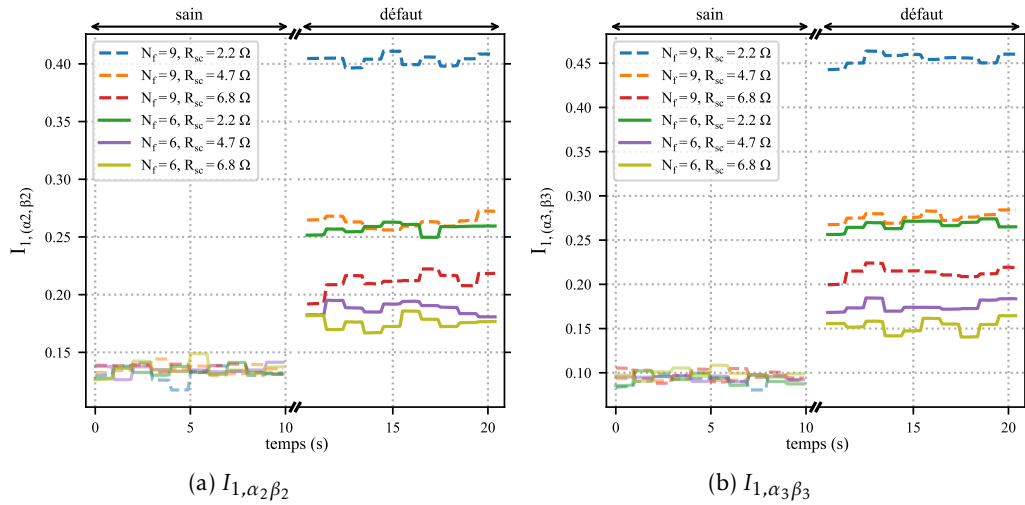


FIGURE 3.15 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps, point de fonctionnement OP1, toutes les sévérités de défaut

Nous concluons que les indicateurs choisis permettent, pour le 1<sup>er</sup> cas étudié, de détecter le court-circuit entre spires : les effets des imperfections du banc d'essai, qui ne sont pas prises en compte en simulation, et ceux du défaut sont ainsi différenciables.

### 3.6.4 Autres points de fonctionnement et sévérités de défaut

#### 3.6.4.1 Comparaison des résultats : toutes les sévérités pour chaque point de fonctionnement

Dans un premier temps, nous fixons les conditions de fonctionnement et étudions l'évolution des indicateurs de défauts pour les sévérités considérées, Tableau 3.1. Pour ce, nous considérons 6 intervalles, dont chacun couvre le mode sain suivi d'un mode dégradé défini par une sévérité de défaut donnée. Bien que les indicateurs ne soient jamais nuls, les modes sains et dégradés sont, pour la plupart des cas étudiés, différenciables (Figures 3.15 à 3.18). Les défauts les moins sévères,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 6, 8$  ou  $4, 7 \Omega$ , sont cependant difficilement détectables, a fortiori pour une faible vitesse de rotation et un faible couple, ce qui est le cas avec le point de fonctionnement OP4, Figure 3.18. Les résultats des essais expérimentaux corroborent ceux des simulations : pour un point de fonctionnement et un  $N_f$  donnés, plus la valeur de  $R_{sc}$  est faible, plus les valeurs des indicateurs sont élevées. Et pour un point de fonctionnement et une valeur de  $R_{sc}$  donnés, plus  $N_f$  est élevé, plus les valeurs des indicateurs sont élevées. Nous notons finalement que les indicateurs varient légèrement entre les différents intervalles d'une seconde d'un même mode (sain ou dégradé), comme pour le 1<sup>er</sup> cas étudié dans la Section 3.6.3.

#### 3.6.4.2 Comparaison des résultats : tous les points de fonctionnement pour chaque sévérité

Dans cette section, nous fixons la sévérité de défaut et étudions l'évolution des indicateurs pour les 4 points de fonctionnement considérés, Tableau 3.1. Les résultats des essais expérimentaux (Figures 3.19 à 3.24) montrent que, pour une sévérité de défaut donnée, les valeurs des indicateurs varient selon le point de fonctionnement considéré, tant en mode sain qu'en mode



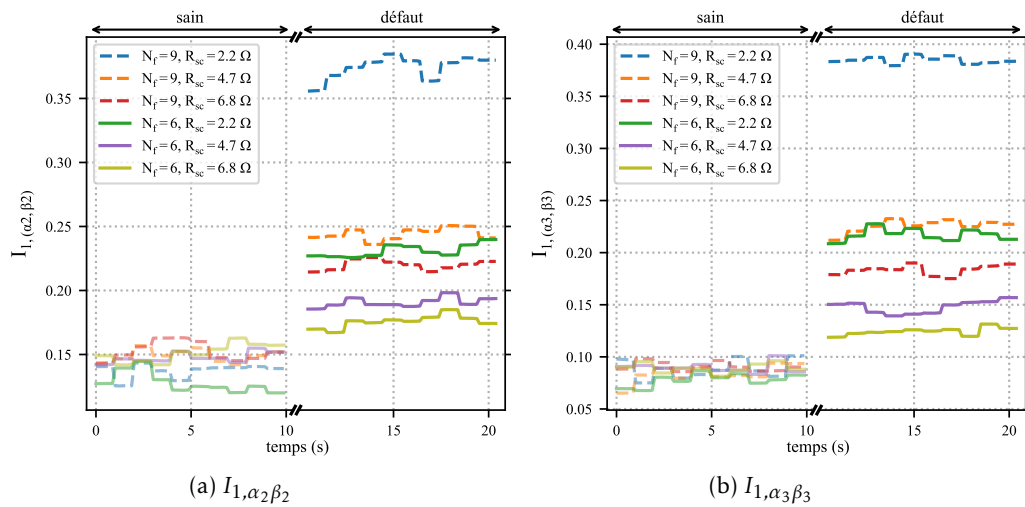


FIGURE 3.16 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps, point de fonctionnement OP2, toutes les sévérités de défaut

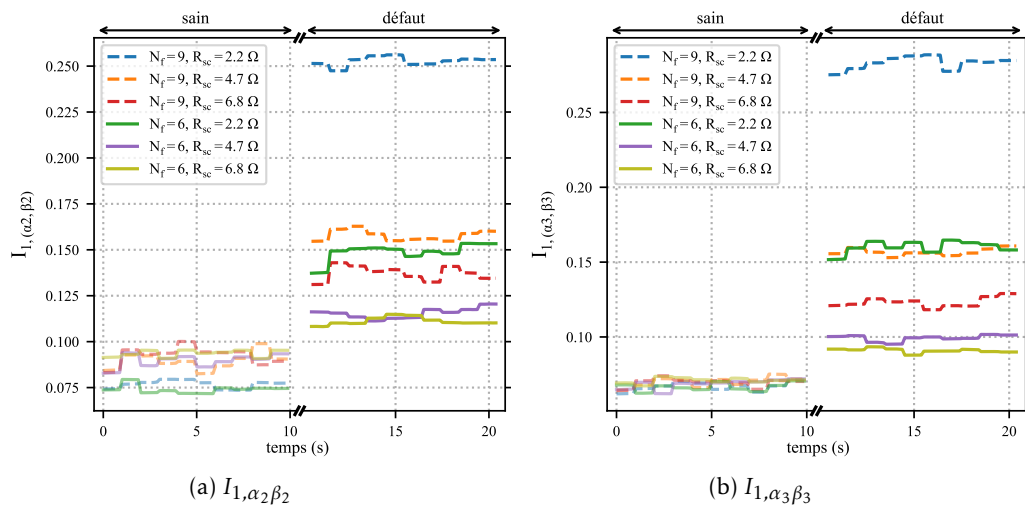


FIGURE 3.17 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps, point de fonctionnement OP3, toutes les sévérités de défaut

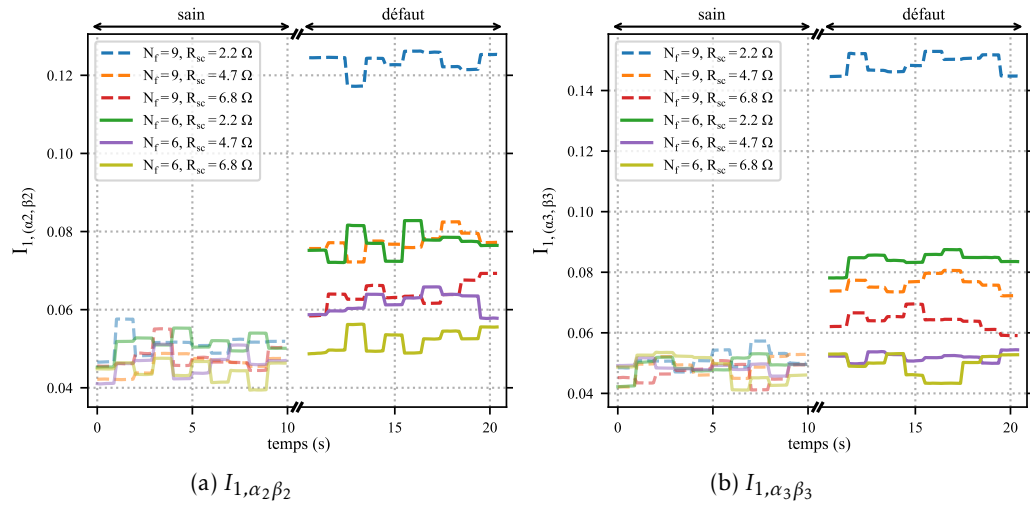


FIGURE 3.18 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps, point de fonctionnement OP4, toutes les sévérités de défaut

dégradé. En outre, les indicateurs peuvent prendre des valeurs proches en mode sain pour des conditions de fonctionnement données et en mode dégradé pour d'autres conditions de fonctionnement. A titre d'exemple, les valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  en mode sain au point de fonctionnement OP1 et en mode dégradé ( $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ) au point OP4 sont proches, Figure 3.24a.

Une normalisation des indicateurs de défauts par des grandeurs globales telles que la vitesse de rotation ou la valeur efficace des courants de lignes permettrait une meilleure séparation entre les modes sains et dégradés.

### 3.6.4.3 Normalisation des indicateurs par rapport à la vitesse de rotation

Nous pouvons démontrer, sous certaines hypothèses, que le courant de la phase en défaut est égal à la somme du courant en mode sain et d'un terme proportionnel au courant de la résistance de court-circuit,  $I_{sc}$ , qui dépend principalement de la f.é.m. à vide. Par conséquent, il est plus pertinent de normaliser par rapport à la vitesse de rotation plutôt que par rapport à la valeur efficace du courant de phase. Les détails de la justification analytique de cette normalisation sont donnés en Annexe E.

Les tracés des indicateurs normalisés donnés en Figures 3.25 à 3.30 montrent que la séparation entre les modes sains et dégradés est plus facile et ce pour la plupart des cas étudiés. Il n'en demeure pas moins que les défauts les moins sévères sont difficilement détectables. Les résultats des simulations et des essais expérimentaux sont récapitulés dans le Tableau 3.5. Les valeurs des indicateurs sont moyennées sur l'intervalle de mesure.

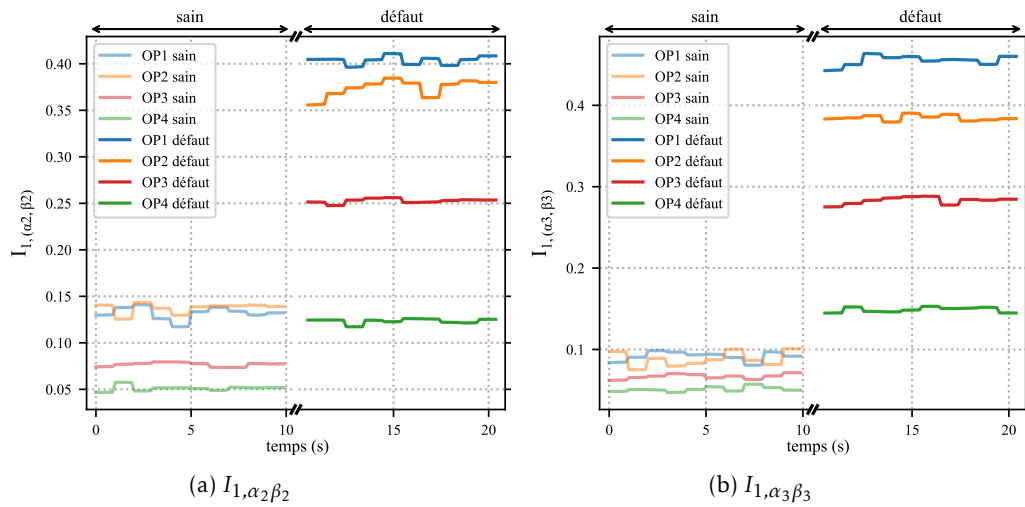


FIGURE 3.19 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

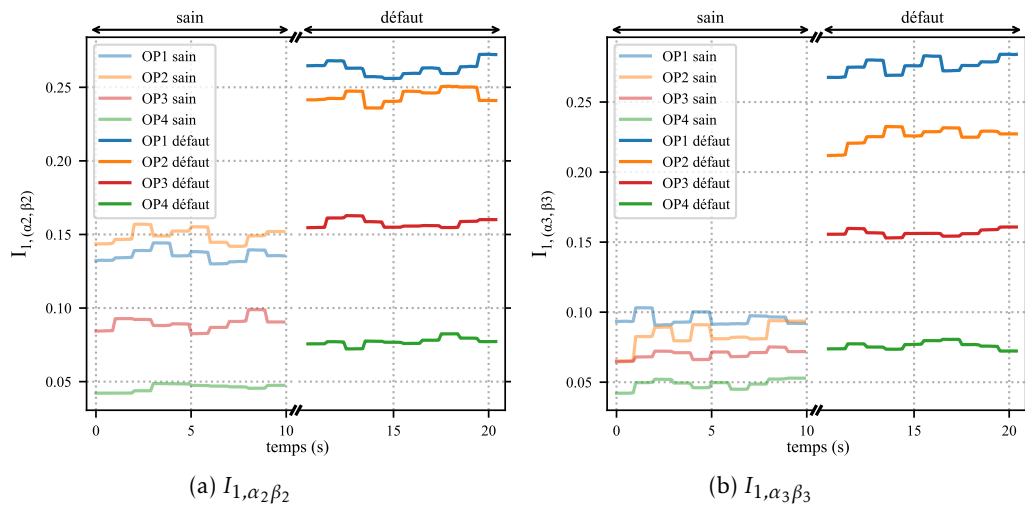


FIGURE 3.20 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 4,7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

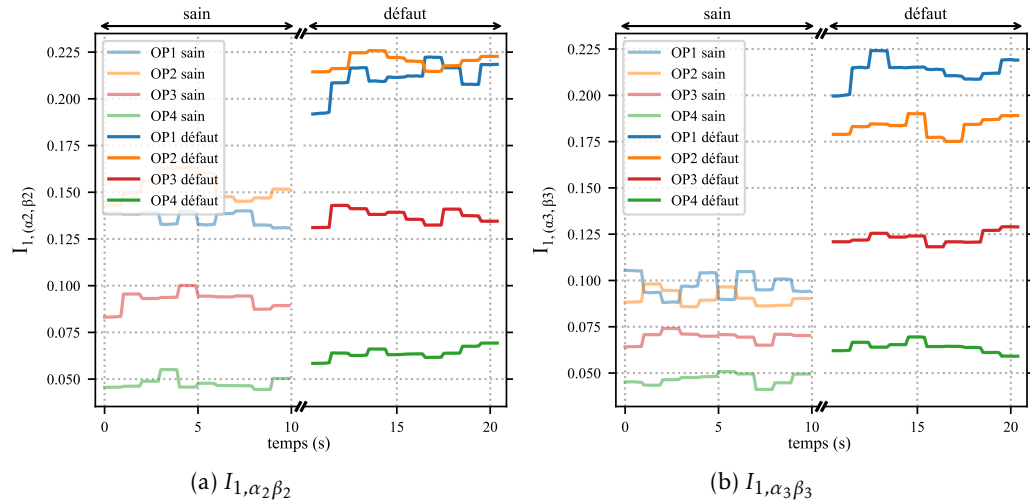


FIGURE 3.21 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 6,8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

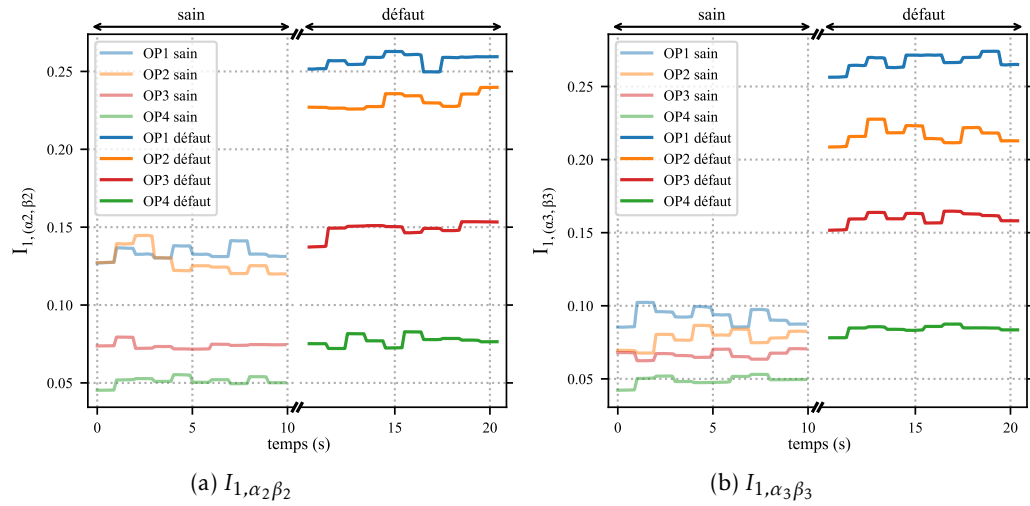


FIGURE 3.22 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

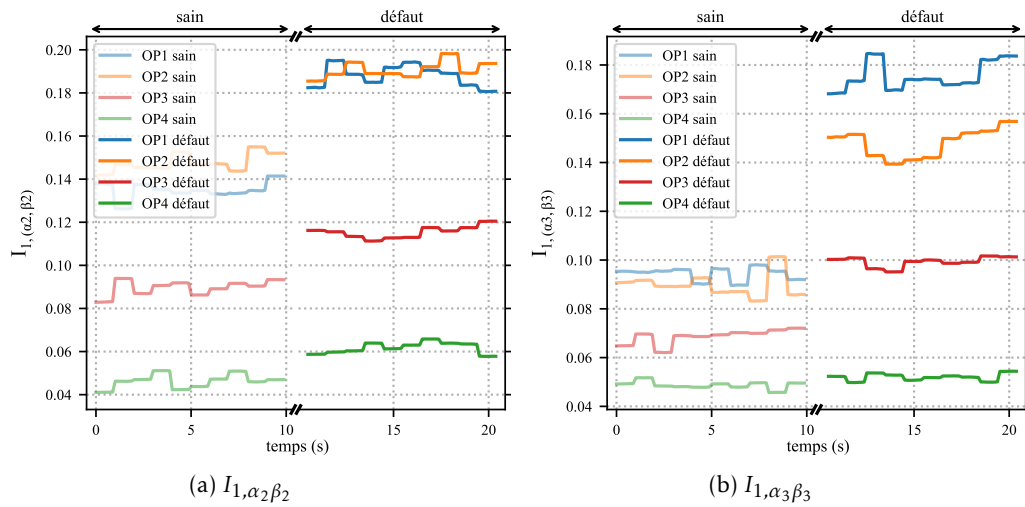


FIGURE 3.23 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 4,7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

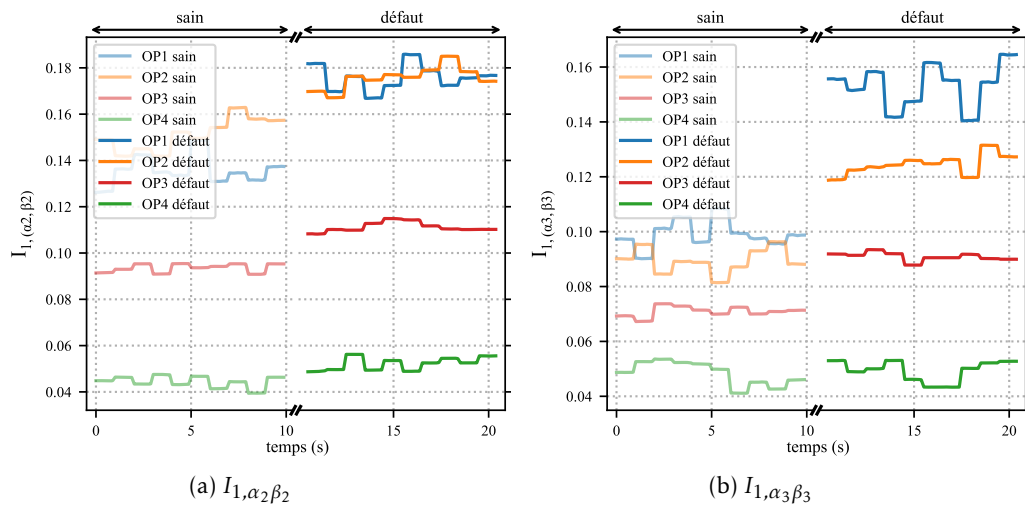


FIGURE 3.24 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 6,8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

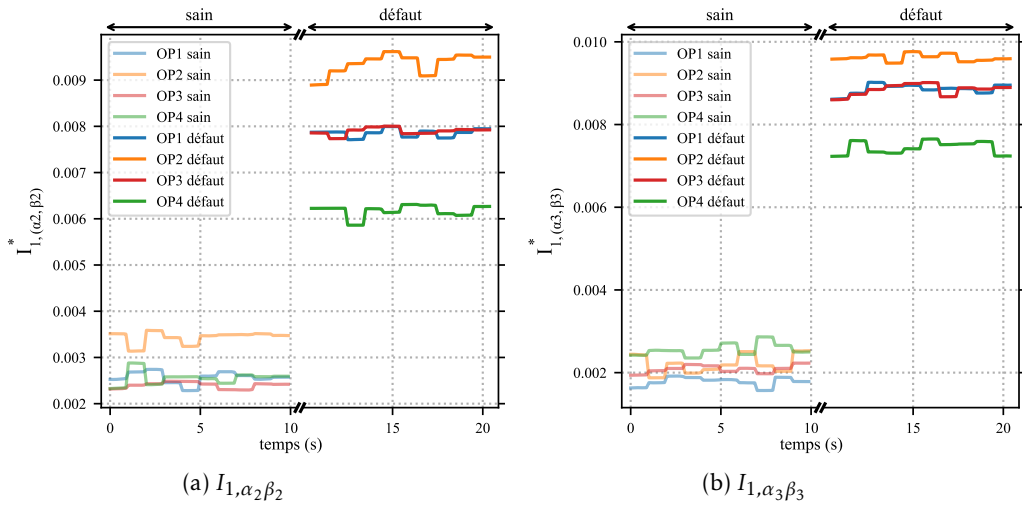


FIGURE 3.25 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

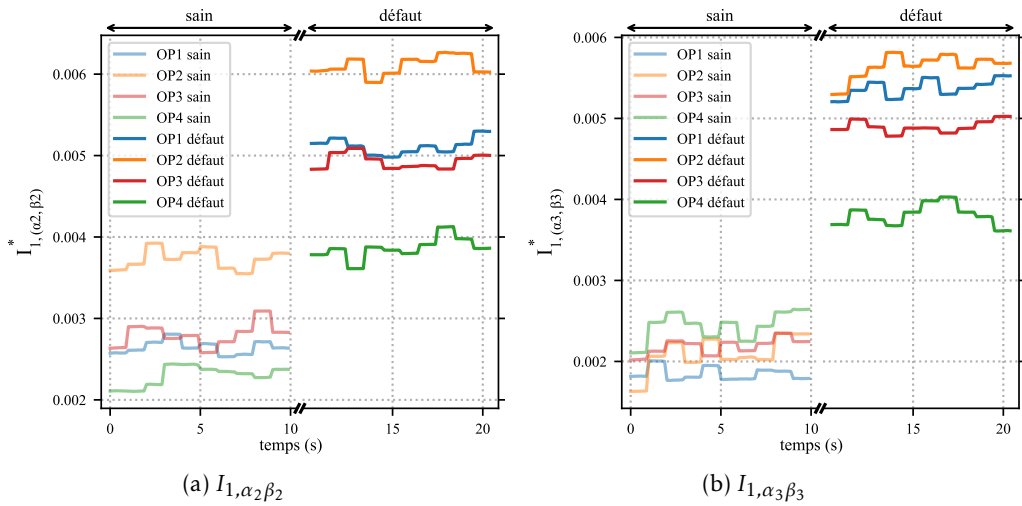


FIGURE 3.26 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 4, 7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

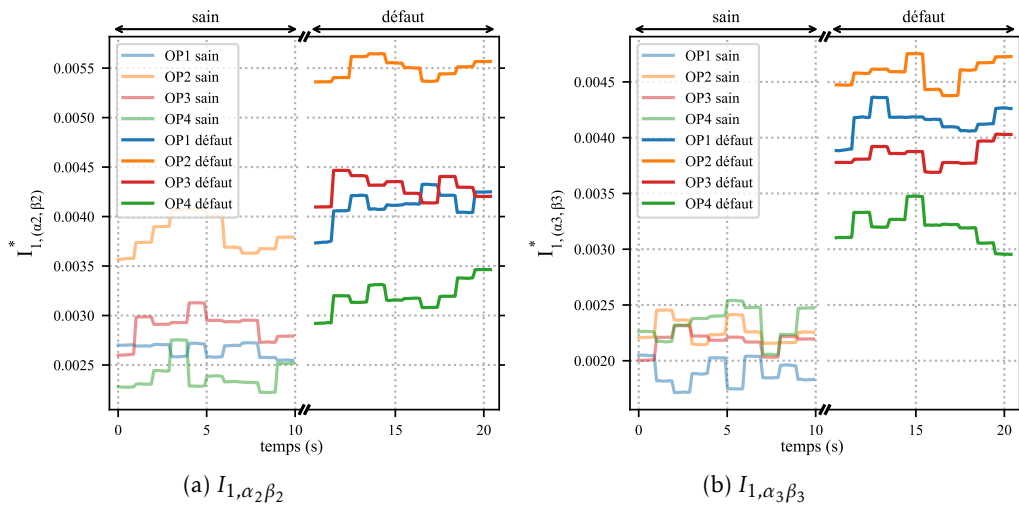


FIGURE 3.27 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 6, 8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

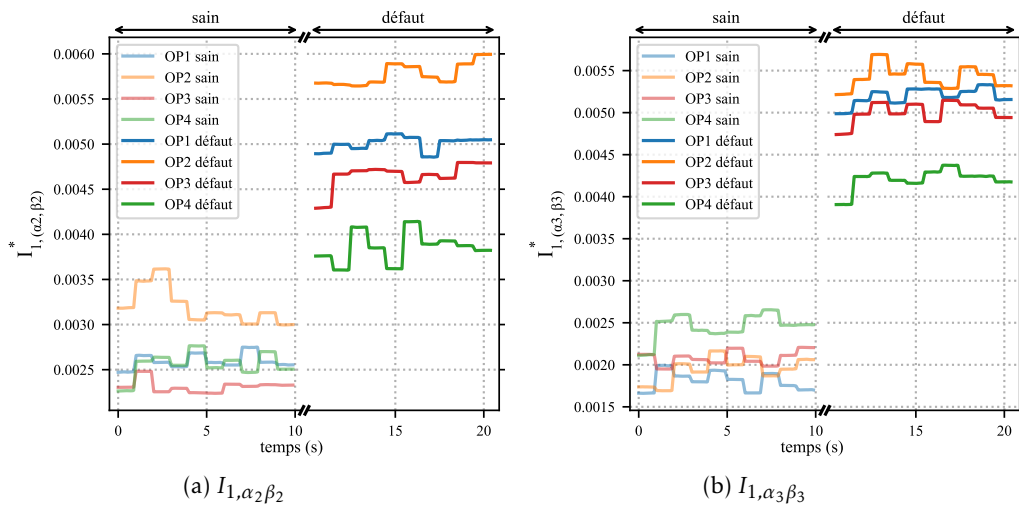


FIGURE 3.28 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

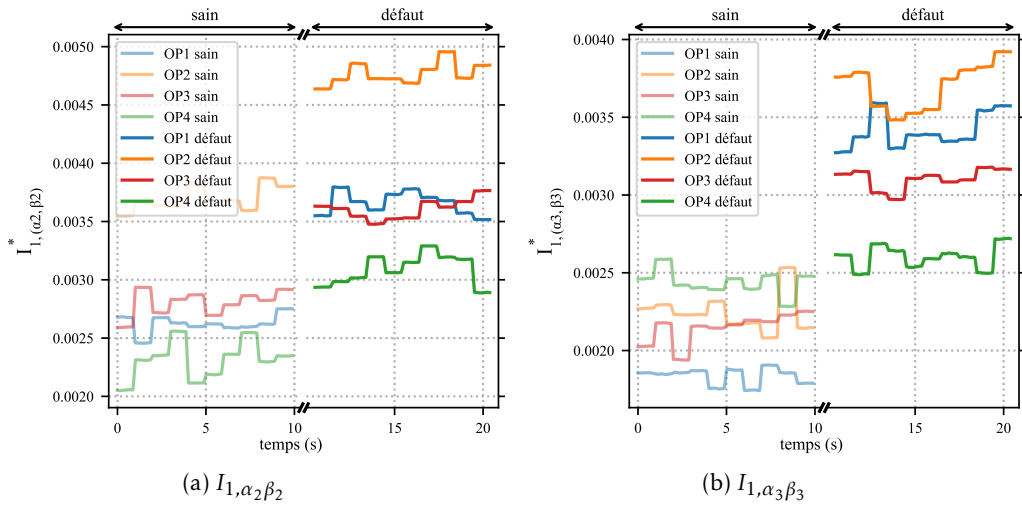


FIGURE 3.29 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1, \alpha_2 \beta_2}^*$  et  $I_{1, \alpha_3 \beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 4, 7 \Omega$ , tous les points de fonctionnement

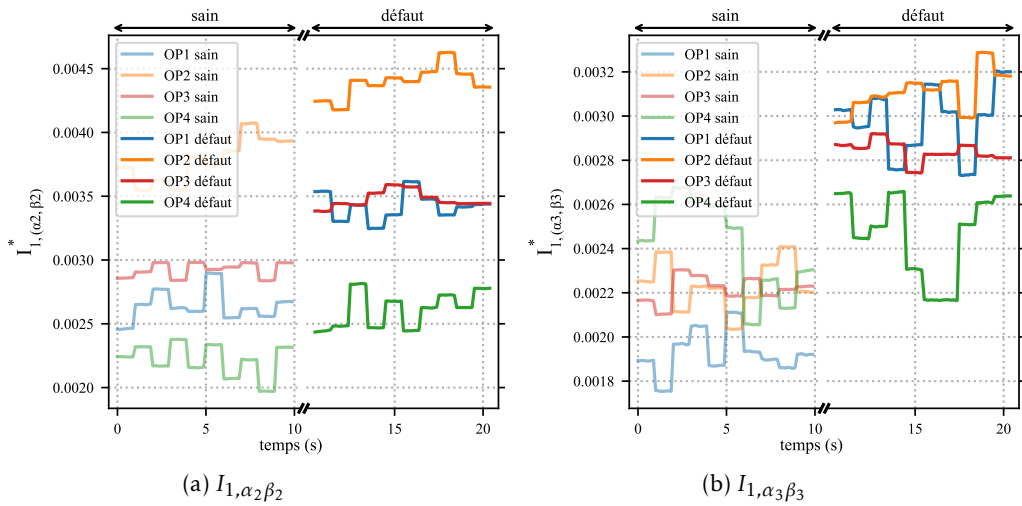


FIGURE 3.30 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs normalisés  $I_{1, \alpha_2 \beta_2}^*$  et  $I_{1, \alpha_3 \beta_3}^*$  en fonction du temps,  $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 6, 8 \Omega$ , tous les points de fonctionnement



OP	Freq. (Hz)	$I_{qref}$ (A)	État	$N_f$	$R_{sc}$ (Ω)	$I_{1f}$ (pu, simu) <sup>a</sup>	$I_{1f}$ (pu, exp)	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ (simu) ·10 <sup>-3</sup>	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ (exp) ·10 <sup>-3</sup>	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ (simu) ·10 <sup>-3</sup>	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ (exp) ·10 <sup>-3</sup>
OP1	50	-48,6	Sain	-	-	-	-	0	2,62	0	1,85
			Défaut	6	6,8	1,27	1,27	1,56	3,42	1,65	2,98
				6	4,7	1,45	1,48	2,14	3,66	2,32	3,51
				6	2,2	2,1	2,1	4,46	5,01	5,09	5,2
				9	6,8	1,44	1,43	3,42	4,12	3,78	4,15
				9	4,7	1,7	1,73	4,76	5,11	5,58	5,37
				9	2,2	2,63	2,6	10,2	7,86	11,3	8,86
OP2	40	-42,3	Sain	-	-	-	-	0	3,61	0	2,17
			Défaut	6	6,8	1,08	1,07	1,72	4,39	1,16	3,11
				6	4,7	1,22	1,24	2,43	4,77	1,99	3,7
				6	2,2	1,74	1,74	3,8	5,77	4,18	5,43
				9	6,8	1,21	1,20	2,98	5,5	3,1	4,58
				9	4,7	1,42	1,44	4,21	6,11	4,64	5,64
				9	2,2	2,16	2,15	9,2	9,36	10,2	9,61
OP3	32	-26	Sain	-	-	-	-	0	2,69	0	2,15
			Défaut	6	6,8	0,72	0,72	0,61	3,48	1,46	2,84
				6	4,7	0,84	0,86	0,79	3,61	1,87	3,1
				6	2,2	1,26	1,27	2,8	4,65	4,17	5,0
				9	6,8	0,83	0,82	1,96	4,29	3,34	3,85
				9	4,7	1,00	1,02	3,12	4,93	4,77	4,9
				9	2,2	1,52	1,58	6,7	7,89	9,52	8,84
OP4	20	-8,06	Sain	-	-	-	-	0	2,38	0	2,44
			Défaut	6	6,8	0,31	0,30	2,54	2,61	2,33	2,47
				6	4,7	0,38	0,40	3,44	3,1	3,01	2,6
				6	2,2	0,64	0,65	4,99	3,86	4,48	4,21
				9	6,8	0,38	0,37	4,84	3,2	3,89	3,2
				9	4,7	0,48	0,49	5,83	3,86	5,35	3,81
				9	2,2	0,85	0,83	6,99	6,17	7,36	7,44

TABLEAU 3.5 – Tableau récapitulatif des résultats des simulations et des essais expérimentaux (Indicateurs normalisés)

a. Pour rappel, le courant  $I_{1f}$  est normalisé par la valeur efficace du courant nominal par bobine, soit 8,05 A.

### 3.7 Comparaison avec une méthode de la littérature

La machine étudiée étant constituée de 3 étoiles à neutres isolés, il est tout à fait possible d'appliquer à chaque étoile des approches de diagnostic de défauts communément utilisées avec les machines triphasées [40], [41], en tenant compte des déphasages de  $\frac{2\pi}{9}$  et de  $\frac{4\pi}{9}$  des 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> étoiles respectivement. Ainsi, il est possible d'appliquer la transformée de Park du cas triphasé aux courants de lignes de chaque étoile, (3.11), et de calculer les harmoniques d'ordre 2 dans les plans  $(d'_1, q'_1)$ ,  $(d'_2, q'_2)$  et  $(d'_3, q'_3)$  comme indicateurs de défauts.

$$1^{\text{re}} \text{ étoile : } \begin{pmatrix} I_{d'_1} \\ I_{q'_1} \\ I_{0_1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_e & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_4 \\ I_7 \end{pmatrix} \quad (3.11a)$$

$$2^{\text{e}} \text{ étoile : } \begin{pmatrix} I_{d'_2} \\ I_{q'_2} \\ I_{0_2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{9}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{2\pi}{9}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} - \frac{2\pi}{9}\right) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{9}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{2\pi}{9}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} - \frac{2\pi}{9}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_2 \\ I_5 \\ I_8 \end{pmatrix} \quad (3.11b)$$

$$3^{\text{e}} \text{ étoile : } \begin{pmatrix} I_{d'_3} \\ I_{q'_3} \\ I_{0_3} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{9}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{4\pi}{9}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} - \frac{4\pi}{9}\right) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{9}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \frac{4\pi}{9}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} - \frac{4\pi}{9}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_3 \\ I_6 \\ I_9 \end{pmatrix} \quad (3.11c)$$

Les indicateurs de défauts s'écrivent alors comme suit :

$$I_{2,d'_1q'_1} = \sqrt{I_{2,d'_1}^2 + I_{2,q'_1}^2} \quad (3.12a)$$

$$I_{2,d'_2q'_2} = \sqrt{I_{2,d'_2}^2 + I_{2,q'_2}^2} \quad (3.12b)$$

$$I_{2,d'_3q'_3} = \sqrt{I_{2,d'_3}^2 + I_{2,q'_3}^2} \quad (3.12c)$$

Pour chacune des deux méthodes, nous évaluons, en nous basant sur les mesures expérimentales du 1<sup>er</sup> cas étudié (OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ , ce qui correspond au court-circuit entre spires le plus sévère), les indicateurs de défauts ainsi que les composantes principales projetées dans les différents sous-espaces en modes sain et dégradé. Cela correspond respectivement aux harmoniques d'ordres 1 et 7 dans  $(\alpha_2, \beta_2)$ , 1 et 5 dans  $(\alpha_3, \beta_3)$ , et à l'harmonique d'ordre 2 et à la composante continue dans  $(d'_1, q'_1)$ ,  $(d'_2, q'_2)$  et  $(d'_3, q'_3)$ <sup>5</sup>. Pour rappel, la présence d'un harmonique

5. La composante principale dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  est définie par :  $I_{7,\alpha_2\beta_2} = \sqrt{I_{7,\alpha_2}^2 + I_{7,\beta_2}^2}$

La composante principale dans  $(\alpha_3, \beta_3)$  est définie par :  $I_{5,\alpha_3\beta_3} = \sqrt{I_{5,\alpha_3}^2 + I_{5,\beta_3}^2}$

La composante principale dans  $(d'_j, q'_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  est définie par :  $I_{DC,d'_jq'_j} = \sqrt{I_{DC,d'_j}^2 + I_{DC,q'_j}^2}$

	Méthode développée				Méthode du triphasé (par étoile)					
	$(\alpha_2, \beta_2)$		$(\alpha_3, \beta_3)$		$(d'_1, q'_1)$		$(d'_2, q'_2)$		$(d'_3, q'_3)$	
	$I_{7,\alpha_2\beta_2}$	$I_{1,\alpha_2\beta_2}$	$I_{5,\alpha_3\beta_3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}$	$I_{DC,d'_1q'_1}$	$I_{2,d'_1q'_1}$	$I_{DC,d'_2q'_2}$	$I_{2,d'_2q'_2}$	$I_{DC,d'_3q'_3}$	$I_{2,d'_3q'_3}$
sain	1,4	0,133	2,9	0,093	48,64	0,41	48,64	0,27	48,64	0,41
défaut	1,42	0,405	2,88	0,455	48	0,8	48	0,62	48	0,48

TABLEAU 3.6 – (Résultats expérimentaux) Comparaison de la méthode développée à une méthode de la littérature appliquée à chaque étoile : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

d'ordre 3 dans les courants de lignes dans la base naturelle influe sur les valeurs des indicateurs (3.12), Section 1.6.2.1. Cela peut être mieux appréhendé avec l'essai expérimental qu'avec la simulation.

- **Approche développée** (Figure 3.14 et Tableau 3.6<sup>6</sup>) : Les indicateurs (3.6) sont tous les deux sensibles à l'apparition du défaut et les valeurs qu'ils prennent en mode dégradé sont importantes par rapport à celles des composantes principales :  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  vaut 28,5% de  $I_{7,\alpha_2\beta_2} \left( \frac{0,405}{1,42} \cdot 100 \right)$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  vaut 15,8% de  $I_{5,\alpha_3\beta_3} \left( \frac{0,455}{2,88} \cdot 100 \right)$ . Les sensibilités de ces indicateurs à l'apparition du défaut sont comparables dans la mesure où la transformation (2.17) tient compte des effets mutuels entre les phases appartenant aux différentes étoiles.
- **Approche du cas triphasé appliquée à chaque étoile** (Figure 3.31 et Tableau 3.6) : Les indicateurs (3.12) sont plus ou moins sensibles à l'apparition du défaut. Cela dépend de la phase où le défaut apparaît et des inductances mutuelles avec les phases appartenant aux autres étoiles. Ainsi, avec un défaut qui apparaît au niveau de la phase 1,  $I_{2,d'_1q'_1}$  est davantage sensible à l'apparition du défaut (0,41  $\rightarrow$  0,8) que  $I_{2,d'_2q'_2}$  (0,27  $\rightarrow$  0,62) et  $I_{2,d'_3q'_3}$  (0,41  $\rightarrow$  0,48). Par ailleurs, les valeurs des indicateurs en mode dégradé sont faibles par rapport à celles des composantes principales :  $I_{2,d'_1q'_1}$  vaut 1,67% de  $I_{DC,d'_1q'_1} \left( \frac{0,8}{48} \cdot 100 \right)$ ,  $I_{2,d'_2q'_2}$  1,29% de  $I_{DC,d'_2q'_2}$  et  $I_{2,d'_3q'_3}$  1% de  $I_{DC,d'_3q'_3}$ . De plus, les courants de lignes mesurés au niveau du banc expérimental comprennent un harmonique d'ordre 3 déséquilibré dans la base naturelle qui se projette en harmoniques d'ordres 2 et 4 dans les plans  $(d'_j, q'_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$ , Section 1.6.2.1. Les harmoniques d'ordres 1 et 3 dans la base naturelle influent tous les deux sur les amplitudes des indicateurs  $I_{2,d'_1q'_1}$ ,  $I_{2,d'_2q'_2}$  et  $I_{2,d'_3q'_3}$  en mode sain, ce qui rend ces derniers moins sensibles à l'apparition d'un défaut et donc, moins pertinents pour le diagnostic.

La comparaison établie ci-dessus montre l'intérêt de l'exploitation des degrés de liberté supplémentaires dont dispose la machine à 3 étoiles déphasées pour le diagnostic de défauts. Cela se traduit par des indicateurs basés sur une transformée de Concordia (2.17) qui tient compte de l'aspect polyphasé de la machine. En outre, en exploitant les courants de lignes dans l'espace de Concordia et non pas dans l'espace de Park, nous évitons la transformation de rotation qui complique l'extraction des données relatives au défaut, Section 1.6.2.1.

6. Les valeurs des indicateurs données dans le Tableau 3.6 sont moyennées sur l'intervalle de mesure.

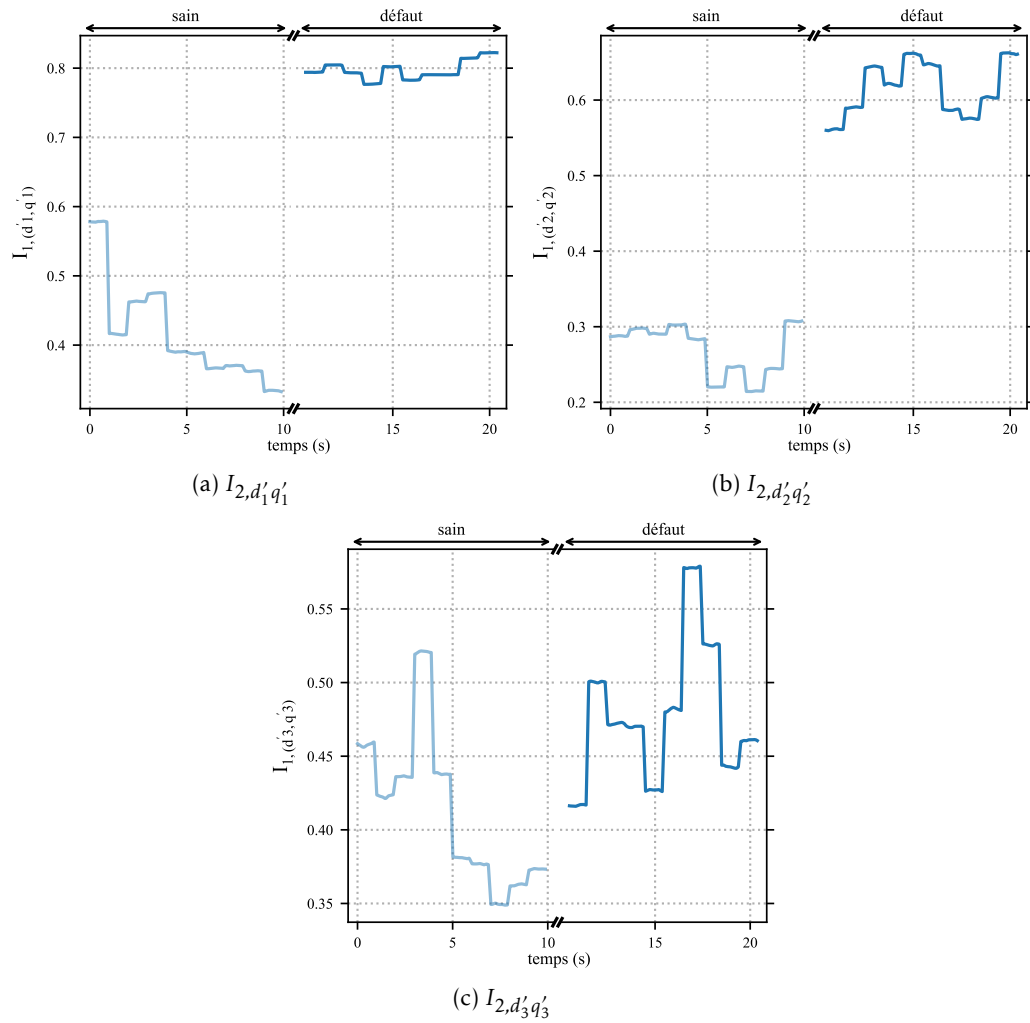


FIGURE 3.31 – (Résultats expérimentaux) Évolution des indicateurs de défauts  $I_{2,d'_1q'_1}$ ,  $I_{2,d'_2q'_2}$  et  $I_{2,d'_3q'_3}$  en fonction du temps : OP1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$

### 3.8 Conclusion du chapitre

Dans ce troisième chapitre, le défaut de court-circuit entre spires a été étudié. D'abord, les impacts des différentes spécifications structurelles des machines et de la stratégie de commande sur ce défaut et sur les indicateurs ont été présentés. Puis, la modélisation du défaut dans la littérature et l'application à la machine à 3 étoiles déphasées ont été détaillées. Les effets global et local du court-circuit entre spires et les indicateurs de défauts ont été par la suite évalués, en simulations et en essais expérimentaux, et ce pour 4 points de fonctionnement et 6 sévérités de défaut. Une approche d'extraction des indicateurs de défauts à partir des courants projetés dans les sous-espaces secondaire et tertiaire ( $I_{\alpha_2}$ ,  $I_{\beta_2}$ ,  $I_{\alpha_3}$  et  $I_{\beta_3}$ ) basée sur le réseau de neurones ADALINE a été aussi présentée. Elle est utile notamment pour le traitement des données expérimentales, où nous évaluons l'évolution des indicateurs sur un intervalle de temps d'environ 20 secondes qui couvre un fonctionnement sain suivi d'un fonctionnement dégradé. Finalement, les résultats d'un essai expérimental ont été utilisés pour établir une comparaison entre la méthode proposée dans les présents travaux et une méthode de la littérature communément appliquée aux machines triphasées. Cela a permis de mettre en exergue l'avantage de l'exploitation des degrés de liberté supplémentaires dont nous disposons dans le cas polyphasé pour le diagnostic de défauts.



# Diagnostic de défauts : robustesse et signatures

## Sommaire

---

4.1	Introduction . . . . .	93
4.2	Changement des conditions de fonctionnement . . . . .	94
4.3	Impact de la stratégie de contrôle-commande sur les indicateurs de défauts . . . . .	95
4.4	Comparaisons avec d'autres défauts électriques . . . . .	98
4.4.1	Conditions et hypothèses de simulations . . . . .	98
4.4.2	Augmentation de la résistance d'une phase . . . . .	100
4.4.2.1	Simulations . . . . .	100
4.4.2.2	Essais expérimentaux . . . . .	102
4.4.3	Court-circuit phase-phase . . . . .	102
4.4.3.1	Simulations . . . . .	102
4.4.3.2	Essais expérimentaux : profil d'essais et résultats . . . . .	107
4.4.4	Court-circuit phase-terre (simulations) . . . . .	108
4.4.5	Conclusion du paragraphe . . . . .	111
4.5	Conclusion du chapitre . . . . .	112

---

## 4.1 Introduction

Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous étudions la robustesse de la méthodologie de diagnostic de défauts proposée dans les travaux de cette thèse. Pour ce faire, plusieurs cas d'étude sont considérés. D'abord, nous évaluons, en simulation, les évolutions des indicateurs de défauts lors de changement des conditions de fonctionnement. Ensuite, nous étudions en simulations l'impact que peut avoir la stratégie de commande sur le diagnostic de défauts. Les indicateurs sont calculés pour deux approches de commande distinctes et les mêmes point de fonctionnement et défaut. Finalement, nous considérons, en simulations et en essais expérimentaux, d'autres défauts électriques qui peuvent apparaître au niveau du système 'machine-convertisseurs' (il s'agit plus précisément de 3 défauts : l'augmentation de la résistance d'une phase, le court-circuit entre phases et le court-circuit phase-terre, Section 1.3.2), et ce pour différents points de

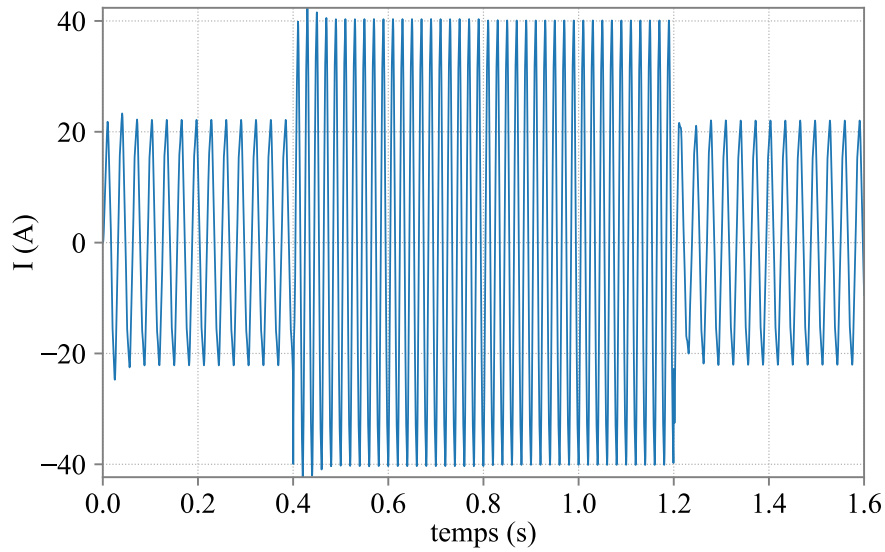


FIGURE 4.1 – (Résultats de simulations) Courant de la phase 1 en fonction du temps, régime transitoire

fonctionnement et sévérités de défauts. Les effets globaux et locaux de ces défauts sont étudiés et les évolutions des courants dans les différents sous-espaces définis par la transformée de Concordia (2.17) sont examinées en vue d'une classification des défauts.

## 4.2 Changement des conditions de fonctionnement

Dans ce paragraphe, les indicateurs de défauts sont évalués sur un intervalle de temps qui couvre un passage d'un point de fonctionnement à un autre, en mode sain puis en présence d'un défaut. Nous reprenons la majorité des conditions et hypothèses citées dans la Section 3.4.1 (modélisation de l'ensemble machine-convertisseurs, f.é.m. à vide, tension du bus DC, bande passante des correcteurs, etc.). Celles qui sont propres au régime transitoire, c'est-à-dire le point de fonctionnement et/ou le mode (sain  $\leftrightarrow$  défaut), Tableau 3.1, sont définies ci-après :

- Pour  $0 \leq t < 0,4$  s : point de fonctionnement OP3 et mode sain
- Pour  $0,4 \leq t < 0,8$  s : OP1 et mode sain
- Pour  $0,8 \leq t < 1,2$  s : OP1 et mode défaut ( $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ )
- Pour  $1,2 \leq t \leq 1,6$  s : OP3 et mode défaut ( $N_f = 6$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ )

Le tracé du courant de la phase 1 en fonction du temps donné en Figure 4.1 montre les changements des conditions de fonctionnement. L'apparition du défaut de court-circuit entre spires à  $t = 0,8$  s n'est pas perceptible au niveau des courants de lignes.

Les courants de lignes sont par la suite projetés dans les plans secondaire et tertiaire et les courants  $I_{\alpha_2}$ ,  $I_{\beta_2}$ ,  $I_{\alpha_3}$  et  $I_{\beta_3}$  sont évalués avec le RN ADALINE sur un intervalle de 0,1 s. Les évolutions des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps sont données en Figure 4.2. Leurs valeurs sont faibles en mode sain<sup>1</sup>. Ils prennent des valeurs intermédiaires dans les intervalles qui couvrent un régime transitoire (entre 0,4 et 0,5 s ou encore entre 1,2 et 1,3 s). En mode dégradé,  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  prend la valeur de 0,223 à OP1 et de 0,09 à OP3 et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  prend la valeur

1. Théoriquement, ces valeurs devraient être bien plus faibles. Leur estimation avec le RN ADALINE pourrait être améliorée avec un coefficient d'apprentissage  $\eta$  plus faible.



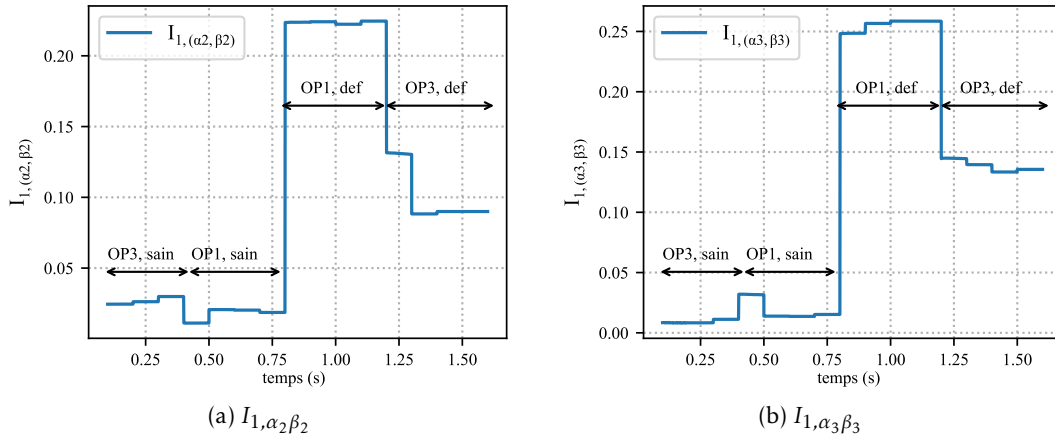


FIGURE 4.2 – (Résultat de simulations) Évolution des indicateurs de défauts  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  en fonction du temps

de 0,255 à OP1 et de 0,133 à OP3, ce qui est cohérent avec les résultats obtenus précédemment, Section 3.4.3 et Figure 3.8. Cela montre la possibilité de calculer les indicateurs de défauts sur des intervalles où les conditions de fonctionnement sont variables en temps réel.

Le changement des conditions de fonctionnement n'ayant pas été pris en compte lors des essais expérimentaux en présence de courts-circuits entre spires (profil d'essais décrit dans la Section 3.6.1), l'étude réalisée dans ce paragraphe se limite à la simulation.

### 4.3 Impact de la stratégie de contrôle-commande sur les indicateurs de défauts

Comme dit dans les précédents chapitres et en Annexe A, la commande vectorielle d'une machine multi-étoiles dont les étoiles sont déphasées peut être réalisée avec deux approches : une première où la transformation (2.9b) est appliquée à chaque étoile (que nous appellerons approche du triphasé) et une seconde où la transformation (2.10), qui tient compte de l'aspect polyphasé de la machine, est appliquée à l'ensemble des phases (que nous appellerons approche du polyphasé). Les angles de rotation utilisés pour passer de l'espace de Concordia à l'espace de Park dépendent de l'harmonique principal projeté dans chacun des sous-espaces bidimensionnels de Concordia. Ainsi, dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées étudiée, une rotation d'un angle de  $\theta_e$  est appliquée dans chaque sous-espace  $(\alpha'_j, \beta'_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  avec l'approche du triphasé, (4.1), et des rotations de  $\theta_e$ ,  $7\theta_e$  et  $5\theta_e$  sont respectivement appliquées aux sous-espaces  $(\alpha_1, \beta_2)$ ,  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  avec l'approche du polyphasé, (4.2).

$$\begin{pmatrix} g d'_j \\ g q'_j \\ g 0_j \end{pmatrix} = C'_{rot} \cdot \begin{pmatrix} g \alpha'_j \\ g \beta'_j \\ g 0_j \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} g d'_j \\ g q'_j \\ g 0_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g \alpha'_j \\ g \beta'_j \\ g 0_j \end{pmatrix}, j \in \{1, 2, 3\} \quad (4.1)$$

$$\begin{pmatrix} g_{d_1} \\ g_{q_1} \\ g_{0_1} \\ g_{d_2} \\ g_{q_2} \\ g_{0_2} \\ g_{d_3} \\ g_{q_3} \\ g_{0_3} \end{pmatrix} = C_{rot} \begin{pmatrix} g_{\alpha_1} \\ g_{\beta_1} \\ g_{0_1} \\ g_{\alpha_2} \\ g_{\beta_2} \\ g_{0_2} \\ g_{\alpha_3} \\ g_{\beta_3} \\ g_{0_3} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

$$\Leftrightarrow \begin{pmatrix} g_{d_1} \\ g_{q_1} \\ g_{0_1} \\ g_{d_2} \\ g_{q_2} \\ g_{0_2} \\ g_{d_3} \\ g_{q_3} \\ g_{0_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos 7\theta_e & -\sin 7\theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sin 7\theta_e & \cos 7\theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos 5\theta_e & -\sin 5\theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin 5\theta_e & \cos 5\theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_{\alpha_1} \\ g_{\beta_1} \\ g_{0_1} \\ g_{\alpha_2} \\ g_{\beta_2} \\ g_{0_2} \\ g_{\alpha_3} \\ g_{\beta_3} \\ g_{0_3} \end{pmatrix}$$

Nous rappelons que la f.é.m. à vide de la machine étudiée est composée de 3 harmoniques d'ordres 1, 3 et 5. Dans ce cas, les courants de lignes obtenus avec l'approche du triphasé ne sont pas sinusoïdaux : ils sont composés de deux harmoniques d'ordres 1 et 5. Lorsque la transformation (2.17) est appliquée au vecteur-courants, seul l'harmonique d'ordre 5 est projeté dans le sous-espace  $(\alpha_3, \beta_3)$  en mode sain et le fondamental s'y ajoute en mode dégradé. En revanche, les courants de lignes obtenus avec l'approche du polyphasé sont sinusoïdaux, dans la mesure où les courants de référence  $I_{d_3,ref}$  et  $I_{q_3,ref}$  sont nuls<sup>2</sup>. Lorsque la transformation (2.17) est appliquée au vecteur-courants, aucun harmonique n'est projeté dans  $(\alpha_3, \beta_3)$  en mode sain et seul le fondamental y est projeté en mode dégradé. Les analyses temporelles et spectrales des courants de la phase 1 en mode sain et au point de fonctionnement OP1, données en Figure 4.3, illustrent la différence entre les deux approches de commande.

Le but de l'étude menée dans ce paragraphe est d'analyser l'impact de la commande sur les effets global et local du défaut et les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$ . Pour ce faire, nous appliquons les deux approches de commande rappelées ci-dessus au point de fonctionnement OP1 en mode sain puis en présence d'un court-circuit entre spires ( $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ) au niveau d'une bobine de la phase 1, Tableau 3.1.

Les résultats de simulations montrent que les effets global et local du défaut sont sensiblement les mêmes avec les deux approches de commande : les variations au niveau des courants de lignes dans la base naturelle sont très faibles dans les deux cas, comme le montre la Figure 4.4, et les valeurs efficaces du courant dans les spires court-circuitées  $I_{1f,RMS}$  sont très proches : 21,15 A avec l'approche du triphasé et 21,22 A avec l'approche du polyphasé.

Bien que le défaut soit détectable dans les deux cas (autrement dit, les indicateurs sont nuls en mode sain et non nuls en présence du défaut), leurs variations dépendent de l'approche de commande appliquée. En effet, ils prennent des valeurs plus importantes lorsque l'approche du polyphasé est appliquée, Tableau 4.1. En outre, avec l'approche du triphasé, l'harmonique d'ordre 1, caractéristique de la présence d'un défaut, s'ajoute en mode dégradé à celui d'ordre 5 projeté en modes sain et dégradé dans le plan  $(\alpha_3, \beta_3)$ . Dans le cas étudié, l'indicateur  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  ne

2. Pour rappel, nous supposons que le couple dépend uniquement de l'harmonique fondamental du courant. L'harmonique de rang 5 est projeté dans le plan  $(\alpha_3, \beta_3)$  mais comme l'asservissement impose des consignes de courants nulles, il n'y a pas d'harmonique de rang 5 dans les courants de lignes.

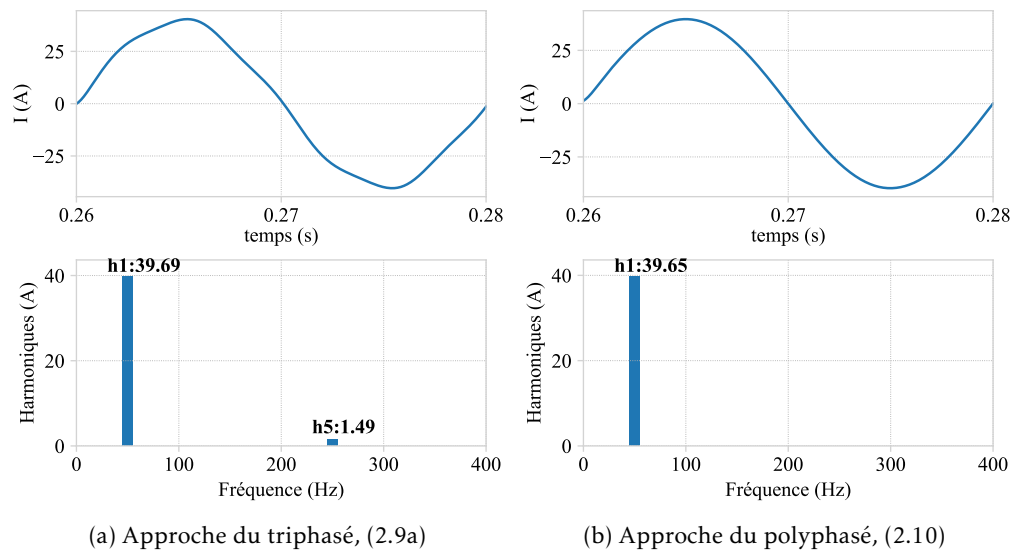


FIGURE 4.3 – (Résultats de simulations) Analyses temporelles et spectrales du courant de la phase 1 avec les deux approches de commande, mode sain et point de fonctionnement OP1

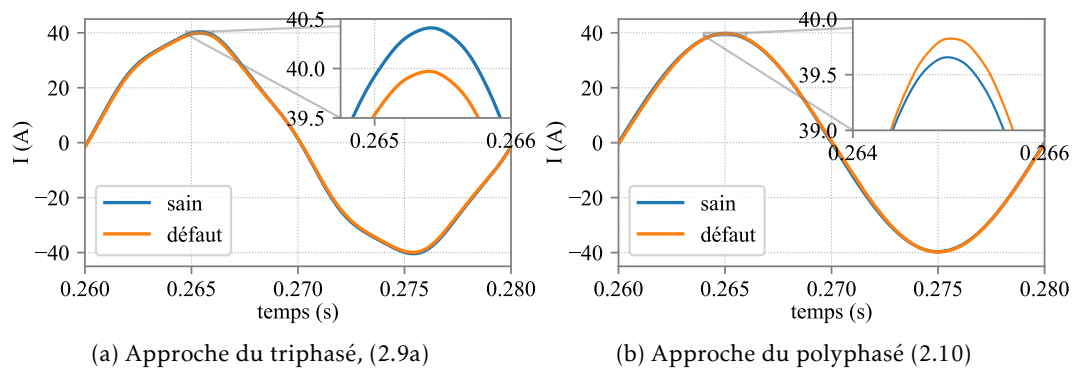


FIGURE 4.4 – (Résultats de simulations) Courant de la phase 1 avec les deux approches de commande : OP1, modes sain et dégradé ( $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ )

	Approche du triphasé, (2.9a)				Approche du polyphasé, (2.10)			
	$(\alpha_2, \beta_2)$		$(\alpha_3, \beta_3)$		$(\alpha_2, \beta_2)$		$(\alpha_3, \beta_3)$	
	$I_{7,\alpha_2\beta_2}$	$I_{1,\alpha_2\beta_2}$	$I_{5,\alpha_3\beta_3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}$	$I_{7,\alpha_2\beta_2}$	$I_{1,\alpha_2\beta_2}$	$I_{5,\alpha_3\beta_3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}$
sain	0	0	4,47	0	0	0	0	0
défaut	0	0,51	4,44	0,56	0	1,1	0	0,72

TABLEAU 4.1 – (Résultats de simulations) Valeurs de  $I_{7,\alpha_2\beta_2}$ ,  $I_{1,\alpha_2\beta_2}$ ,  $I_{5,\alpha_3\beta_3}$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}$  avec les deux approches de commande : OP1, modes sain et dégradé ( $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2, 2 \Omega$ )

vaut que 12,6% de la composante principale  $I_{5,\alpha_3\beta_3}$ ,  $\frac{I_{1,\alpha_3\beta_3}}{I_{5,\alpha_3\beta_3}}(\%) = \frac{0,56}{4,44} \cdot 100 = 12,6$ . En revanche, avec l'approche du polyphasé, les courants projetés dans les plans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  sont nuls en mode sain et seul l'harmonique d'ordre 1 y apparaît en présence du défaut, Tableau 4.1.

L'approche du polyphasé n'ayant pas été implémentée sur le banc ENR, il n'a pas été possible de comparer expérimentalement les deux approches de commande et leurs impacts sur les indicateurs de défauts.

## 4.4 Comparaisons avec d'autres défauts électriques

L'ensemble machine-convertisseurs peut faire l'objet d'autres défauts que celui de court-circuit entre spires dans la machine. Dans cette partie, nous étudions quelques autres défauts électriques : l'augmentation de la résistance d'une phase et les courts-circuits phase-phase et phase-terre. Nous évaluons, pour chaque défaut, ses effets global et local ainsi que les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ . Nous examinons également les évolutions des courants dans les différents sous-espaces définis par la transformation (2.17), en vue d'une classification des défauts. Plusieurs sévérités et points de fonctionnement sont considérés pour chaque défaut et une comparaison avec les sévérités la plus faible et la plus importante du court-circuit entre spires est établie :

$$\begin{cases} N_f = 9 \text{ et } R_{sc} = 2, 2 \Omega \text{ (court-circuit entre spires le plus sévère)} \\ N_f = 6 \text{ et } R_{sc} = 6, 8 \Omega \text{ (court-circuit entre spires le moins sévère)} \end{cases}$$

Les résultats de simulations et expérimentaux correspondants sont rappelés dans les Tableaux 4.2 et 4.3. Les valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  pour toutes les sévérités de court-circuit entre spires et tous les points de fonctionnement testés sont également données en Figure 4.5.

### 4.4.1 Conditions et hypothèses de simulations

Nous reprenons la majorité des conditions et hypothèses citées dans la Section 3.4.1 (modélisation de l'ensemble machine-convertisseurs, f.é.m. à vide, tension du bus DC, bande passante des correcteurs, points de fonctionnement, etc.). Celles qui sont propres aux défauts étudiés dans le présent paragraphe sont citées ci-dessous :

1. La commande vectorielle est basée sur les transformations du cas triphasé : la transformée de Park du cas triphasé est appliquée à chaque étoile, avec une prise en compte des déphasages de  $\frac{2\pi}{9}$  et de  $\frac{4\pi}{9}$  pour les 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> étoiles, Figure 4.6 et Annexe A

OP	$N_f$	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{1f}$ (pu)	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ (défaut) <sup>a</sup> $\cdot 10^{-3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ (défaut) $\cdot 10^{-3}$
OP1	9	2,2	2,63	10,2	11,3
	6	6,8	1,27	1,56	1,65
OP3	9	2,2	1,52	6,7	9,52
	6	6,8	0,72	0,61	1,46

TABLEAU 4.2 – (Résultats de simulations) Valeurs des indicateurs de défauts normalisés : courts-circuits entre spires le plus et le moins sévères, OP1 et OP3

a. Pour rappel, les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont nuls en modes sains en simulations

OP	$N_f$	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{1f}$ (pu)	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ (sain) $\cdot 10^{-3}$	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ (défaut) $\cdot 10^{-3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ (sain) $\cdot 10^{-3}$	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ (défaut) $\cdot 10^{-3}$
OP1	9	2,2	2,6	2,57	7,86	1,78	8,86
	6	6,8	1,27	2,64	3,42	1,93	2,98
OP3	9	2,2	1,58	2,4	7,89	2,09	8,84
	6	6,8	0,72	2,92	3,48	2,22	2,84

TABLEAU 4.3 – (Résultats expérimentaux) Valeurs des indicateurs de défauts normalisés : courts-circuits entre spires le plus et le moins sévères, OP1 et OP3

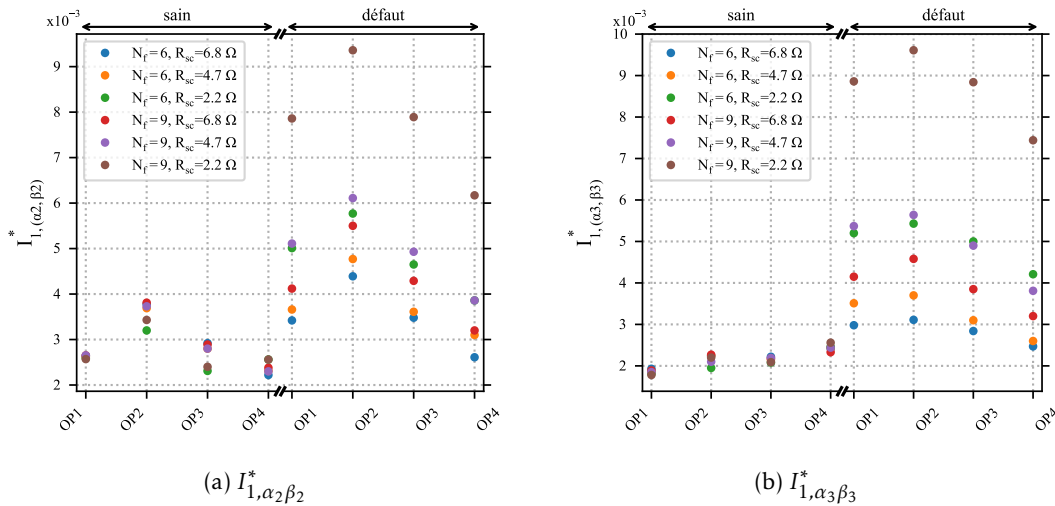


FIGURE 4.5 – (Résultats expérimentaux) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  : 6 sévérités de court-circuit entre spires et 4 points de fonctionnement, Tableau 3.1

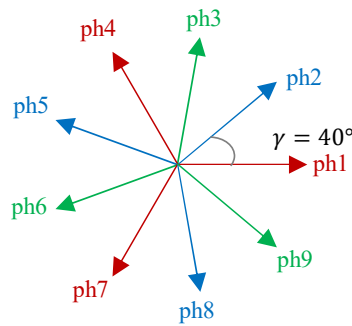


FIGURE 4.6 – Distribution des phases de la machine étudiée (dans le plan électrique)

2. En présence d'un court-circuit phase-phase ou phase-terre, les courants de lignes sont mesurés en amont du défaut (en sortie des convertisseurs) et les neutres côté convertisseurs sont reliés à la terre, Figures 4.7 et D.3<sup>3</sup>
3. En présence d'un court-circuit phase-phase, une résistance  $R_{sc}$  est branchée entre les deux phases défectueuses
4. En présence d'un court-circuit phase-terre, une résistance  $R_{sc}$  est branchée entre la phase défectueuse et la terre
5. La matrice d'inductances et les f.é.m. à vide sont les mêmes en modes sain et dégradés
6. Les sévérités des différents défauts testés sur le banc ENR ont été choisies de façon à éviter tout potentiel effet local destructeur<sup>4, 5</sup>.

## 4.4.2 Augmentation de la résistance d'une phase

### 4.4.2.1 Simulations

Nous considérons dans un premier temps une résistance  $R_{add} = 0,1 \Omega$  au niveau de la phase 1 et au point de fonctionnement OP1<sup>6</sup>. La Figure 4.8 montre les variations des courants de lignes en modes sain et dégradé. Les différences entre ces deux modes dépendent de la phase où le défaut apparaît ainsi que des couplages mutuels avec les autres phases. Dans ce premier cas étudié, les indicateurs normalisés  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  prennent les valeurs de 0,02 et 0,0178 respectivement. Les déséquilibres qui apparaissent au niveau des courants de lignes sont davantage importants pour  $R_{add} = 0,2 \Omega$ , Figure 4.9.

Plusieurs valeurs et emplacements de  $R_{add}$  sont considérées par la suite. Les résultats de simulations, donnés dans le Tableau 4.4, montrent que les indicateurs prennent les mêmes valeurs lorsqu'un défaut apparaît à la phase 1 ou à la phase 2 (au même point de fonctionnement). En outre, plus le défaut est sévère (la valeur de  $R_{add}$  augmente), plus les indicateurs sont élevés. Pour la valeur de résistance la plus faible ( $R_{add} = 0,02 \Omega$ ), ils prennent des valeurs proches de celles obtenues avec les courts-circuits entre spires (Tableau 4.2). Dans ce cas, les indicateurs

3. Les inductances mutuelles ne sont pas affichées dans les circuits équivalents de la Figure 4.7

4. Avec l'augmentation de la résistance d'une phase et à la différence des défauts de courts-circuits (entre spires, phase-phase et phase-terre), il n'y a pas dans le circuit équivalent de la machine une branche où le courant risque d'augmenter considérablement avec la sévérité du défaut.

5. Nous pouvons donc considérer que les sévérités choisies traduisent des défauts naissants, tout comme dans le Chapitre 3.

6. Pour rappel, la résistance d'une phase vaut  $0,057 \Omega$  dans le cas de la machine à 3 étoiles en phase et  $0,033 \Omega$  dans le cas de la machine à 3 étoiles déphasées, Tableau 2.4.

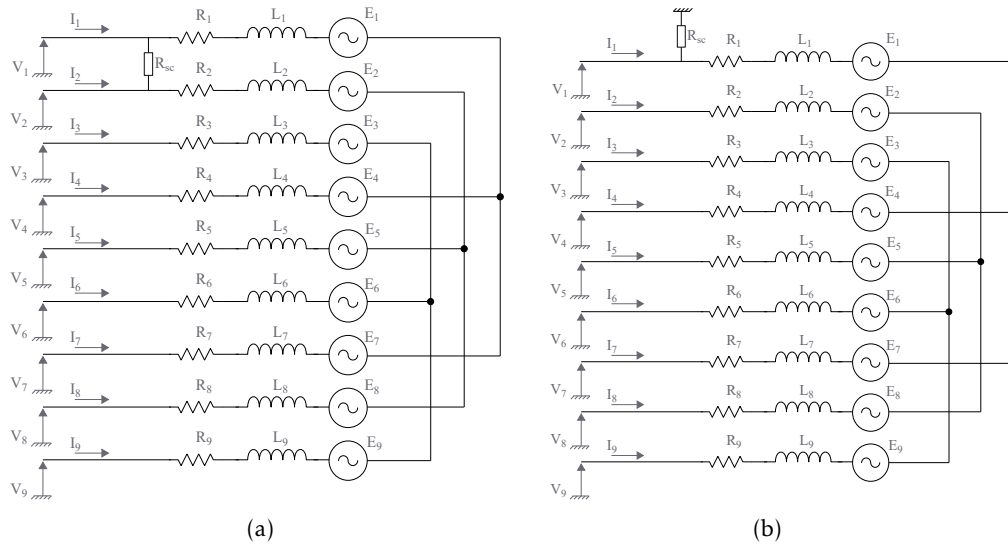


FIGURE 4.7 – Circuits équivalents de la machine en modes dégradés : en présence d'un court-circuit phase-phase (a) et en présence d'un court-circuit phase-terre (b)

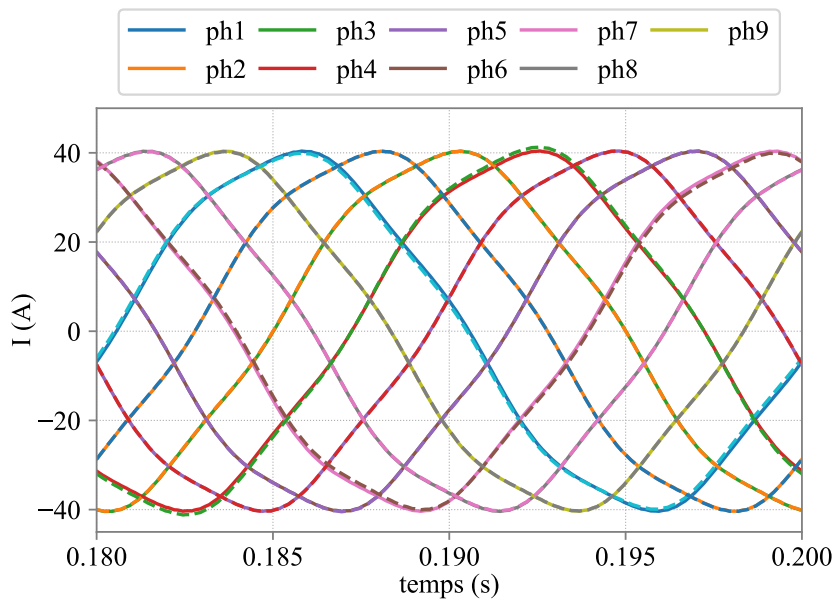


FIGURE 4.8 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1,  $R_{add} = 0,1 \Omega$ , ph1

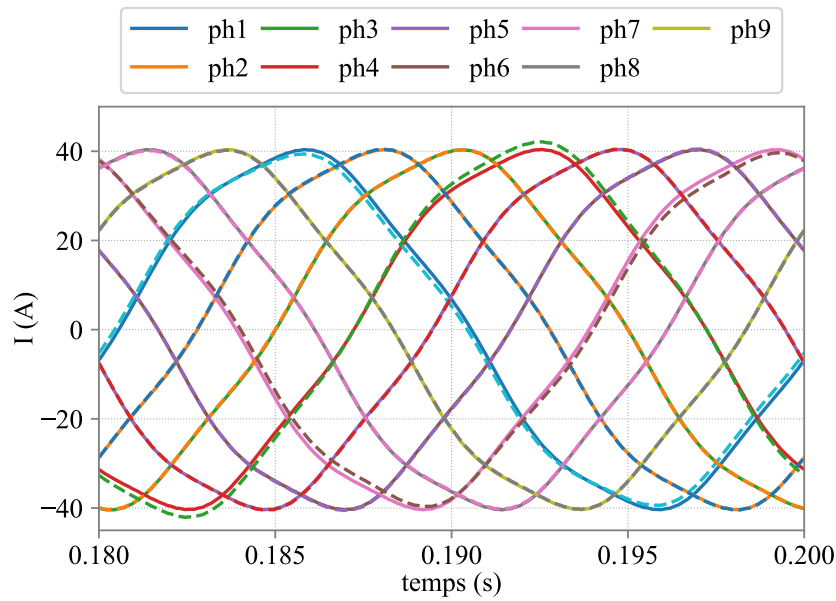


FIGURE 4.9 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1,  $R_{add} = 0,2 \Omega$ , ph1

$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  ne permettent pas à eux seuls, et pour les sévérités de défauts considérées, de différencier le court-circuit entre spires d'une légère augmentation de la résistance d'une phase. Pour une sévérité de défaut donnée, les valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  obtenues à OP1 et OP3 sont proches et celles de  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont plus élevées à OP3 qu'à OP1, Tableau 4.4.

#### 4.4.2.2 Essais expérimentaux

Pour les essais expérimentaux de l'augmentation de la résistance d'une phase, le défaut a été appliqué dès le démarrage du banc et jusqu'à sa mise à l'arrêt. De ce fait, les indicateurs de défauts ne peuvent être évalués sur un intervalle de temps qui couvre un mode sain suivi d'un mode dégradé, comme cela a pu être fait avec les essais de courts-circuits entre spires (Section 3.6.1). Nous nous contentons donc de comparer les différents modes dégradés entre eux.

Les résultats expérimentaux corroborent les résultats de simulations, Tableaux 4.4 et 4.5 : plus le défaut est sévère, plus les valeurs des indicateurs sont élevées. En outre, lorsque la résistance de  $R_{add} = 0,1 \Omega$  est placée séparément sur les phases 1 et 4, les indicateurs prennent sensiblement les mêmes valeurs. Cela est également le cas lorsqu'un même défaut est testé pour les deux points de fonctionnement OP1 et OP3.

### 4.4.3 Court-circuit phase-phase

#### 4.4.3.1 Simulations

Nous considérons dans un premier temps une résistance de court-circuit  $R_{sc} = 50 \Omega$ , au point de fonctionnement OP1 (Tableau 3.1). La Figure 4.10 montre les variations des courants de lignes en modes sain et dégradé lorsque le défaut touche les phases 1 et 2. La Figure 4.11 montre ces mêmes variations lorsque le défaut touche les phases 1 et 4. A travers ces deux exemples,



OP	Emplacement	$R_{add}$ ( $\Omega$ )	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ( $10^{-3}$ )
OP1	ph1	0,2	40	25,4
	ph1	0,1	20	17,8
	ph2	0,1	20	17,8
	ph1	0,05	10,2	8,8
	ph1	0,02	4,4	3,6
OP3	ph1	0,2	45,6	42,8
	ph1	0,1	22,2	21,6
	ph2	0,1	22,2	21,6
	ph1	0,05	10,9	11,3
	ph1	0,02	4,3	5,2

TABLEAU 4.4 – (Résultats de simulations) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  : augmentation de la résistance d'une phase, différents emplacements et sévérités de défaut, OP1 et OP3

OP	Emplacement	$R_{add}$ ( $\Omega$ )	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ( $10^{-3}$ )
OP1	ph2	0,2	28,7	27,2
	ph1	0,1	16,7	17,5
	ph4	0,1	17,4	14,5
OP3	ph1	0,1	18,8	19,8

TABLEAU 4.5 – (Résultats expérimentaux) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  : augmentation de la résistance d'une phase, différents emplacements et sévérités de défaut, OP1 et OP3

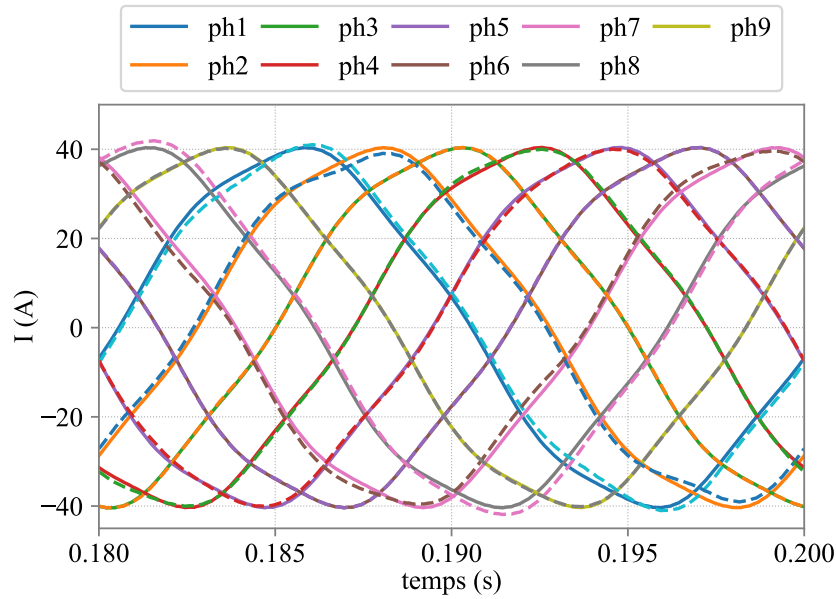


FIGURE 4.10 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2 (2 étoiles différentes), OP1,  $R_{sc} = 50 \Omega$

nous observons que les différences entre les modes sain et dégradé dépendent de l'emplacement du défaut ainsi que des couplages mutuels entre les différentes phases. Les analyses spectrales des courants de lignes projetés dans les sous-espaces  $(\alpha_j, \beta_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$ , données en Figure 4.12, montrent que l'harmonique fondamental apparaît dans  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  en mode dégradé. Il apparaît également dans les composantes homopolaires relatives aux étoiles dont une phase est en défaut, soit  $0_1$  et  $0_2$  lorsque le défaut touche les phases 1 et 2<sup>7</sup>, Figure 4.13. Pour rappel, les composantes homopolaires, telles qu'elles sont définies dans (2.10), traduisent les contraintes sur les courants induites par le couplage électrique. Dans le cas étudié, il existe 3 composantes homopolaires dont chacune traduit les contraintes sur les courants de phases d'une étoile :

$$\begin{cases} 1^{\text{re}} \text{ étoile} : I_{0_1} = I_1 + I_4 + I_7 \\ 2^{\text{e}} \text{ étoile} : I_{0_2} = I_2 + I_5 + I_8 \\ 3^{\text{e}} \text{ étoile} : I_{0_3} = I_3 + I_6 + I_9 \end{cases} \quad (4.3)$$

En effet, comme les neutres des convertisseurs statiques sont reliés à la terre, des courants homopolaires non nuls peuvent circuler en présence d'un déséquilibre.

Plusieurs cas, avec différents points de fonctionnement, valeurs de  $R_{sc}$  et emplacements de défaut, sont étudiés et leurs résultats sont regroupés dans le Tableau 4.6. Nous observons qu'au point de fonctionnement OP1 et pour une valeur de  $R_{sc}$  donnée ( $R_{sc} = 50 \Omega$  en l'occurrence), la sévérité du défaut, que nous pouvons quantifier par  $I_{R_{sc}}$ , et les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  varient selon l'emplacement du court-circuit : ces derniers prennent sensiblement les mêmes valeurs lorsque le défaut touche deux phases consécutives (ph1 - ph2 et ph2 - ph3) et d'autres

7. Les amplitudes de l'harmonique 1 projeté dans les sous-espaces homopolaires  $0_1$ ,  $0_2$  et  $0_3$  sont notées respectivement  $I_{1,0_1}$ ,  $I_{1,0_2}$  et  $I_{1,0_3}$ .

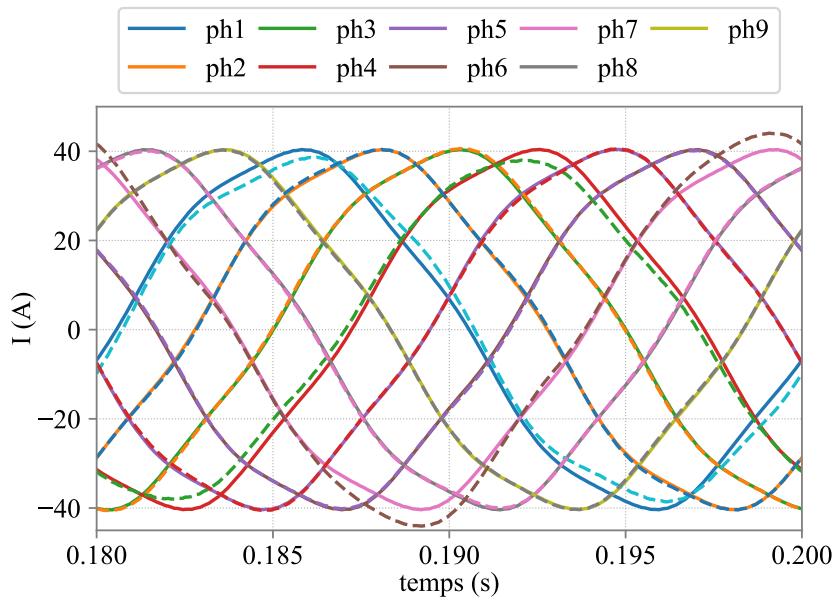


FIGURE 4.11 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 4 (même étoile), OP1,  $R_{sc} = 50 \Omega$

valeurs lorsque le défaut touche d'autres couples de phases (ph1 - ph5 par exemple). En effet, le déphasage entre les tensions de commande des deux phases défectueuses détermine le courant débité dans la résistance de court-circuit  $R_{sc}$ , et par la suite le déséquilibre au niveau des courants débités et les indicateurs de défauts. Pour une valeur de  $R_{sc}$  plus faible,  $R_{sc} = 40 \Omega$ , le défaut est davantage sévère et les valeurs de  $I_{R_{sc}}$ ,  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  augmentent. Lorsque  $R_{sc}$  avoisine les  $125 \Omega$ , les valeurs des indicateurs diminuent et s'approchent de celles obtenues avec les courts-circuits entre spires (Tableau 4.2).

Par ailleurs, lorsque le défaut touche les phases 2 et 3, ce sont les composantes homopolaires  $0_2$  et  $0_3$  qui ne sont pas nulles. En revanche, aucune composante homopolaire n'est sensible à l'apparition d'un court-circuit qui apparaît entre deux phases d'une même étoile (ph1 - ph4 par exemple). Cela s'explique par le fait que les contraintes sur les courants des phases défectueuses ne sont pas les mêmes dans les deux cas, (4.3). Cette sensibilité des composantes homopolaires, lorsqu'un court-circuit apparaît entre deux phases appartenant à deux étoiles distinctes, permettrait de différencier deux défauts pour lesquels les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  prennent sensiblement les mêmes valeurs, par exemple un court-circuit entre spires défini par (ph1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ) et un court-circuit phase-phase défini par (ph1 - ph2,  $R_{sc} = 125 \Omega$ ).

Pour une sévérité de défaut donnée, les valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  s'avèrent plus élevées au point de fonctionnement OP3 par rapport à OP1. Toutefois, les composantes homopolaires sensibles à l'apparition du défaut prennent approximativement les mêmes valeurs à OP1 et OP3.

Nous remarquons que les trois composantes homopolaires permettent de différencier le court-circuit entre spires du court-circuit entre phases, lorsque ce dernier touche deux phases de deux étoiles distinctes. En revanche, elle ne sont pas sensibles à l'apparition d'un court-circuit entre phases appartenant à une même étoile. Dans ce cas, la discrimination n'est pas possible avec les composantes homopolaires.

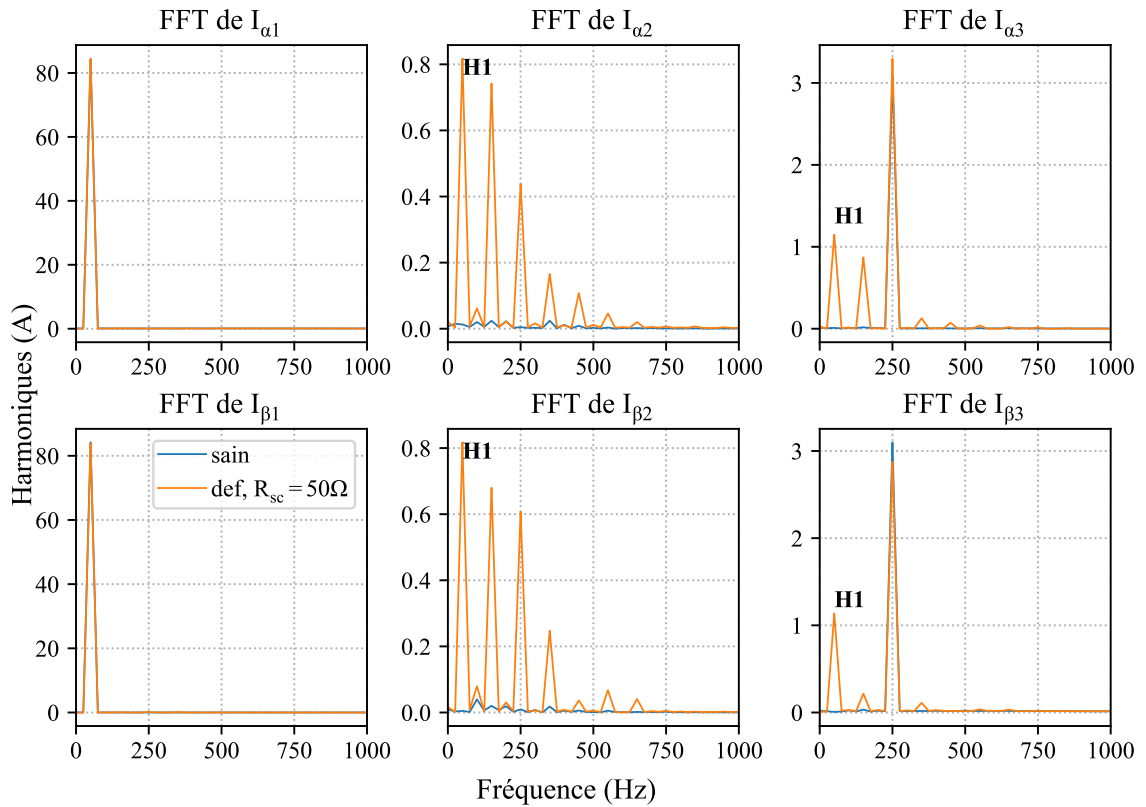


FIGURE 4.12 – (Résultats de simulations) Analyses spectrales des courants  $I_{\alpha_j}, I_{\beta_j}, j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2, OP1,  $R_{sc} = 50 \Omega$

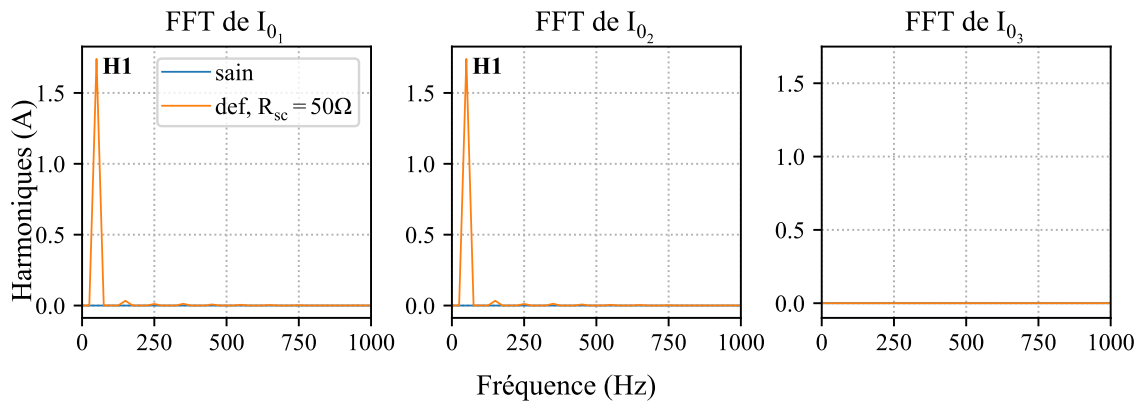


FIGURE 4.13 – (Résultats de simulations) Analyses spectrales des courants homopolaires  $I_{0_j}, j \in \{1, 2, 3\}$  en modes sain et dégradé, court-circuit entre les phases 1 et 2, OP1,  $R_{sc} = 50 \Omega$

OP	Emplacement	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{R_{sc}}$ (RMS, A)	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_1}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_3}^*$ ( $10^{-3}$ )
OP1	ph1 - ph2	40	6,86	29,4	40,4	43,2	43,2	0
	ph1 - ph2	50	5,51	23	32,4	34,8	34,8	0
	ph2 - ph3	50	5,51	23,2	31,8	0	34,8	34,8
	ph1 - ph4	50	8,84	50,4	58	0	0	0
	ph1 - ph5	50	9,44	34,2	41	102	102	0
	ph1 - ph8	50	7,59	45,2	30,6	66	66	0
	ph1 - ph2	100	2,78	11	15,8	18	18	0
	ph1 - ph2	125	2,22	9,4	13,3	14	14	0
OP3	ph1 - ph2	50	4,36	48	66	34	34	0
	ph1 - ph2	125	1,77	19	25	14	14	0

TABLEAU 4.6 – (Résultats de simulations) Valeurs de  $I_{R_{sc}}$ ,  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ,  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ,  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3

#### 4.4.3.2 Essais expérimentaux : profil d'essais et résultats

Nous considérons pour la validation expérimentale 2 points de fonctionnement, 3 sévérités et 2 emplacements de court-circuit phase-phase. Les essais expérimentaux sont réalisés comme suit :

1. Le banc d'essai est démarré et stabilisé à un point de fonctionnement donné (OP1 ou OP3)
2. Le mode sain est maintenu pendant 120 s
3. Un défaut, défini par un emplacement et une  $R_{sc}$  donnés est appliqué pendant 30 s
4. Le mode sain est appliqué de nouveau pendant 30 s
5. Un autre défaut, avec le même emplacement et une  $R_{sc}$  plus faible (ce qui correspond à un défaut davantage sévère) est appliqué, etc.

Globalement, les résultats expérimentaux corroborent ceux obtenus en simulations, Tableau 4.7 et Figure 4.14<sup>8</sup>. Toutefois, quelques différences sont à noter.

Au point de fonctionnement OP1, les valeurs des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  dépendent, pour la plupart des cas étudiés, de l'emplacement du défaut et de la valeur de la résistance  $R_{sc}$ , qui déterminent tous les deux la valeur du courant  $I_{R_{sc}}$  et donc la sévérité du défaut. Comme en simulations, les indicateurs prennent des valeurs plus élevées lorsque le défaut touche les phases 1 et 4. En revanche, nous remarquons que  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  n'est pas bien sensible à l'apparition du défaut défini par (ph2 - ph3 et  $R_{sc} = 52,9 \Omega$ ).

Quant aux composantes homopolaires, elles ne sont pas sensibles à l'apparition d'un court-circuit entre phases lorsque ce dernier touche deux phases d'une même étoile (ph1 - ph4). Et lorsque le défaut touche deux phases de deux étoiles distinctes, l'harmonique fondamental apparaît au niveau de deux composantes homopolaires, celles qui correspondent aux étoiles auxquelles appartiennent les phases défectueuses (à savoir  $0_2$  et  $0_3$  lorsque le défaut touche les phases 2 et 3). Les variations dans ces 2 sous-espaces homopolaires dépendent également de la sévérité du défaut.

8. Les valeurs des indicateurs données dans le Tableau 4.7 correspondent uniquement aux modes dégradés. Les résultats en modes sains et dégradés pour les différents essais réalisés sont donnés dans le Tableau F.1.

OP	Emplacement	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_1}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_3}^*$ ( $10^{-3}$ )
OP1	ph2 - ph3	31,74	4,1	15,3	3,7	36,3	37,3
		39,675	3,4	12,2	3,4	26,5	27,5
		52,9	2,6	9,8	3,5	19,7	20,8
OP1	ph1 - ph4	31,74	23,1	30	3,5	2,8	1,8
		39,675	15,6	20,9	3	3	1,8
		52,9	11,1	15,7	3	1,8	1,7
OP3	ph2 - ph3	31,74	5,8	15,6	3,4	40	41,7
		39,675	1,7	9,7	3,1	17,5	19,6
		52,9	0,3	6,9	2,5	10,1	11,8
OP3	ph1 - ph4	31,74	24,5	31,3	2,7	2,2	1
		39,675	10,3	11,5	2,8	2	0,9
		52,9	7,3	6,6	2,5	2,3	1,2

TABLEAU 4.7 – (Résultats expérimentaux) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ,  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ,  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3

Au point de fonctionnement OP3, les valeurs des indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  dépendent, pour la plupart des cas étudiés et comme à OP1, de l'emplacement du défaut et de la valeur de la résistance  $R_{sc}$ . Comme en simulations, les indicateurs prennent des valeurs plus élevées lorsque le défaut touche les phases 1 et 4. En revanche, nous remarquons que  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  diminue avec l'apparition du défaut défini par (ph2 - ph3 et  $R_{sc} = 39,675 \Omega$ ) et ne change quasiment pas avec l'apparition du défaut (ph2 - ph3 et  $R_{sc} = 52,9 \Omega$ ).

Quant aux composantes homopolaires, les mêmes conclusions peuvent être faites à OP1 et OP3. Toutefois, lorsque le défaut touche deux phases de deux étoiles distinctes (ph2 - ph3), et à la différence des simulations, les valeurs de  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  ne sont pas très proches à OP1 et OP3.

#### 4.4.4 Court-circuit phase-terre (simulations)

Nous considérons dans un premier temps une résistance de court-circuit de  $R_{sc} = 50 \Omega$  au point de fonctionnement OP1. La Figure 4.15 montre les variations des courants de lignes lorsque le défaut est entre la phase 1 et la terre. La Figure 4.16 montre ces mêmes variations lorsqu'il est entre la phase 2 et la terre. A travers ces deux exemples, nous observons que les différences entre les modes sain et dégradé dépendent de l'emplacement du défaut : lorsqu'il touche la phase 1, ce sont les courants des phases 1, 4 et 7, c.à.d. celles de l'étoile à laquelle appartient la phase défectueuse, qui varient le plus, Figure 4.15. Lorsqu'il touche la phase 2, ce sont les courants des phases 2, 5 et 8 qui varient le plus, Figure 4.16.

D'autres cas d'étude sont considérés par la suite. Les résultats de simulations, donnés dans le Tableau 4.8, montrent que les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont sensibles à l'apparition ainsi qu'à la sévérité d'un court-circuit phase-terre. Comme mentionné précédemment, les neutres des convertisseurs statiques sont reliés à la terre et des courants homopolaires non nuls peuvent circuler en cas de déséquilibre. En présence d'un court-circuit phase-terre, l'harmonique fondamental apparaît au niveau de la composante homopolaire relative à l'étoile à laquelle appartient

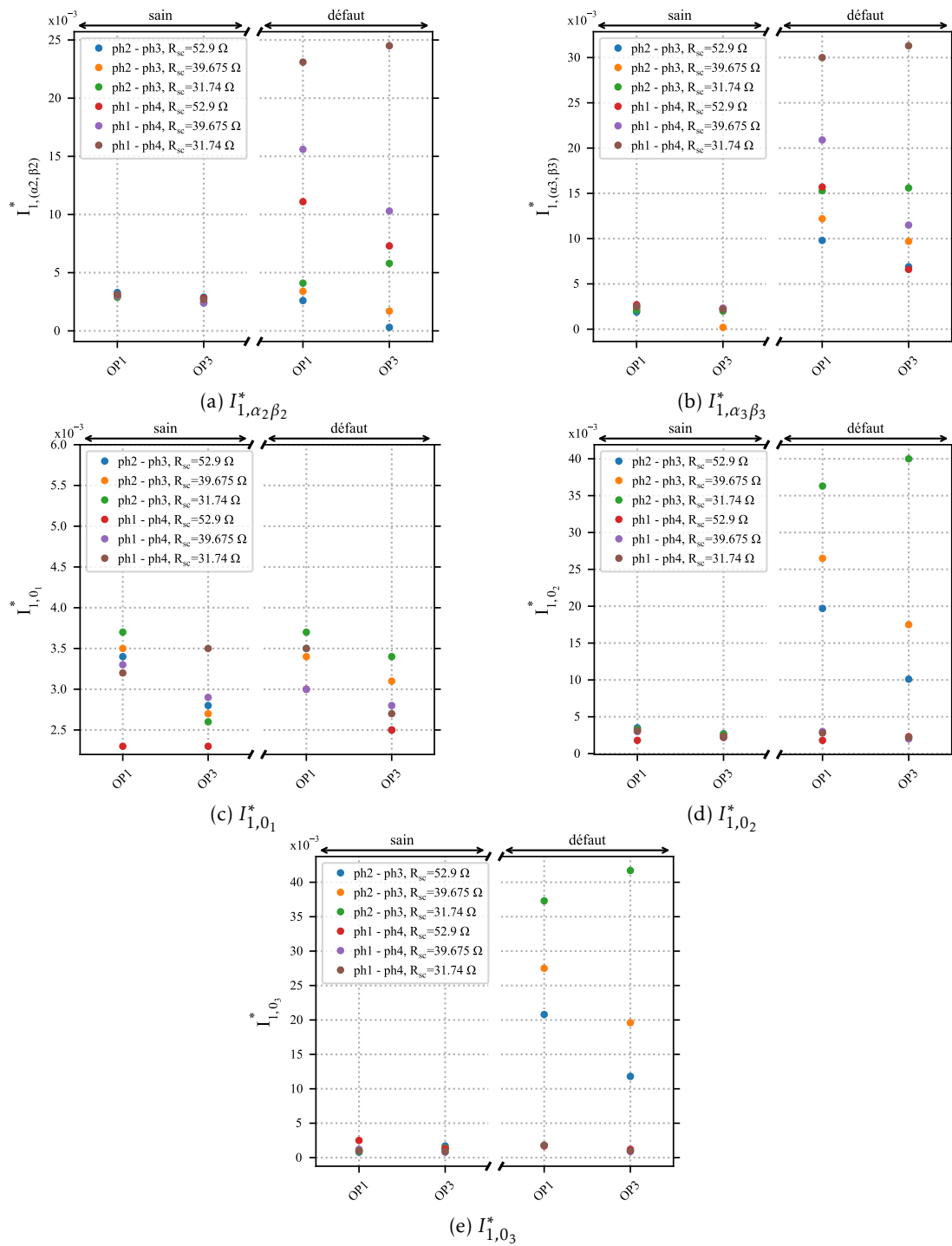


FIGURE 4.14 – (Résultats expérimentaux) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ,  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ,  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, OP1 et OP3

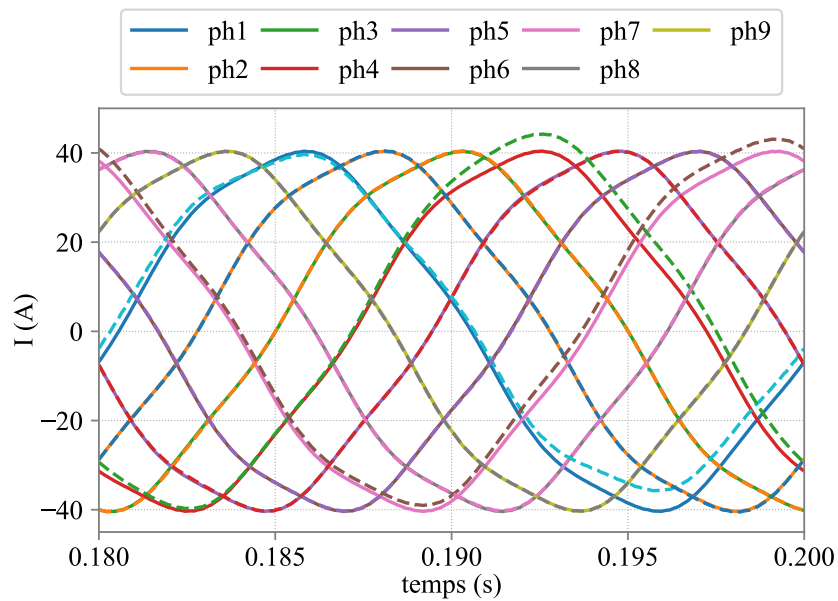


FIGURE 4.15 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, court-circuit phase 1-terre,  $R_{sc} = 50 \Omega$  : les courants des phases 1, 4 et 7 sont les plus altérés par le défaut

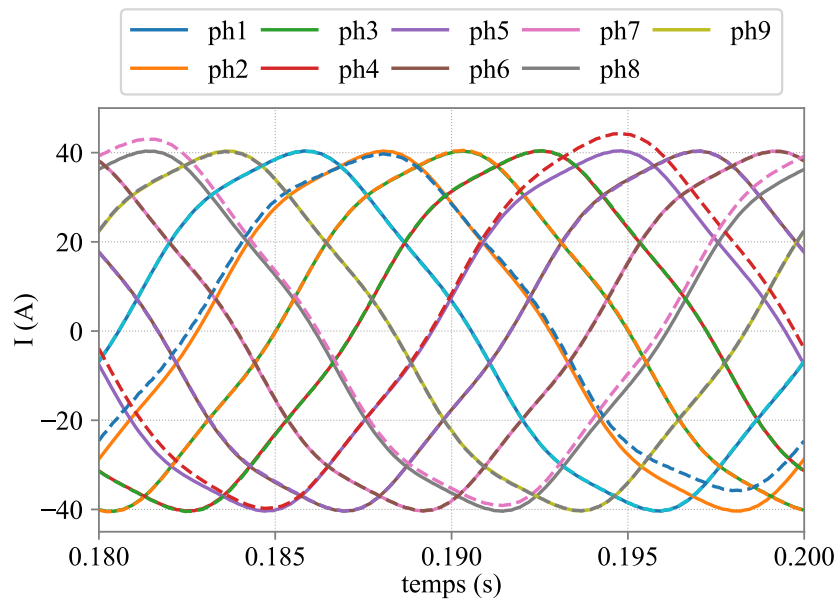


FIGURE 4.16 – (Résultats de simulations) Courants de lignes en fonction du temps, traits pleins pour le mode sain et traits tirets pour le mode dégradé, OP1, court-circuit phase 2-terre,  $R_{sc} = 50 \Omega$  : les courants des phases 2, 5 et 8 sont les plus altérés par le défaut



OP	Emplacement	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_1}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_2}^*$ ( $10^{-3}$ )	$I_{1,0_3}^*$ ( $10^{-3}$ )
OP1	ph1	40	22,2	20,4	65	0	0
	ph1	50	17,6	16,3	52	0	0
	ph2	50	17,5	16,3	0	52	0
	ph1	100	8,9	8,1	26	0	0
OP3	ph1	50	30,5	26,1	52	0	0
	ph1	100	15,8	12,9	26	0	0

TABLEAU 4.8 – (Résultats de simulations) Valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$ ,  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ ,  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-terre, OP1 et OP3

la phase défectueuse ( $0_1$  lorsque le défaut touche la phase 1,  $0_2$  lorsqu'il touche la phase 2, etc.). La sensibilité d'une composante homopolaire au défaut phase-terre permettrait de différencier deux défauts pour lesquels les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  prennent sensiblement les mêmes valeurs, par exemple un court-circuit entre spires défini par (ph1,  $N_f = 9$  et  $R_{sc} = 2,2 \Omega$ ) et un court-circuit phase-terre défini par (ph1 - terre,  $R_{sc} = 100 \Omega$ ).

Pour une sévérité de défaut donnée ( $R_{sc} = 50 \Omega$  par exemple), les valeurs de  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  s'avèrent plus élevées au point de fonctionnement OP3 par rapport à OP1. Toutefois, la composante homopolaire sensible à l'apparition du défaut prend les mêmes valeurs à OP1 et OP3, Tableau 4.8.

Le défaut de court-circuit phase-terre n'ayant pas été testé sur le banc ENR, son étude se limite aux simulations.

#### 4.4.5 Conclusion du paragraphe

Dans ce paragraphe, nous avons étudié l'augmentation de la résistance d'une phase, le court-circuit phase-phase et le court-circuit phase-terre, des défauts électriques qui peuvent toucher l'ensemble machine-convertisseurs, et comparé leurs effets, globaux et locaux, à ceux du court-circuit entre spires. Nous avons expliqué les évolutions des courants de lignes dans la base naturelle et calculé les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  pour différentes sévérités de défauts et points de fonctionnement. Nous avons également examiné les composantes homopolaires, en vue d'une classification des défauts électriques. Nous tirons de notre étude les conclusions suivantes :

- Deux composantes homopolaires sont sensibles à l'apparition d'un court-circuit phase-phase, lorsque les deux phases défectueuses appartiennent à deux étoiles différentes.
- Une seule composante homopolaire est sensible à l'apparition d'un court-circuit phase-terre.
- Il demeure tout de même difficile de différencier le court-circuit entre spires d'une légère augmentation de la résistance. En effet, les composantes homopolaires n'y sont pas sensibles et les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  peuvent prendre plus ou moins les mêmes valeurs en présence de l'un ou de l'autre de ces deux défauts, alors que l'effet local du court-circuit entre spires est davantage destructeur. Autrement dit, ces deux indicateurs ne suffisent pas, à eux seuls, pour refléter la gravité du défaut.

Nous rappelons enfin que l'étude menée dans la Section 4.4 est basée sur l'hypothèse de courants

de lignes mesurés en sortie des convertisseurs, dont les bras sont reliés à la terre. Le défaut de court-circuit phase-terre pourrait avoir de graves répercussions s'il touchait deux phases d'une même étoile et si les bras des convertisseurs n'étaient pas reliés à la terre.

## 4.5 Conclusion du chapitre

Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous avons étudié la robustesse de la méthodologie de diagnostic développée dans cette thèse. Dans un premier temps, les indicateurs de défauts ont été calculés sur un intervalle de temps qui couvre des changements de points de fonctionnement et un passage d'un mode sain à un mode dégradé. Les résultats de simulations ont montré que les indicateurs rejoignent les valeurs obtenues sans changement de conditions de fonctionnement, Section 3.4.3, confirmant ainsi la robustesse de la méthodologie vis-à-vis de la variation de la vitesse de rotation et du couple.

Dans un second temps, l'impact de la commande sur la détection de défauts a été étudiée. Les indicateurs ont été ainsi calculés en présence d'un court-circuit entre spires et avec deux approches de commande : une première basée sur les transformations du cas triphasé appliquées à chaque étoile et une seconde basée sur les transformations du cas polyphasé. La séparation entre les modes sain et dégradé s'avère davantage facile avec la commande qui tient compte de l'aspect polyphasé de la machine.

Finalement, les indicateurs de défauts ont été calculés en présence d'augmentations de la résistance d'une phase, de courts-circuits entre phases et de courts-circuits phase-terre. Les composantes homopolaires définies par la transformation (2.10) s'avèrent sensibles à certains défauts : deux composantes sont sensibles au court-circuit entre deux phases appartenant à deux étoiles distinctes et une seule à l'apparition d'un court-circuit phase-terre. En revanche, seuls les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont sensibles à l'augmentation de la résistance d'une phase, au court-circuit entre spires et au court-circuit entre deux phases appartenant à une même étoile, des défauts ayant des effets locaux très différents. Cela ne permet pas d'avoir une parfaite classification de ces défauts électriques qui peuvent affecter l'ensemble 'machine-convertisseurs'.

# Conclusion Générale et Perspectives

## Conclusion Générale

Les travaux menés lors de cette thèse ont eu comme principal objectif de développer une méthodologie non intrusive de diagnostic de défauts électriques d'une chaîne de conversion de puissance utilisant une génératrice polyphasée. Cette dernière, du fait de sa tolérance aux défauts et de sa capacité à fournir de l'énergie en mode dégradé, est utilisée dans les dernières générations d'éoliennes offshore. Il n'en demeure pas moins qu'elle peut être exposée, comme toutes les autres chaînes de conversion de puissance, à différents types de défauts, qu'il est nécessaire de détecter et d'identifier le plus précocement possible.

Par ailleurs, les systèmes polyphasés disposent en général de plus de degrés de liberté (d.d.l.) que les systèmes triphasés. Cela se traduit par la possibilité d'attribuer à certaines machines polyphasées des transformations mathématiques, du type Concordia, qui définissent plusieurs sous-espaces orthogonaux entre eux, dont un seul comprend l'harmonique fondamental en mode sain et idéal. Avec l'apparition d'un défaut, le fondamental émerge subitement dans les autres sous-espaces où jusqu'alors quasiment rien n'existait en mode sain.

Dans le **Chapitre 1**, les contextes industriel et académique de la thèse ont été présentés. D'abord, l'évolution de la filière 'éolien', notamment offshore, et sa place dans la production d'électricité aux échelles internationale, européenne et nationale ont été discutées. Puis, le principe de conversion de puissance dans une éolienne multipale à axe horizontal et les différents types de chaînes de conversion retrouvées dans les éoliennes onshore et offshore ont été expliqués. Ensuite, les défauts auxquels sont sujettes ces chaînes de conversion de puissance ont été présentés. Les approches de diagnostic de défauts, intrusives et non intrusives, et les méthodes de traitement de données de la littérature scientifique ont été expliquées. Finalement, les différences globales entre les systèmes polyphasés et triphasés ainsi que les pistes à explorer pour le diagnostic de défauts dans les systèmes polyphasés ont été abordées.

Dans le **Chapitre 2**, la modélisation de l'ensemble 'MSAP à  $n$  phases-convertisseur(s)' et les différents types de machines polyphasées ont été présentés. Une méthodologie de diagnostic de défauts a été proposée et développée et les types de machines polyphasées auxquels elle peut être appliquée ont été précisés. Ensuite, deux MSAP à 9 phases, une première à 3 étoiles en phase et une seconde à 3 étoiles déphasées de  $40^\circ$ , ont été étudiées en mode sain et en présence du défaut de l'augmentation de la résistance d'une phase. Le but de cette étude a été de donner une application directe à la méthodologie de diagnostic présentée ci-dessus et de montrer qu'à nombre de phases donné, les machines polyphasées ne sont pas toutes équivalentes. Ainsi, il est davantage aisé de détecter un défaut dans la machine à 3 étoiles déphasées. Enfin, une étude sur l'effet de la bande passante des correcteurs sur les déséquilibres qui apparaissent sur les courants de lignes et les tensions de commande a été menée. Il a été montré que dans le cas où la

bande passante est limitée, ce qui est le plus réaliste pour l'application considérée, un défaut influe davantage sur les courants de lignes. Cela a permis l'élaboration d'indicateurs de défauts basés sur le déséquilibre des courants : il s'agit des amplitudes du fondamental dans les plans secondaire et tertiaire  $(\alpha_2, \beta_2)$  et  $(\alpha_3, \beta_3)$  définis par la transformée de Concordia (2.17).

Le **Chapitre 3** a été consacré à l'étude du court-circuit entre spires, un défaut largement étudié dans la littérature scientifique, du fait de son effet local souvent délétère. La prise en compte de ce type de défaut dans le modèle de la génératrice, notamment dans le cas de phases constituées de bobines montées en parallèle, a été d'abord discutée. Des simulations et des essais expérimentaux ont été réalisés uniquement pour la machine à 3 étoiles déphasées. Pour la commande vectorielle, la transformée de Park du cas triphasé a été appliquée à chaque étoile. Plusieurs valeurs de vitesse de rotation et de couple ont été considérées, dans le but d'évaluer les effets global et local d'un même défaut et les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sous différentes conditions de fonctionnement. Plusieurs sévérités de défaut ont également été choisies pour représenter des défauts naissants. Cela a permis non seulement de réaliser les essais expérimentaux en sécurité, mais aussi d'évaluer la sensibilité des indicateurs à des dégradations naissantes. Une bonne concordance s'affiche entre les résultats de simulations et expérimentaux. Plus le défaut est sévère, plus les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont élevés. En outre, pour les défauts les moins sévères et pour de faibles valeurs de vitesse et de couple (comparées à leurs valeurs nominales), les indicateurs s'avèrent peu sensibles, voire non sensibles à l'apparition du défaut.

Dans le **Chapitre 4**, la robustesse de la méthodologie de diagnostic de défauts a été étudiée. D'abord, les indicateurs de défauts ont été évalués en simulation lors de changements des conditions de fonctionnement. En mode dégradé, ils prennent les mêmes valeurs que lorsque les points de fonctionnement sont testés séparément. Ensuite, les indicateurs de défauts ont été évalués, également en simulations, avec deux approches de commande vectorielle, une première où la commande du cas triphasé est appliquée à chaque étoile et une seconde qui tient compte de l'aspect polyphasé de la machine. La détection du court-circuit entre spires s'avère plus aisée avec la seconde approche. Enfin, d'autres défauts électriques ont été testés dans des conditions similaires aux conditions considérées pour le court-circuit entre spires dans le **Chapitre 3** (même commande vectorielle, sévérités représentant des défauts naissants, etc.). Une classification partielle des défauts étudiés a été présentée. Outre les indicateurs  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$ , deux composantes homopolaires sont sensibles à l'apparition d'un court-circuit phase-phase lorsque les phases défectueuses appartiennent à deux étoiles distinctes et une seule composante homopolaire est sensible à l'apparition d'un court-circuit phase-terre. Seuls  $I_{1,\alpha_2\beta_2}^*$  et  $I_{1,\alpha_3\beta_3}^*$  sont sensibles aux autres défauts, soit l'augmentation de la résistance d'une phase, le court-circuit entre spires et le court-circuit entre phases d'une même étoile.

## Perspectives

Nous proposons ci-après les améliorations qui pourraient être apportées à ces travaux et les perspectives pour le déploiement d'un outil de diagnostic de défauts :

Comme discuté dans le **Chapitre 4** et dans la **Conclusion Générale**, la classification des défauts électriques testés est partielle, ce qui montre les limites de l'approche analytique considérée. En testant des méthodes d'apprentissage de l'intelligence artificielle sur les évolutions des indicateurs en modes dégradés, il serait possible d'avoir une meilleure classification. En outre, des essais en présence de plusieurs défauts simultanés pourraient renforcer cette dernière.

Afin de compléter l'étude de la robustesse de l'approche de diagnostic proposée, des essais

expérimentaux d'une durée plus longue pourraient être envisagés. Cela permettrait, entre autres, d'évaluer la sensibilité des indicateurs de défauts vis-à-vis de l'augmentation de la température globale de la machine.

Par ailleurs, les conditions de fonctionnement d'une éolienne installée dans un parc dépendent largement de la vitesse du vent et peuvent varier rapidement avec le temps. Cela implique des régimes transitoires difficiles à reproduire au niveau d'un banc expérimental. Des méthodes de traitement du signal propres au régime transitoire, et plus avancées que le réseau de neurones ADALINE, devraient être testées pour le calcul des indicateurs de défauts à partir de données de mesures sur site. L'installation de capteurs dits 'Haute Fréquence' (HF) dont la période d'échantillonnage est de quelques kHz, en plus des capteurs SCADA dont la période d'échantillonnage est de 10 minutes, doit être également prévue.

Finalement, le déploiement d'un outil de diagnostic à l'échelle de fermes d'éoliennes nécessite une étude sur la portabilité de l'approche de diagnostic, développée et validée sur un banc expérimental, sur les chaînes de conversion de puissance de taille réelle. Cela implique la prise en compte des potentiels effets de plusieurs caractéristiques de la machine réelle sur le diagnostic de défauts : le nombre d'étoiles triphasées dans la machine et le déphasage entre elles, les couplages électriques (nombre de bobines par phase, bobines connectées en série ou en parallèle, etc.), les couplages magnétiques (les valeurs des inductances mutuelles entre les différentes phases ou les différentes bobines), etc.



# Commande vectorielle des machines polyphasées

## A.1 Commande vectorielle des machines à un seul neutre

La transformation (2.6) est appliquée au vecteur-courants. Une rotation d'un angle donné est appliquée par la suite dans chaque sous-espace bidimensionnel. La valeur de l'angle de rotation dépend de l'harmonique principal projeté dans le sous-espace, (2.12). Par ailleurs, les courants rejoignent parfaitement leurs valeurs de référence (l'erreur est donc nulle) dans la mesure où les harmoniques qui caractérisent la f.é.m. à vide de la machine sont projetés séparément dans les différents plans  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n-1}{2}\right\}$  et l'homopolaire (1 seul harmonique par sous-espace). A titre d'exemple et non exhaustif, les courants rejoignent parfaitement leurs valeurs de référence dans le cas d'une machine à 7 phases si les harmoniques d'ordres 1, 3, 5 et 7 suffisent pour caractériser la f.é.m. à vide de la machine (Tableau 2.1). Si deux harmoniques sont projetés dans un sous-espace, les courants ne peuvent pas suivre parfaitement leurs valeurs de référence et des pulsations peuvent apparaître au niveau du couple. Afin de les compenser, la stratégie de commande doit être adaptée. Cela peut se faire avec des réseaux de neurones du type ADALINE [58], [73].

## A.2 Commande vectorielle des machines multi-étoiles

### A.2.1 Etoiles en phase

Les transformations du cas triphasé sont appliquées à chaque étoile : la transformée de Concordia (2.9b) suivie d'une rotation d'un angle  $\theta_e$  dans chaque plan  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$ .

$$\begin{pmatrix} g_{d_j}(\theta_e) \\ g_{q_j}(\theta_e) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_{\alpha_j}(\theta_e) \\ g_{\beta_j}(\theta_e) \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Même avec des consignes de courants  $I_{d_j,ref}$  et  $I_{q_j,ref}$  constantes, les courants de lignes ne seront pas parfaitement sinusoidaux si la f.é.m. à vide comprend des harmoniques d'ordres supérieurs

(5, 7, etc.), comme c'est le cas pour les machines triphasées (Tableau 2.2). Par ailleurs, la transformation (2.9a), telle qu'elle est construite, ne permet pas de diagonaliser systématiquement la matrice d'inductances, surtout si les inductances mutuelles entre les phases appartenant à deux étoiles distinctes ne sont pas négligeables. Si les couplages magnétiques entre étoiles ne sont pas considérés dans la commande vectorielle, le contrôle des courants dans une étoile peut influencer sur les courants dans les autres étoiles induisant notamment des couples et des courants non désirés. Cela peut être observé expérimentalement surtout avec des courants parasites HF dus à la MLI.

### A.2.2 Etoiles déphasées

La transformation (2.10) est appliquée au vecteur-courants. Une rotation d'un angle donné est appliquée par la suite dans chaque sous-espace bidimensionnel. Comme dans le cas d'une machine à un seul neutre, la valeur de l'angle de rotation dépend de l'harmonique principal projeté dans chaque sous-espace bidimensionnel (2.12) et les courants rejoignent parfaitement leurs valeurs de référence dans la mesure où les harmoniques qui caractérisent la f.é.m. à vide de la machine sont projetés séparément dans les différents plans  $(\alpha_j, \beta_j), j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$  et les homopolaires (1 seul harmonique par sous-espace). Cela est valable dans le cas d'une machine à 3 étoiles déphasées si les harmoniques d'ordres 1, 3, 5 et 7 suffisent pour caractériser la f.é.m. à vide de la machine (Tableau 2.3).

Il est commun tout de même que les transformations du cas triphasé soient utilisées pour la commande de chacune des étoiles d'une machine à étoiles déphasées [71], [72], avec prise en compte de l'angle de déphasage  $\gamma$ . Cela peut s'expliquer aisément lorsque la machine est obtenue à partir d'une machine triphasée à l'origine. On peut vouloir conserver les contrôles et les transformations déjà utilisés en triphasé. Dans ce cas, les courants de lignes ne seront pas sinusoïdaux si la f.é.m. à vide comprend des harmoniques d'ordres supérieurs malgré des consignes de courants  $I_{d_j,ref}$  et  $I_{q_j,ref}, j \in \left\{1, 2, \dots, \frac{n}{3}\right\}$  constantes, comme c'est le cas pour les machines triphasées et les machines multi-étoiles dont les étoiles sont en phase (Annexe A.2.1).



# Annexe B

## Séparation des harmoniques définie par Klingshirn

Klingshirn définit dans [63] un paramètre  $q$  comme étant le nombre de connexions externes. A chaque valeur de  $q$ , il associe une répartition des harmoniques et deux nombres de phases  $n_1 = q$  et  $n_2 = 2q$ . Cela donne, pour  $q = 3$ , la même répartition des harmoniques pour une machine triphasée et une machine à 2 étoiles déphasées d'un angle de  $\beta = \frac{\pi}{q} = \frac{\pi}{3}$ .

Number of phases		Phase belt angle $\beta$	Seq. or set k	Harmonics in set k	Ind. for set k
$n=q$	$n=2q$				
2	4	90°	1	1,3,5,7,...,2v ± 1,..	L(1)
3	6	60°	1	1,5,7,11,...,3v ± 2,..	L(1)
			3*	3,9,...,3v,..	L(3)
5	10	36°	1	1,9,11,19,...,5v ± 4,..	L(1)
			3	3,7,13,17,...,5v ± 2,..	L(3)
			5*	5,15,...,5v,..	L(5)
6	12	30°	1	1,11,13,23,...,6v ± 5,..	L(1)
			3*	3,9,15,21,...,6v ± 3,..	L(3)
			5	5,7,17,19,...,6v ± 1,..	L(5)
9	18	20°	1	1,17,19,35,...,9v ± 8,..	L(1)
			3*	3,15,21,33,...,9v ± 6,..	L(3)
			5	5,13,23,31,...,9v ± 4,..	L(5)
			7	7,11,25,29,...,9v ± 2,..	L(7)
9*	9,27,...,9v,..	L(9)			
12	24	15°	1	1,23,25,...,12v ± 11,..	L(1)
			3*	3,21,27,...,12v ± 9,..	L(3)
			5	5,19,29,...,12v ± 7,..	L(5)
			7	7,17,31,...,12v ± 5,..	L(7)
			9*	9,15,33,...,12v ± 3,..	L(9)
11	11,13,35,...,12v ± 1,..	L(11)			

\* Currents for these sets can be eliminated by the connections alone.

TABLEAU B.1 – Répartition des harmoniques définie par Klingshirn [63]

$$\begin{cases} n : \text{nombre de phases} \\ q : \text{nombre de connexions externes} \\ \beta = \frac{\pi}{q} \end{cases}$$

## Modèles Éléments Finis des 2 machines

Pour chacune des machines étudiées, nous présentons dans cette annexe sa géométrie, sa matrice d'inductances (dans la base naturelle et la base fictive définie par sa transformée de Concordia) et sa f.é.m. à vide. Les calculs par EF de la matrice d'inductances et de la f.é.m. à vide sont effectués à partir d'un modèle 2D extrudé sur une seule couche. Nous avons opté pour des maillages réguliers (Figures C.1 et C.4), afin de minimiser le plus possible les erreurs numériques dues à des éléments de maillage plus ou moins fins.

### Calcul des inductances propres et mutuelles

Les inductions des aimants sont mises à 0 et une seule phase  $i$  est alimentée par un courant continu de valeur  $I_i = 1$  A. L'inductance propre  $L_i$  correspond au flux dans la phase alimentée et l'inductance mutuelle entre les phases  $i$  et  $j$   $M_{ij}$  au flux dans la phase  $j$  :

$$L_i = \phi_i \Big|_{I_i=1 \text{ A}} \quad (\text{C.1a})$$

$$M_{ij} = \phi_j \Big|_{I_i=1 \text{ A}}, i \neq j \quad (\text{C.1b})$$

### Calcul des f.é.m. à vide

Les bobinages statoriques ne sont pas alimentés et le champ rémanent des différents aimants est fixé à sa valeur nominale  $B_{r,nom} = 1,26$  T. Par ailleurs, le stator de chacune des machines est incliné d'un angle de  $2^\circ$ . Nous n'avons pas pris en compte cette inclinaison dans le modèle EF pour éviter le passage au 3D estimé non nécessaire dans notre étude, mais nous avons considéré son effet sur la f.é.m. en post-traitement avec la méthode des slices, qui consiste à remplacer l'extrusion sur la longueur de la machine par des extrusions élémentaires tout en décalant d'un pas de calcul les f.é.m. élémentaires d'une extrusion à une autre. Ensuite, nous additionnons les f.é.m. des extrusions élémentaires. Dans notre cas, le pas de calcul est d'un tiers de degré ( $\Delta\theta = \frac{1^\circ}{3}$ ), ce qui donne, pour une inclinaison de  $2^\circ$ , 6 extrusions élémentaires. Les analyses

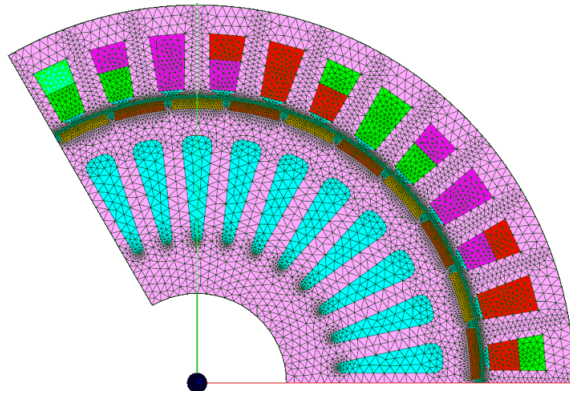


FIGURE C.1 – Géométrie de la machine à 3 étoiles en phase

temporelles et spectrales de la f.é.m. à vide avec et sans la prise en compte de l'inclinaison de  $2^\circ$  sont données pour chaque machine.

## C.1 Machine à étoiles en phase

La machine comprend 15 paires de pôles et 9 phases, constituées chacune de 4 bobines montées en série : deux des bobines de chaque phase sont enroulées autour de deux dents consécutives et les deux autres bobines autour de deux dents consécutives à  $60^\circ$  (il s'agit de l'angle mécanique et non électrique) des deux premières dents, Figure C.1. La distribution spatiale des bobines des différentes phases respecte l'ordre suivant :

ph1 - ph5 - ph9 - ph1 - ph5 - ph9 - ph3 - ph4 - ph8 - ph3 - ph4 - ph8 - ph2 - ph6 - ph7 - ph2 - ph6 - ph7

Étant donné la distribution spatiale des phases, il est nécessaire de modéliser l'intégralité de la machine pour calculer les inductances propres et mutuelles. Nous observons que selon la phase alimentée, les inductances mutuelles les plus importantes sont soit au nombre de 2 soit au nombre de 3. Les tracés des inductances propre et mutuelles de la phase 1, donnés en Figure C.2, montrent qu'elles varient légèrement en fonction de l'angle électrique  $\theta_e$ . Ces variations sont négligeables par rapport aux valeurs moyennes des inductances, ce qui confirme que les effets de réluctance variable due au rotor qui n'est pas parfaitement lisse sont négligeables. La matrice d'inductances utilisée dans le modèle Simulink de l'ensemble machine-convertisseurs s'écrit, dans la base naturelle, comme suit (les inductances mutuelles les plus faibles n'y sont pas affichées) :

$$L_{9,ph} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 3,2 & 0 & -0,123 & 0 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & -0,123 \\ 0 & 3,2 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & -0,246 & 0 & 0 \\ -0,123 & 0 & 3,2 & -0,123 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & 0 \\ 0 & 0 & -0,123 & 3,2 & 0 & -0,123 & 0 & -0,246 & 0 \\ -0,246 & 0 & 0 & 0 & 3,2 & 0 & 0 & 0 & -0,246 \\ 0 & -0,246 & 0 & -0,123 & 0 & 3,2 & -0,123 & 0 & 0 \\ 0 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & -0,123 & 3,2 & 0 & -0,123 \\ 0 & 0 & -0,246 & -0,246 & 0 & 0 & 0 & 3,2 & 0 \\ -0,123 & 0 & 0 & 0 & -0,246 & 0 & -0,123 & 0 & 3,2 \end{pmatrix} \quad (\text{C.2})$$

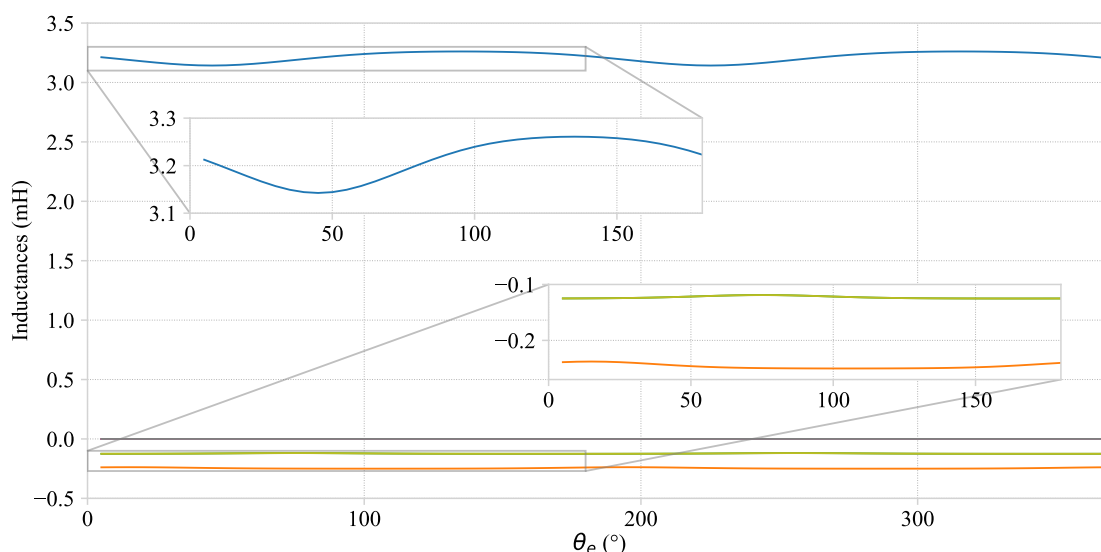


FIGURE C.2 – (Machine à 3 étoiles en phase) Évolution des inductances propre et mutuelles de la phase 1 en fonction de  $\theta_e$

Nous notons que les inductances mutuelles les plus élevées, bien qu'elles soient entre des phases appartenant à des étoiles différentes, sont faibles par rapport à l'inductance propre (de l'ordre de 4 ou 8 % de l'inductance propre). En calculant la matrice d'inductances dans la base de Concordia  $\mathbf{L}_{9,\text{ph}/\alpha\beta} = \mathbf{C}_{9,\text{ph}} \cdot \mathbf{L}_{9,\text{ph}} \cdot \mathbf{C}_{9,\text{ph}}^T$ , nous obtenons :

$$\mathbf{L}_{9,\text{ph}/\alpha\beta} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 3,28 & 0,07 & -0,03 & 0,08 & -0,21 & -0,03 & 0,08 & 0,14 & 0,06 \\ 0,07 & 3,2 & 0,05 & 0,14 & 0,12 & -0,05 & -0,21 & 0,12 & 0 \\ -0,03 & 0,05 & 3,12 & 0,06 & 0 & -0,21 & -0,03 & -0,05 & -0,21 \\ 0,08 & 0,14 & 0,06 & 3,28 & 0,07 & -0,03 & 0,08 & -0,21 & -0,03 \\ -0,21 & 0,12 & 0 & 0,07 & 3,2 & 0,05 & 0,14 & 0,12 & -0,05 \\ -0,03 & -0,05 & -0,21 & -0,03 & 0,05 & 3,12 & 0,06 & 0 & -0,21 \\ 0,08 & -0,21 & -0,03 & 0,08 & 0,14 & 0,06 & 3,28 & 0,07 & -0,03 \\ 0,14 & 0,12 & -0,05 & -0,21 & 0,12 & 0 & 0,07 & 3,2 & 0,05 \\ 0,06 & 0 & -0,21 & -0,03 & -0,05 & -0,21 & -0,03 & 0,05 & 3,12 \end{pmatrix} \quad (\text{C.3})$$

A 6,5 % d'erreur près, nous pouvons considérer que la matrice  $\mathbf{L}_{9,\text{ph}/\alpha\beta}$  est diagonale. Cela permet d'éviter d'ajouter des éléments de couplage entre les différents sous-espaces  $(d_j, q_j), j \in \{1, 2, 3\}$  dans la commande vectorielle de cette machine.

Le calcul de la f.é.m. à vide montre qu'elle n'est pas sinusoïdale. Les analyses spectrales (Figure C.3) montrent qu'avec la prise en compte de l'inclinaison de  $2^\circ$ , les amplitudes des différents harmoniques, notamment celle de l'harmonique d'ordre 3, diminuent. L'inclinaison du stator par rapport au rotor agit surtout sur le THD, dont la valeur passe de 7,4 à 6,7%.

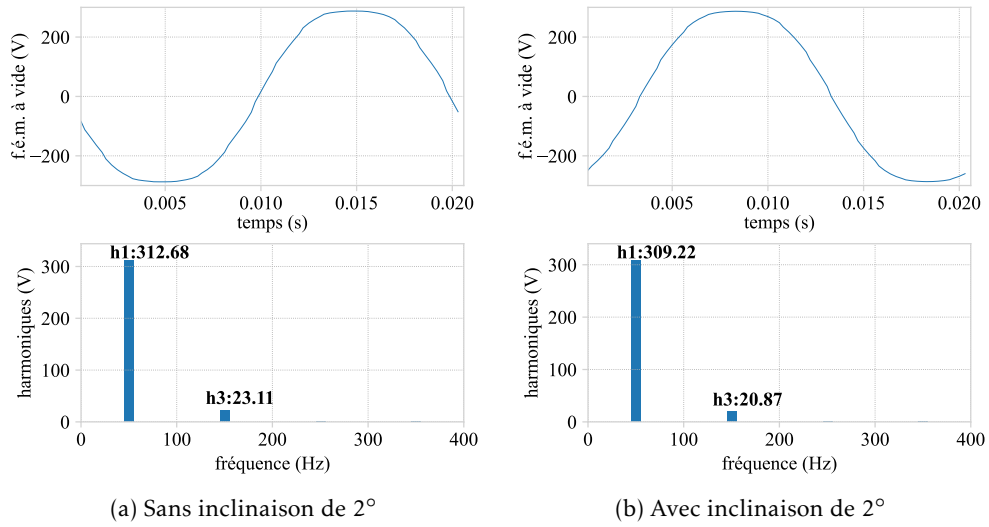


FIGURE C.3 – (Machine à 3 étoiles en phase) Analyses temporelles et spectrales de la f.é.m. à vide

## C.2 Machines à étoiles déphasées

La machine comprend 16 paires de pôles et 9 phases, constituées chacune de 4 bobines montées en parallèle : chaque quart de machine contient 4 paires de pôles et 1 bobine de chaque phase, Figure C.4. La distribution spatiale des bobines des différentes phases respecte l'ordre suivant :

ph1 - ph5 - ph9 - ph4 - ph8 - ph3 - ph7 - ph2 - ph6

Du fait de la symétrie dans la machine, la matrice d'inductances est circulante en mode sain et idéal. Il suffit donc de calculer les inductances propre et mutuelles d'une seule phase (une seule ligne de la matrice d'inductances) et le reste en est déduit. Il est à noter que cette symétrie est systématiquement perdue en présence d'un court-circuit entre spires. Les tracés des inductances propre et mutuelles de la phase 1, donnés en Figure C.5, montrent qu'elles varient légèrement en fonction de  $\theta_e$ . Ces variations sont négligeables par rapport aux valeurs moyennes des inductances, ce qui confirme que les effets de réluctance variable due au rotor qui n'est pas parfaitement lisse sont négligeables. La matrice d'inductances utilisée dans le modèle Simulink de l'ensemble machine-convertisseurs<sup>1</sup> s'écrit, dans la base naturelle, comme suit :

$$\mathbf{L}_{9,\text{deph}} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 \\ -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 \\ -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 & -0,14 \\ -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,61 & -0,61 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & -0,14 & 2,14 \end{pmatrix} \quad (\text{C.4})$$

En calculant la matrice d'inductances dans la base de Concordia, c'est-à-dire en calculant

1. Hormis le modèle en présence d'un court-circuit entre spires

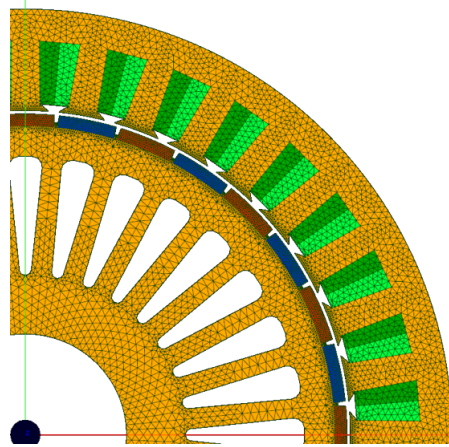
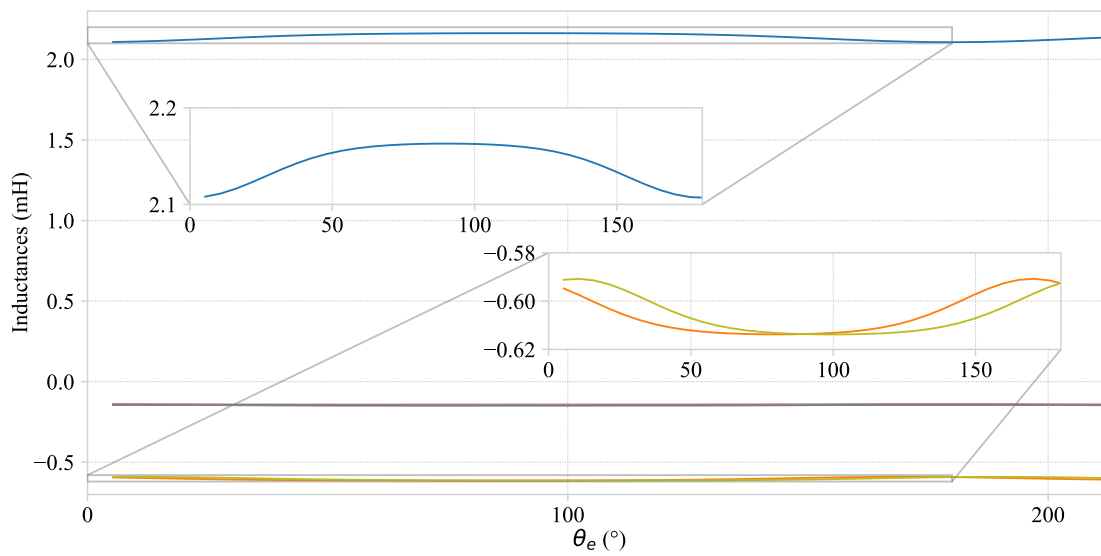


FIGURE C.4 – Géométrie de la machine à 3 étoiles déphasées

FIGURE C.5 – (Machine à 3 étoiles déphasées) Évolution des inductances propre et mutuelles de la phase 1 en fonction de  $\theta_e$

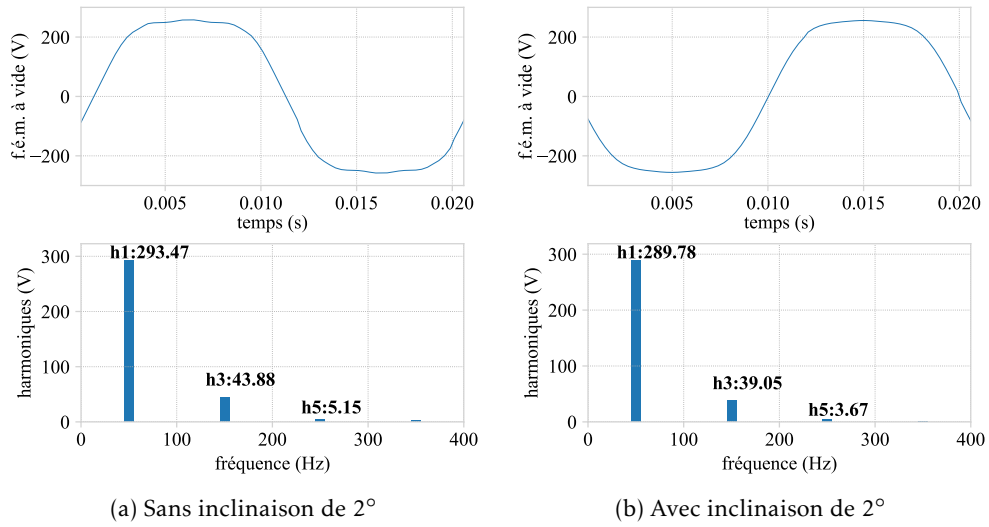


FIGURE C.6 – (Machine à 3 étoiles déphasées) Analyses temporelles et spectrales de la f.é.m. à vide

$\mathbf{L}_{9,\text{deph}/\alpha\beta} = \mathbf{C}_{9,\text{deph}} \cdot \mathbf{L}_{9,\text{deph}} \cdot \mathbf{C}_{9,\text{deph}}^T$ , nous obtenons :

$$\mathbf{L}_{9,\text{deph}/\alpha\beta} \text{ (mH)} = \begin{pmatrix} 3,15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3,15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,85 & 0 & 0 & -0,89 & 0 & 0 & -0,89 \\ 0 & 0 & 0 & 1,58 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,58 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,89 & 0 & 0 & 1,85 & 0 & 0 & -0,89 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2,13 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2,13 & 0 \\ 0 & 0 & -0,89 & 0 & 0 & -0,89 & 0 & 0 & 1,85 \end{pmatrix} \quad (\text{C.5})$$

Les éléments hors diagonale de la matrice  $\mathbf{L}_{9,\text{deph}/\alpha\beta}$  correspondent à des couplages entre les composantes homopolaires. Aucun élément de couplage entre les différents sous-espaces  $(d_j, q_j)$ ,  $j \in \{1, 2, 3\}$  ne doit être considéré dans la commande vectorielle de cette machine.

Le calcul de la f.é.m. à vide montre qu'elle n'est pas sinusoïdale. Les analyses spectrales (Figure C.6) montrent qu'avec la prise en compte de l'inclinaison de 2°, les amplitudes des différents harmoniques, notamment celles des harmoniques d'ordres 3 et 5, diminuent. L'inclinaison du stator par rapport au rotor agit surtout sur le THD, dont la valeur passe de 14,9 à 13,4%.



# Annexe D

## Modèle de l'ensemble machine-convertisseurs sous Simulink

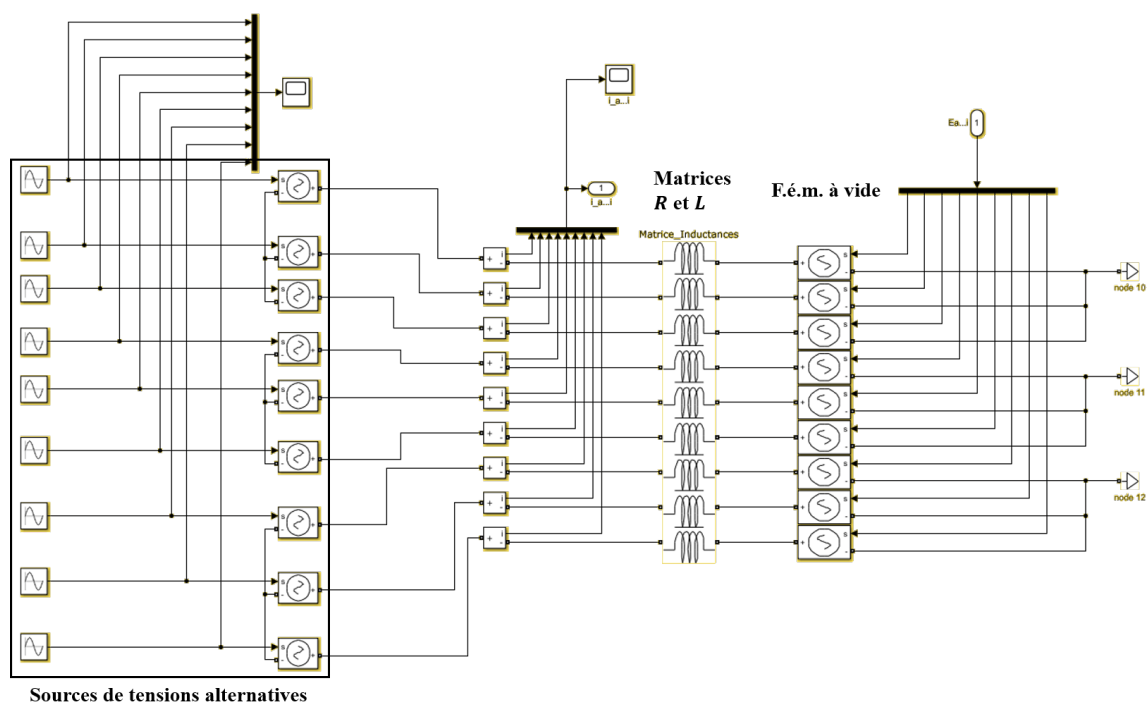


FIGURE D.1 – Schéma Simulink du circuit équivalent d'une MSAP polyphasée : boucle ouverte

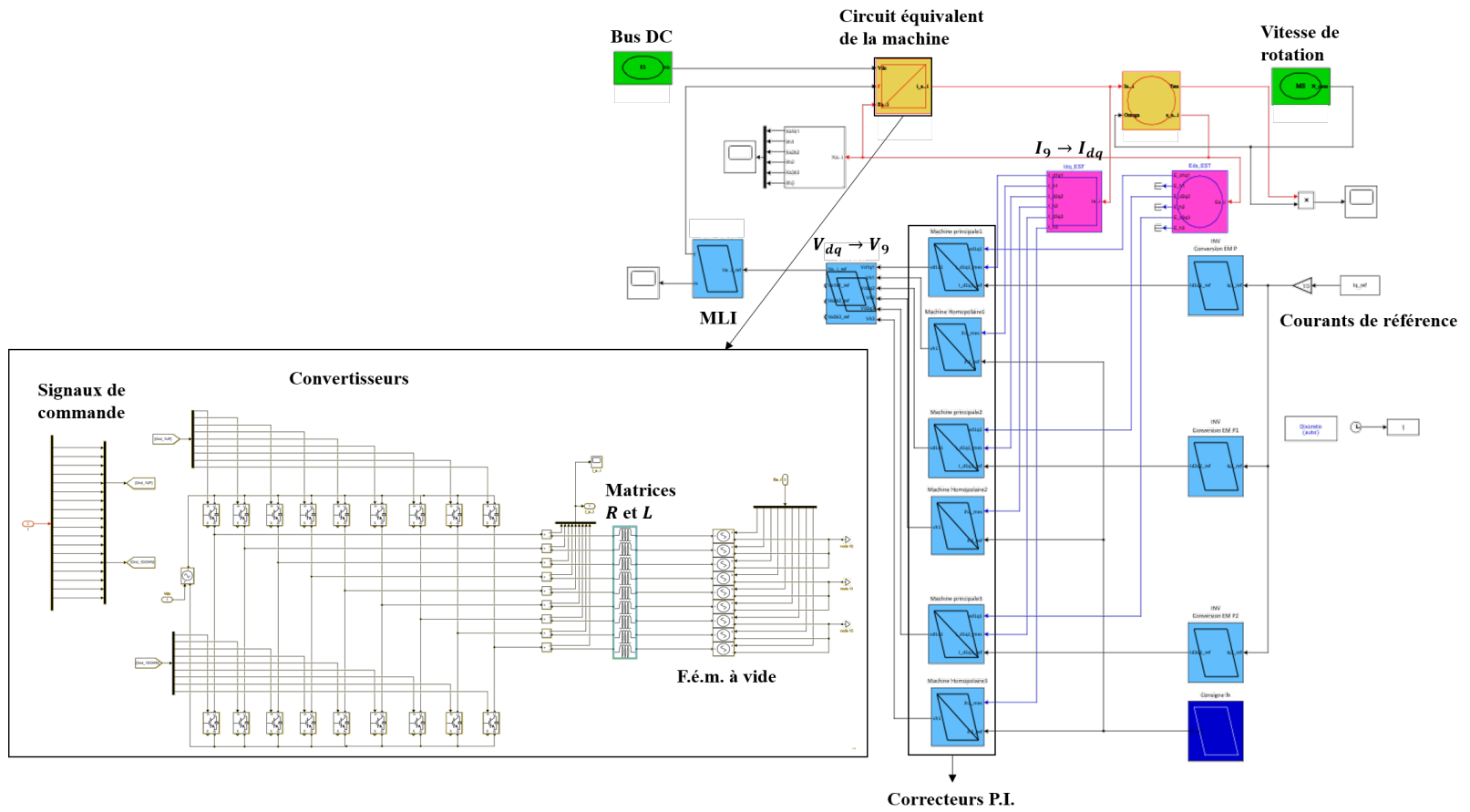


FIGURE D.2 – Schéma Simulink d'un modèle machine-convertisseurs : boucle fermée

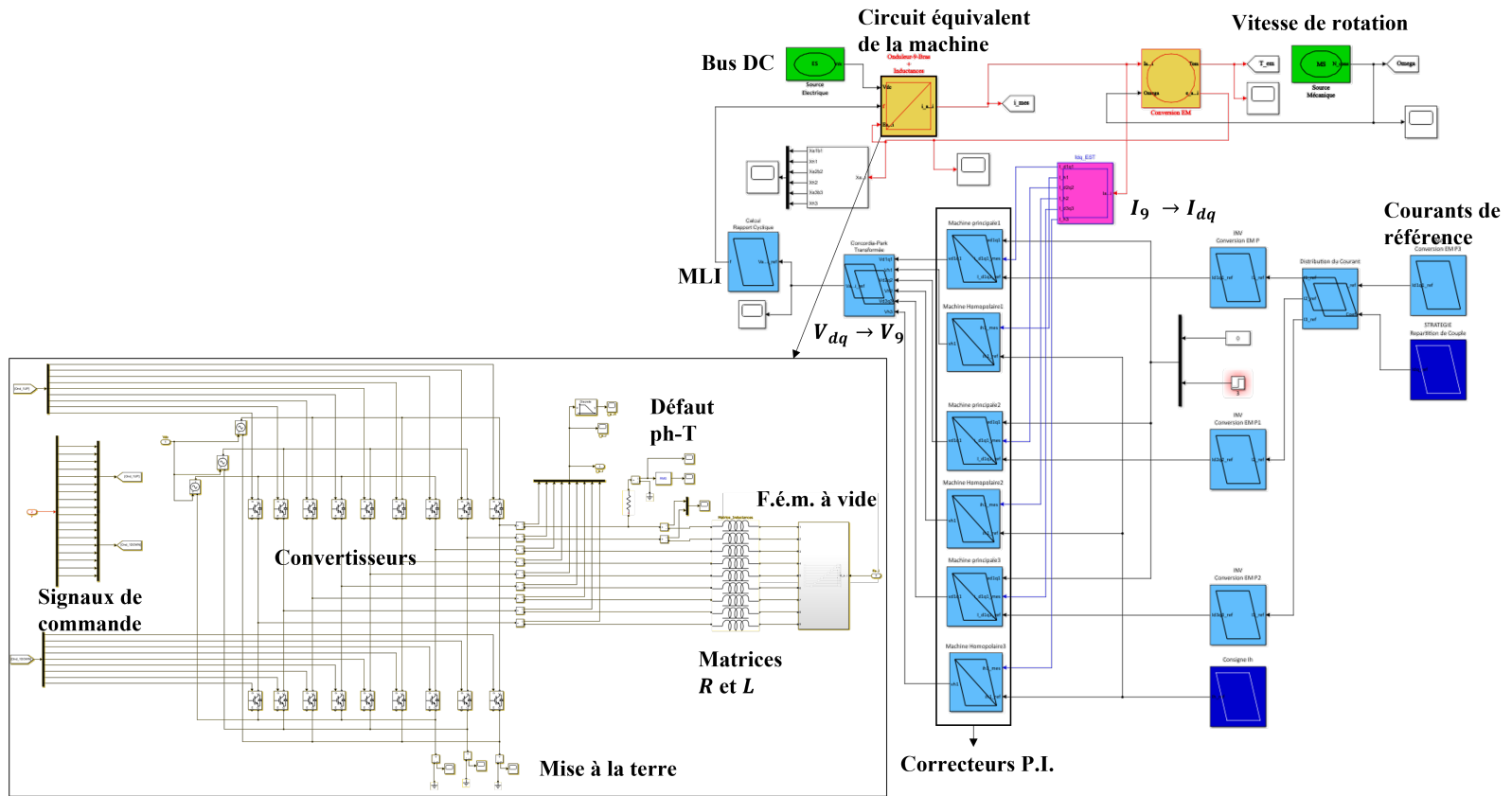


FIGURE D.3 – Schéma Simulink d'un modèle machine-convertisseurs : boucle fermée, défaut phase-terre (courants de lignes mesurés en amont du défaut)



## Normalisation des indicateurs de défauts par rapport à la vitesse de rotation

Afin de simplifier l'étude analytique, seule l'inductance mutuelle entre les spires saines et les spires défectueuses est considérée. Cette hypothèse est d'autant plus valable avec des bobinages concentrés dentaires :

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{N_f}{N_{tot}}, \quad L_h = (1 - \mu)^2 L_w, \quad L_f = \mu^2 L_w, \\ M_{hf} &= \mu(1 - \mu)L_w, \quad E_f = \mu E_w \end{aligned} \quad (E.1)$$

En mode sain (Figure E.1a) :

$$V = R_w I + L_w \frac{dI}{dt} + E_w \quad (E.2)$$

En mode dégradé (Figure E.1b) :

$$V' = (1 - \mu)R_w I' + (1 - \mu)^2 L_w \frac{dI'}{dt} + (1 - \mu)E_w + M_{hf} \frac{d}{dt} I_f + R_{sc} I_{sc} \quad (E.3)$$

$$I_f = I' - I_{sc} \quad (E.4)$$

La bande passante des correcteurs de courants étant supposée limitée, nous considérons que les tensions aux bornes des bobines saine et défectueuse sont égales. Par identification et tout calcul fait,

$$V = V' \Leftrightarrow I' = I - \mu I_{sc} \quad (E.5)$$

$I_{sc}$  peut s'écrire alors comme suit :

$$I_{sc} = \frac{V_{sc}}{R_{sc}} = \frac{1}{R_{sc}} \left( \mu R_w (I' - I_{sc}) + (L_f + M_{hf}) \frac{dI'}{dt} - L_f \frac{dI_{sc}}{dt} + \mu E_w \right) \quad (E.6)$$

$\frac{\mu}{R_{sc}} E_w$  étant le terme dominant du côté droit de l'équation (E.6), le terme qui s'ajoute au courant de ligne en présence d'un court-circuit entre spires, soit  $-\mu I_{sc}$ , dépend principalement de la

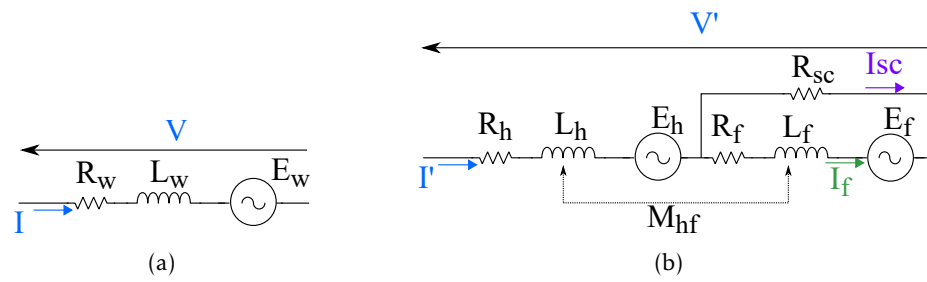


FIGURE E.1 – Circuits équivalents d'une bobine saine (a) et d'une bobine défectueuse (b)

vitesse de rotation de la machine. Ainsi, la normalisation des indicateurs de défauts par rapport à la vitesse de rotation semble plus pertinente que la normalisation par rapport aux courants de lignes.

Annexe **F**

Résultats complémentaires,  
Section 4.4.3.2

OP	Emplacement	$R_{sc}$ ( $\Omega$ )	$I_{1,\alpha 2\beta 2}^*$		$I_{1,\alpha 3\beta 3}^*$		$I_{1,0_1}^*$		$I_{1,0_2}^*$		$I_{1,0_3}^*$	
			sain ( $10^{-3}$ )	défaut ( $10^{-3}$ )	sain ( $10^{-3}$ )	défaut ( $10^{-3}$ )	sain ( $10^{-3}$ )	défaut ( $10^{-3}$ )	sain ( $10^{-3}$ )	défaut ( $10^{-3}$ )	sain ( $10^{-3}$ )	défaut ( $10^{-3}$ )
OP1	ph2 - ph3	31,74	2,9	4,1	2,1	15,3	3,7	3,7	3,3	36,3	0,9	37,3
		39,675	2,9	3,4	2,3	12,2	3,5	3,4	3,2	26,5	1,1	27,5
		52,9	3,3	2,6	1,9	9,8	3,4	3,5	3,5	19,7	0,8	20,8
OP1	ph1 - ph4	31,74	3,1	23,1	2,5	30	3,2	3,5	3,1	2,8	1	1,8
		39,675	3	15,6	2,5	20,9	3,3	3	3	3	1,2	1,8
		52,9	3,1	11,1	2,7	15,7	2,3	3	1,8	1,8	2,5	1,7
OP3	ph2 - ph3	31,74	2,4	5,8	2	15,6	2,6	3,4	2,6	40	1,4	41,7
		39,675	2,5	1,7	2,7	9,7	2,7	3,1	2,6	17,5	1,4	19,6
		52,9	2,9	0,3	2,2	6,9	2,8	2,5	2,7	10,1	1,7	11,8
OP3	ph1 - ph4	31,74	2,7	24,5	2,2	31,3	3,5	2,7	2,2	2,2	0,9	1
		39,675	2,4	10,3	2,3	11,5	2,9	2,8	2,2	2	0,8	0,9
		52,9	2,8	7,3	2,3	6,6	2,3	2,5	2,3	2,3	1,3	1,2

TABLEAU F.1 – (Résultats expérimentaux) Valeurs de  $I_{1,\alpha 2\beta 2}^*$ ,  $I_{1,\alpha 3\beta 3}^*$ ,  $I_{1,0_1}^*$ ,  $I_{1,0_2}^*$  et  $I_{1,0_3}^*$  : différents emplacements et sévérités de court-circuit phase-phase, points de fonctionnement OP1 et OP3



**CONTRIBUTION AU DÉVELOPPEMENT D'UNE MÉTHODOLOGIE NON INTRUSIVE DE DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS ÉLECTRIQUES DE MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS POLYPHASÉES UTILISÉES EN ÉOLIEN OFFSHORE****Résumé**

Avec la croissance de la demande en énergie électrique et la nécessité de décarboner sa production, l'intérêt porté aux énergies renouvelables, et plus précisément à l'énergie éolienne, est de plus en plus accru. L'éolien offshore admet, quant à lui, maints avantages : le vent est davantage stable et fort en mer, la montée en puissance est plus facile qu'en onshore, etc. Toutefois, l'accès aux parcs en mer est difficile et les interventions sur site et les opérations de maintenance sont onéreuses. En développant des outils de diagnostic précoce de défauts, il est possible d'avoir de meilleures connaissances de l'état de santé des éoliennes et de passer ainsi d'une maintenance corrective et systématique à une maintenance conditionnelle et prédictive, ce qui réduirait ses coûts.

L'objectif de ce travail est de développer une méthodologie non intrusive de diagnostic de défauts électriques d'une chaîne de conversion de puissance à génératrice synchrone à aimants permanents polyphasée, présente dans les dernières générations d'éoliennes offshore. Pour ce faire, des indicateurs de défauts, basés sur les mesures déjà disponibles et les degrés de liberté supplémentaires dont disposent certains systèmes polyphasés, sont définis dans un premier temps et calculés en présence de plusieurs types de défauts électriques : augmentation de la résistance d'une phase, court-circuit entre spires, court-circuit phase-phase et court-circuit phase-terre. D'autres composantes sont examinées dans un second temps en vue d'une classification des défauts électriques. Plusieurs points de fonctionnement et sévérités de défauts sont considérés. Ces dernières ont été choisies pour représenter des défauts naissants, ce qui permet d'éviter tout potentiel effet local destructeur et d'analyser la sensibilité des indicateurs développés. Une bonne concordance est montrée entre les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink et les essais expérimentaux réalisés sur le 'banc ENR', un banc d'essai installé à EDF R&D Lab Paris-Saclay, d'une puissance de 55 kW et qui représente à une échelle réduite le type de chaînes de conversion de puissance étudié.

**Mots clés :** éolien en mer, chaîne de conversion de puissance, machines polyphasées, machines multi-étoiles, machines tolérantes aux défauts, machines synchrones à aimants permanents, défauts électriques, court-circuit entre spires, détection de défauts non intrusive, validation expérimentale

**Abstract**

With the growth in demand for electrical energy and the need to decarbonize its production, interest in renewable energies, and more specifically wind energy, has been increasing. Offshore wind energy has several advantages: the wind is more stable and stronger at sea, the increase in power is easier than with onshore production, etc. However, access to offshore wind farms is difficult and interventions and maintenance operations are costly. By developing early fault diagnosis tools, it is possible to have a better knowledge of the health state of wind turbines and to make the maintenance operations more condition-based and predictive, rather than corrective and systematic, which reduces their costs.

The scope of this work is to develop a non-intrusive approach to diagnose electrical faults of a power conversion system with a multiphase permanent-magnet synchronous generator, found in the latest offshore wind turbines. To do so, fault indicators, based on the already measured quantities and the degrees of freedom available to some multiphase machines, are firstly defined and calculated with the occurrence of different types of electrical faults: high-resistance connection, inter-turn short circuit, phase-to-phase short circuit, and phase-to-ground short circuit. Secondly, other components are examined with the aim of classifying the aforementioned faults. Several operating points and fault severities have been considered. These latter have been chosen to represent the faults at an incipient stage, which allows us to avoid any potentially destructive local effect and to analyse the sensitivity of the developed indicators. The comparison between simulation and experimental results shows a good agreement. The simulations have been conducted with MATLAB/Simulink and the experiments have been realised on a 55-kW test bench, which is installed at EDF R&D Lab Paris-Saclay and represents at a reduced scale the studied power conversion system.

**Keywords:** offshore wind energy, power conversion system, multiphase machines, multi-star machines, fault-tolerant machines, permanent-magnet synchronous machines, electrical faults, inter-turn short circuit, non-intrusive fault detection, experimental validation

**Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance - L2EP**

Bâtiment ESPRIT – Avenue Henri Poincaré – 59655 Villeneuve d'Ascq – France



# Bibliographie

- [1] COLLECTIF, *L'éolien en mer : un défi pour la transition énergétique*. CACHAN : Lavoisier, 2022.
- [2] M. TRABELSI, N. NGUYEN et E. SEMAIL, « Real-Time Switches Fault Diagnosis Based on Typical Operating Characteristics of Five-Phase Permanent Magnetic Synchronous Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2016.
- [3] M. TRABELSI, E. SEMAIL et N. K. NGUYEN, « Experimental Investigation of Inverter Open-Circuit Fault Diagnosis for Biharmonic Five-Phase Permanent Magnet Drive », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 6, n° 1, p. 339–351, mar. 2018.
- [4] I. GONZALEZ-PRIETO, M. J. DURAN, N. RIOS-GARCIA, F. BARRERO et C. MARTIN, « Open-Switch Fault Detection in Five-Phase Induction Motor Drives Using Model Predictive Control », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 65, n° 4, p. 3045–3055, avr. 2018.
- [5] A. FEMIA, G. SALA, L. VANCINI, G. RIZZOLI, M. MENGONI, L. ZARRI et A. TANI, « A Machine Learning-Based Inter-Turn Short-Circuit Diagnosis for Multi-Three-Phase Brushless Motors », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, p. 1–11, 2023.
- [6] *Les systèmes électriques de demain : un défi pour la transition énergétique*. Paris : Lavoisier Tec & doc, 2018.
- [7] RTE, <https://analysesetdonnees.rte-france.com/bilan-electrique-production>.
- [8] EDF R, <https://www.edf-renouvelables.com/edf-renouvelables/chiffres-cles/>.
- [9] <https://gwec.net/wp-content/uploads/2022/03/GWEC-GLOBAL-WIND-REPORT-2022.pdf>.
- [10] <https://oceanexplorer.noaa.gov/explorations/19express/background/wind/wind.html>.
- [11] <https://www.ge.com/renewableenergy/sites/default/files/2020-01/wind-offshore-haliade-wind-turbine.pdf>.
- [12] X. PENG, Z. LIU et D. JIANG, « A review of multiphase energy conversion in wind power generation », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 147, p. 111–172, sept. 2021.
- [13] M. CHENG et Y. ZHU, « The state of the art of wind energy conversion systems and technologies : A review », *Energy Conversion and Management*, t. 88, p. 332–347, déc. 2014.
- [14] S. MOUTY, « Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance », thèse de doct., Université de FRanche-Comté, 2013.
- [15] F. BLAABJERG, M. LISERRE et K. MA, « Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 48, n° 2, p. 708–719, mar. 2012.
- [16] F. BESNARD, K. FISCHER et L. BERTLING, « Reliability-Centred Asset Maintenance &#x2014; A step towards enhanced reliability, availability, and profitability of wind power plants », in *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, Gothenburg, Sweden : IEEE, oct. 2010, p. 1–8.

- [17] M. LUENGO et A. KOLIOS, « Failure Mode Identification and End of Life Scenarios of Offshore Wind Turbines : A Review », *Energies*, t. 8, n° 8, p. 8339–8354, août 2015.
- [18] D. CEVASCO, S. KOUKOURA et A. KOLIOS, « Reliability, availability, maintainability data review for the identification of trends in offshore wind energy applications », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 136, p. 110 414, fév. 2021.
- [19] « Détection et diagnostic de défauts dans un convertisseur statique », in *Diagnostic des machines électriques*, sér. Traité EGEM, Paris : Hermès science publications-Lavoisier, 2011, p. 317–371.
- [20] « Troubleshooting Three-Phase Motors », in *Electric motor maintenance and troubleshooting*, New York : McGraw-Hill, 2002, p. 289–295.
- [21] « Les défauts des machines électriques et leur diagnostic », in *Diagnostic des machines électriques*, sér. Traité EGEM, Paris : Hermès science publications-Lavoisier, 2011, p. 33–42.
- [22] L. ROMERAL, J. C. URRESTY, J.-R. RIBA RUIZ et A. GARCIA ESPINOSA, « Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 58, n° 5, p. 1576–1585, mai 2011.
- [23] B.-G. GU, J.-H. CHOI et I.-S. JUNG, « Development and Analysis of Interturn Short Fault Model of PMSMs With Series and Parallel Winding Connections », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 29, n° 4, p. 2016–2026, avr. 2014.
- [24] S. N. FOSTER, J. G. CINTRON-RIVERA et E. G. STRANGAS, « Detection of incipient stator winding faults in PMSMs with single-layer fractional slot concentrated windings », *Electric Power Systems Research*, t. 131, p. 231–243, fév. 2016.
- [25] Y. QI, E. BOSTANCI, V. GURUSAMY et B. AKIN, « A Comprehensive Analysis of Short-Circuit Current Behavior in PMSM Interturn Short-Circuit Faults », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 33, n° 12, p. 10 784–10 793, déc. 2018.
- [26] M. ZAFARANI, E. BOSTANCI, Y. QI, T. GOKTAS et B. AKIN, « Interturn Short-Circuit Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines : An Extended Review and Comprehensive Analysis », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 6, n° 4, p. 2173–2191, déc. 2018.
- [27] J. ZHAO, X. GUAN, C. LI, Q. MOU et Z. CHEN, « Comprehensive Evaluation of Inter-Turn Short Circuit Faults in PMSM Used for Electric Vehicles », *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, t. 22, n° 1, p. 611–621, jan. 2021.
- [28] C. LI, K. BARUTI et B. AKIN, « Online Short-Circuit Current Estimation of Permanent Magnet Motors », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 37, n° 12, p. 15 554–15 570, déc. 2022.
- [29] A. TANI, L. ZARRI, M. MENGONI, G. SERRA et D. CASADEI, « Detection and localization of high resistance connections in quadruple three-phase induction motor drives », in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany : IEEE, sept. 2014, p. 2094–2100.
- [30] R. HU, J. WANG, A. R. MILLS, E. CHONG et Z. SUN, « Detection and Classification of Turn Fault and High Resistance Connection Fault in Permanent Magnet Machines Based on Zero Sequence Voltage », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 35, n° 2, p. 1922–1933, fév. 2020.

- [31] Y. GRITLI, C. ROSSI, G. RIZZOLI, L. ZARRI, A. TANI et D. CASADEI, « Detection and Localization of Incipient High Resistance Connection for Asymmetrical Twelve-Phase Induction Motor Drives », in *2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Dallas, TX, USA : IEEE, août 2021, p. 65–71.
- [32] Y. FENG, Y. QIU, C. J. CRABTREE, H. LONG et P. J. TAVNER, « Monitoring wind turbine gearboxes : Monitoring wind turbine gearboxes », *Wind Energy*, t. 16, n° 5, p. 728–740, juil. 2013.
- [33] H. D. M. DE AZEVEDO, A. M. ARAÚJO et N. BOUCHONNEAU, « A review of wind turbine bearing condition monitoring : State of the art and challenges », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, t. 56, p. 368–379, avr. 2016.
- [34] B. IAMAMURA, « Contribution à la détection de défauts dans les rotors des turboalternateurs », thèse de doct., Université de Lille 1, 2011.
- [35] J. HONG, S. PARK, D. HYUN, T.-j. KANG, S. B. LEE, C. KRAL et A. HAUMER, « Detection and Classification of Rotor Demagnetization and Eccentricity Faults for PM Synchronous Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 48, n° 3, p. 923–932, mai 2012.
- [36] K. DARQUES, « Contribution à la modélisation de la tension d’arbre d’alternateurs de forte puissance en vue d’une utilisation pour le diagnostic », thèse de doct., Université de Lille 1, 2018.
- [37] R. Z. HADDAD, C. A. LOPEZ, S. N. FOSTER et E. G. STRANGAS, « A Voltage-Based Approach for Fault Detection and Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 53, n° 6, p. 5305–5314, nov. 2017.
- [38] S. MOON, H. JEONG, H. LEE et S. W. KIM, « Detection and Classification of Demagnetization and Interturn Short Faults of IPMSMs », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 64, n° 12, p. 9433–9441, déc. 2017.
- [39] Y. GRITLI, M. MENGONI, G. RIZZOLI, C. ROSSI, A. TANI et D. CASADEI, « Rotor magnet demagnetisation diagnosis in asymmetrical six-phase surface-mounted AC PMSM drives », *IET Electric Power Applications*, t. 14, n° 10, p. 1747–1755, oct. 2020.
- [40] D. WEI, K. LIU, W. HU, X. PENG, C. YONGDAN et R. DING, « Short-Time Adaline based Fault Feature Extraction for Inter-turn Short Circuit Diagnosis of PMSM via Residual Insulation Monitoring », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2022.
- [41] R. HU, J. WANG, A. R. MILLS, E. CHONG et Z. SUN, « Current-Residual-Based Stator Interturn Fault Detection in Permanent Magnet Machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 68, n° 1, p. 59–69, jan. 2021.
- [42] T. BOILEAU, N. LEBOEUF, B. NAHID-MOBARAKEH et F. MEIBODY-TABAR, « Synchronous Demodulation of Control Voltages for Stator Interturn Fault Detection in PMSM », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 28, n° 12, p. 5647–5654, déc. 2013.
- [43] S. HUANG, A. AGGARWAL, E. G. STRANGAS, K. LI, F. NIU et X. HUANG, « Robust Stator Winding Fault Detection in PMSMs With Respect to Current Controller Bandwidth », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 36, n° 5, p. 5032–5042, mai 2021.
- [44] Y. QI, M. ZAFARANI, V. GURUSAMY et B. AKIN, « Advanced Severity Monitoring of Interturn Short Circuit Faults in PMSMs », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, t. 5, n° 2, p. 395–404, juin 2019.
- [45] B. AUBERT, J. REGNIER, S. CAUX et D. ALEJO, « Kalman-Filter-Based Indicator for Online Interturn Short Circuits Detection in Permanent-Magnet Synchronous Generators », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 62, n° 3, p. 1921–1930, mar. 2015.

- [46] B. WANG, J. WANG, A. GRIFFO et B. SEN, « Stator Turn Fault Detection by Second Harmonic in Instantaneous Power for a Triple-Redundant Fault-Tolerant PM Drive », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 65, n° 9, p. 7279–7289, sept. 2018.
- [47] I. M. ALLAFI et S. N. FOSTER, « Fault Detection and Identification for Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Machines », in *2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Dallas, TX, USA : IEEE, août 2021, p. 358–364.
- [48] J. HANG, H. WU, S. DING, W. HUA et Q. WANG, « A DC-Flux-Injection Method for Fault Diagnosis of High-Resistance Connection in Direct-Torque-Controlled PMSM Drive System », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 35, n° 3, p. 3029–3042, mar. 2020.
- [49] Z. XU, J. ZHANG et M. CHENG, « Investigation of Signal Injection Methods for Fault Detection of PMSM Drives », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, p. 1–1, 2022.
- [50] A. BACCHUS, « Représentativité de la modélisation aux éléments finis pour le diagnostic de machines synchrones de grande puissance », thèse de doct., Université de Lille 1, 2016.
- [51] M. BLANKE et J. SCHRÖDER, éd.s., *Diagnosis and fault-tolerant control*, 2nd ed. Berlin ; New York : Springer, 2006, OCLC : ocm71336524.
- [52] V. FERNANDEZ-CAVERO, D. MORINIGO-SOTELO, O. DUQUE-PEREZ et J. PONS-LLINARES, « Fault detection in inverter-fed induction motors in transient regime : State of the art », in *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Guarda, Portugal : IEEE, sept. 2015, p. 205–211.
- [53] F. PINTO DELGADO, « Modeling and Parameter Identification for Condition Monitoring of Permanent Magnet Synchronous Machine Drive Systems », thèse de doct., Michigan State University, 2021.
- [54] Z. LIU, L. FANG, D. JIANG et R. QU, « A Machine-Learning-Based Fault Diagnosis Method With Adaptive Secondary Sampling for Multiphase Drive Systems », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 37, n° 8, p. 8767–8772, août 2022.
- [55] E. LEVI, « Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 55, n° 5, p. 1893–1909, mai 2008.
- [56] E. LEVI, « Multiphase AC Machines », in *Power Electronics and Moto Drives*, 2011.
- [57] X. KESTELYN et E. SEMAIL, « Vectorial Modeling and Control of Multiphase Machines with Non-salient Poles Supplied by an Inverter », in *Control of non-conventional synchronous motors*, London : Hoboken, NJ : ISTE ; Wiley, 2012, p. 161–206.
- [58] D. T. VU, « Fault-tolerant control of non-sinusoidal multiphase permanent magnet synchronous machine drives under constraints on current and voltage for automotive applications », thèse de doct., ENSAM Lille, 2020.
- [59] M. SLUNJSKI, O. STISCIA, M. JONES et E. LEVI, « General Torque Enhancement Approach for a Nine-Phase Surface PMSM with Built-in Fault Tolerance », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2020.
- [60] F. LOCMENT, « Conception et modélisation d’une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé », thèse de doct., Université de Lille 1, 2006.
- [61] O. FALL, « Contribution à l’étude de Machines Electriques Polyphasées à Aimants Permanents en vue d’une Meilleure Gestion de la Commande en Modes Dégradés pour des Applications liées aux Energies Renouvelables Marines », thèse de doct., ENSAM Lille, 2017.

- [62] E. SEMAIL, « Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés : généralisation de la méthode des vecteurs d'espace », thèse de doct., Université de Lille 1, 2000.
- [63] E. A. KLINGSHIRN, « Harmonic Filters for Six-Phase and Other Multiphase Motors on Voltage Source Inverters », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. IA-21, n° 3, p. 588–594, mai 1985.
- [64] E. LEVI, « FOC : Field-Oriented Control », in *Power Electronics and Motor Drives*, CRC Press, 2011, p. 6–15.
- [65] A. BRUYERE, « Modélisation et commande d'un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride », thèse de doct., Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2009.
- [66] J. DUSEK, P. ARUMUGAM, C. BRUNSON, E. K. AMANKWAH, T. HAMITI et C. GERADA, « Impact of Slot/Pole Combination on Inter-Turn Short-Circuit Current in Fault-Tolerant Permanent Magnet Machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 52, n° 4, p. 1–9, avr. 2016.
- [67] J. HE, A. FATEMI, N. A. O. DEMERDASH et D. M. IONEL, « Diagnosis of stator short-circuit faults in series and parallel winding connections of closed-loop controlled PMSMs », in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, ID : IEEE, mai 2015, p. 1387–1393.
- [68] J. HÄRSJÖ, *Modeling and analysis of PMSM with turn-to-turn fault*, sér. Doktorsavhandlingar vid Chalmers tekniska högskola Ny serie nr. 4197. Göteborg, Sweden : Chalmers University of Technology, 2016.
- [69] X. TU, L.-A. DESSAINT, N. FALLATI et B. DE KELPER, « Modeling and Real-Time Simulation of Internal Faults in Synchronous Generators With Parallel-Connected Windings », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 54, n° 3, p. 1400–1409, juin 2007.
- [70] Y. XU, Z. ZHANG, Y. JIANG, J. HUANG et W. JIANG, « Numerical Analysis of Turn-to-Turn Short Circuit Current Mitigation for Concentrated Winding Permanent Magnet Machines With Series and Parallel Connected Windings », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 67, n° 11, p. 9101–9111, nov. 2020.
- [71] E. PRIETO-ARAUJO, A. JUNYENT-FERRE, D. LAVERNIA-FERRER et O. GOMIS-BELLMUNT, « Decentralized Control of a Nine-Phase Permanent Magnet Generator for Offshore Wind Turbines », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, t. 30, n° 3, p. 1103–1112, sept. 2015.
- [72] M. ONSAL, Y. DEMIR et M. AYDIN, « A New Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor With Consequent Pole Rotor for High-Power Traction Applications », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 11, p. 1–6, nov. 2017.
- [73] L. WANG, Z. Q. ZHU, H. BIN et L. M. GONG, « Current Harmonics Suppression Strategy for PMSM With Nonsinusoidal Back-EMF Based on Adaptive Linear Neuron Method », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 67, n° 11, p. 9164–9173, nov. 2020.





