

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE FRERES MENTOURI - CONSTANTINE**

**FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

N° d'ordre : /Doc/2015  
Série : ELC/2015

**MÉMOIRE DE THÈSE**

*Présenté pour obtenir le diplôme de Doctorat  
Troisième Cycle LMD*

Par

**MAOUCHE Yacine**

**Contribution à l'étude de la machine asynchrone  
double étoile. Application à la sureté de  
fonctionnement.**

**Devant le Jury :**

<b>Président:</b>	Med El Hadi	LATRECHIE	Prof. UM. Constantine 3
<b>Rapporteurs :</b>	Abdelmalek	KHEZZAR	Prof. UM. Constantine
<b>Examineurs:</b>	Abdessclam	LEBAROUD	Prof. UM. Constantine 2
	Hacene	BOUZEKRI	MC. U. Skikda
	Ramdane	BOUZERARA	MC. UM. Constantine



# Table des matières

Table des matières	i
Liste des tableaux	ii
Liste des figures	ii
Introduction générale	1
<b>1 Généralités sur les machines multiphasées. Structures, diagnostic et sureté de fonctionnement.</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction	5
1.2 Structures des machines multiphasées	5
1.3 Avantages de la structure de bobinage multi-phasée	10
1.4 L'inconvénient de la structure de bobinage multi phases	11
1.5 Fonctionnement en mode dégradé	14
1.6 Les défaillances dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil	15
1.7 Étapes de conception d'un dispositif de sureté de fonctionnement	19
1.8 Différents techniques de diagnostic des machines électriques	21
1.9 Synthèse des harmoniques générés dans une machine asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain	24
1.10 Synthèse des méthodes de détection des défauts statoriques	25
1.11 Synthèse des méthodes de détection de cassure de barre	27
1.12 Synthèse des méthodes de défaut de l'excentricité	30
1.13 Conclusion	32
<b>2 Modélisation de la machine asynchrone double étoile avec prise en compte des harmoniques d'espace .</b>	<b>33</b>
2.1 Introduction	33
2.2 Modèle multi-enroulements	33
2.3 Calcul des inductances de la machine double étoile avec prise en compte des harmoniques d'espace	39
2.4 Modélisation des défauts de la machine asynchrone double étoile	48
2.5 Calcul des inductances pour une machine statiquement excentrée	52
2.6 Calcul des inductances pour une machine dynamiquement excentrée	55
2.7 Modélisation de l'association onduleur-machine	58
2.8 Résultats de simulation	60
2.9 Conclusion	64
<b>3 Surveillance et diagnostic des défauts de la machine asynchrone double étoile alimentée par onduleur de tension</b>	<b>65</b>
3.1 Introduction	65

3.2	Étude théorique des harmoniques de courant statorique à l'état sain . . .	66
3.3	Étude théorique des harmoniques de la puissance instantanée à l'état sain	72
3.4	Étude théorique des harmoniques de courant statorique relatives aux cassures de barres rotoriques . . . . .	77
3.5	Validation expérimentale . . . . .	87
3.6	Conclusion . . . . .	100
<b>4</b>	<b>Contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode de fonctionnement normal</b>	<b>103</b>
4.1	Introduction . . . . .	103
4.2	Transformation du système hexaphasé statorique . . . . .	103
4.3	Modèle de la machine asynchrone double étoile hexaphasé / triphasé. .	106
4.4	Modèle de machine asynchrone double étoile Concordia généralisé . . .	109
4.5	Rappel du principe de la commande vectorielle a flux rotorique orienté .	110
4.6	Structure des blocs des régulateurs . . . . .	114
4.7	Résultats de la simulation . . . . .	118
4.8	Compensation d'un déséquilibre entre les deux étoiles de la machine. . .	120
4.9	Compensation d'un déséquilibre d'une phase statorique . . . . .	122
4.10	Résultats pratiques . . . . .	131
4.11	Conclusion . . . . .	139
<b>5</b>	<b>Contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé.</b>	<b>143</b>
5.1	Introduction . . . . .	143
5.2	L'effet de perte d'une phase sur le contrôle de la machine asynchrone double étoile . . . . .	144
5.3	Stratégie du contrôle pour une ouverture de phase en minimisant les pertes Joule statoriques . . . . .	151
5.4	Stratégie du contrôle pour une ouverture de phase en préservant un couple constant . . . . .	154
5.5	Résultats expérimentaux . . . . .	157
5.6	Conclusion . . . . .	161
<b>6</b>	<b>Surveillance et diagnostic des défauts usuels pour la machine asynchrone double étoile pilotée vectoriellement</b>	<b>163</b>
6.1	Introduction . . . . .	163
6.2	Détection d'une phase défectueuse à partir de la tension de séquence négative des sorties des régulateurs . . . . .	164
6.3	Estimation de la résistance d'une phase défectueuse à partir de la tension de séquence négative . . . . .	168
6.4	Résultats expérimentaux pour détection d'un déséquilibre . . . . .	172
6.5	Détection d'un défaut de cassure de barre en temps réel dans une machine double étoile commandée en boucle fermée . . . . .	175
6.6	Résultats expérimentaux pour la détection en temps réel du défaut de cassure de barre . . . . .	185
6.7	Détection hors-ligne d'une cassure de barre par l'analyse des harmoniques d'espace des courants statoriques . . . . .	187
6.8	Conclusion . . . . .	193
	<b>Conclusion</b>	<b>197</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>201</b>

A	217
Résumé	219
Abstract	221

## Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulant les différentes configuration de la machine multi phases de «type 1» [1]. . . . .	8
1.2	Tableau récapitulant les différentes configuration de la machine multi phases de «type 2» [1]. . . . .	9
3.1	Résumé des harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) induits dans la puissance instantanée à l'état sain. . . . .	75
3.2	Les composants fréquentiels du courant $i_{s\alpha}$ relatifs au cassure de barre et un déséquilibre résiduel entre les deux étoiles. . . . .	94
3.3	Les composants fréquentiels du courant $i_{s\chi}$ relatifs au cassure de barre et un déséquilibre résiduel entre les deux étoiles. . . . .	95
3.4	Les composants fréquentiels du courant $i_{s\alpha}$ relatifs aux cassure de barre et un déséquilibre d'une phase $a_2$ . . . . .	96
3.5	Les composants fréquentiels du courant $i_{s\chi}$ relatifs aux cassure de barre et un déséquilibre d'une phase $a_2$ . . . . .	97
3.6	Les composants de fréquence de la puissance instantanée relatifs au cassure de barre. . . . .	100

## Liste des figures

1.1	Moteur asynchrone à cage [2]. . . . .	6
1.2	Vue schématique du circuit magnétique, des conducteurs d'encoches et des tôles de bobines statorique [2]. . . . .	7
1.3	Vue schématique des constituants du rotor à cage d'écureuil [2]. . . . .	9
1.4	Répartition des défauts de la machine à induction. . . . .	15

1.5	Court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique du moteur asynchrone. (a) Court-circuit dans une phase due à la surcharge du moteur. (b) Court-circuit dans une phase due au rotor bloqué. (c) Court-circuit dans une phase due aux coupures de tension. (d) Court-circuit dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en étoile phase. (e) Court-circuit dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en triangle. (f) Court-circuit dans une phase due à un déséquilibre d'alimentation [3]. . . . .	16
1.6	Défaut de cassure de barre d'un moteur asynchrone [2]. . . . .	17
1.7	Représentation d'un roulement à bille. . . . .	17
1.8	Représentation de l'excentricité statique et dynamique. . . . .	18
1.9	Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de défauts statoriques. . . . .	25
1.10	Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barre [4]. . . . .	28
2.1	Structure multi enroulements du rotor . . . . .	34
2.2	Circuit électrique équivalent du stator d'une machine double étoile avec deux neutres isolés. . . . .	35
2.3	Circuit électrique équivalent de la cage rotorique. . . . .	36
2.4	Structure multi-enroulements du rotor. . . . .	39
2.5	Fonction de distribution d'un enroulement élémentaire (a) et fonction de distribution d'une phase statorique (b). . . . .	44
2.6	(a) la fonction de distribution et (b) la fonction d'enroulement d'une maille rotorique . . . . .	46
2.7	Circuit équivalent du stator. . . . .	48
2.8	Schéma équivalent de la cage rotorique. (a) machine saine, (b) avec une barre cassée. . . . .	49
2.9	Représentation schématique de l'excentricité statique. . . . .	50
2.10	Représentation schématique de l'excentricité dynamique. . . . .	51
2.11	Schéma d'un onduleur de tension hexaphasé alimentant un moteur double étoile avec deux neutres isolés. . . . .	58
2.12	Enroulement imbriqué à 4 pôles et 24 encoches, (a) d'un moteur triphasé, (b) d'un moteur double étoile décalées de 30° électrique. . . . .	60
2.13	Les inductances mutuelles stator-rotor $M_{sra_1b_1c_1}$ entre les phases a1, b1, c1, les spires de phase a1 et la première maille rotorique $r_1$ à l'état sain. . . . .	61
2.14	Les inductances mutuelles stator-rotor $M_{sra_1b_1c_1}$ entre les phases $a_1, b_1, c_1$ , les spires de phase $a_1$ et la première maille rotorique $r_1$ avec un court-circuit de 10% de la phase a1. . . . .	61
2.15	L'inductance mutuelle entre la phase $a_1$ et la première maille rotorique $M_{sa_1r_1}$ et l'inductance de magnétisation rotorique $l_{r_1}$ de maille $r_1$ pour différents degrés d'excentricité statique. . . . .	61
2.16	L'inductance mutuelle entre la phase $a_1$ et la première maille rotorique $M_{sa_1r_1}$ et l'inductance de magnétisation d'une phase $l_{sa_1}$ pour différents degrés d'excentricité dynamique. . . . .	62
2.17	Les courants statoriques des phases $a_1, a_2$ et le spectre du courant statorique $i_{sa_1}$ d'un moteur en charge et sain. . . . .	63
2.18	Les courants statoriques des phases $a_1, a_2$ et le spectre du courant statorique $i_{sa_1}$ d'un moteur en charge et ayant une cassure de barre (sans tenir compte d'ondulation de vitesse). . . . .	63

2.19	Les courants statoriques des phases $a_1, a_2$ et le spectre du courant statorique $i_{sa_1}$ d'un moteur en charge et ayant une excentricité statique de 30%. . . . .	64
3.1	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(\alpha, \beta)$ à l'état sain. . . . .	71
3.2	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(x, y)$ à l'état sain. . . . .	71
3.3	Simulation : spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine à induction saine avec $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	76
3.4	Simulation : spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine à induction saine avec $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	76
3.5	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(\alpha, \beta)$ avec une cassure de barre (sans prise en compte de la variation de la vitesse). . .	79
3.6	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(x, y)$ avec une cassure de barre (sans prise en compte de la variation de la vitesse). . .	79
3.7	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(\alpha, \beta)$ avec une cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles de 10% (sans prise en considération de l'ondulation de vitesse). . . . .	82
3.8	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(x, y)$ avec une cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles de 10% (sans prise en considération de l'ondulation de vitesse). . . . .	82
3.9	Simulation : Spectres des courants statoriques (a) dans le référentiel $(\alpha, \beta)$ avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%. . .	85
3.10	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(x, y)$ avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%. . . .	85
3.11	Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel $(x, y)$ avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%. . . .	87
3.12	Vue du banc d'essai. . . . .	88
3.13	Résultats expérimentaux des courants statoriques $i_{sa1}$ et $i_{sa2}$ à vide quand les deux onduleurs sont (a) synchronisés et (b) décalages d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	89
3.14	Résultats expérimentaux des courants statoriques $i_{sa1}$ et $i_{sa2}$ en charge quand les deux onduleurs sont (a) synchronisés et (b) décalages d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	89
3.15	Résultats expérimentaux des tensions composées $v_{sab1}$ et $v_{sab2}$ (a) non filtrées et (b) filtrées avec un décalage d'un angle électrique $\alpha = 0^\circ$ . . . . .	90
3.16	Résultats expérimentaux des tensions composées $v_{sab1}$ et $v_{sab2}$ (a) non filtrées et (b) filtrées avec un décalage d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ . . . . .	90
3.17	Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique $i_{s\alpha}$ normalisé d'une machine double étoile à l'état sain avec un glissement $s = 0.043$ . . . . .	92
3.18	Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique $i_{sx}$ d'une machine double étoile à l'état sain avec un glissement $s = 0.043$ . . . . .	93
3.19	Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique $i_{s\alpha}$ d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre avec $s = 0.0438$ . . . . .	94
3.20	Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique $i_{sx}$ d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre avec $s = 0.0438$ . . . . .	95
3.21	Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique $i_{s\alpha}$ d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase $a_2$ de 10% avec $s = 0.0413$ . . . . .	96

3.22	Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique $i_{sx}$ d'une machine double étoile avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase $a_2$ de 10% avec $s = 0.0413$ . . . . .	97
3.23	Expérimental : Spectres de la FFT des courants statoriques $i_{sa1}$ et $i_{sa2}$ quand les deux onduleurs sont (a) décalages d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et (b) synchronisés dans le cas d'une cassure de barre avec $s = 0.0438$ . . . . .	98
3.24	Expérimental : Spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine double étoile saine . . . . .	99
3.25	Expérimental : Spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine double étoile avec une cassure de barre. . . . .	99
4.1	Représentation du modèle de Concordia généralisé de la machine asynchrone double étoile. . . . .	104
4.2	Représentation du modèle de Concordia triphasé de la machine asynchrone double étoile . . . . .	105
4.3	Orientation du flux rotorique. . . . .	111
4.4	Représentation des axes $(d, q)$ du modèle de Park. . . . .	112
4.5	Schéma global de la commande vectorielle d'une machine double étoile alimentée en tension. . . . .	115
4.6	Diagramme de Bode d'un régulateur PI. . . . .	116
4.7	Diagramme de Bode d'un régulateur résonant R. . . . .	117
4.8	Schéma-bloc du PI de la régulation des courants dans les axes en quadrature et direct, et de la régulation de vitesse. . . . .	117
4.9	Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine double étoile. . . . .	119
4.10	Schéma-bloc du PI de la régulation du courant dans le référentiel $(x, y)$ . . . . .	121
4.11	Les courants statoriques de phase $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ sans compensation d'un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation. . . . .	122
4.12	Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel avec un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation. . . . .	123
4.13	Les courants statoriques de phase $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ avec compensation d'un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation. . . . .	123
4.14	Schéma-bloc de PI+R de la régulation du courant dans le référentiel tournant $(d, q)$ pour la compensation d'un déséquilibre de phase. . . . .	125
4.15	Schéma-bloc de PI+R de la régulation du courant dans le référentiel tournant $(X, Y)$ pour la compensation d'un déséquilibre de phase. . . . .	125
4.16	Les courants statoriques de phase $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase $a_2$ . . . . .	128
4.17	Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase $a_2$ . . . . .	128
4.18	Les spectres fréquentiels du vecteur de Park des courants (a) et des tensions (b) statoriques d'étoile 2 sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase $a_2$ . . . . .	128
4.19	Les courants statoriques de phase $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ après compensation d'un déséquilibre de 15% de phase $a_2$ . . . . .	130
4.20	Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel après compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 15% de phase $a_2$ . . . . .	130
4.21	Les spectres fréquentiels du courant $i_{sa2}$ et de tension (b) $v_{sa2}$ après compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 15% de phase $a_2$ . . . . .	130



4.22	Résultats expérimentaux : Les courants statoriques $i_{sa1}$ et $i_{sa2}$ , Vitesse rotorique de : référence et mesurée et les courants statoriques direct et en quadrature de références et mesurés. . . . .	131
4.23	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ sans compensation d'un courant de circulation entre les deux étoiles. . . . .	133
4.24	Expérimental : Le courant statorique $I_{sX}$ et son spectre sans contrôle du courant de référentiel $(x, y)$ . . . . .	133
4.25	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif. . . . .	134
4.26	Le courant statorique $I_{sX}$ et son spectre après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif. . . . .	134
4.27	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif et la composante $6f_s$ . . . . .	136
4.28	Le courant statorique $I_{sX}$ et son spectre après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif et de la composante $6f_s$ . . . . .	136
4.29	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	137
4.30	(a) la vitesse mécanique du rotor et son spectre avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	137
4.31	Le spectre du vecteur de Park des courants statoriques d'étoile 2 sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	138
4.32	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ et du référentiel $(x, y)$ avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	138
4.33	La vitesse mécanique du rotor et son spectre avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	139
4.34	Le spectre du vecteur de Park des courants statoriques d'étoile 2 avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ . . . . .	139
4.35	Les courants statoriques dans les deux repères tournant au synchronisme $(d, q)$ et $(X, Y)$ en imposant une variation du couple de charge (sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ ). . . . .	140
4.36	Les courants statoriques dans les deux repères tournants au synchronisme $(d, q)$ et $(X, Y)$ en imposant une variation du couple de charge (avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ ). . . . .	140
4.37	Vitesses mécaniques et les courants statoriques dans le référentiel tournant $(X, Y)$ en imposant un changement de vitesse mécanique (sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ ). . . . .	141
4.38	Vitesses mécaniques et les courants statoriques dans le référentiel tournant $(X, Y)$ en imposant un changement de vitesse mécanique (avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase $a_2$ ). . . . .	141
5.1	Les courants statoriques $i_{sa1}$ , $i_{sa2}$ , $i_{sb1}$ , $i_{sb2}$ , $i_{sc1}$ et $i_{sc2}$ pour une ouverture de phase $c_2$ . . . . .	147
5.2	Les courants statoriques dans les référentiels $(\alpha, \beta)$ et $(x, y)$ pour une ouverture de phase $c_2$ . . . . .	147
5.3	(a) les pertes Joule statoriques en fonction du courant efficace, (b) l'ondulation de pertes Joule statoriques sans compensation d'ouverture de phase. . . . .	149
5.4	(a) Le couple électromagnétique en fonction de courant efficace et (b) l'ondulation de couple électromagnétique en fonction de temps sans compensation d'ouverture de phase. . . . .	150

5.5	Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase $a_2, b_1, b_2$ ou $c_1$ en minimisant les pertes Joule statorique. . . . .	151
5.6	Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase $a_1$ ou $c_2$ en minimisant les pertes Joule statoriques. . . . .	153
5.7	(a) les pertes Joule statoriques en fonction de courant efficace et (b) l'ondulation de pertes Joule statoriques en appliquant la stratégie de minimisation des pertes Joule. . . . .	153
5.8	Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase $a_1$ en préservant un couple constant. . . . .	155
5.9	(a) Le couple électromagnétique en fonction du courant efficace et (b) l'ondulation de couple en fonction de temps après l'application de la stratégie de préservation du couple constat avec ( $k_\beta = 1$ ). . . . .	156
5.10	Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel $(x, y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature à l'état sain.	157
5.11	Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels $(\alpha, \beta)$ et $(x, y)$ , et le courant statorique en quadrature $I_{sq}$ avec une ouverture de phase $a_1$ (sans compensation). . . . .	158
5.12	Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels $(\alpha, \beta)$ et $(x, y)$ , et le courant statorique en quadrature $I_{sq}$ avec une ouverture de phase $a_1$ (avec compensation de la séquence négative). . . . .	159
5.13	Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels $(\alpha, \beta)$ et $(x, y)$ , et le courant statorique en quadrature $I_{sq}$ avec une ouverture de phase $a_1$ (en appliquant la stratégie de conservation du couple constant).	160
5.14	Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel $(x, y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase $b_1$ (sans compensation). . . . .	160
5.15	Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel $(x, y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase $b_1$ (avec compensation de la séquence négative). . . . .	161
5.16	Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel $(x, y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase $b_1$ (en appliquant la stratégie de minimisation des pertes Joule statoriques). . . . .	162
6.1	Le schéma-bloc fonctionnel des indicateurs de défaut d'un court-circuit ou un déséquilibre de tension, d'une phase statorique. . . . .	167
6.2	Simulation : Les indicateurs de défaut pour une machine asynchrone double étoile fonctionnant à vide avec une résistance additionnelle $r$ reliée à la phase $a_1$ . . . . .	167
6.3	Simulation : L'amplitude des indicateurs de défaut pour une machine asynchrone double étoile avec une résistance additionnelle $r$ reliée à la phase $a_1$ et pour différentes charges. . . . .	168
6.4	Schéma fonctionnel d'estimation des résistances d'ordre négatif d'un défaut de court-circuit ou un déséquilibre de tension d'une phase statorique. . . . .	169
6.5	Simulation : Variation de la phase instantanée de la résistance de chaque enroulement statorique d'étoile 1 en fonction de la sévérité du défaut ainsi que sa localisation. . . . .	170
6.6	Simulation : Variation des résistances déduites en fonction de temps de chaque enroulement statorique de l'étoile 1 en fonction de la valeur de la résistance additionnelle $r_s$ reliée en série avec l'enroulement $a_1$ . . . . .	172

6.7	Les courants des phases statoriques et les tensions de référence sans compensation de déséquilibre entre les deux étoiles. . . . .	173
6.8	Les courants des phases statoriques et les tensions de référence après compensation du déséquilibre de phase $a_2$ . . . . .	173
6.9	Les indicateurs $A_{xy}$ et $A_{dq}$ en fonction du courant statorique en quadrature $I_{sq}$ à l'état sain. . . . .	174
6.10	Les indicateurs $\Lambda_{xy}$ et $\Lambda_{dq}$ en fonction du courant statorique en quadrature $I_{sq}$ après l'insertion d'une résistance de 40% en série à la phase $a_1$ . . . . .	174
6.11	Variation des résistances en fonction de temps de chaque enroulement statorique de l'étoile 1 avant et après l'insertion d'une résistance de 40% à la phase $a_1$ . . . . .	175
6.12	Le courant statorique en quadrature et la vitesse rotorique mesurés et de référence avant et après l'apparition du défaut de cassure de barre. . . . .	178
6.13	La pulsation statorique $\omega_s$ et le glissement $s$ avant et après l'apparition du défaut de cassure de barre. . . . .	178
6.14	(a) la fréquence $f_{2sf_s}$ et (b) l'amplitude de fréquence $2sf_s$ du spectre du courant statorique en quadrature calculé à partir de $f_{2sf_s}$ à l'état sain et défectueux. . . . .	181
6.15	Schéma fonctionnel pour le calcul en temps réel d'amplitude de fréquence $f_{2sf_s}$ du spectre du courant statorique en quadrature mesuré. . . . .	182
6.16	(a) la fréquence $f_{2sf_s 1}$ , (b) la valeur moyenne $\langle f_{2sf_s} \rangle = f_{2sf_s 1}$ et (c) la valeur moyenne $\langle f_{2sf_s 1} \rangle = f_{2sf_s 2}$ . . . . .	184
6.17	(a) le courant statorique en quadrature, (b) sa partie continue et (c) celle alternative calculées en utilisant la fréquence $f_{2sf_s 2}$ . . . . .	184
6.18	(a) la fréquence $f_{2sf_s 2}$ et (b) l'amplitude de fréquence $2sf_s$ du spectre du courant statorique en quadrature calculé à partir de $f_{2sf_s 2}$ à l'état sain et défectueux. . . . .	185
6.19	Vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique direct de référence (d) à l'état sain. . . . .	186
6.20	(a) la pulsation de rotation rotorique, (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence $f_{2sf_s}$ à l'état sain. . . . .	186
6.21	Vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique direct de référence (d) avec une cassure de barre. . . . .	187
6.22	La pulsation de rotation rotorique, (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence $f_{2sf_s}$ avec une cassure de barre. . . . .	187
6.23	(a) la composante continue et (b) ondulatoire du courant statorique en quadrature $I_{sq}$ , la fréquence $f_{2sf_s}$ (c) et (d) sa partie continue, l'amplitude de $f_{2sf_s}$ du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (f) et calculée directement (e) (à l'état sain). . . . .	188
6.24	(a) la composante continue et (b) ondulatoire du courant statorique en quadrature $I_{sq}$ , la fréquence $f_{2sf_s}$ (c) et (d) sa partie continue, l'amplitude de $f_{2sf_s}$ du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (f) et calculée directement (e) (avec une barre cassée). . . . .	188
6.25	(a) la fréquence $f_{2sf_s}$ , (b) le courant statorique en quadrature $I_{sq}$ mesuré, l'amplitude de composante harmonique de fréquence $f_{2sf_s}$ du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (c) et calculée directement (d). (En fonction de charge et avec une barre cassée). . . . .	189

6.26	Les courants de phase du moteur asynchrone alimenté en commande vectorielle et ayant un défaut d'une cassure barre avant et après compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10%. . . . .	190
6.27	Les courants dans les référentiels $(\alpha, \beta)$ et $(x, y)$ du moteur asynchrone alimenté en commande vectorielle et ayant un défaut d'une cassure barre avant et après compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10%. . . . .	190
6.28	Spectre du courant statorique $i_{sx}$ avec une barre cassée et sans compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10% ( $s=0.15$ ). . . . .	191
6.29	Spectre du courant statorique $i_{s\alpha}$ avec une barre cassée et sans compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10%. . . . .	192
6.30	Spectre du courant statorique $i_{sx}$ avec une barre cassée et après compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10%. . . . .	193
6.31	Spectre du courant statorique $i_{s\alpha}$ avec une barre cassée et après compensation d'un déséquilibre de phase $a_2$ de 10%. . . . .	194

# Introduction générale

En raison de leur fiabilité, leur simple technique de construction et de commande, leur robustesse mécanique et leur faible coût d'achat, les machines asynchrones triphasées sont largement répandues dans l'industrie. Elles sont utilisées dans la majorité des chaînes de production et les secteurs de pointes tels que l'aéronautique, le nucléaire, la chimie, ... . Dans le domaine de la vitesse variable, l'alimentation de machine asynchrone est généralement réalisée en utilisant des convertisseurs statiques basés sur des composants d'électronique de puissance (thyristors, transistors MOSFET ou IGBT) étant asservis à une consigne fournie par une stratégie de commande. Les performances obtenues varient en fonction de la stratégie de la commande utilisée et chacune est adaptée à une application ou à un cahier des charges spécifique.

Cependant, dans de grandes variétés des applications industrielles, la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de fortes puissances telles que l'aviation, la traction ferroviaire, pétrochimique et dans la marine ont posé des problèmes au niveau de l'ensemble convertisseur-machine en mode normal ou dégradé. Les commutations des interrupteurs de convertisseur doivent se dérouler avec un courant important et à des fréquences de commutation plus élevées, ce qui exige l'emploi de composants de forts calibres. D'un autre côté, le bobinage des machines doit être dimensionné de façon à supporter une tension élevée. Afin de répondre aux exigences déjà mentionnées, la segmentation de la puissance constitue une solution appropriée tout en utilisant des machines asynchrones multi-phasées où le nombre des phases est supérieur à trois, alimentées par convertisseur multi bras. En effet, cette structure offre une réduction des tensions commutées à courant donné, d'augmenter la fréquence d'ondulation du couple électromagnétique et une fiabilité en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. L'utilisation de la structure multi-phasée est cruciale dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale exigeant une continuité de service [5, 6].

En revanche, la constitution des machines multi-phasées asynchrones ne se diffère par rapport à celle des machines triphasées qu'au niveau statorique, la structure du rotor reste identique bobinée ou à cage d'écureuil. Pour cela, les machines multi-phasées subissent également des défauts comme l'excentricité ou cassure des barres au niveau du rotor ou encore un court-circuit au stator.

À partir des travaux publiés dans la littérature, l'exemple le plus courant de la structure multi-phasée est la machine asynchrone hexaphasée connue par la machine à double étoile dont ces deux étoiles partageant le même stator sont décalées d'un angle électrique  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$  avec deux neutres isolés ou non et le même nombre de pôles. La configuration dont les deux étoiles sont décalées de  $30^\circ$  électrique réduit de manière significative les ondulations du couple. Cependant, lorsque nous alimentons la machine par un onduleur de tension, un courant harmonique de circulation non-générateur du couple apparaît entre les deux étoiles et engendre des pertes Joule statoriques additionnelles, un surdimensionnement des semi-conducteurs et un déséquilibre entre les deux étoiles. Beaucoup d'auteurs présentent des méthodes aussi variées, mais rejoignent un seul objectif qui consiste à garantir un niveau maximal d'équilibrage des courants statoriques et d'annuler le courant de circulation entre les deux étoiles. L'étendue de ces travaux peut se voir prenant en considération également des modes de fonctionnement plus dégradés comme l'ouverture d'une phase suite à un défaut au niveau du bras de l'onduleur ou de court-circuit au niveau des enroulements statoriques.

Dans ce contexte les travaux du présent mémoire de thèse s'inscrivent avec comme objectif d'une part, la modélisation de la machine asynchrone à double étoile et l'étude par des développements analytiques des différentes signatures pour le diagnostic des défauts usuels en tenant compte le déséquilibre entre les deux étoiles. D'autre part, le contrôle de l'asymétrie résiduelle de l'ensemble convertisseur-machine, le déséquilibre au niveau de l'alimentation ou des enroulements statoriques, voire même l'ouverture d'une phase comme un régime fortement dégradé en exploitant le nombre de degrés de liberté. En plus, la surveillance de près et en temps réel du degré des défauts de déséquilibre de l'alimentation et/ou de court-circuit des enroulements statoriques de la machine, aussi que le défaut des cassures des barres rotoriques à travers l'utilisation des grandeurs de la commande vectorielle.

Le manuscrit est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous commençons une étude préliminaire sur la structure des machines asynchrones multi-phasées tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons révélé le problème du courant de déséquilibre dans la machine possédant un nombre de phases multiple de trois durant leur fonctionnement ainsi que les différentes méthodes pour le corriger. Ensuite, nous passons au dénombrement des défauts usuellement rencontrés dans une machine asynchrone et les différentes méthodes de détection de ces défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à l'élaboration d'un modèle multi-enroulements d'une machine asynchrone double étoile avec un angle de décalage électrique  $\alpha$ . Un développement détaillé du calcul de toutes les inductances de la machine est présenté dans l'état sain et défectueux.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation d'une méthode du diagnostic du défaut de cassure de barre de la machine asynchrone hexaphasée alimentée par un onduleur tension commandé en boucle ouverte. Cette méthode est basée sur l'analyse du courant statorique et prend en compte le courant de déséquilibre entre les deux étoiles de la machine ce qui permet de dissocier les indices des défauts en deux catégories générateurs de couple ou non. L'analyse de la puissance instantanée est aussi présentée pour valider l'ensemble des résultats.

Le quatrième chapitre est consacré à l'implémentation des schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques dans la commande vectorielle afin de compenser un déséquilibre entre les deux étoiles dû à une asymétrie résiduelle de l'ensemble convertisseur-machine ou une asymétrie entre les différentes phases de la machine.

Le cinquième chapitre est entièrement consacré au contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé, tout en mettant l'ouverture de phase comme le défaut type. Deux stratégies seront présentées pour rejeter les perturbations provoquées par l'ouverture d'une phase. La première stratégie consiste à minimiser les pertes Joule statoriques pour éviter l'échauffement du moteur pendant le fonctionnement en mode dégradé. Tandis que la deuxième stratégie consiste à préserver un couple constant.

Le dernier chapitre est dédié à la proposition des méthodes de détection des défauts en temps réel de déséquilibre d'alimentation, d'enroulements statoriques et cassure de barre. Ces méthodes se basent d'une part sur l'utilisation des tensions des sorties des schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques, et d'autre part sur l'exploitation des grandeurs disponibles dans l'algorithme de commande vectorielle.

Enfin, une conclusion générale pour mettre en relief l'essentiel de cette thèse.





# Chapitre 1

## Généralités sur les machines multiphasées. Structures, diagnostic et sûreté de fonctionnement.

### 1.1 Introduction

En raison de la fiabilité et segmentation de puissance, les machines multi-phasées sont de plus en plus utilisées dans les applications électriques de forte puissance et les domaines exigeant une excellente continuité de service. Toutefois, la multiplication du nombre de phases ne met pas la machine à l'abri, elle reste sujette à de nombreux défauts (électriques et/ou mécaniques) ce qui engendre des pertes financières et des arrêts de la chaîne de production.

Dans le présent chapitre, nous allons commencer par une présentation des différentes structures des machines asynchrones multi-phasées tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients. Puis, nous exposerons les différentes méthodes les plus usitées qui permettent d'adapter la machine multi-phasée à son onduleur d'alimentation. De plus, nous allons citer les approches adoptées pour améliorer le comportement de la machine en mode dégradé, on se limitera, dans ce présent travail à l'ouverture de phase. Ensuite, nous rappellerons brièvement les différents défauts usuels auxquels les machines sont exposées avec une description de leurs causes de genèses et de leurs impacts sur les performances de la machine. Nous achevons ce chapitre par une synthèse des méthodes de diagnostic des différents défauts de machine asynchrone.

### 1.2 Structures des machines multiphasées

Comme la machine asynchrone triphasée classique ( figure (1.1) ), les machines multi-phasées comprennent deux parties :

- une partie immobile au forme cylindrique creux appelée stator qui se trouve dans une carcasse formant la partie extérieur de la machine, elle contient des enroulements couplés au réseaux électrique ou au convertisseur statique ;
- une partie tournante au forme cylindrique calée sur un arbre et appelée rotor. Elle est formée par des enroulements raccordés sur eux mêmes.

C'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et le secondaire mis en court-circuit et libre de tourner est le rotor.

### 1.2.1 Constitution du stator

L'enroulement statorique doit être constitué de façon à permettre d'utiliser au mieux la circonférence du stator (figure (1.2)), d'obtenir un flux maximum pour une dépense minimum de la force magnéto motrice et d'atteindre autant que possible une répartition sinusoïdale du champ magnétique suivant la circonférence du stator. Pour vérifier la première exigence, il est rationnel de répartir chaque coté des bobines de l'enroulement dans plusieurs encoches. Chaque bobine est divisée en section. Ce dernier comprend plusieurs spires.

Pour les machines asynchrones triphasées, le bobinage statorique est composé de trois enroulement identiques décalés régulièrement d'un angle électrique  $120^\circ$ . Chaque enroulement statorique est réalisé par une bobine ou par la mise en série ou/et en parallèle d'un groupe de bobines.

Le concept des machines multi-phasées ne se diffère à celui de machine triphasé qu'au nombre de phases et le décalage entre deux phases consécutives.

Figure 1.1. Moteur asynchrone à cage [2].

Dans les références [7–10], on distingue habituellement deux types de machines multi-phasées, dont la différence est dans le nombre de phases statoriques multiple de trois ou non :

- machines multi-phasées de « type 1 » ( voir le tableau (1.1)), sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les rassembler en  $n$  étoiles triphasées. Ces machines sont appelées : les machines multi-étoiles

$$n = \frac{q}{3} = \mu |_{\mu=1,2,3,\dots}$$

En revanche, dans les machines multi-étoiles, il existe plusieurs configurations possibles selon le décalage mécanique  $\alpha$  entre deux phases adjacentes de différentes étoiles consecutive. Pour distinguer les différentes configurations de machine multi-étoiles, [1] introduit le nombre de phase équivalent  $q_\alpha$  de tel sorte que :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \tag{1.1}$$

- Machines multi-phasées de «type 2», sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impair tel que l'indique le tableau (1.2).

Dans la littérature, il n'existe pas un critère permettant de choisir le nombre de phases. En revanche, les machines possédant un nombre de phases multiple de trois ont l'avantage de pouvoir être alimentées en utilisant des onduleurs triphasés avec des techniques de contrôle bien développés. Contrairement, aux machines ayant un nombre de phases non-multiple de trois qui nécessitent la conception des onduleurs spécifiques.



Figure 1.2. Vue schématique du circuit magnétique, des conducteurs d'encoches et des tôles de bobines statorique [2].

Nombre de phases $q$	Nombre d'équivalent de phases $q_\alpha$	Décalage angulaire mécanique $\alpha$	Représentation des phases
$q=6$	$q_\alpha=3$	$\alpha=\pi/3$	
$q=6$	$q_\alpha=6$	$\alpha=\pi/6$	
$q=9$	$q_\alpha=9$	$\alpha=\pi/9$	
$q=12$	$q_\alpha=6$	$\alpha=\pi/6$	
$q=12$	$q_\alpha=12$	$\alpha=\pi/12$	

TABLE 1.1  
Tableau récapitulatif des différentes configurations de la machine multi phases de «type 1» [1].

Un autre point de comparaison entre ces deux types de machine, dans le fonctionnement en mode dégradé ( l'ouverture d'une phase ), la stratégie la plus adaptée pour la machine de <type 1> consiste à alimenter que  $(n - 1)$  étoiles ce qui réduit le couple moyen disponible à 50% du couple nominal quand  $n = 2$ . En revanche, pour une machine de «type 2», il suffit de déconnecter la phase en défaut et la machine peut fonctionner avec  $(q - 1)$  phases alimentées et développe plus de couple moyen et ondulé. Dans les deux cas, une action sur la commande en changeant les courants des références devrait permettre d'imposer des courants conservant le couple moyen et réduisant son ondulation.

## 1.2.2 Constitution du rotor

Le rotor est le même que celle de la machine asynchrone rotorique, où on peut distinguer :

- rotors bobiné : construit de la même manière que le bobinage statorique (enroulement à conducteurs isolés, généralement triphasé et monté en étoile) ;
- rotor à cage d'écureuil : constitué par des barres en cuivre ou en aluminium ; court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux.

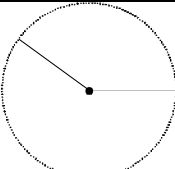
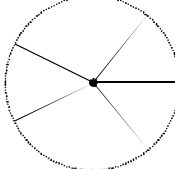
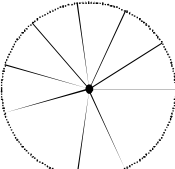
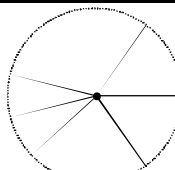
Nombre de phases $q$	Nombre d'équivalent de phases $q_{\alpha}$	Décalage angulaire mécanique $\alpha$	Représentation des phases
$q=5$	$q_{\alpha}=5$	$\alpha = \pi/5$	
$q=7$	$q_{\alpha}=7$	$\alpha = \pi/7$	
$q=11$	$q_{\alpha}=11$	$\alpha = \pi/11$	
$q=13$	$q_{\alpha}=13$	$\alpha = \pi/13$	

TABLE 1.2  
Tableau récapitulant les différentes configuration de la machine multi phases de «type 2» [1].

Figure 1.3. Vue schématique des constituants du rotor à cage d'écurueil [2].

Pour remplir les encoches rotoriques et former les anneaux de court-circuitage, on utilise également la méthode qui consiste à couler de l'aluminium.

Nous présentons dans la figure (1.3) les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écurueil.

## 1.3 Avantages de la structure de bobinage multi-phasée

Les machines multi-phasées sont plus avantageuses que celles conventionnelles (tri-phasées). Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques et l'augmentation du couple massive.

### 1.3.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques [10–15]. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multi-phasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [08].

Les lignes de transmission multi-phasées ont aussi fait l'objet d'études et d'analyses de faisabilité [16–20], dans le but d'accroître la puissance qu'elles peuvent transporter.

### 1.3.2 La fiabilité et le degré de liberté

Le régime dégradé (la perte d'une ou plusieurs phases) engendre une perte de contrôle de la machine triphasée, des ondulations du couple de fortes amplitudes, ainsi qu'une diminution de la puissance mécanique. Pour faire fonctionner la machine triphasée avec une ouverture de phase, une solution a été proposée dans les référentiels [21, 22] qui consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue. Néanmoins, avec les machines ayant une structure multi-phasée [23, 24], les contraintes susmentionnées peuvent être réduites tant qu'au moins trois phases de l'ensemble convertisseur-machine restent saines. En plus, la structure multi-phasée offre un nombre de degrés de liberté supérieur à celui de la structure triphasée [25–28].

### 1.3.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Pour une machine triphasée alimentée par des tensions équilibrées non sinusoïdales, le spectre du couple électromagnétique contient une composante continue et des composantes harmoniques aux fréquences  $6kf_s$ . Pour des applications où la charge mécanique présente une faible inertie, cette structure est mal adaptée à cause de l'ondulation importante sur le couple électromagnétique. Néanmoins, pour la structure double étoile avec un décalage électrique de  $30^\circ$  le contenu spectral du couple se réduit.

La première composante harmonique se voit à la fréquence  $12f_s$  [29]. Donc l'ondulation du couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile est plus faible que celle de la machine asynchrone triphasée. Ce qui provoque une amélioration des caractéristiques bruit-vibration. En plus, pratiquement, une machine multi-phasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée. [29–37].

### 1.3.4 L'augmentation du couple massive

L'augmentation du couple électromécanique d'une machine multi-étoiles a été proposée par [38, 39] pour un bobinage de type concentrique et double étoiles. Les auteurs ont proposé d'exploiter l'harmonique d'ordre trois de force magnétomotrice pour augmenter le couple. L'étude a été expérimentalement validée, où on note une augmentation de 40% du couple et 21% de la densité de flux par rapport à la machine triphasée équivalente.

## 1.4 L'inconvénient de la structure de bobinage multi phases

Lors de l'alimentation par onduleur, les courants non générateurs du couple électromagnétique de la machine électrique multi-phasée provoquent un déséquilibre entre les phases statoriques ce qui engendre des pertes Joule statoriques additionnelles ainsi qu'un sur-dimensionnement des semi-conducteurs [35, 40–42]. Ces courants peuvent atteindre de fortes amplitudes de fait qu'ils sont limités par une impédance faible relative aux inductance de fuite et la résistance statoriques. Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été utilisées pour surmonter ce problème permis eux on cite :

### 1.4.1 Méthode basée sur la modification de bobinage

Dans une machine électrique le flux de fuite d'une bobine est due aux conducteurs du haut d'encoche, conducteurs du fond d'encoche et l'inductance "mutuelle de fuite" entre les conducteurs du haut [1]. Pour maximiser cette inductance de fuite de manière non pénalisante, les références [1, 9, 11, 14, 43] trouvent qu'il faut que le bobinage du stator doit être à pas diamétral ce qui signifie que les conducteurs des phases ne partagent aucune encoche (bobinage double couches). Ce qui devrait être suffisant pour maximiser l'inductance de fuite. Dans la référence [44], ce même principe a été proposée, en ajoutant des anneaux magnétiques à des endroits appropriés des têtes de bobines, ceci afin de créer un couplage de fuite particulier entre phases homologues. L'inductance supplémentaire créée est pratiquement "invisible" pour le fondamental. Pour les harmoniques à éliminer, celle-ci a une valeur importante, qui peut d'ailleurs être contrôlée soit par la taille des anneaux, soit par leurs nombre.

## 1.4.2 Méthode basé sur la synchronisation des onduleurs

Les enroulements des machines multi-phasées sont placées dans des encoches et se sont décalés d'un angle mécanique. En outre l'alimentation des machines multi-phasées se fait par le décalage en temps des impulsions de commutation des interrupteurs statiques de chaque bras. Et de fait que l'alimentation des machines multi-phasées par onduleur introduit un courant de circulation engendrant des pertes Joule supplémentaire.

Le référence [45] propose de synchroniser les onduleurs alimentant une machine asynchrone double étoiles, les résultats montrent une réduction du courant de circulation quand les deux onduleurs sont synchronisé  $\alpha = 0^\circ$  contrairement au cas où les deux onduleurs sont décalés d'un angle  $\alpha = 30^\circ$ . Toutefois, cette solution est pénalisante, elle fait perdre l'avantage de minimisation d'ondulation de couple et réduction des pertes Joule rotoriques. Et en plus, il est difficile d'assurer une parfaite symétrie des bras d'onduleur ou des phases du moteur.

## 1.4.3 Méthode basée sur l'utilisation du filtre

Le couple électromagnétique se produit à partir de l'interaction entre les harmoniques de courants statoriques et rotoriques et par le souci de réduire ses ondulations dans le cas d'une machine conventionnelle (triphasée) une des approches possible pour les applications exigeantes, se base sur l'usage de filtrage actif. Ce dernier agit sur les convertisseurs d'alimentation pour fournir des formes de tension ou courant optimales au sens de la réduction des ondulations de couple [46]. Par contre la multiplication du nombre des phases s'avère également bien adaptée pour minimiser ces ondulations. Cependant, les courants non générateurs prennent l'ampleur, les références [7, 47] ont proposé l'utilisation d'un filtre composé par des inductances et inséré entre un moteur asynchrone double étoile et un onduleur hexaphasé pour le filtrage des courants statoriques et éliminer les harmoniques des ordres cinq et sept.

## 1.4.4 Méthode basée sur des techniques de MLI vectorielles

Grâce à l'évolution des processeurs de signaux tel que "Digital Signal Processing (DSP)" et "Field Programmable Gate Array (FPGA)" et l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs statiques, plusieurs algorithmes de contrôle des convertisseurs des onduleurs de tension ont pu être exécutés en temps réel. La commande vectorielle MLI "Space Vector PWM" a fait l'objet de nombreuses publications pour commander un onduleur triphasé et elle est basée sur le calcul des impulsions de commande des interrupteurs à partir de la représentation dans le plan biphasé de la transformation de Concordia projetant le vecteur des tensions de phase dans le repère  $(\alpha - \beta)$ . Contrairement à MLI Sinus-Triangle utilisant le principe d'une comparaison pour définir les instants de commutations entre une référence sinusoïdale nommée modulante et un signal triangulaire



nommé porteuse.

Cette technique de MLI vectorielle a tout d'abord été étendue en utilisant une transformation de Concordia à chacune des étoiles pour alimenter une machine asynchrone double étoiles de  $30^\circ$  [48]. Les résultats expérimentaux présentés dans cet article montrent que sans l'utilisation d'un filtre d'harmonique les composants d'ordre cinq et sept non générateurs de couple électromagnétique prennent l'ampleur. Ces résultats ont été aussi confirmés dans le travail [33].

En effet il est difficile à partir de l'utilisation d'une transformation de Concordia à chacune des étoiles d'identifier et de réduire ce courant de circulation. Dans la référence [49] les auteurs proposent une transformation de Concordia généralisée pour l'alimentation d'une machine asynchrone double étoiles de  $30^\circ$  avec deux neutres isolés. Elle se base sur la projection du vecteur des tensions de phase sur les repères  $(\alpha - \beta)$  et  $(x - y)$ . Contrairement au matrice de Concordia classique offrant  $2^3 = 8$  modes de commutations possible séparément, la transformation de Concordia généralisée offre  $2^6 = 64$  modes et permet d'imposer les séquences de commutation des référentiels  $(x - y)$  pour minimiser le courant de circulation. À partir de cette transformation plusieurs séquences de commutations ont été élaborées permettant de réduire de façon notable le courant de circulation et les pertes Joule entre les étoiles de la machine [40, 50, 51]. Toutefois, cette méthode ne permet pas de réduire le courant de circulation due à une asymétries du stator ou d'alimentation.

#### 1.4.5 Méthode basée sur des régulateurs de courant

Sans doute c'est le moyen le plus évident, cependant, cette méthode se heurte à des contraintes pratiques, elle doit être réalisée à l'aide d'un système puissant en termes de calcul. Comme nous avons cité dans la méthode basée sur MLI vectorielle, en utilisant la transformation de Concordia généralisée, une machine de  $n$  phases peut être représentée en usant  $n/2$  ou  $(n - 1)/2$  (pour une machine ayant un nombre impair de phases) sous-systèmes découplés dans un référentiel  $(\alpha - \beta)$  lié à la conversion électromécanique de l'énergie, en plus d'un des référentiels orthogonaux  $(x, y)$  et un référentiel  $(o_1, o_2)$  lié aux vecteurs homopolaires [8]. Afin de minimiser les pertes supplémentaires engendrées, les neutres doivent être séparés, les courant de phase ne peuvent pas contenir des composantes homopolaires. D'une manière similaire, les référentiels, nommés  $(x, y)$ , ne sont pas liés à la conversion de l'énergie. Les composantes des courants  $(x, y)$  constituent donc une nouvelle catégorie de composantes homopolaires, mais à la différence de ces dernières, elles ne peuvent pas être éliminées simplement par une connexion ou pas.

La commande vectorielle en courant pour les machines triphasées a été développée afin d'améliorer les performances en régime dynamique et pour présenter une dynamique élevée. La stratégie consiste à imposer le courant de l'axe  $q$  à une valeur correspondant au couple électromagnétique  $\Gamma_e$  souhaité tout en maintenant le courant d'axe  $d$  direct relatif

au flux. La commande vectorielle s'avère également bien adaptée pour contrôler les courants. De ce fait, la commande vectorielle en courant de machine multi phases diffère peu de la machine asynchrone. Des régulateurs de courant doivent être ajoutés dans les référentiels orthogonaux  $(x,y)$  pour maintenir l'équilibrage entre les étoiles de la machine [42, 52]. Ceci s'avère inévitable pour annuler le courant de circulation et réduire les pertes Joules. Afin de garantir un fonctionnement sain de la machine multi-phases lorsqu'elle est alimentée par des onduleurs, des techniques ont été proposées dans la littérature. Cependant, les techniques susmentionnées ne tiennent en compte que l'asymétrie entre machine/onduleur. Il est nécessaire de prendre en considération des défaillances pouvant survenir lors du fonctionnement de la machine multi-phases.

## 1.5 Fonctionnement en mode dégradé

Les modes dégradés d'un entraînement électrique en vitesse variable sont nombreux. Ils peuvent survenir au niveau d'un ou plusieurs bras des convertisseurs statiques tel que ouverture ou court-circuit d'un interrupteur, au niveau de la machine ou bien au niveau de la commande. Et du fait que la maintenance n'est pas forcément accessible au moment de l'apparition du défaut surtout dans les domaines de l'avionique et l'aérospatial, l'isolation d'un bras d'onduleur ou d'une phase de la machine est la solution la plus appropriée.

Outre le courant de circulation et les harmoniques spatiaux et temporels non générateur de couple, la fiabilité de fonctionnement lorsqu'une ou plusieurs phases en défaut a tiré l'attention de nombreux chercheurs. Quand la machine est en mode normale, les tensions d'alimentation sont imposées de tel sorte que les courants statoriques seront régulièrement décalés en phase et égaux en valeur maximale. Dans cette condition et à charge nominale, la puissance mécanique délivrée à l'arbre sera celle indiquée sur la plaque signalétique. Toutefois, lors d'une ouverture d'une phase, une perte considérable de la puissance mécanique, une ondulation de couple électromagnétique et des pertes Joule statoriques additionnelles se produisent.

Pour minimiser l'ondulation de couple, la stratégie la plus adoptées pour une machine ayant un nombre de phases multiple de trois consiste à ne pas alimenter l'étoile ayant la phase affectée. Cette stratégie permet de retrouver une structure équilibrée mais elle a un revers, une dégradation de la puissance mécanique de 50% pour une machine à double étoiles, de 33.33% pour une machine à trois étoiles tel que rapporté dans les références [53–55].

En outre, plusieurs auteurs [16, 25, 56] ont proposé de chercher des nouveaux courants de références en satisfaisant deux contraintes qui sont la maximisation du couple électromécanique avec une ondulation raisonnable et la minimisation des pertes Joule statoriques. Cette stratégie a permis de faire fonctionner la machine multi phases de type 1 et 2 non seulement avec une ouverture de phase mais avec plusieurs phases en défauts.

Toutefois, cette technique exige un changement significatif de la stratégie de commande de machine en défaut par rapport à celle en mode normal. Pour cela, une autre stratégie a été proposée par [57] qui consiste de ne changer qu'un courant de référence d'une phase saine en satisfaisant les mêmes contraintes susmentionnées. Cependant, cette stratégie donne plus d'ondulation de couple et moins de couple moyen en comparaison à celle basé sur la modification de tous les courants de référence des phases saines.

## 1.6 Les défaillances dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil

Due aux conditions d'exploitation et aux contraintes mécaniques, thermiques, électriques et environnementales, des différents défauts internes ou externes de la machine électrique peuvent se produire. Les défauts internes de la machine sont produits par les constituants de la machine ( bobinages statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique,...). Par contre, les défauts externes sont provoqués, soit par l'utilisation de la machine, les tensions d'alimentation ou la fluctuation de charge mécanique.

Une étude conduite pour IEEE [IEE-85] a établi une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique (voir figure (1.4)). Ces défauts engendrent les problème suivants :

- déséquilibre des tensions et courants de ligne ;
- augmentation des pulsations du couple électromagnétique ;
- réduction du couple électromagnétique moyen ;
- augmentation des pertes et réduction du rendement ;
- échauffement excessif.

Les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes :

### 1.6.1 Défauts statoriques

Les défauts statoriques sont généralement liés à la dégradation de l'isolation électrique. Ils débutent sous forme d'un court-circuit soit entre spires non détecté ou bien entre deux brins d'un même faisceau ou plutôt entre deux faisceaux en parallèles, avant d'évoluer

Figure 1.4. Répartition des défauts de la machine à induction.

vers des défauts plus graves tel que un court-circuit d'une phase à la terre ou court-circuit entre deux phases.

### 1.6.2 Les cassures de barres et portion d'anneaux

Généralement, la cage d'écureuil est fabriquée par la technique de moulage sous pression pour une machine à moyenne gamme de puissance alors qu'elle ne peut pas être construite d'un seul bloc pour les grosses machines, une soudure est pratiquée aux extrémités de chaque barre pour relier ces dernières aux deux anneaux de court-circuit.

Permi les causes d'apparition de fissures ou cassures de barres, on cite :

- Contraintes thermiques due à une surcharge de la machine.
- Contraintes magnétiques due aux forces électromagnétique, traction magnétique déséquilibrée.
- Contraintes dynamique provoquées par les couples de l'arbre et/ou les forces centrifuges.
- Contraintes résiduelles dues aux problèmes de construction.

Le défaut de cassure de barres ou de portion d'anneaux a un effet cumulatif. Le cou-

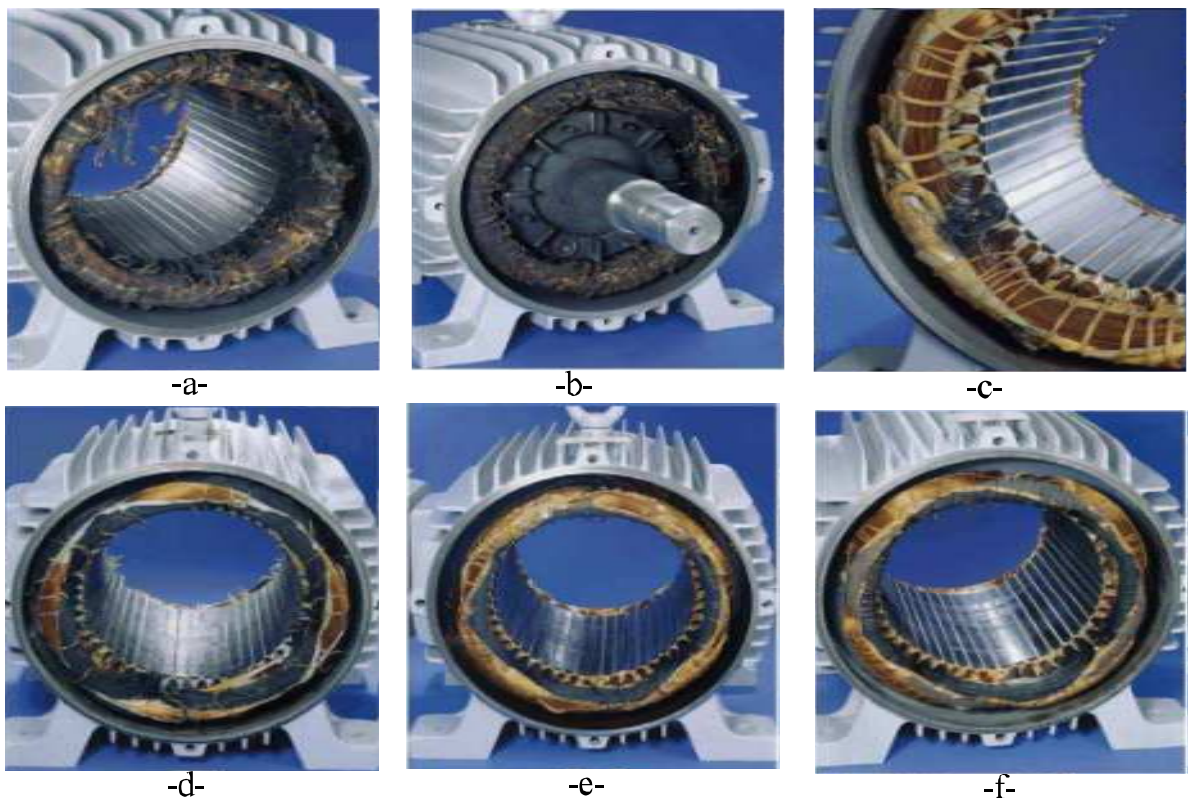


Figure 1.5. Court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique du moteur asynchrone. (a) Court-circuit dans une phase due à la surcharge du moteur. (b) Court-circuit dans une phase due au rotor bloqué. (c) Court-circuit dans une phase due aux coupures de tension. (d) Court-circuit dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en étoile phase. (e) Court-circuit dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en triangle. (f) Court-circuit dans une phase due à un déséquilibre d'alimentation [3].

rant que conduisait une barre cassée, se répartit sur les autres barres. Ces barres seront surchargées, ce qui provoquera leurs ruptures, et l'arrêt total de la machine en arrivant à un certain nombre de barres cassées.

### 1.6.3 Défauts de roulement

Les roulements à élément roulant se composent généralement de deux bagues, intérieur et extérieur entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants. Ils assurent la rotation et le maintien de l'axe du rotor. Le passage répétitif des billes sur les deux bagues engendre une défaillance due à la fatigue. Cette défaillance commence par une petite fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface. Tout changement de l'uniformité du



Figure 1.6. Défaut de cassure de barre d'un moteur asynchrone [2].

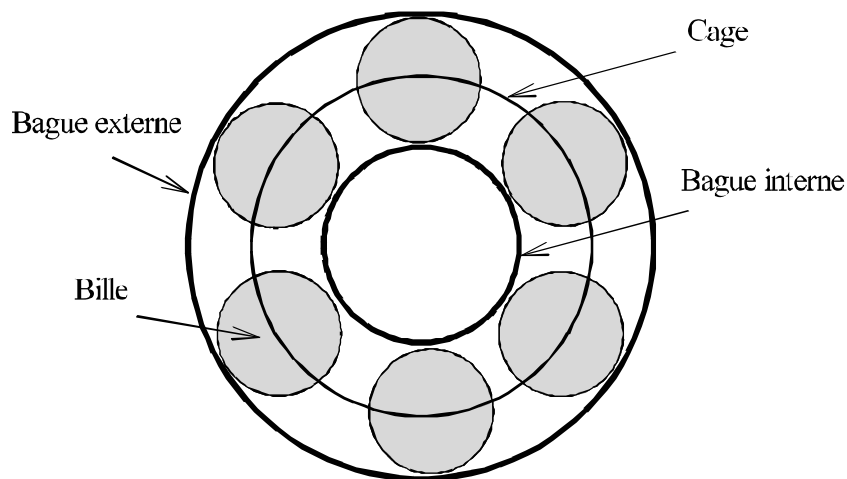


Figure 1.7. Représentation d'un roulement à bille.

roulement produit à la fois une augmentation de charge, des vibrations et augmente le niveau de bruit.

Les défauts de roulement à billes peuvent être classifiés comme suit :

- défaut de la bague extérieur ;
- défaut de la bague intérieur ;
- défaut de billes ;
- défaut de cage.

#### 1.6.4 Défaut d'excentricité

Une machine électrique parfaitement centrée quand le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator. Suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure du roulement et un déplacement de noyau statorique un défaut d'excentricité peut survenir. L'excentricité engendre une non-uniformité d'entrefer pouvant causer un frottement entre le stator et le rotor qui peut endommager les empilements de tôles magnétiques.

Il existe trois types d'excentricités pouvant apparaître dans une machine électrique :

##### 1.6.4.1 Excentricité statique

Ce type d'excentricité est caractérisé par le fait que la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace. L'excentricité statique peut être causée par l'ovalité de la partie intérieur du stator ou par le mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Le niveau de l'excentricité statique est fixe dans le cas où l'assemblage du rotor-arbre est suffisamment rigide.

##### 1.6.4.2 Excentricité dynamique

Ce type d'excentricité est caractérisé par le fait que la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer varie en fonction de la position rotorique. Ceci est dû à plusieurs causes telle que la flexion de l'arbre du rotor, l'usure ou défaut d'alignement du roulement, la résonance mécanique à la vitesse critique.



Figure 1.8. Représentation de l'excentricité statique et dynamique.

### 1.6.4.3 Excentricité mixte

En réalité les excentricités statique et dynamique dans une machine ont tendance à co-exister. Un niveau inhérent mixte existe dans une machine asynchrone et ceci quelque soit sa méthode de fabrication.

Dans ce qui suit, on va citer l'intérêt du diagnostic et les étapes pour concevoir un dispositif de sûreté de fonctionnement.

## 1.7 Étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement [58] est l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Avant de présenter les étapes de constitution d'un dispositif de sûreté de fonctionnement, il est tout d'abord nécessaire d'avoir une notion exacte de :

- Diagnostic [58] : qui consiste à détecter, à localiser et à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre de la surveillance et de la supervision.
- Surveillance/détection de comportement [58] : actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes. La surveillance / détection consiste en la mise en œuvre de techniques reposant sur l'analyse des variations de paramètres ou de grandeurs de fonctionnement de l'entité, visant à évaluer son état de dégradation, pour décider de la nécessité d'une inspection ou d'une réparation préventive afin d'éviter sa défaillance. Si la surveillance permet de détecter une défaillance, le diagnostic consiste d'une part à observer les effets de la défaillance et, d'autre part, à identifier si possible les causes et l'importance de cette défaillance. Un examen strict des définitions de la surveillance et du diagnostic montre que ce sont des outils de la maintenance qui visent à améliorer la sûreté de fonctionnement d'une entité à laquelle ils sont appliqués.
- Maintenance [58] : aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant  $t$ , d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0.

Pour établir un dispositif fiable de sûreté de fonctionnement nous devons suivre les étapes suivantes [58] :

### **1.7.1 Étape de recherche de signatures des défaillances [58]**

Cette étape consiste à étudier les effets et les conséquences des défauts. Il est donc important de bien connaître l'objet à surveiller afin d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence de défauts. Dans ce contexte, la sûreté de fonctionnement est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié et de l'état des sciences concernées. La difficulté pour le concepteur est alors d'être a priori capable de spécifier quels sont les éléments les plus sensibles d'une installation, à travers quelles grandeurs on va observer les effets des défauts et comment vont se manifester les défauts sur ces grandeurs. Ce dernier point, que l'on nomme recherche de signatures des défaillances, constitue une étape majeure dans la mise au point d'un dispositif de sûreté de fonctionnement. Cette recherche peut être menée par différents moyens. Elle peut se nourrir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances théoriques du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de modélisation, de simulation ou encore à des essais expérimentaux.

### **1.7.2 Étape de surveillance et détection [58]**

L'étape de mise au point de méthodes de surveillance et de détection permet de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

### **1.7.3 Étape de diagnostic des défaillances [58]**

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

### **1.7.4 Étape de décision d'actions [58]**

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

Après une brève présentation des étapes à suivre pour avoir un dispositif de sûreté de fonctionnement, nous exposerons les différents techniques de détection des défauts énumérés précédemment.



## 1.8 Différents techniques de diagnostic des machines électriques

Dans l'objectif d'établir un dispositif de sûreté de fonctionnement, il est important de bien connaître les signatures des défauts à surveiller. En effet, il est évident, dans les différents travaux publiés que les indices de défaut se diversifient selon la technique appliquée. Parmi ces techniques, on distingue :

- Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes).
- Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance (Les méthodes externes).

### 1.8.1 Les méthodes à base de modèle

Les méthodes de diagnostic à base de modèle sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles prennent en compte les équations régissant les phénomènes internes du système et qui expriment les connaissances profondes sous la forme d'un modèle mathématique. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en 03 catégories :

- La méthode du modèle.
- La méthode de diagnostic par identification de paramètres.
- La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état.

### 1.8.2 Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance

Ces méthodes ont la particularité de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, contrairement aux méthodes à base de modèle. Seulement la disponibilité de grande quantité de données historiques du processus (signatures déjà observées) est nécessaire. Il y a diverse façon de traiter ces données et de les présenter en tant que connaissance apriori pour le diagnostic. Les signatures de défauts obtenus par modélisation ou par mesure sur maquette sont généralement classées dans une base de données. On peut citer :

- Les réseaux de neurones.
- La reconnaissance de formes.
- Approche signal.

### 1.8.3 Approche signal

Cet approche consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiel qui sont le résultat d'un développement analytique (approche analytique) ou d'un modèle de simulation (approche numérique). Parmi ces techniques on cite :

### 1.8.3.1 Diagnostic par la mesure du courant statorique

Cette méthode est basée sur le courant statorique désignée sous le nom de "l'analyse de la signature du courant du moteur" [59, 60]. Elle consiste à détecter les défauts par l'étude de l'apparition de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. En plus, des composants fréquentiels ont été déterminés pour chaque type de défaut. Cette méthode est simple à implémenter et peu coûteuse, ce que le rend très utile.

### 1.8.3.2 Diagnostic par l'analyse de vecteur de Park

Cette méthode consiste à analyser les courants statoriques par l'approche du vecteur de Park [61–65] qui transforme les trois courants de la machine en deux courants équivalents dans le référentiel  $(d, q)$  disposés selon deux axes  $d$  et  $q$ . Il peut être utilisé pour obtenir la courbe de lissajou " $i_q = f(i_d)$ ". Le changement de la forme et de la largeur de cette courbe donne une information sur l'état de la machine. L'analyse spectrale du vecteur de Park des courants statoriques est généralement utilisée pour les défauts statoriques car il permet de séparer la séquence négative à celle positive au lieu d'utiliser la méthode des composantes symétriques.

### 1.8.3.3 Diagnostic par la tension et le courant de neutre

Cette méthode consiste à analyser la tension mesurée entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine pour un couplage étoile ou le courant homopolaire pour un couplage triangle ont été utilisés pour la détection des défauts de la machine [66–70]. Il a été prouvé par des essais expérimentaux que cette méthode conserve les mêmes avantages que celle basée sur le courant statorique pour la détection d'un défaut de cassure de barre.

### 1.8.3.4 Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion du moteur au réseau. Cette méthode est avantageuse du fait qu'elle permet d'éviter les effets de non idéalité de la source d'alimentation ainsi que de non linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine [71–73]. Toutefois, l'exploitation de cette technique est limitée au moteur qui n'appartient pas à une chaîne de production.

### 1.8.3.5 Diagnostic par le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques provient de l'interaction des deux champs statorique et rotorique. De ce fait, toute asymétrie, soit au niveau du stator ou au rotor, fait directement changer la forme du couple électromagnétique développé [74–76]. L'analyse spectrale du signal du couple estimé, donne des informations

sur l'état de santé du moteur. En revanche, l'inconvénient majeur de cette méthode est la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition.

#### 1.8.3.6 Diagnostic par les vibrations

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique [77]. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [78–82].

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer est le produit de la force magnétomotrice ( $F_{mm}$ ) et de la perméance ( $P$ ).

Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations issus du moteur avec défaut sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer. Cependant, le coût des capteurs de vibration qui est relativement élevé, ainsi que les difficultés rencontrées dans la connexion de ces capteurs (problème d'accessibilité) représentent les limites et les inconvénients de cette méthode.

#### 1.8.3.7 Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée

Cette méthode consiste à analyser la puissance instantanée qui est la somme des produits des courants et des tensions d'un moteur triphasé. L'utilisation des puissances instantanées pour la détection des défauts mécaniques et électriques et la surveillance de l'état du moteur a fait l'objet des nombreuses publications dans la littérature [83–91]. Le niveau d'informations apporté par cette méthode est plus grand que celui apporté soit par le courant d'une seule phase ou par la tension/ le courant du neutre, elle est toutefois coûteuse.

#### 1.8.3.8 Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite

Théoriquement, le flux de fuite axial est nul dans le cas où la machine est idéalement construite, les courants statoriques sont parfaitement équilibrés. Néanmoins, toute asymétrie de type magnétique, électrique ou électromagnétique provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance aux flux d'entrefer, le flux embrassé par les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite des valeurs relatives au degré de sévérité de cette asymétrie. La variation des ces flux méritent d'être surveillée, beaucoup d'auteurs l'ont proposée comme une solution pour détecter et localiser les défauts de machine asynchrone. La méthode adaptée consiste à placer des bobines exploratrices à l'extérieur de la machine perpendiculairement à l'axe du rotor.

Le contenu spectral de la tension induite dans cette bobine peut être exploité pour détecter les différents défauts [77, 92–98].

#### 1.8.4 Techniques de traitement de signal utilisées dans l'approche signal

Puisque les signatures des défauts ont une amplitude faible par rapport à l'harmonique fondamental d'alimentation, les allures temporelles ne permettent pas de détecter la présence d'un défaut, on est obligé d'aller vers les techniques de traitement de signal. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux que nous avons suscités. Parmi les méthodes de traitement de signal on cite :

- Transformée de Fourier rapide (FFT).
- Transformée de Hilbert (TH).
- Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG).
- Transformée en ondelettes (TO).

En plus, certaines techniques sont adoptées pour les signaux non stationnaires comme (TFFG) et (TO) [99–101]. Par contre les transformées (FFT) et (TH) sont dédiées aux signaux stationnaires [102–106].

### 1.9 Synthèse des harmoniques générés dans une machine asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain

Avant de passer à l'analyse spectrale des différentes grandeurs mesurées ou estimées, il est nécessaire de faire une synthèse sur les harmoniques existants dans une machine asynchrone à cage d'écureuil. D'une manière générale, on distingue deux types de harmoniques spatiaux et temporels. Les harmoniques temporels sont généralement liés aux qualités de l'alimentation (commutateur de courant pont de Graetz) et à l'asymétrie au niveau des convertisseurs statiques (le temps mort des interrupteurs). Cependant, le deuxième type de harmoniques sont générés dans la machine asynchrone à cause de :

- La répartition des bobines dans un nombre fini d'encoches (harmoniques de bobinage).
- Les ouvertures d'encoches faisant varier la longueur effective de l'entrefer (harmonique de perméance).
- La saturation des circuits magnétiques et de l'excentricité éventuelle du rotor liée aux forces radiales et à la construction.

De fait que les harmoniques d'espace sont liés à la structure, ils sont très sensibles à chaque asymétrie faisant varier celle-ci. Pour cela, plusieurs références ont contribué à la modélisation de la machine asynchrone à des fins spécifiques, le diagnostic, en prenant

en compte la géométrie réelle des bobines dans les encoches, la saturation et l'excentricité [107–113]. En outre, des références ont démontré l'effet des harmoniques sur les performances de la machine, bruits magnétiques, des vibrations et des oscillations du couple. Par contre, d'autres auteurs ont utilisé ces harmoniques afin d'améliorer l'estimation de la vitesse mécanique de la machine [114–126].

La partie suivante va nous permettre de faire un tour d'horizon sur les travaux réalisés pour la détection des différents défauts de la machine asynchrone.

## 1.10 Synthèse des méthodes de détection des défauts statoriques

Rappelons que les défauts statoriques peuvent être court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Beaucoup d'indicateurs se trouvent dans la littérature pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut statorique tel que :

### 1.10.1 Analyse des courants statoriques

Un court-circuit au niveau du stator fait apparaître en plus du champ direct principal, un champ inverse tournant à la fréquence  $(-f_s)$ , l'interaction de ce champ avec celui du courant rotorique produit une fluctuation au niveau de la vitesse. L'ondulation de vitesse pour sa part donne naissance à d'autres fréquences dans les enroulements statoriques à la fréquence  $(\pm v f_s)$ . Ces nouveaux harmoniques entraînent des composantes de fréquences  $(v f_s)$  dans les courants statoriques de la machine. Le diagnostic des courts-circuits est basé sur la détection des composantes fréquentielles récapitulées dans la figure (1.9). Dans cet axe, nous pouvons citer [59, 60, 127] qui surveillent l'analyse de courant statorique (MCSA), les auteurs trouvent que certains composants harmoniques fréquents comme  $(3 f_s)$  et  $(9 f_s)$  augmentent en amplitude lorsque un défaut de court-circuit se produit. En outre, [128] proposent la surveillance du courant de la séquence négative obtenu par la méthode symétrique. Cependant, ces signatures peuvent être affectées par un déséquilibre d'alimentation, la saturation et la non linéarité du noyau de fer.

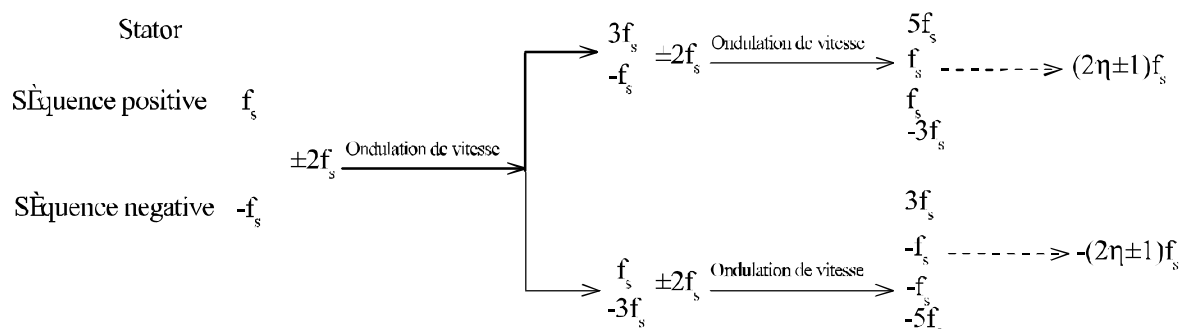


Figure 1.9. Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de défauts statoriques.

[129] propose la surveillance d'harmonique ( $-3f_s$ ) qui est le résultat d'une oscillation de couple suite à un défaut d'une asymétrie au niveau statorique. Les résultats de simulations et expérimentaux montrent que cette composante est plus sensible à la sévérité de défaut de court-circuit. Ce dernier peut être vu comme un indicateur fiable pour ce type de défaut. Cependant pour un déséquilibre d'alimentation, l'harmonique ( $-3f_s$ ) garde une amplitude significative.

En effet, il est difficile à partir de l'analyse de courant statorique de préciser le degré d'un court-circuit ou bien de distinguer entre un défaut de court circuit et n'importe quel type d'asymétrie résiduelle que ce soit par un déséquilibre d'alimentation, la saturation du circuit magnétique ou bien la non linéarité du noyau de fer.

### 1.10.2 Analyse du couple électromagnétique et vibration

Comme nous avons auparavant mentionné une asymétrie dans les enroulements statoriques fait introduire des nouveaux harmoniques au spectre du couple électromagnétique à la fréquence ( $2\mu f_s$ ). Toutefois, le couple électromagnétique n'est pas une quantité mesurable. Pour le faire, [75, 130] ont proposé d'estimer le couple électromagnétique à partir des grandeurs mesurables (courants, tensions). En outre, [131] commence par le fait que les ondulations de couple se répercutent aux vibrations dans la machine asynchrone et utilise un capteur des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale et radiale pour surveiller l'amplitude d'harmonique ( $2f_s$ ).

### 1.10.3 Analyse des flux

Du fait que la conversion électromagnétique se fait dans l'entrefer. Pour cela toute sorte d'asymétrie que ce soit au niveau statorique et/ou au niveau rotorique peut affecter le flux d'entrefer, le flux embrassé par les enroulements statoriques ou encore le flux axial de fuite. Dans cet axe, nous pouvons citer [94, 132, 133]

### 1.10.4 Analyse par l'estimation et l'identification paramétrique

Un court-circuit au niveau d'une phase statorique fait réduire le nombre de spires saines et fait apparaître des spires fictives en court-circuit. En effet, [2] a démontré que la réduction du nombre de spires saines se traduit par l'augmentation de la résistance  $R_s$  et l'inductance  $L_s$  de la phase défectueuse. De ce fait, la variation de ces paramètres sera considérée comme une signature paramétrique d'un défaut de court-circuit. La mise au point d'un algorithme dédié à l'estimation de ces paramètres physiques à partir des modèles mathématiques réellement représentatifs d'un fonctionnement en défaut a permis une amélioration de fiabilité du diagnostic de court-circuit de la machine asynchrone par identification paramétrique.

Dans la référence [134], les auteurs ont proposé un modèle pour un repère lié au stator offrant la possibilité de tenir en compte le lieu (dans les trois phases) des courts-circuits. À partir de ce modèle, un filtre de Kalman est utilisé pour estimer en temps réel des paramètres de machine en cas d'un défaut de court-circuit. Afin d'examiner l'efficacité de la technique proposée des résultats expérimentaux sont donnés et discutés.

De fait que l'angle de l'impédance de phase n'est pas affecté par le déséquilibre et par le type de connexion de l'enroulement statorique en étoile ou en triangle, [128, 134] présentent la surveillance de celui-ci afin de détecter la naissance des défauts de court-circuit et de localiser la position du défaut. La surveillance d'angle de l'impédance de phase a été considérée par ces auteurs comme un indicateur de défaut de court-circuit fiable et efficace. Toutefois, un court-circuit fait introduire une séquence négative, [135] ont proposé de surveiller l'impédance de cette séquence qui leurs semblent un indicateur de défaut de court-circuit entre spires approprié.

### 1.10.5 Analyse de la puissance active et réactive

La composante spectrale inverse des courants statoriques fait apparaître des harmoniques additionnels aux multiples de la fréquence d'alimentation dans les spectres de la puissance active et réactive. [136] propose de surveiller l'amplitude de la fréquence ( $2f_s$ ) de la puissance active et réactive pour la détection du défaut du court-circuit. Selon le nombre des spires en court-circuit ou encore de l'emplacement du défaut, que l'amplitude de cette harmonique augmente. Des résultats de simulation et d'expérimentation présentés dans l'article montrent l'efficacité de la méthode à la détection de ce type de défaut.

## 1.11 Synthèse des méthodes de détection de cassure de barre

Dans le cas où le moteur asynchrone est alimenté par un système de tensions triphasé symétrique, un défaut de cassure de barre va engendrer en plus d'une séquence directe, une séquence négative à la fréquence ( $-sf_s$ ) due au déséquilibre des enroulements rotoriques. Puisque le rotor est en court-circuit, la détection de cette séquence négative se fait seulement par la détection dans son effet dans :

### 1.11.1 Analyse des courant statoriques (MCSA)

Une séquence négative dans le courant rotorique crée un champ inverse, l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique induit une fluctuation du couple et à son tour engendre au stator des forces électromotrices de fréquences :

$$f_{bb} = (1 \pm 2ks)f_s \quad (1.2)$$

La figure (1.10) récapitule les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barre.

Du fait que ces signatures ayant des basses fréquences et se trouvent près de l'harmonique fondamental d'alimentation, une variation du couple génère des harmoniques situés aux mêmes plages de fréquences que celles créées par une cassure de barre.

Pour cela, certains auteurs analysent d'autres composantes données par l'expression ci-dessous [137, 138] :

$$f_{bb}^h = (h(1-s) \pm s)f_s \quad (1.3)$$

tel que :

$$h = 5, 7, 11, 13, \dots (6\mu \pm 1)$$

Et en tenant compte de l'ondulation de vitesse :

$$f_{bb}^h = (h(1-s) \pm 2ks)f_s \quad (1.4)$$

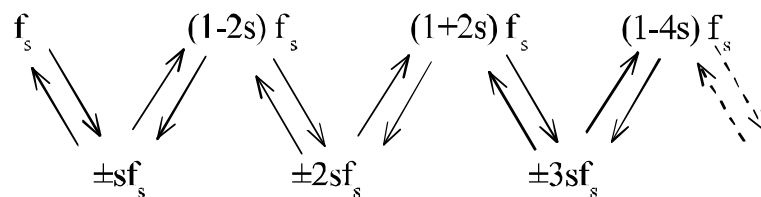
Comme nous avons signalé au dessus, en plus de l'harmonique fondamental, apparaissent dans le spectre du courant statorique des harmoniques dites d'encoches rotoriques, et sous l'effet d'ondulation de vitesse des harmoniques additionnels se trouvent aux voisinages des RSHs ayant pour fréquences [139, 140] :

$$f_{bb}^\lambda = \left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1 \pm 2ks\right)f_s \quad (1.5)$$

tel que :

$n_b$  est le nombre de barres.

Stator



Rotor dÉfaillant

Figure 1.10. Les différents harmoniques induits aux courants statoriques en présence de cassure de barre [4].



$p$  le nombre de paires de pôles.

$\lambda$  un entier.

### 1.11.2 Analyse de la tension de neutre

Cette méthode a été largement utilisée pour la détection d'une cassure de barre. Parmi les auteurs à l'avoir utilisé nous citons :

[141] qui montre que l'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se trouve au niveau des composants harmoniques de fréquences  $(3h(1-s) \pm s)f_s$ . Ce même résultat a été validé par [67, 69], de plus, une comparaison entre l'analyse des signatures des courants statorique et celles de la tension du neutre a montré que des performances meilleures peuvent être obtenues en se basant sur l'analyse de tension. Une étude analytique du contenu spectral de la tension du neutre expliquant le mécanisme de générations des harmoniques liés à la cassure de barres, ondulation de vitesse et l'influence de déséquilibre sur les signatures de ce défaut a été présenté dans [142]. Quand la machine est alimentée par un onduleur de tension [143] a proposé de créer un neutre artificiel à travers un groupe de résistance couplé en étoile. Des résultats ont été présentés et discutés afin de valider la méthode.

### 1.11.3 Analyse de la tension d'alimentation d'un moteur asynchrone commandé en boucle fermée

Comme nous avons susmentionné, certaines fréquences caractérisant un défaut de cassure de barre se trouvent près d'harmonique fondamental et dans un cas où la machine est commandée en boucle fermée la bande passante des régulateurs PI du courant et de vitesse n'est pas large. Les régulateurs PI ne parviennent pas à éliminer ces harmoniques de cassure de barre, cependant, les tensions de référence contiendront des signatures de défaillance. La modulation d'amplitude du courant statorique avec une enveloppe de période  $1/2sf_s$  se transmet au niveau des tensions.

Dans les références [144, 145], les auteurs proposent de surveiller le rapport cyclique d'une tension de référence. Selon la sévérité du défaut (le nombre de barres cassées), les auteurs trouvent que la variation moyenne de rapport cyclique augmente en amplitude.

### 1.11.4 Analyse du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique a été aussi utilisé pour la détection de cassure de barre. [130, 146, 147] ont démontré qu'une rupture d'une barre fait apparaître dans le couple électromagnétique et la vitesse rotorique des fréquences additionnelles au fréquence  $2\mu sf_s$ . [148] montrent que pour cinq barres cassées sur vingt huit barres, le couple moyen déve-

loppé par le moteur diminue à de 25% et l'amplitude de son oscillation est de l'ordre de 40% du couple moyen.

### 1.11.5 Analyse par la puissance instantanée

Les signatures caractérisant le défaut de cassure de barre présentes dans les courants statoriques se font glisser d'un rang dans le spectre de la puissance instantanée et leurs amplitudes se superposent ce qui constitue l'intérêt majeur de l'utilisation de cette méthode. Plusieurs auteurs basent leurs méthodes de diagnostic du défaut de cassure de barre sur la surveillance de certains harmoniques dans le spectre de la puissance instantanée. Nous pouvons citer :

À partir des indices du courant statorique de phase, [149] met en évidence la présence, en plus de la composante fondamentale dans le spectre de la puissance instantanée, une composante additionnelle située à la fréquence de défauts.

[88] propose une étude comparative entre les indices du courant de phase et celles de la puissance instantanée provenant du défaut d'une oscillation du couple de charge à la fréquence  $2sf_s$  (semblable à celle provoqué par le défaut de cassure de barre) . Les résultats de simulations et expérimentaux trouvés montrent que les amplitudes des indices d'oscillation de charge sont supérieures dans le spectre de la puissance instantanée par rapport à celles du courant statorique.

L'analyse de la puissance active et réactive a été utilisée dans [91] pour distinguer entre les signatures provenant du défaut de cassure de barre avec celles induites par la variation du couple de charge.

## 1.12 Synthèse des méthodes de défaut de l'excentricité

### 1.12.1 Analyse des courants statoriques (MCSA)

De nombreux références ont traité la détection de ce défaut par (MCSA), parmi elles nous citons : [93, 109, 150–152]. La présence de l'excentricité statique ou dynamique se manifeste par l'apparition d'harmoniques d'encoche rotoriques (RSH) dans le spectre du courant à des ordres  $h_{RSII}^{sta/dyn}$  données par [110, 151] :

$$h_{RSII}^{sta/dyn} = \left( \frac{\lambda n_b \pm n_d}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \quad (1.6)$$

tel que :

$n_d = 0$  pour une excentricité purement statique.

$n_d = 1, 2, \dots$  pour une excentricité purement dynamique.

Cependant, pour une excentricité mixte, [110, 151–153] ont démontré qu'il y aura une apparition des harmoniques aux bases fréquences de part et d'autre du fondamental à des fréquences  $f^{mix}$  données par la relation :

$$f^{mix} = f_s \pm f_r \quad (1.7)$$

tel que :

$$f_r = \frac{(1-s)}{p} \text{ fréquence de rotation.}$$

### 1.12.2 Analyse de puissance instantanée

En ce qui concerne l'analyse des puissances, certaines publications traitent la détection de l'excentricité mixte par la surveillance de l'harmonique  $kf_r$ . [87, 89] proposent de l'analyse de la puissance au lieu du courant statorique de fait que ce dernier est affecté par les régulateurs PI dans le cas où la machine est commandée par DTC (commande à couple direct) ou par commande vectorielle par orientation du flux rotorique. L'analyse de la puissance est plus avantageuse puisque elle est le produit de la tension d'alimentation assignée par la commande et du courant absorbé par le moteur. Cette avantage a été prouvée par des résultats expérimentaux présentés par [87].

### 1.12.3 Analyse des vibrations et du couple

Le référence [154] a permis au travers d'une étude simple de mieux appréhender certains phénomènes vibratoires dues au dynamique du rotor, en particulier sa déformation statique, son déséquilibre statique. L'excentricité du rotor génère les fréquences au spectre des vibrations radiales :

$$f^{mix} = 2f_s \pm f_p \quad (1.8)$$

tel que :

$f_p = 2f_g$  : Fréquence de passage par pôle (Pole pass frequency) et  $f_g$  est la fréquence de glissement.

En plus, l'analyse du couple a été aussi utilisée pour la détection d'excentricité mixte par la surveillance de l'amplitude de fréquence ( $\mu f_r$ ) [75, 155] :

$$f^{mix} = h \left( 1 - \frac{1-s}{p} f_s \right) \quad (1.9)$$

## 1.13 Conclusion

Ce premier chapitre a eu pour objectif de présenter un ensemble d'information des généralités sur les machines multi-phasées relatives aux constructions, aux diagnostics et à la sûreté de fonctionnement. En premier lieu, nous avons présenté les différents types de construction des machines multi-phasées et leurs avantages. Nous avons également pu voir les méthodes de détections des défauts pouvant affecter la machine au cours de sa durée de vie. Après s'être familiariser avec les machines multi-phases tout en connaissant les avantages et les inconvénients qu'elles peuvent offrir, nous pouvons des lors passer à la modélisation de la machine double étoiles. C'est l'objectif du deuxième chapitre.

# Chapitre 2

## Modélisation de la machine asynchrone double étoile avec prise en compte des harmoniques d'espace .

### 2.1 Introduction

Dans le but de construction, de commande ou de diagnostic, la modélisation et la simulation de machine asynchrone a fait l'objectif de nombreux travaux. Pour obtenir un diagnostic correct, il est nécessaire d'avoir un modèle mathématique détaillé qui peut tenir en compte la nouvelle géométrie introduite par le défaut. Parmi les modèles existants dans la littérature on cite, le modèle multi enroulements basé sur l'approche de la fonction d'enroulement modifiés (WFM) dans les références [156–158], ou sur la méthode des éléments finis (FEM) dans [96, 159]. Le principal avantage de l'utilisation (WFM) modèle est qu'il permet une étude analytique du mécanisme de génération de différents harmoniques à l'état sain et défectueux [139, 140, 142].

Dan le présent chapitre, nous nous intéressons à l'élaboration d'un modèle mathématique qui tient en compte les harmoniques d'espace dus à la distribution spatiale des bobines dans les encoches et des effets de variations géométriques.

### 2.2 Modèle multi-enroulements

Le modèle multi-enroulements, suppose que le rotor à cage d'écureuil regroupe des mailles formant un enroulement polyphasé dont le nombre de phases est égal au nombre des barreaux, chaque maille se compose de deux barres adjacentes et deux portions d'anneau de court-circuit qui les relient. La figure (2.1) représente le rotor d'une machine asynchrone à cage assimilé à un enroulement polyphasé.

Nous mettons comme hypothèses à partir de cette représentation (2.1) :

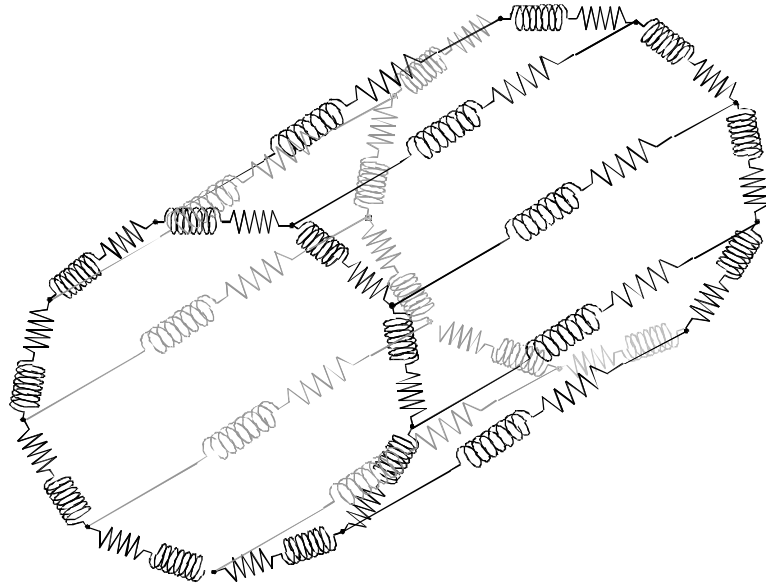


Figure 2.1. Structure multi enroulements du rotor .

- pas de saturation dans le circuit magnétique ;
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- pas de phénomène de l'effet de peau ;
- la perméabilité du fer est supposée infinie.

Il sera possible d'établir les équations générales régissant le fonctionnement en se basant sur ces hypothèses.

## 2.2.1 Modélisation du stator

Les équations de tensions des deux enroulements triphasés statoriques représentés par la figure (2.2) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sa1} = R_s i_{sa1} + \frac{d}{dt} \psi_{sa1} + v_{o1n1} \\ v_{sb1} = R_s i_{sb1} + \frac{d}{dt} \psi_{sb1} + v_{o1n1} \\ v_{sc1} = R_s i_{sc1} + \frac{d}{dt} \psi_{sc1} + v_{o1n1} \\ v_{sa2} = R_s i_{sa2} + \frac{d}{dt} \psi_{sa2} + v_{o2n2} \\ v_{sb2} = R_s i_{sb2} + \frac{d}{dt} \psi_{sb2} + v_{o2n2} \\ v_{sc2} = R_s i_{sc2} + \frac{d}{dt} \psi_{sc2} + v_{o2n2} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Nous désignons par :

$v_{sa1}$ ,  $v_{sb1}$  et  $v_{sc1}$  : les tensions appliquées au premier enroulement triphasé statorique.

$v_{sa2}$ ,  $v_{sb2}$  et  $v_{sc2}$  : les tensions appliquées au deuxième enroulement triphasé statorique.

$i_{sa1}$ ,  $i_{sb1}$ ,  $i_{sc1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb2}$  et  $i_{sc2}$  : les courants statoriques.

$\psi_{sa1}$ ,  $\psi_{sb1}$ ,  $\psi_{sc1}$ ,  $\psi_{sa2}$ ,  $\psi_{sb2}$  et  $\psi_{sc2}$  : les flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$v_{o1n2}, v_{o2n2}$  : les tensions entre les neutres de machine et les neutres d'alimentation.

La forme matricielle de système d'équations (2.1) est :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] + [v_n] \quad (2.2)$$

tel que :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa1} & v_{sa2} & v_{sb1} & v_{sb2} & v_{sc1} & v_{sc2} \end{bmatrix}^t$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa1} & i_{sa2} & i_{sb1} & i_{sb2} & i_{sc1} & i_{sc2} \end{bmatrix}^t$$

$$[v_n] = \begin{bmatrix} v_{n1n2} & v_{n1n2} & v_{n1n2} & v_{n1n2} & v_{n1n2} & v_{n1n2} \end{bmatrix}^t$$

$$[\psi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]$$

$[R_s]$  est une matrice diagonale de  $(6 \times 6)$  éléments dont les paramètres sont les résistances  $R_{sqi}$  de chaque phase  $q$  et d'étoile  $i$ .

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sa2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sb1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sb2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sc1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix}$$

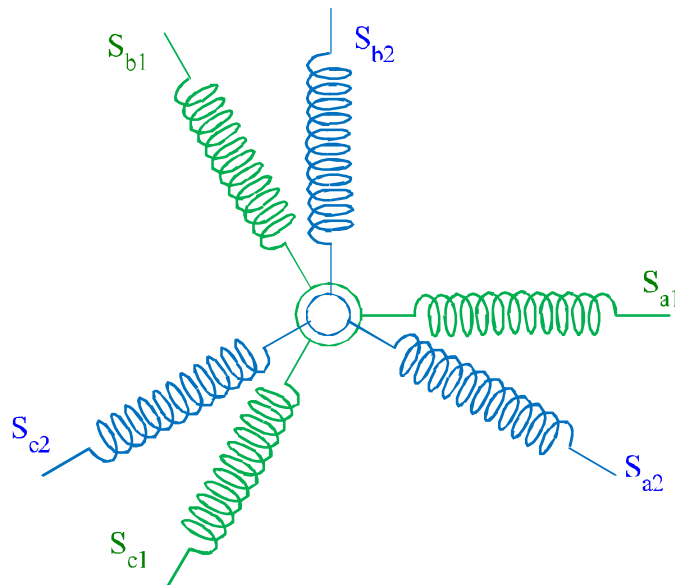


Figure 2.2. Circuit électrique équivalent du stator d'une machine double étoile avec deux neutres isolés.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa1} & M_{sa1a2} & M_{s1} & M_{sa1b2} & M_{s1} & M_{sa1c2} \\ M_{sa1a2} & L_{sa2} & M_{sb1a2} & M_{s2} & M_{sc1a2} & M_{s2} \\ M_{s1} & M_{sb1a2} & L_{sb1} & M_{sb1b2} & M_{s1} & M_{sb1c2} \\ M_{sa1b2} & M_{s2} & M_{sb1b2} & L_{sb2} & M_{sc1b2} & M_{s2} \\ M_{sa1} & M_{sc1a2} & M_{s1} & M_{sc1b2} & L_{sc1} & M_{sc1c2} \\ M_{sa1c2} & M_{s2} & M_{sb1c2} & M_{s2} & M_{sc1c2} & L_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[L_s]$  est une matrice diagonale de  $(6 \times 6)$  éléments composés par les paramètres qui sont les inductances propres de chaque phase  $L_{sqi}$ , les inductances mutuelles  $M_{sq}$  entre les phases statoriques de même étoile et les inductances mutuelles  $M_{sqi}$  entre les phases statoriques de différentes étoiles.

## 2.2.2 Modélisation du rotor

La figure (2.3) montre le circuit électrique équivalent des mailles rotoriques, là où les barres rotoriques et les portions d'anneaux de court-circuit sont représentées par leurs résistances et leurs inductances de fuite correspondantes.

En faisant référence à la figure (2.3), les équations des tensions des  $(n_b + 1)$  mailles rotoriques seront :

$$\begin{bmatrix} [v_r] \\ v_e \end{bmatrix} = [0] = \begin{bmatrix} [R_r] & -R_e \\ & \vdots \\ -R_e & \dots & n_b R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_r] \\ i_e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\psi_r] \\ \psi_e \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

avec :

$[v_r] = [v_{r1} \ v_{r2} \ \dots \ v_{r(n_b-1)} \ v_{rn_b}]^t$  vecteur des tensions des mailles rotoriques

$[i_r] = [i_{r1} \ \dots \ i_{rn_b}]^t$  et  $[\psi_r] = [\psi_{r1} \ \dots \ \psi_{rn_b}]^t$  les courants et flux des différentes

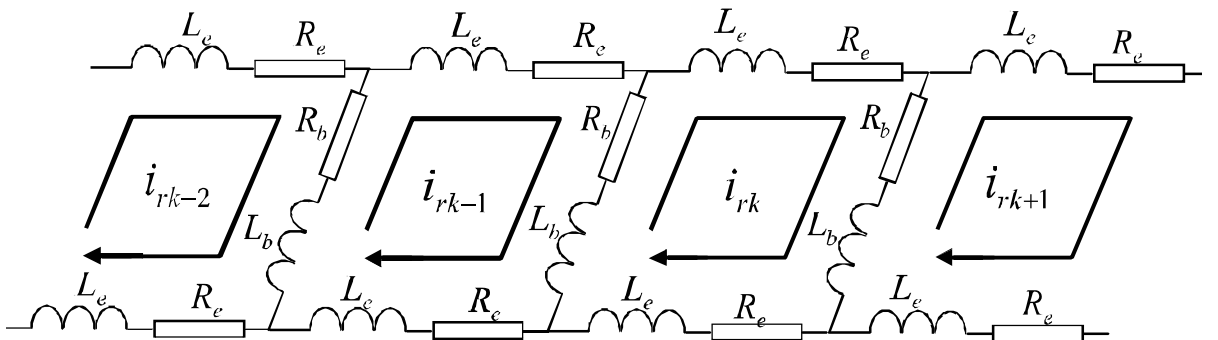


Figure 2.3. Circuit électrique équivalent de la cage rotorique.



mailles rotoriques.

$v_e$  et  $i_e$  : sont respectivement la tension et courant de l'anneau de court-circuit.

$[R_r]$  est une matrice symétrique de dimensions  $(n_b \times n_b)$  représentant les différentes mailles rotoriques, ou  $R_b$  est la résistance d'une barre et  $R_e$  d'une portion d'anneau de court-circuit.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -R_b & 2(R_b + R_e) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$[L_r]$  est la matrice des inductances rotoriques de dimensions  $(n_b \times n_b)$  composée par l'inductance de fuite d'une barre  $L_b$  et l'inductance d'une portion de l'anneau de court-circuit  $L_e$ , en plus insérant les inductances propres aux mailles  $L_{mr}$  et les inductances mutuelles  $M_{rirj}$  entre la maille  $i$  et la maille  $j$ .

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & M_{r1r2} - L_b & M_{r1r3} & \cdots & M_{r1rn_b} - L_b \\ M_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & M_{r2r3} - L_b & \cdots & M_{r2rn_b} \\ & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{rn_b r1} - L_b & M_{rn_b r2} & M_{rn_b r3} & \cdots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\begin{bmatrix} [\psi_r] \\ \psi_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{sr}] \cdot [i_s] \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_r] & L_e \\ & \vdots \\ L_e & \cdots & n_b L_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_r] \\ i_e \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$  sont de dimensions  $(6 \times n_b)$  et  $(n_b \times 6)$  respectivement, comprenant les inductances mutuelles  $M_{sqir k}$  entre une phase  $q$  d'étoile  $i$  et les

mailles rotoriques.

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sa1r1} & M_{sa1r2} & M_{sa1r3} & \cdots & \cdots & M_{sa1r(n_b-1)} & M_{sa1rn_b} \\ M_{sa2r1} & M_{sa2r2} & M_{sa2r3} & \cdots & \cdots & M_{sa2r(n_b-1)} & M_{sa2rn_b} \\ M_{sb1r1} & M_{sb1r2} & M_{sb1r3} & \cdots & \cdots & M_{sb1r(n_b-1)} & M_{sb1rn_b} \\ M_{sb2r1} & M_{sb2r2} & M_{sb2r3} & \cdots & \cdots & M_{sb2r(n_b-1)} & M_{sb2rn_b} \\ M_{sc1r1} & M_{sc1r2} & M_{sc1r3} & \cdots & \cdots & M_{sc1r(n_b-1)} & M_{sc1rn_b} \\ M_{sc2r1} & M_{sc2r2} & M_{sc2r3} & \cdots & \cdots & M_{sc2r(n_b-1)} & M_{sc2rn_b} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Compte tenu du système d'équations (2.1) et puisque les neutres ne sont pas reliés les courants statoriques ne peuvent pas contenir des composantes homopolaires. Et comme on ne peut pas soustraire d'une manière directe la tension de neutre, il est nécessaire de mettre les équations statoriques du modèle sous la forme de tension composée :

$$\begin{bmatrix} v_{sa1b1} \\ v_{sb1c1} \\ v_{sa2b2} \\ v_{sb2c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -R_s & 0 & 0 \\ R_s & 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & -R_s \\ 0 & 0 & R_s & 2R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa1b1} \\ \psi_{sb1c1} \\ \psi_{sa2b2} \\ \psi_{sb2c2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

### 2.2.3 Équation mécanique

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui peut différer largement d'une application à une autre. Nous supposons que le couple résistant qui s'oppose à celui développé par la machine à induction est la superposition seulement d'un couple dû à l'inertie du rotor et un couple externe imposé par charge qui est connu explicitement.

Dans ce cas, l'équation mécanique peut être écrite sous la forme :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(\Gamma_e - \Gamma_r) \quad (2.9)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

où :

$\Gamma_e$  est le couple électromagnétique produit par la machine.

$\Gamma_r$  est le couple de charge.

$\omega$  est la vitesse électrique de rotor.

$p$  est le nombre de paire de pôles.

$J$  est le moment d'inertie.

En utilisant le principe de base de la conversion d'énergie :

$$\Gamma_e = \left[ \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_{mec}} \right]_{(i_s, i_{rm}, const)} \quad (2.10)$$

À partir du développement de la variation de la co-énergie, le couple produit par la machine  $\Gamma_e$  peut être obtenu :

$$\Gamma_e = [i_s]^t \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \theta_{mec}} \cdot [i_r] \quad (2.11)$$

## 2.3 Calcul des inductances de la machine double étoile avec prise en compte des harmoniques d'espace

### 2.3.1 L'approche de la fonction d'enroulement (WFA)

Les enroulements d'une machine sont formés de bobines à une ou plusieurs spires en série ou en parallèle constituant un circuit de  $N_c$  conducteurs, ces spires sont logées dans des encoches à simple couche ou à double couches. Pour parvenir à l'expression de la fonction d'enroulement modifiée servant au calcul des inductances, nous allons reprendre les mêmes étapes présentées par la référence [158]. Nous prendrons à titre illustratif la figure (2.4) une machine élémentaire à double cylindre excentrique. Cette machine est constituée de deux enroulements  $a$  et  $b$  dont le point de référence est l'angle ( $\theta_s = 0$ ).

Nous considérons un contour fermé ( $abcd$ ), où ( $a$ ) et ( $d$ ) sont situés sur le stator respectivement aux angles 0 et  $\theta_s$ , et ( $b$ ) et ( $c$ ) sur le rotor. En appliquant le théorème d'Ampère

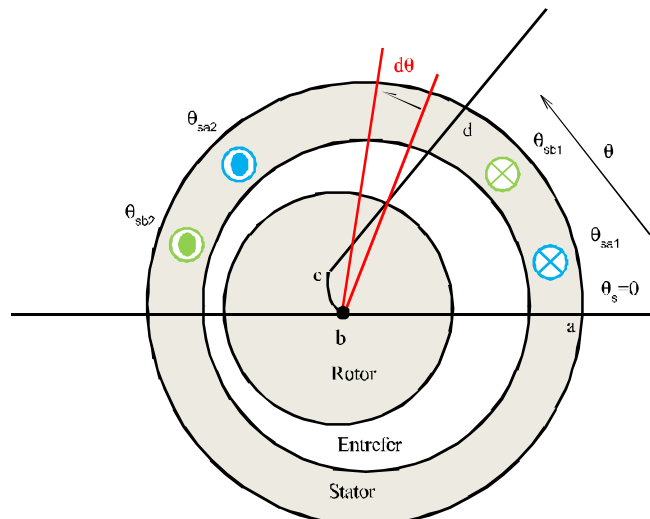


Figure 2.4. Structure multi-enroulements du rotor.

sur le contour fermé ( $abcd$ ), la circulation du champ magnétique  $H$  créé par la densité de courant en un point quelconque est fournie par l'expression :

$$\int_{abcd} H dl = \int_s J ds \quad (2.12)$$

$dl$  représente un déplacement élémentaire sur le contour fermé. De fait que les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant  $i$ . Soit dans ce cas :

$$\int_{abcd} H dl = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (2.13)$$

où :

$n(\theta_s, \theta)$  : est la fonction de tours ou fonction de distribution et elle représente le nombre de tours enfermés par le contour, elle est associée à une bobine élémentaire ou bien à un enroulement constitué de plusieurs bobines quand il s'agit des machines électriques.

Généralement pour les bobines tournantes, la fonction de distribution est supposée en fonction des positions angulaires statorique  $\theta_s$  et rotorique  $\theta$ . Pour les bobine stationnaire, elle est en fonction de position  $\theta_s$  seulement.

En termes de  $FMM$  existantes dans le circuit magnétique, l'équation (2.13) peut s'écrire comme suit :

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{bc}(\theta_s, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) + F_{da}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (2.14)$$

Puisque la perméabilité du fer est supposée très élevée que celle de l'air, on peut considérer que la réluctance de la partie de fer, soit négligeable devant celle de l'air, il en découle immédiatement que  $F_{bc}(\theta_s, \theta)$  et  $F_{da}(\theta_s, \theta)$  sont des valeurs négligeables, ainsi, l'équation (2.13) peut être réécrite de la façon suivante :

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (2.15)$$

La division par la fonction d'entrefer  $g(\theta_s, \theta)$  et l'intégration de cette équation dans l'intervalle  $\theta_s = [0 \ 2\pi]$ , nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta) \cdot i}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s \quad (2.16)$$

Pour définir la  $FMM$ , nous appliquons le théorème de Gausse, défini par :

$$\int_S B dS = 0 \quad (2.17)$$

où :

$B$  est la densité de flux.

$S$  est la surface d'un volume cylindrique mesuré par rapport au rayon moyen de l'entrefer.

En fonction de l'intensité du champ magnétique  $H$ , le théorème de Gausse peut être écrit comme suit :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \mu_0 H(\theta_s, \theta) r dl d\theta_s = 0 \quad (2.18)$$

avec :

$l$  est la longueur de la machine,  $r$  le rayon intérieur du stator.

Sachant que la  $FMM$  est le produit de la fonction d'entrefer définie pour n'importe quel point par l'intensité du champ magnétique, l'équation (2.18) devient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = 0 \quad (2.19)$$

En introduisant l'équation (2.19) dans l'équation (2.16), on obtient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta) \cdot i}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s \quad (2.20)$$

On définit la valeur moyenne de la fonction d'entrefer inverse  $\langle g(\theta_s, \theta) \rangle$ , tel que :

$$\langle g(\theta_s, \theta) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (2.21)$$

Le développement de l'équation (2.20) tenant en compte des équations (2.15) et (2.21) nous donne :

$$F_{ab}(0, \theta) = \left( n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi \langle g(\theta_s, \theta) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \right) \times i \quad (2.22)$$

En divisant les membres de cette équation par le courant on parvient à l'expression de la fonction d'enroulement modifié :

$$N(\theta_s, \theta) = \left( n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi \langle g(\theta_s, \theta) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \right) \quad (2.23)$$

Il est à remarquer que, si on admet que l'entrefer est uniforme, et que, par conséquent,  $g(\theta_s, \theta)^{-1}$  est constante, on obtient l'expression de la première forme de la fonction d'enroulement [158], donnée par :

$$N(\theta_s, \theta) = \left( n(\theta_s, \theta) - \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) d\theta_s \right) \quad (2.24)$$

### 2.3.2 Expression des inductances

La fonction d'enroulement représente la *FMM* le long de l'entrefer due au courant  $i$  traversant l'enroulement ( $a$ ), est telle que :

$$F_a(\theta_s, \theta) = N_a(\theta_s, \theta) i \quad (2.25)$$

Le flux embrassant le deuxième enroulement ( $b$ ) dû au courant  $i$  circulant dans l'enroulement ( $a$ ) est lié à la *FMM* par l'équation suivante :

$$\phi = F.P \quad (2.26)$$

$F$  est la *FMM* à travers la longueur  $l$ .

La perméance de l'entrefer est donnée par :

$$P = \frac{\mu S}{e} \quad (2.27)$$

où :

$\mu$  : est la perméabilité magnétique.  $S$  : la section traversée.  $e$  : la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire, traversant l'entrefer à travers un volume élémentaire de longueur  $g(\theta_s, \theta)$ , et de la section de  $(r l d\theta_s)$ , est donnée par l'expression suivante :

$$d\phi = F_a(\theta_s, \theta) \frac{\mu_0 r l}{g(\theta_s, \theta)} \quad (2.28)$$

Nous pouvons calculer le flux élémentaire embrassant l'enroulement ( $b$ ) qui est dû au courant  $i$  circulant dans l'enroulement ( $a$ ) par l'équation suivante :

$$d\phi_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g(\theta_s, \theta)} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) i \quad (2.29)$$

où :

$n_b(\theta_s, \theta)$  est la fonction de distribution de l'enroulement ( $b$ ) constitué par  $k_a$  spires.

$N_a(\theta_s, \theta)$  est la fonction d'enroulement de l'enroulement ( $a$ ) constitué par  $k_b$  spires.

Pour avoir le flux total embrassé par l'enroulement ( $b$ ) et d'ouverture  $[0 \ 2\pi]$  nous devons intégrer l'expression (2.29) :

$$\phi_{ab} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \frac{n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} i d\theta_s \quad (2.30)$$

L'inductance mutuelle  $L_{ab}$  est donc le flux traversant l'enroulement  $b$  divisé par le courant parcourant l'enroulement ( $a$ ) ce qui donne :

$$L_{ab} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (2.31)$$

En utilisant l'expression ci-dessus, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou mutuelles des enroulements fixes ou tournants.

### 2.3.3 Inductances statoriques

Considérant un enroulement élémentaire illustré dans la figure (2.5) formé de  $N_c$  conducteurs (aller) et de  $N_c$  (retour) constituant ainsi  $N_c$  spires en série dans une partie haute ou basse dans une encoche statorique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Sa fonction de distribution est donnée par :

$$n(\theta_s) = \begin{cases} N_c & \text{si } 0 \leq \theta_s \leq \alpha_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.32)$$

où :

$\alpha_s = \frac{2\pi Q}{N_s}$   $Q$  est le nombre de dents par pas d'enroulement.  $N_s$  est le nombre d'encoches statoriques.

La fonction d'enroulement de la phase  $q$  et d'étoile  $i$  du stator est donnée par :

$$n_{sqi}(\theta_s) = \sum_{j=0}^{p-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} n\left(\theta_s + k \frac{2\pi}{N_s} + j \frac{2\pi}{p} - q \frac{2\pi}{3} - i \alpha\right) \quad (2.33)$$

Après transformation en série de Fourier, on trouve :

$$n_{sqi}(\theta_s) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos\left(h p \left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p} - i \alpha\right)\right) \quad (2.34)$$

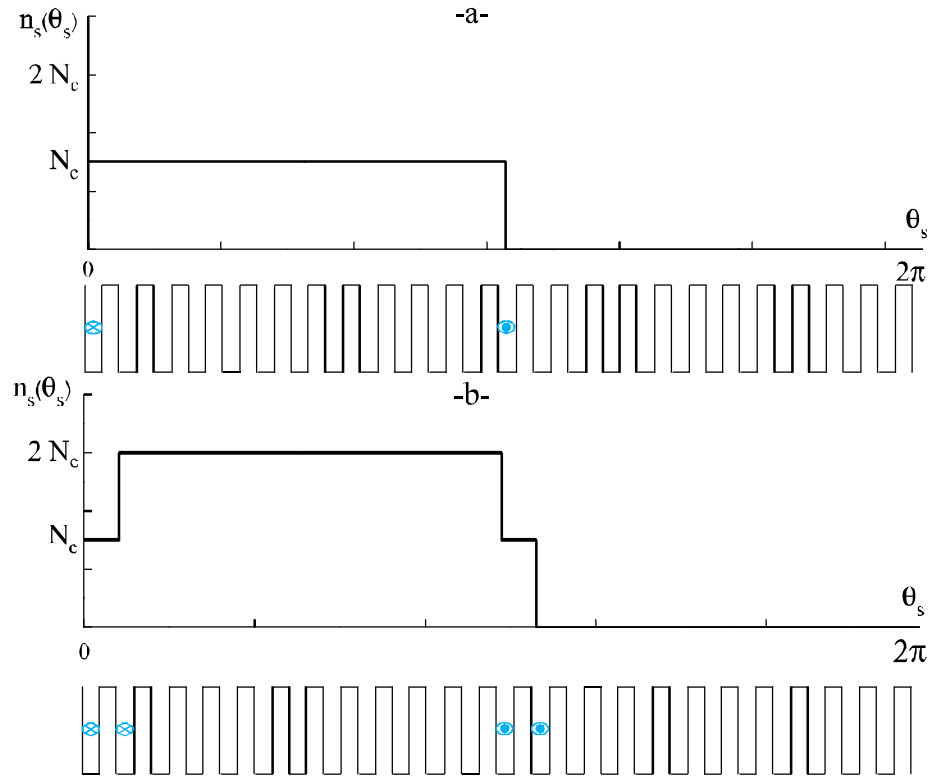


Figure 2.5. Fonction de distribution d'un enroulement élémentaire (a) et fonction de distribution d'une phase statorique (b).

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_0 = \frac{N_t Q}{N_s} \quad , \quad \theta_0 = (N_c - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s} \\ N_t = N_c N_e p \quad , \quad K_{bh} = K_{rh} K_{dh} \\ K_{rh} = \frac{\sin\left(h p \pi \frac{N_e}{N_s}\right)}{N_e \sin\left(h p \frac{\pi}{N_s}\right)} \quad , \quad K_{dh} = \sin\left(h p \pi \frac{Q}{N_s}\right) \end{array} \right. \quad (2.35)$$

$N_e$  est le nombre d'encoches par pôle et par phase.

$N_t$  le nombre de spires en série par phase.

$K_{rh}$  est le coefficient de raccourcissement.

$K_{dh}$  est le coefficient de distribution.

$K_{bh}$  est le coefficient de bobinage.

$h$  est l'ordre d'harmonique d'espace introduit par la distribution des encoches statoriques.

En admettant que l'entrefer est uniforme, et que, par conséquent, la fonction de perméance  $g(\theta_s, \theta)$  est constante.



En substituant (2.34) dans (2.24), on obtient l'expression de la fonction d'enroulement de la phase  $q$  et d'étoile  $i$  :

$$N_{sqi}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos \left( h p \left( \theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p} - i \alpha \right) \right) \quad (2.36)$$

À partir de l'expression (2.31), l'inductance de magnétisation d'une phase  $q$  et d'étoile  $i$  du stator pour un entrefer uniforme est calculée par l'intégral ci-dessous :

$$l_{sqi} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s, \theta) N_a(\theta_s, \theta) d\theta_s \quad (2.37)$$

En substituant les équations (2.34) et (2.36) dans l'équation (2.37), cela donne :

$$l_{sqi} = \frac{4 \mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \quad (2.38)$$

Et l'inductance d'une phase  $q$  et d'étoile  $i$  du stator est égale à la somme de l'inductance de magnétisante propre et de l'inductance de fuite d'encoche  $l_f$ , et elle est donnée par :

$$L_{sqi} = l_{sqi} + l_f \quad (2.39)$$

D'une manière analogue, en se servant de la relation (2.31), on peut calculer toute inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques par :

$$M_{sqi} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{sq}(\theta_s, \theta) N_{si}(\theta_s, \theta) d\theta_s \quad (2.40)$$

Ainsi après développements, on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$M_{sqi} = \frac{4 \mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \cos(\phi_0) \quad (2.41)$$

tel que :

$\phi_0$  est l'angle du décalage entre les deux enroulements statoriques.

### 2.3.4 Inductances rotoriques

Nous supposons que les  $n_b$  barres rotoriques sont identiques et uniformément réparties, et séparées l'une de l'autre par un angle mécanique  $\alpha_r = \frac{2\pi}{n_b}$ .

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant  $i_{rk}$ . La figure (2.6) présente les fonction de distribution (a) et d'enroulement (b) d'une maille rotorique  $k$ .

Les fonctions de distributions et d'enroulements d'une maille quelconque ont les mêmes formes que celle de la figure (2.6), mais décalées en avant ou en arrière d'un multiple de l'angle mécanique  $\alpha_r$ .

Après développement en série de Fourier on obtient la fonction de distribution d'une maille rotorique  $k$  :

$$n_{rk}(\theta_r) = \frac{\alpha_r}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \right) \cos \left( h \left( \theta_r - \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (2.42)$$

De la formule générale (2.24), en remplaçant  $\theta_s$  par  $\theta_r$  et la fonction de distribution statorique par celle rotorique, nous déduisons la fonction d'enroulement rotorique pour un entrefer uniforme :

$$N_{rk}(\theta_r) = \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \right) \cos \left( h \left( \theta_r - \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (2.43)$$

L'inductance de la maille rotorique  $k$  est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres, et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille, est dont l'expression est donnée

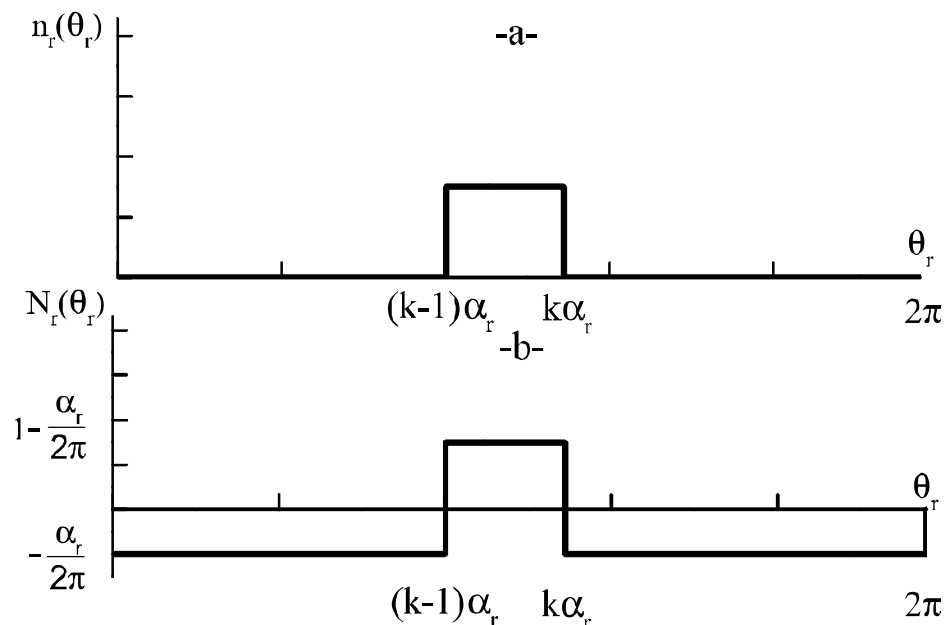


Figure 2.6. (a) la fonction de distribution et (b) la fonction d'enroulement d'une maille rotorique

par :

$$L_{rkk}(\theta_r) = L_{mrk} + L_{bk} + L_{l(k+1)} + 2L_e \quad (2.44)$$

Pour calculer l'inductance de magnétisation, on recourt toujours respectivement aux équations (2.42), (2.43) et (2.31) cela donne :

$$L_{mrk} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \quad (2.45)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. L'inductance mutuelle entre une maille  $j$  et toute maille  $k$  disjointe peut être obtenue par :

$$M_{rjrk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{rj}(\theta_r, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_r \quad (2.46)$$

Après développement on trouve :

$$M_{rjrk} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \cos \left( h(j-k)\alpha_r \right) \quad (2.47)$$

Pour deux maille adjacentes  $(j-k) = 1$  :

$$M_{rkr(k+1)} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(h \frac{\alpha_r}{2})}{h} \right)^2 \cos \left( h \alpha_r \right) \quad (2.48)$$

### 2.3.5 Inductance mutuelles entre une phase statorique et une maille rotorique

En se servant d'équation (2.31) et pour un entrefer constant, l'inductance mutuelle entre un enroulement statorique et la une maille rotorique est obtenue à l'aide de l'intégral suivant :

$$M_{sqirk}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{sqi}(\theta_s, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_s \quad (2.49)$$

En considérant que  $\theta_r = \theta_s - \theta$ , et en remplaçant (2.34) et (2.43) dans l'équation (2.49), on trouve après développement :

$$M_{sqirk}(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^{hp} \cos \left( h p \left( \theta - \theta_0 + \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - q \frac{2\pi}{3p} - i \frac{\alpha}{p} \right) \right) \quad (2.50)$$

où :

$$M_{sr}^{hp} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t}{p^2 \pi} \frac{K_{bl}}{h^2} \sin\left(\frac{hp\alpha_r}{2}\right)$$

## 2.4 Modélisation des défauts de la machine asynchrone double étoile

### 2.4.1 Modélisation de court-circuit

Pour la simulation d'un court-circuit entre spires, les inductances de magnétisation et mutuelle de la phase défectueuse sont les mêmes que pour un moteur sain avec seulement moins de spires, et cela veut dire que il faut avoir un modèle plus fin où on représente les phases statoriques comme un enroulement polyphasé dont le nombre de phases est égale au nombre de spires (voir figure (2.7)). Pour le faire avec le modèle multi-enroulements nous devons développer la fonction d'enroulement de chaque spire à part ce qui permet à la fois de prendre en considération des harmoniques d'espace et la position de la quantité des spires en court-circuit.

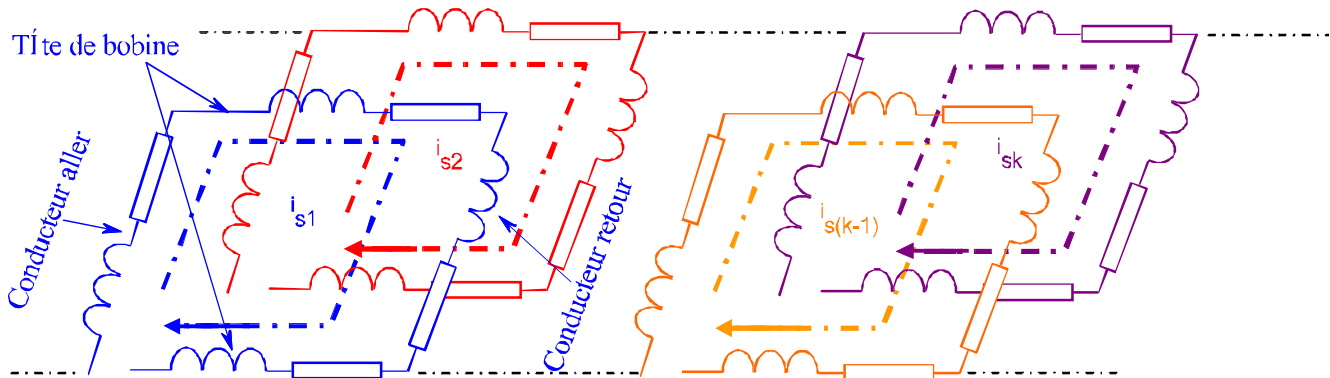


Figure 2.7. Circuit équivalent du stator.

La fonction de distribution d'une spire statorique est donnée par :

$$n_{sqikf}(\theta_s) = \frac{\alpha_s}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left(\frac{h\alpha_s}{2}\right) \times \cos\left(h\left(\theta_s - \frac{\alpha_s}{2} - (j-1)\frac{2\pi}{N_s} - (f-1)\frac{2\pi}{p} - (q-1)\frac{2\pi}{3} - i\alpha\right)\right) \quad (2.51)$$

où :

$j$  : représente l'ordre de l'encoche où se trouve la spire.

$f$  : représente l'ordre du pôle où se trouve la spire.

À partir de l'expression ci-dessus et en suivant les mêmes étapes précédentes, nous pouvons calculer les inductances mutuelle et de magnétisation de chaque spire contenant  $N_c$  conducteurs

L'inductance de magnétisation d'une spire :

$$L_{sijk} = \frac{4\mu_0 r l N_c^2}{g_0 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \left[ \sin\left(h\frac{\alpha_s}{2}\right) \right]^2 \quad (2.52)$$

L'inductance de mutuelle entre deux spires :

$$M_{sqijf} = \frac{4\mu_0 r l N_c^2}{g_0 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \cos\left(h\left(j_1\frac{2\pi}{N_s} + f_2\frac{2\pi}{p} - (q_1 - 1)\frac{2}{3\pi} - i_1\alpha\right)\right) \times \cos\left(h\left(j_2\frac{2\pi}{N_s} + f_2\frac{2\pi}{p} - (q_2 - 1)\frac{2}{3\pi} - i_2\alpha\right)\right) \quad (2.53)$$

L'inductance de mutuelle entre une spire et les mailles rotorique :

$$M_{srij} = \frac{4\mu_0 r l N_c}{g_0 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} \sin\left(h\frac{\alpha_s}{2}\right) \sin\left(h\frac{\alpha_r}{2}\right) \times \cos\left(h p \left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r - \frac{\alpha_s}{2p} - j\frac{2\pi}{pN_s} - f_1\frac{2\pi}{p^2} - q\frac{2}{3p\pi} - i\frac{\alpha}{p}\right)\right) \quad (2.54)$$

Les inductances de magnétisation et de mutuelle de la phase défectueuse se déduisent à partir de la soustraction de celle de l'état sain avec celle de la partie en court-circuitée.

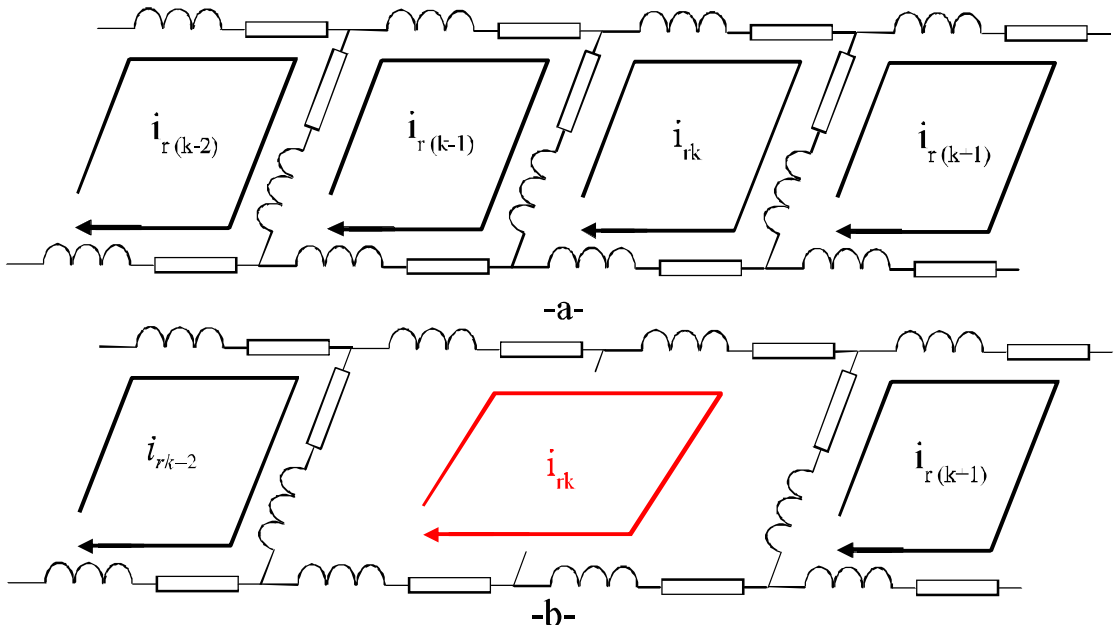


Figure 2.8. Schéma équivalent de la cage rotorique. (a) machine saine, (b) avec une barre cassée.

## 2.4.2 Modélisation des défauts rotoriques

Les défauts de barres cassées peuvent être incorporés dans le modèle de la machine saine par l'augmentation de la résistance de la barre incriminée, dont on veut simuler la cassure (figure (2.8)). Une augmentation de la résistance de la barre de 11 fois permet d'aboutir à des résultats en concordances avec ceux obtenus expérimentalement [160]. Cette augmentation est justifiée par le fait qu'une partie du courant passe par les tôles lorsqu'une barre vient de se casser [161]. Les inductances mutuelles de stator – rotor ou de rotor–rotor restent sans changement en cas de défaut.

## 2.4.3 Modélisation des défauts d'excentricité

Pour avoir un modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil excentrée, il est nécessaire de modéliser la variation de la perméance d'entrefer ce qui permet de redéfinir les expressions des inductances de la machine. Les figures (2.9) et (2.10) présentent une vue de face d'un rotor statiquement et dynamiquement excentré respectivement.  $O_s$  et  $O_r$  sont les centres du stator et du rotor respectivement, la distance  $O_r O_s$  est le décalage entre les deux centres.

### 2.4.3.1 Excentricité statique

Dans le cas d'une excentricité purement statique (figure (2.9)), la fonction d'entrefer est définie comme suit [150, 151] :

$$g(\theta_s) = g_0(1 - \delta_s \cos(\theta_s)) \quad (2.55)$$

tel que :

$\delta_s$  est le degré d'excentricité statique donné par :

$$\delta_s = \frac{O_r O_s}{g_0} \quad (2.56)$$

Le développement en série de Fourier de la fonction de perméance que nous avons

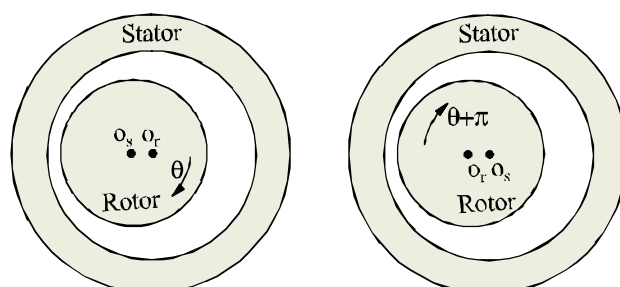


Figure 2.9. Représentation schématique de l'excentricité statique.

besoin pour parvenir à des expressions analytiques des inductances [150, 151] :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left( a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n \theta_s) \right) \quad (2.57)$$

où :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \delta_s^2}}$$

$$a_n = \left( 2a_0 \frac{\delta_s}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} \right)^n$$

### 2.4.3.2 Excentricité dynamique

Pour une excentricité de type dynamique représentée par la figure (2.9), la fonction d'épaisseur d'entrefer sera exprimée en  $\delta_d$  comme suit [150, 151] :

$$g(\theta_s, \theta) = g_0 (1 - \delta_d \cos(\theta_s - \theta)) \quad (2.58)$$

et la fonction de perméance en série de Fourier est [150, 151] :

$$g(\theta_s, \theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left( a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n (\theta - \theta_s)) \right) \quad (2.59)$$

où :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \delta_d^2}}$$

$$a_n = \left( 2a_0 \frac{\delta_d}{\sqrt{1 - \delta_d^2}} \right)^n$$

Pour un degré faible d'excentricité statique ou dynamique  $\delta_d \leq 0.4$ , les amplitudes des termes  $a_{n>1}$  de développement en série de Fourier de la fonction de perméance sont négligeables. Par conséquent, [93] ne tiennent en compte que le premier terme  $a_{n=1}$  ce qui simplifie les formules des inductances de machine. Dans ce cas, la fonction de perméance

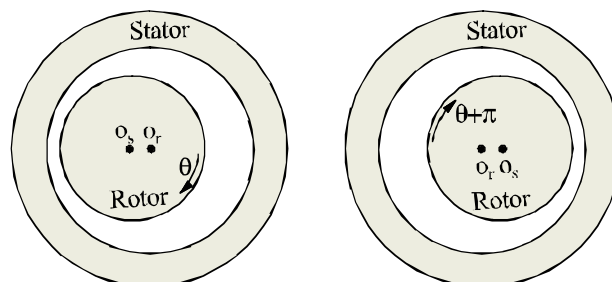


Figure 2.10. Représentation schématique de l'excentricité dynamique.

peut être réécrite sous la forme :

$$g(\Theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left( 1 + \delta \cos(\Theta) \right) \quad (2.60)$$

tel que :

$\delta = \delta_s$  et  $\Theta = \theta_s$  dans le cas d'une excentricité statique.

$\delta = \delta_d$  et  $\Theta = \theta - \theta_s$  dans le cas d'une excentricité dynamique.

## 2.5 Calcul des inductances pour une machine statiquement excentrée

En disposant de la fonction de perméance donnée par la relation (2.60), et en s'appuyant sur les équations (2.23) et (2.34), nous pouvons exprimer la fonction d'enroulement statique de la manière suivante :

$$N_{sqi}(\theta_s) = N_{sqi}^{sta} + N_{sqi}^{sain}(\theta_s) \quad (2.61)$$

où :

$$N_{sqi}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\delta_s N_f}{\pi} K_{b1} \cos\left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3} + i\alpha\right) & si \quad p = 1 \\ 0 & sinon \end{cases} \quad (2.62)$$

En considérant les relations (2.23), (2.42), (2.60) et on suit la même démarche du calcul, et après développement, la fonction d'enroulement rotorique est donnée par :

$$N_{rk}(\theta_r) = N_{rk}^{saine}(\theta_r) + N_{rk}^{sta}(\theta) \quad (2.63)$$

où :

$$N_{rk}^{sta}(\theta) = -\frac{\delta_s}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \quad (2.64)$$

En procédant d'une manière analogue que précédemment pour un entrefer uniforme à l'exception de l'inverse de la fonction d'entrefer et la fonction d'enroulement qui sont remplacées par les équations (2.60) et (2.61) :

Inductance de magnétisation d'une phase  $q$  et d'étoile  $i$  :

$$l_{sqi} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{sqi}(\theta_s, \theta) N_{sqi}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + N_{sqi}^{sta} n_a(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (2.65)$$



Après développement on trouve :

$$l_{sqi}(\theta_s) = l_{sqi}^{sta} + l_{sqi}^{sain}(\theta_s) \quad (2.66)$$

où :

$$l_{sqi}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2 N_i^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos^2(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3} + i\alpha) \right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.67)$$

et l'inductance de mutuel entre deux phases  $q$  et d'étoile  $i$  :

$$M_{sq_{1,2}i_{1,2}} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{sq_{1i_1}}(\theta_s, \theta) N_{sq_{2i_2}}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + N_{sq_{2i_2}}^{sta} n_{sq_{1i_1}}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (2.68)$$

Ce qui nous conduit à la relation :

$$M_{sq_{1,2}i_{1,2}} = M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sta} + M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sain} \quad (2.69)$$

où :

$$M_{sq_{1,2}i_{1,2}}^{sta} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2 N_i^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos(\theta_0 + q_1 \frac{2\pi}{3} + i_1\alpha) \cos(\theta_0 + q_2 \frac{2\pi}{3} + i_2\alpha) \right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.70)$$

On vérifie dans les équations (2.67) et (2.70) que les inductances statoriques pour une excentricité statique ne dépendent pas de la position du rotor  $\theta$ . Toutefois, le défaut d'excentricité statique fait varier la valeur maximale dans le cas où le nombre de paires de pôles est unitaire.

De la même façon que précédemment, en se servant des relations (2.23),(2.42),(2.60), (2.64) et en remplaçant  $\theta_s$  par  $\theta_r$ , on peut calculer les inductances rotoriques :

L'inductance de magnétisation  $l_{rk}$  :

$$l_{rk} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{rk}(\theta_r, \theta) N_{rk}^{sain}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} + N_{rk}^{sta} n_{rk}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} \right) d\theta_r \quad (2.71)$$

Ainsi après développements, on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$l_{rk} = l_{rk}^{sta} + l_{rk}^{sain} \quad (2.72)$$

où :

$$l_{rk}^{sta} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right)^2 \cos^2\left(\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \right) \quad (2.73)$$

Pareillement, l'inductance mutuelle entre deux barres rotoriques se déduit par l'intégrale ci-dessous :

$$M_{rk_{1,2}} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{rk_1}(\theta_r, \theta) N_{rk_2}^{sain}(\theta_r, \theta) g(\theta, \theta_r)^{-1} + N_{rk_2}^{sta} n_{rk_1}(\theta_r, \theta) g(\theta, \theta_r)^{-1} \right) d\theta_r \quad (2.74)$$

Ce qui donne après développement :

$$M_{rk_{1,2}} = L_{rk_{1,2}}^{sta} + L_{rk_{1,2}}^{sain} \quad (2.75)$$

où :

$$M_{rk_{1,2}}^{sta} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right)^2 \cos\left(\left(\theta + \left(k_1 - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \cos\left(\left(\theta + \left(k_2 - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \right) \quad (2.76)$$

Les inductances rotoriques présentées par les équations (2.72) et (2.75) montrent qu'elles n'ont plus une même valeur constante contrairement au cas d'une machine parfaitement centrée mais une valeur qui dépend de la position rotorique  $\theta$ .

L'inductance mutuelle entre une phase statorique et les mailles rotoriques se détermine encore de la même manière qu'en état sain. En revanche, il faut introduire la fonction de perméance et la fonction d'enroulement pour une excentricité statique dans l'équation (2.31) :

$$M_{srqk} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{rk}(\theta_r) N_{sqi}^{sain}(\theta_s) g(\theta_r, \theta)^{-1} + N_{sqi}^{sta} n_{rk}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} \right) d\theta_r \quad (2.77)$$

Après développement algébrique on aboutit à l'expression ci-dessous :

$$M_{srqk}(\theta) = M_{srqk}^{sta}(\theta) + M_{srqk}^{sain}(\theta) \quad (2.78)$$

où :

pour  $p = 1$

$$M_{srqk}^{sta}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s N_t}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left((h+1)\frac{\alpha_r}{2}\right) \frac{K_{bh}}{h(h+1)} \times \right. \\ \left. \cos\left((h+1)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) - h\left(\theta_0 + q\frac{2\pi}{3} + i\alpha\right)\right) \right) \\ - \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2 N_t}{\pi} K_{b1} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\theta_0 + q\frac{2\pi}{3} + i\alpha\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \right) \quad (2.79)$$

pour  $p \neq 1$

$$M_{srqk}^{sta}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left((hp \pm 1)\frac{\alpha_r}{2}\right) \frac{K_{bh}}{h(hp-1)} \times \right. \\ \left. \cos\left((hp \pm 1)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) - hp\left(\theta_0 + q\frac{2\pi}{3p} + i\frac{\alpha}{p}\right)\right) \right) \quad (2.80)$$

L'analyse de l'équation (2.78) donnant l'inductance mutuelle entre les phases statoriques et les mailles rotoriques montre que l'excentricité statique fait introduire un nouveau terme qui dépend à la fois à la position rotorique  $\theta$  et au rang des harmoniques d'espace  $h$ .

## 2.6 Calcul des inductances pour une machine dynamiquement excentrée

Les étapes de calcul étant semblables à celles de l'excentricité statique, sauf dans ce cas, nous devons remplacer la fonction de perméance d'excentricité statique par celle d'excentricité dynamique.

En remplaçant la fonction de perméance pour une excentricité dynamique par son expression dans l'équation (2.23), on trouve :

$$N_{sqi}(\theta_s, \theta) = N_{sqi}^{dyn}(\theta) + N_{sqi}^{sain}(\theta_s) \quad (2.81)$$

tel que :

$$N_{sqi}^{dyn} = \begin{cases} -\frac{\delta_d N_t}{\pi} K_{b1} \cos\left(\theta - \theta_0 - q\frac{2\pi}{3} - i\alpha\right) & \text{si } p = 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.82)$$

Pour la fonction d'enroulement rotorique, on trouve que elle s'exprime par la relation :

$$N_{rk}(\theta_r) = N_{rk}^{saine}(\theta_r) + N_{rk}^{dyn} \quad (2.83)$$

où :

$$N_{rk}^{dyn} = -\frac{\delta_d}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \quad (2.84)$$

Les calculs des inductances se font comme dans le cas d'excentration statique ; ce qui conduit à les expressions suivantes :

et l'inductance de magnétisation d'une phase  $q$  et d'étoile  $i$  :

$$l_{sqi} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left( n_{sqi}(\theta_s, \theta) N_{sqi}^{sain}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} + N_{sqi}^{dyn}(\theta) n_{sqi}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} \right) d\theta_s \quad (2.85)$$

Après développement, on déduit que l'inductance de magnétisation :

$$l_{sqi}(\theta) = l_{sqi}^{dyn}(\theta) + l_{sqi}^{sain} \quad (2.86)$$

tel que :

$$l_{sqi}^{dyn} = \begin{cases} -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2 N_i^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos^2\left(\theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3} - i \alpha\right) \right) & si \quad p = 1 \\ 0 & sinon \end{cases} \quad (2.87)$$

L'inductance de mutuel entre deux phases  $q$  et d'étoile  $i$  :

$$M_{sq1,2i1,2} = M_{sq1,2i1,2}^{dyn} + M_{sq1,2i1,2}^{sain} \quad (2.88)$$

où :

$M_{sq1,2i1,2}^{dyn}$  est nulle sauf dans le cas où  $p = 1$  :

$$M_{sq1,2i1,2}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_s^2 N_i^2}{\pi} K_{b1}^2 \cos\left(\theta - \theta_0 - q_1 \frac{2\pi}{3} - i_1 \alpha\right) \cos\left(\theta - \theta_0 - q_2 \frac{2\pi}{3} - i_2 \alpha\right) \right) \quad (2.89)$$

Comme dans le cas de l'excentricité statique et pour un nombre de paire de pôles unitaire la présence de l'excentricité dynamique n'a aucune influence sur les inductances statique. Toutefois, la prise en considération des différents termes de la fonction de perméance fait introduire une modulation des inductances statoriques aux multiples de la fréquence  $f_r$  tel que rapporté en [162].

Pour les inductances rotoriques, l'inductance de magnétisation rotorique est donnée par :

$$l_{rk} = l_{rk}^{dyn} + l_{rk}^{sain} \quad (2.90)$$

où :

$$l_{rk}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_d^2}{\pi} \sin^2 \left( \frac{\alpha_r}{2} \right) \cos^2 \left( \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (2.91)$$

L'inductance mutuelle entre deux barres rotoriques :

$$M_{rk_1,2} = M_{rk_1,2}^{dyn} + M_{rk_1,2}^{sain} \quad (2.92)$$

où :

$$M_{rk_1,2}^{dyn} = -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_d^2}{\pi} \sin^2 \left( \frac{\alpha_r}{2} \right) \cos \left( \left( k_1 - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \cos \left( \left( k_2 - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \quad (2.93)$$

Contrairement au cas de l'excentricité statique, la présence de l'excentricité dynamique n'a aucune effet sur les inductances mutuelles et de magnétisations des mailles rotoriques.

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques et les mailles rotoriques est :

$$M_{srqk}(\theta) = M_{srqk}^{dyn}(\theta) + M_{srqk}^{sain}(\theta) \quad (2.94)$$

où :

pour  $p = 1$

$$\begin{aligned} M_{srqk}^{dyn}(\theta) = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_d N_t}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin \left( (h+1) \frac{\alpha_r}{2} \right) \frac{K_{bh}}{h(h+1)} \times \right. \\ & \left. \cos \left( h\theta + (h+1) \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - h \left( \theta_0 + q \frac{2\pi}{3} + i \alpha \right) \right) \right) \\ & - \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_d^2 N_t}{\pi} K_{b1} \sin \left( \frac{\alpha_r}{2} \right) \cos \left( \theta - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3} - i \alpha \right) \cos \left( \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r \right) \right) \end{aligned} \quad (2.95)$$

pour  $p \neq 1$

$$\begin{aligned} M_{srqk}^{dyn}(\theta) = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left( \frac{2\delta_d N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin \left( (hp \pm 1) \frac{\alpha_r}{2} \right) \frac{K_{bh}}{h(hp \pm 1)} \times \right. \\ & \left. \cos \left( hp\theta + (hp \pm 1) \left( k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - hp \left( \theta_0 + q \frac{2\pi}{3p} + i \frac{\alpha}{p} \right) \right) \right) \end{aligned} \quad (2.96)$$

Comme dans le cas de l'excentricité statique, la présence de l'excentricité dynamique fait introduire des nouveaux termes au niveau de l'inductance mutuelle.

## 2.7 Modélisation de l'association onduleur-machine

Dans cette partie, nous allons modéliser l'association d'un onduleur **h**éxaphasé à une machine double étoile avec neutre isolé. La modélisation de cette association consiste à trouver une relation entre les signaux de commande des IGBT et les tensions d'alimentation de la machine asynchrone double étoile. Un onduleur de tension est un convertisseur statique, où on peut trouver plusieurs structures dans la littérature [163]. Nous allons employer dans ce travail un onduleur hexaphasé à deux niveaux pour alimenter une machine double étoile. L'alimentation d'un onduleur se fait soit par une source de tension continue ou à partir d'un redresseur. La source de tension continue est modélisée comme une source idéale. Chaque bras est constitué par deux interrupteurs, bidirectionnel en courant et commandé à l'amorçage et au blocage. Les deux neutres de la machine ne sont pas connectés au point milieu, les phases de la machine sont couplées avec deux neutres isolés tel que  $n_1$  et  $n_2$  sont respectivement les neutres d'étoile 1 et d'étoile 2 (voir la figure 2.11). Dans ce cas-là, la somme des courants traversant chaque étoile est nulle.

L'expression des tensions de sortie en fonction des tensions statoriques de phase  $q$  et d'étoile  $i$  est donnée par :

$$S_{sqi} E = v_{sqi} = R_s i_{sqi} + \frac{d}{dt} \psi_{sqi} + v_{0ni} \quad (2.97)$$

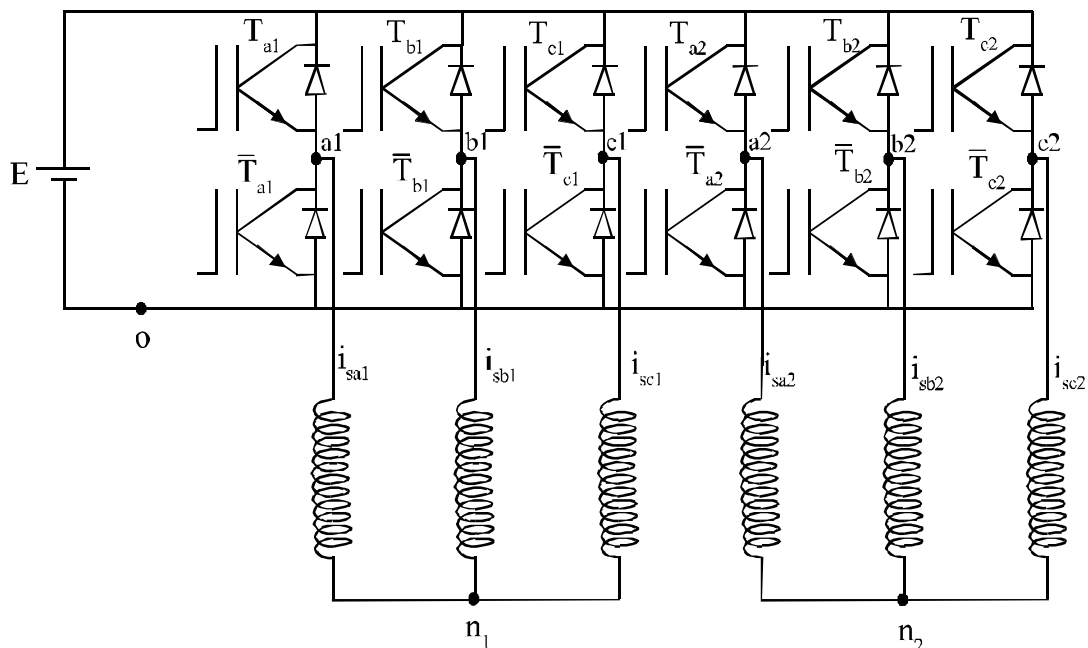


Figure 2.11. Schéma d'un onduleur de tension hexaphasé alimentant un moteur double étoile avec deux neutres isolés.

où :  $S_{sqi}$  est une fonction de connexion qui définit l'état (fermé ou ouvert) des interrupteurs du haut.

La fonction  $S_{sqi}$  de chaque interrupteur est définie à partir de la modulation MLI. Quand l'amplitude de tension de référence de chaque phase dépasse celui du signal triangulaire, l'interrupteur est fermé, sinon l'interrupteur est ouvert.

$$S_{sqi} = \begin{cases} 1 & \text{quand } T_i \text{ est ferme} \\ 0 & \text{quand } T_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.98)$$

À partir de la somme des lignes des tension de sortie, les potentiels des deux neutres  $v_{on1}$  et  $v_{on2}$  sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{on1} = \frac{1}{3} \left( (S_{sa1} + S_{sb1} + S_{sc1})E - \frac{d}{dt}\psi_{sa1} - \frac{d}{dt}\psi_{sb1} - \frac{d}{dt}\psi_{sc1} \right) \\ v_{on2} = \frac{1}{3} \left( (S_{sa2} + S_{sb2} + S_{sc2})E - \frac{d}{dt}\psi_{sa2} - \frac{d}{dt}\psi_{sb2} - \frac{d}{dt}\psi_{sc2} \right) \end{cases} \quad (2.99)$$

Les tensions statoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sa2} \\ v_{sb1} \\ v_{sb2} \\ v_{sc1} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_{sa1} & 0 & -S_{sb1} & 0 & -S_{sc1} & 0 \\ 0 & 2S_{sa2} & 0 & -S_{sb2} & 0 & -S_{sc2} \\ -S_{sa1} & 0 & 2S_{sb1} & 0 & -S_{sc1} & 0 \\ 0 & -S_{sa2} & 0 & 2S_{sb2} & 0 & -S_{sc2} \\ -S_{sa1} & 0 & -S_{sb1} & 0 & 2S_{sc1} & 0 \\ 0 & -S_{sa2} & 0 & -S_{sb2} & 0 & 2S_{sc2} \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{3} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{np1} \\ v_{np2} \\ v_{np1} \\ v_{np2} \\ v_{np1} \\ v_{np2} \end{bmatrix} \quad (2.100)$$

où :

$v_{np1}$  et  $v_{np2}$  sont des tensions homopolaires reliées directement à l'ordre des harmoniques spatiaux  $h$  décrits dans la matrice de l'inductance mutuelle stator-rotor tel que :

$$\begin{cases} v_{np1} = \frac{d}{dt}\psi_{sa1} + \frac{d}{dt}\psi_{sb1} + \frac{d}{dt}\psi_{sc1} \\ v_{np2} = \frac{d}{dt}\psi_{sa2} + \frac{d}{dt}\psi_{sb2} + \frac{d}{dt}\psi_{sc2} \end{cases} \quad (2.101)$$

Un onduleur d'une puissance fiable ou moyenne peut être constitué à partir des interrupteurs de type IGBTs, dans ce cas, la fréquence de commutation des interrupteurs peut atteindre 20 KHz. Dans ce travail, nous avons fixé la fréquence signal triangulaire à 10 KHz et les commutations des interrupteurs sont instantanées et la chute de tension dans les interrupteur est supposée nulle.

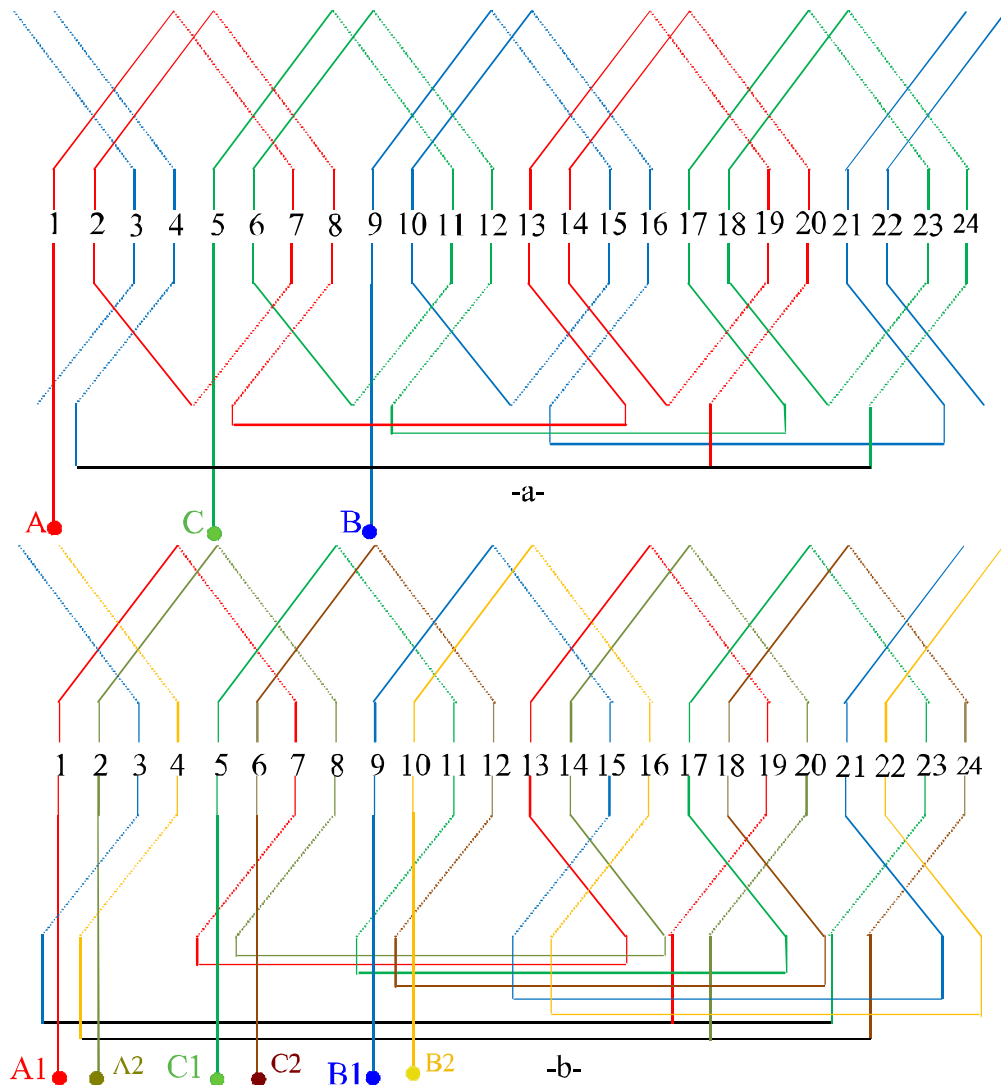


Figure 2.12. Enroulement imbriqué à 4 pôles et 24 encoches, (a) d'un moteur triphasé, (b) d'un moteur double étoile décalées de  $30^\circ$  électrique.

La commande scalaire est basée sur le maintien du rapport constant des amplitudes de la tension et de la fréquence tel que :

$$V_m = K_f f_s \quad (2.102)$$

## 2.8 Résultats de simulation

Considérons un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de  $1.1\text{kw}$ , 4 pôles,  $230\text{v}/400\text{v}$ , bobinée de façon imbriqué à simple couche dont chaque phase est constituée par  $p = 2$  bobines en série, dont chaque bobine est constituée par  $N_c = 2$  enroulements en série. Chaque enroulement contient  $N_c = 60$  spires. Les autres paramètres de modèle sont identifiés à partir des essais et mesures faites sur une machine réelle, ils sont donnés dans l'annexe A. La disposition d'enroulement statorique du moteur est représentée dans la figure (2.15-a). À partir de cette machine, nous avons reconfiguré l'enroulement statorique



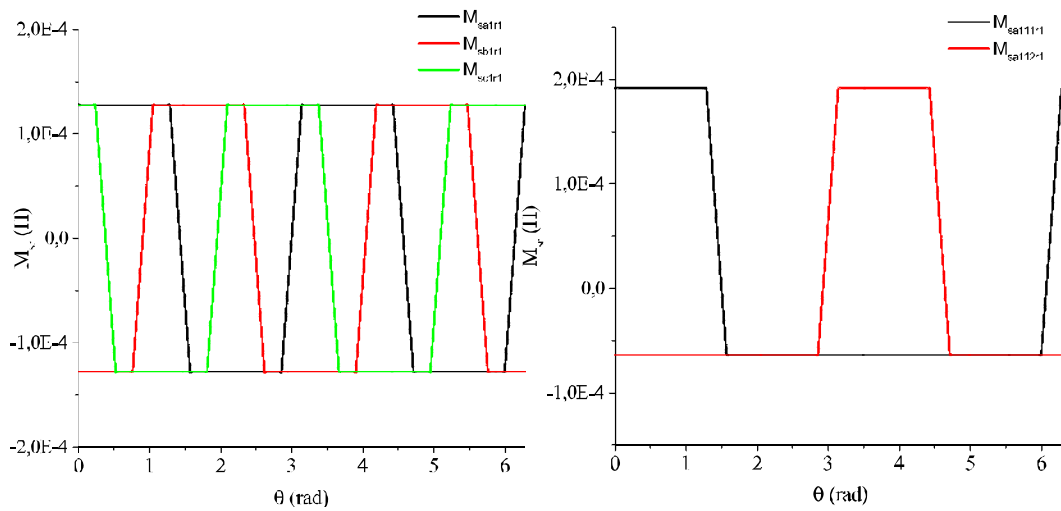


Figure 2.13. Les inductances mutuelles stator-rotor  $M_{sra1b1c1}$  entre les phases a1, b1, c1, les spires de phase a1 et la première maille rotorique r1 à l'état sain.

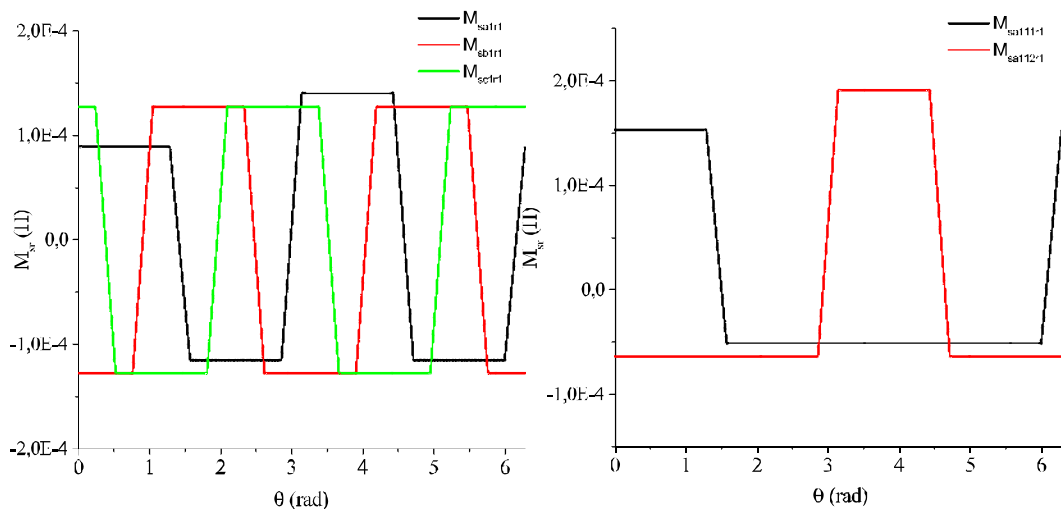


Figure 2.14. Les inductances mutuelles stator-rotor  $M_{sra1b1c1}$  entre les phases  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $c_1$ , les spires de phase  $a_1$  et la première maille rotorique  $r_1$  avec un court-circuit de 10% de la phase a1.

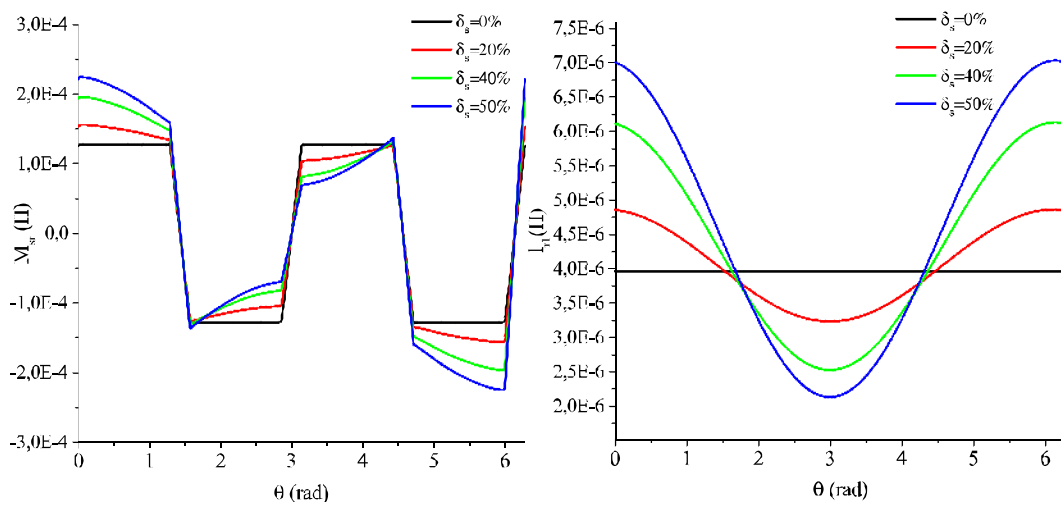


Figure 2.15. L'inductance mutuelle entre la phase  $a_1$  et la première maille rotorique  $M_{sa1r1}$  et l'inductance de magnétisation rotorique  $l_{r1}$  de maille  $r_1$  pour différents degrés d'excentricité statique.

en double étoile (voir la figure (2.15-b)). Dans ce cas, l'enroulement statorique est composé de deux étoiles identiques décalés régulièrement de  $30^\circ$  électrique, soit un décalage d'une encoche statorique. Une simple modification nous permet de revenir à la configuration initiale.

La figure (2.13) met en relief la disposition des inductances mutuelles entre les phases statoriques d'étoile 1 ( $a_1 b_1 c_1$ ), les différents spires de phase  $a_1$  et la première maille rotorique à l'état sain, tandis que la figure (2.14) pour un défaut de 10% de court-circuit de première spire de phase  $a_1$ .

L'effet du court-circuit se traduit par une incohérence de la courbe d'inductance mutuelle entre la phase statorique ayant le défaut du court-circuit, et la première maille rotorique.

La figure (2.15) et (2.16) représentent extrait de l'analytique l'inductance mutuelle  $M_{a_1 r_1}$  entre la phase  $a_1$  et la première maille rotorique, et l'inductance de magnétisation de la première maille rotorique en fonction de position du rotor pour une excentricité statique et dynamique respectivement. Les courbes présentées dans ces figures confirment les remarques faites à partir de résultats analytiques. L'introduction d'une excentricité du type statique fait moduler les inductances rotoriques et modifier les inductances mutuelles stator-rotor. Toutefois, l'excentricité dynamique ne fait varier que l'inductance mutuelle stator-rotor.

Les figures (2.17), (2.18) et (2.19) présentent les courants statoriques issus de simulation dynamique des phase  $a_1$  et  $a_2$  dans le régime permanent et le spectre de courant de phase  $a_1$  en charge à l'état sain, avec une cassure de barre sans prise en charge de l'ondulation de la vitesse et une excentricité statique de 30% respectivement. Ces figures viennent montrer de manière plus claire l'exactitude du développement. On remarque également une parfaite cohérence entre les harmoniques présents dans le courant statorique d'une

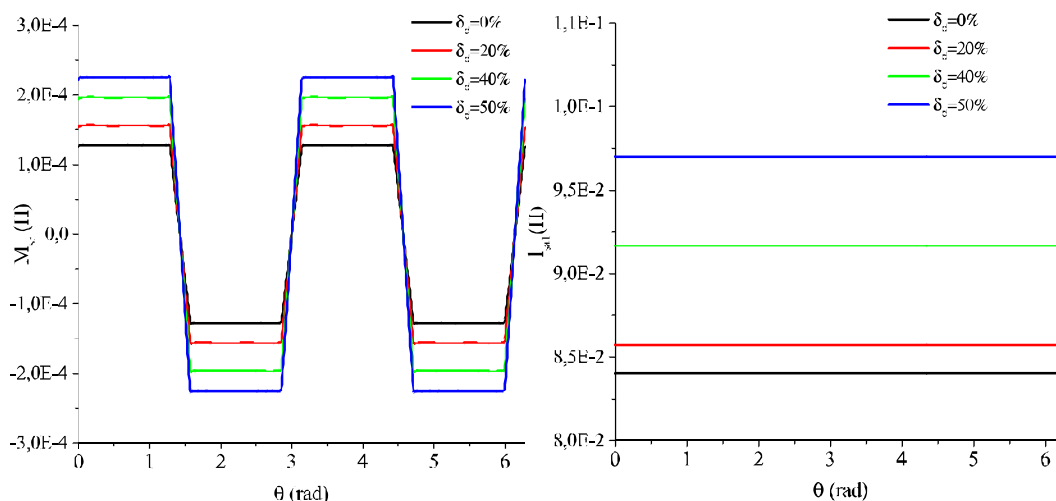


Figure 2.16. L'inductance mutuelle entre la phase  $a_1$  et la première maille rotorique  $M_{s_{a_1} r_1}$  et l'inductance de magnétisation d'une phase  $L_{s_{a_1}}$  pour différents degrés d'excentricité dynamique.

machine double étoile saine ou défectueuse et celle triphasée tel que rapporté dans le chapitre 1. Toutefois, les deux systèmes d'alimentation et les deux enroulements triphasés de la machine sont supposés parfaitement symétriques dans la simulation. En réalité, suite à la dissymétrie de la structure de bobinage statorique ou une asymétrie entre les deux étoiles d'alimentation provenant d'un décalage dans la commande des bras d'onduleurs, un courant de déséquilibre apparaît et qui peut être physiquement interprétés comme un courant de circulation entre les deux étoiles.

Pour cette raison, le chapitre suivant sera orienté vers le diagnostic d'un défaut largement traité dans la littérature pour la machine asynchrone à double étoile en tenant compte le déséquilibre entre les deux étoiles provenant d'une asymétrie d'alimentation ou de la structure de bobinage statorique.

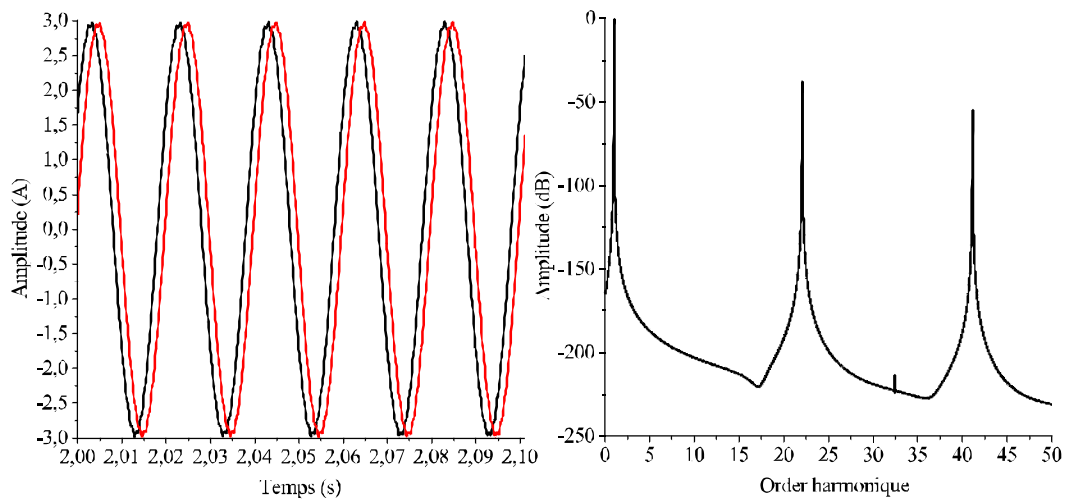


Figure 2.17. Les courants statoriques des phases  $a_1, a_2$  et le spectre du courant statorique  $i_{sa1}$  d'un moteur en charge et sain.

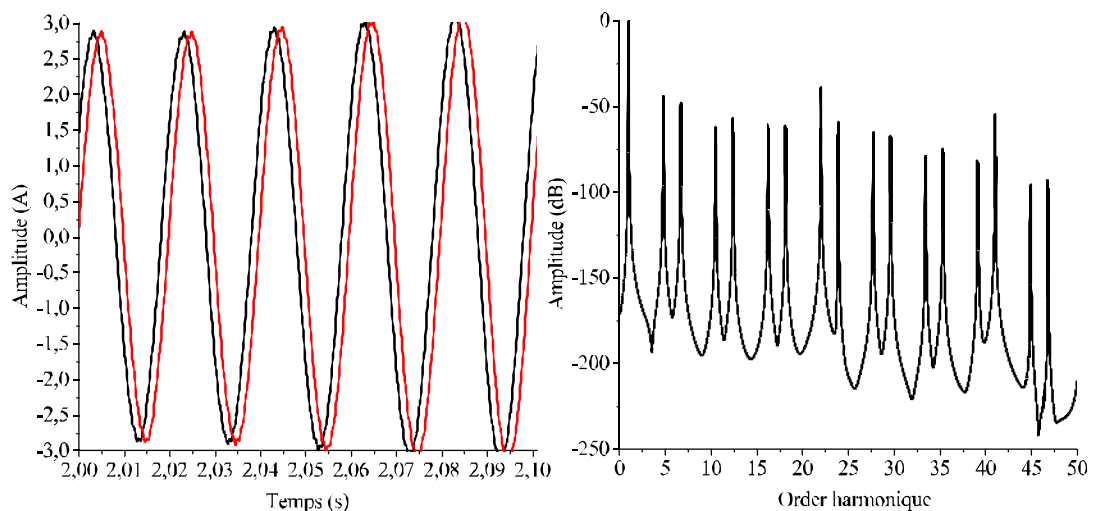


Figure 2.18. Les courants statoriques des phases  $a_1, a_2$  et le spectre du courant statorique  $i_{sa1}$  d'un moteur en charge et ayant une cassure de barre (sans tenir compte d'ondulation de vitesse).

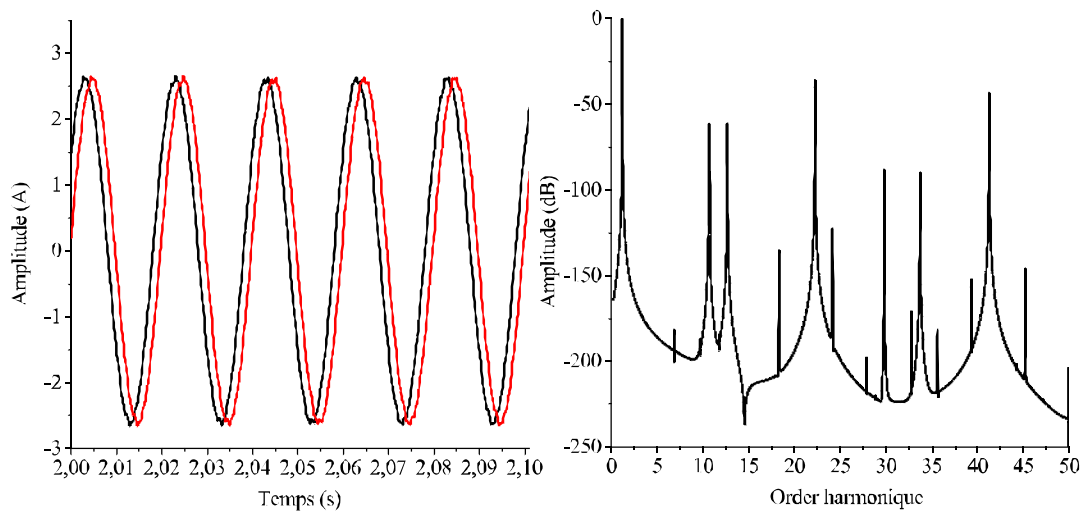


Figure 2.19. Les courants statoriques des phases  $a_1$ ,  $a_2$  et le spectre du courant statorique  $i_{sa1}$  d'un moteur en charge et ayant une excentricité statique de 30%.

## 2.9 Conclusion

Le présent chapitre est consacré à la présentation d'un modèle approprié au diagnostic des défauts usuels tel que cassure de barre et l'excentricité radiale de la machine asynchrone à double étoile et à cage d'écureuil. Ce modèle tient en compte les harmoniques d'espace dus à la distribution des bobines et à la variation de l'épaisseur d'entrefer. Le modèle est basé sur l'approche de la fonction d'enroulements modifiés et le développement en série de Fourier des fonctions de distributions statoriques, rotoriques et la fonction de perméance. Il permet de déterminer les formules de l'inductance des bobines de stator, mailles rotoriques, ainsi que les inductances mutuelles entre les bobines du stator et les mailles rotoriques d'une machine symétrique ou radialement excentrée.

Dans le chapitre suivant, nous nous attelons à expliquer les mécanismes de génération des harmoniques d'espace de la machine asynchrone double étoile saine et défectueuse.

# Chapitre 3

## Surveillance et diagnostic des défauts de la machine asynchrone double étoile alimentée par onduleur de tension

### 3.1 Introduction

Comme nous l'avons souligné dans le premier chapitre, l'inconvénient principale de la structure multi-phasée se réside au fait que lors d'alimentation de la machine, des harmoniques temporels et spatiaux non-générateur de couple prennent de l'ampleur sous l'effet d'une asymétrie entre, soit des tensions d'alimentation, soit les enroulements statoriques. En effet, cet inconvénient de la structure multi-phasée se traduit dans une machine double étoile par l'apparition d'un courant de déséquilibre entre les deux étoiles. Et du fait que le diagnostic et le degré de sévérité des défauts usuels dans une machine asynchrone triphasée se font par la surveillance des amplitudes des harmoniques spatiaux introduits par la variation de la géométrie, le besoin de trouver des indices des anomalies qui participent à la création de couple sera l'objet principal de ce chapitre.

Dans ce contexte, nous allons présenter une méthode de diagnostic de cassure de barre d'une machine asynchrone double étoile en tenant compte du courant harmonique de déséquilibre entre les deux étoiles. Pour atteindre cet objectif, le développement analytique des signatures de défaut de cassure de barre a été établie de telle sorte que nous pouvons découpler entre les harmoniques générateurs de couple et non et de manière à trouver une dissimilitude dans les indices.

Vu que l'un des avantages de la machine multi-phasée est la minimisation des ondulations de couple et que l'image de ce dernier se trouve dans la puissance instantanée, une étude analytique de la puissance en fonction d'angle de décalage entre les deux systèmes d'alimentation sera présentée dans ce chapitre.

Enfin, des résultats expérimentaux viennent confirmer nos développements théoriques

seront présentés.

## 3.2 Étude théorique des harmoniques de courant statorique à l'état sain

Pour déterminer les harmoniques d'espace dans le courant statorique, nous allons utiliser la matrice de Concordia généralisée. Ce qui permet, à la fois, d'éviter des composants fréquentiels homopolaires induits par les tensions de neutres et de séparer entre les composants générateur du couple et non.

Pour une machine multiphasée, [8] a établi une transformation de Concordia généralisée. Elle permet de représenter une machine de  $n/2$  ou  $(n-1)/2$  phase (pour une machine ayant un nombre impaire de phases) par des référentiels orthonormé dont  $(\alpha, \beta)$  est lié à la conversion électromécanique de l'énergie et plus qu'un des référentiels  $(x, y)$  liés aux courants non générateur de couple et un référentiel  $(o_1, o_2)$  lié aux vecteurs homopolaires.

La matrice de transformation de Concordia généralisée est définie comme suit :

$$[C_n] = \sqrt{\frac{2}{n}} \times \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cdots & \cos(3\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \cdots & -\sin(3\alpha) & -\sin(2\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cdots & \cos(6\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(2\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \cdots & -\sin(6\alpha) & -\sin(4\alpha) & -\sin(2\alpha) \\ 1 & \cos(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(9\alpha) & \cdots & \cos(9\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(3\alpha) \\ 0 & \sin(3\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(9\alpha) & \cdots & -\sin(9\alpha) & -\sin(6\alpha) & -\sin(3\alpha) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & \cos(k_n\alpha) & \cos(2k_n\alpha) & \cos(3k_n\alpha) & \cdots & \cos(3k_n\alpha) & \cos(2k_n\alpha) & \cos(k_n\alpha) \\ 0 & \sin(k_n\alpha) & \sin(2k_n\alpha) & \sin(3k_n\alpha) & \cdots & -\sin(3k_n\alpha) & -\sin(2k_n\alpha) & -\sin(k_n\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

tel que :

$$k_n = \frac{n-2}{2}$$

Les grandeurs statoriques sont transformées par :

$$[X_{s\alpha\beta xy \cdots o_1 o_2}] = [C_n] [X_{sabc \cdots}] \quad (3.2)$$

Pour une machine hexaphasée, la matrice de transformation de Concordia est :

$$[C_6] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Les équations des tensions et des flux pour les deux enroulements triphasés statoriques sont données par les équations (2.2) et (2.3), qu'on réécrit comment suit :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [I] + \frac{d}{dt} [\psi_s] + [v_n] \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} [v_r] \\ v_e \end{bmatrix} = [0] = \begin{bmatrix} [R_r] & -R_e \\ & \vdots \\ -R_e & \dots & n_b R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_r] \\ i_e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\psi_r] \\ \psi_e \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

En appliquant la transformation de Concordia généralisée à l'équation des tensions statoriques (3.4), on obtient le système des équations suivant dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ v_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\psi_{sx}}{dt} \\ v_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\psi_{sy}}{dt} \end{cases} \quad (3.6)$$

et le courant de la phase  $a_1$  en appliquant la transformation inverse de Concordia généralisée est définie par :

$$i_{sa1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s\alpha} + i_{sx}) \quad (3.7)$$

À partir de l'équation (3.7), on voit que le courant statorique est la superposition des deux courants dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  l'un participant à la conversion d'énergie et l'autre courant de circulation entre les deux étoiles. En effet, les fréquences susceptibles d'être la cause d'un éventuel défaut projetés dans le référentiel  $(x, y)$  peuvent être physiquement interprétées comme un courant de circulation entre les deux enroulements triphasés statoriques. Ce courant est proportionnel aux asymétries entre les deux enroulements. Cela signifie que l'analyse du courant statorique de phase ne permet pas

de déterminer d'une manière exacte le degré de criticité du défaut. Tout ceci se résume à la nécessité de trouver des signatures du défaut de cassure de barre qui ne dépendent pas aux asymétries entre les deux étoiles.

À partir l'équation (3.7), nous pouvons remarquer que pour déterminer le contenu fréquentiel des courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{sx}$  il est seulement nécessaire de calculer les composantes  $\frac{d}{dt}\psi_{s\alpha}$  et  $\frac{d}{dt}\psi_{sx}$ .

En Tenant compte des expressions de inductances statoriques développées dans le chapitre précédent pour une machine parfaitement centrée, le flux  $\frac{d\psi_{sx}}{dt}$  dans le repère de  $(x,y)$  s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sx}}{dt} = \frac{d\psi_{sx}}{dt}|_{np} = l_s \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left( \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^h [ \cdots \cos(h(\theta + \phi_h + ka)) \cdots ][i_{rkp1}] \right) \\ + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left( \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^h \sin(2h\alpha) [ \cdots \sin(h(\theta + \phi_h + ka - 3\alpha)) \cdots ][i_{rkp2}] \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

où :

$[i_{rkp1}]$  et  $[i_{rkp2}]$  : sont les courants rotoriques induits par l'enroulement triphasé symétrique de l'étoile 1 et l'étoile 2 respectivement.

Si les enroulements de stator sont symétriques et le moteur asynchrone à cage d'écureuil est alimenté par deux systèmes de tension équilibrés et égaux. Dans ce cas, les courants rotoriques induits par l'étoile 1 ne se diffèrent pas par rapport à ceux créés par l'étoile 2 :

$$[i_{rpk1}] = [i_{rpk2}] \quad (3.9)$$

Et les courants rotoriques induits sont sous la forme suivante :

$$[i_{rpk}]^t = [i_{rpk1}]^t + [i_{rpk2}]^t = \left[ \cdots I_{rpk} \cos(s\omega_s t - ka - \gamma_p) \cdots \right] \quad (3.10)$$

tel que :

$s$  est le glissement.

$\gamma_p$  est l'angle de phase initial.

$I_{rpk}$  est la valeur maximale du courant rotorique de  $k^{\text{ème}}$  maille.

En tenant compte le décalage d'espace entre les deux étoiles et quand  $h$  appartient à



$\{h = (6k \pm 1)_{k-1,3,5,\dots}\}$ , la relation (3.8) peut encore s'écrire :

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt}\Big|_{up} = l_s \frac{di_{sx}}{dt} + \sqrt{3} \frac{d}{dt} \left( \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^h [ \dots \cos(hp(\theta + \phi_h + ka)) \dots ] [i_{rk}] \right) \quad (3.11)$$

En introduisant l'expression des courants rotoriques à l'état sain donné par (3.10) et en remplaçant  $\left(\theta = \frac{(1-s)}{p}\omega_s t + \theta_0\right)$  dans l'équation (3.11), la dérivé du flux prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sx}}{dt}\Big|_{up} = l_s \frac{di_{sx}}{dt} - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rp} k \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+1}) \\ - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rp} k \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

avec :

$$\theta_{h-1} = (h - (h-1)s)\omega_s t - \phi_h - \gamma + (h-1)ka$$

$$\theta_{h+1} = (h - (h+1)s)\omega_s t - \phi_h + \gamma + (h+1)ka$$

L'analyse de l'équation (3.12) montre clairement qu'elle contient des composants harmoniques appelés harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) induits par la distribution des barres rotoriques et des FMM positives dans l'entrefer. En plus, cette expression montre que la dérivé du flux dans le référentiel  $(x,y)$  est la somme de  $(n_b)$  ondes régulièrement décalées en phase par  $(h \pm 1)a$ , et ces ondes sont égales à zéro excepté dans le cas où :

$$G_h^{xy} = \left\{ h = (6k \pm 1)_{k-1,3,5,\dots} \cap h = \left( \frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \right\} \quad (3.13)$$

En tenant compte de la condition (3.13), nous constatons qu'il apparaît sur le spectre du dérivé de flux  $\psi_{sx}$  des harmoniques d'encoches rotoriques à la fréquence :

$$f_c(h) = (h(1-s) \pm s)f_s \quad (3.14)$$

En suivant les mêmes étapes que celles du flux  $\psi_{s\alpha}$ , la dérivé du flux  $\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}$  dans le référentiel  $(\alpha,\beta)$  est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}\Big|_{up} = L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left( \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^h [ \dots \cos(h(\theta + \phi_h + ka)) \dots ] [i_{rkp1}] \right) \\ - \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left( \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^h \sin(2h\alpha) [ \dots \sin(h(\theta + \phi_h + ka - 3\alpha)) \dots ] [i_{rkp2}] \right) \end{aligned}$$

(3.15)

De la même manière que précédemment, quand  $h$  appartient à  $\{h = (12k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots}\}$ , la dérivé du flux  $\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}|_{np}$  se généralise par :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}|_{np} = & L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}^\alpha) \\ & - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}^\alpha) \end{aligned} \quad (3.16)$$

avec :

$$\theta_{h-1} = (h - (h-1)s)\omega_s t - \phi_h - \gamma + (h-1)ka$$

$$\theta_{h-1} = (h - (h+1)s)\omega_s t - \phi_h + \gamma + (h+1)ka$$

D'après la relation (3.16), on constate que  $\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}$  est nulle sauf dans les cas où  $h$  appartient à :

$$G_h^{\alpha\beta} = \left\{ h = 1 \cup \left( h = (12k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots} \cap h = \left( \frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \right) \right\} \quad (3.17)$$

Cette expression de dérivé du flux indique, que les courants statoriques du référentiel  $(\alpha, \beta)$  ayant des composants fréquentiels induits par la distribution des encoches statoriques à la fréquence similaire à celle des courants statoriques du référentiels  $(x, y)$  :

$$f_c(h) = (h(1-s) \pm s)f_s \quad (3.18)$$

À partir du développement des dérivés du flux dans les deux référentiels, nous pouvons également conclure que le courant statorique de phase contiendra les harmoniques d'ordre :

$$G_h^{abc} = G_h^{\alpha\beta} \cup G_h^{xy} = \left\{ h = 1 \cup \left( h = (6k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots} \cap h = \left( \frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \right) \right\} \quad (3.19)$$

Nous pouvons remarquer également une parfaite cohérence entre les harmoniques présents dans le courant statorique d'une machine double étoile et celle triphasée tel que rapporté dans le deuxième chapitre. Pour confirmer la pertinence des expressions analytiques vues jusqu'ici, nous avons effectué une simulation avec le modèle décrit dans le deuxième chapitre. Les figures (3.1) et (3.2) illustrent respectivement les spectres des courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{sx}$  d'une machine double étoile saine. Nous pouvons nettement voir,

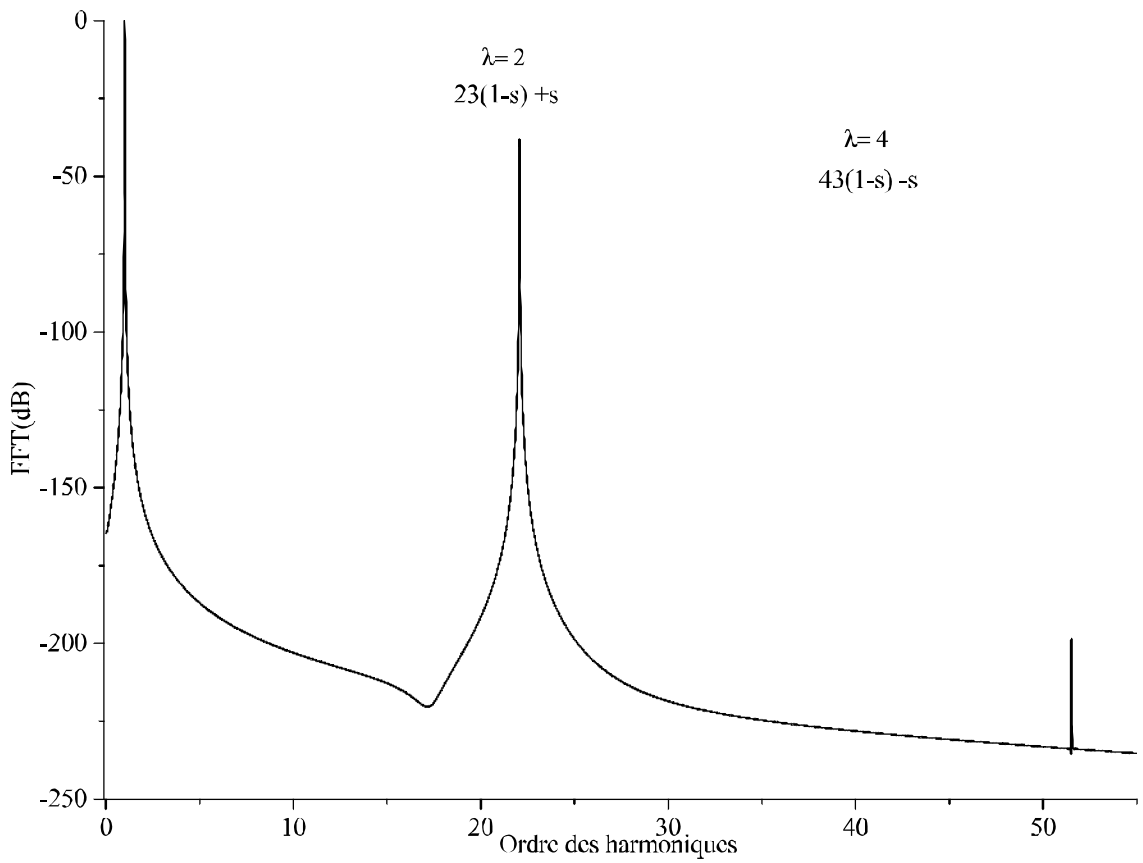


Figure 3.1. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  à l'état sain.

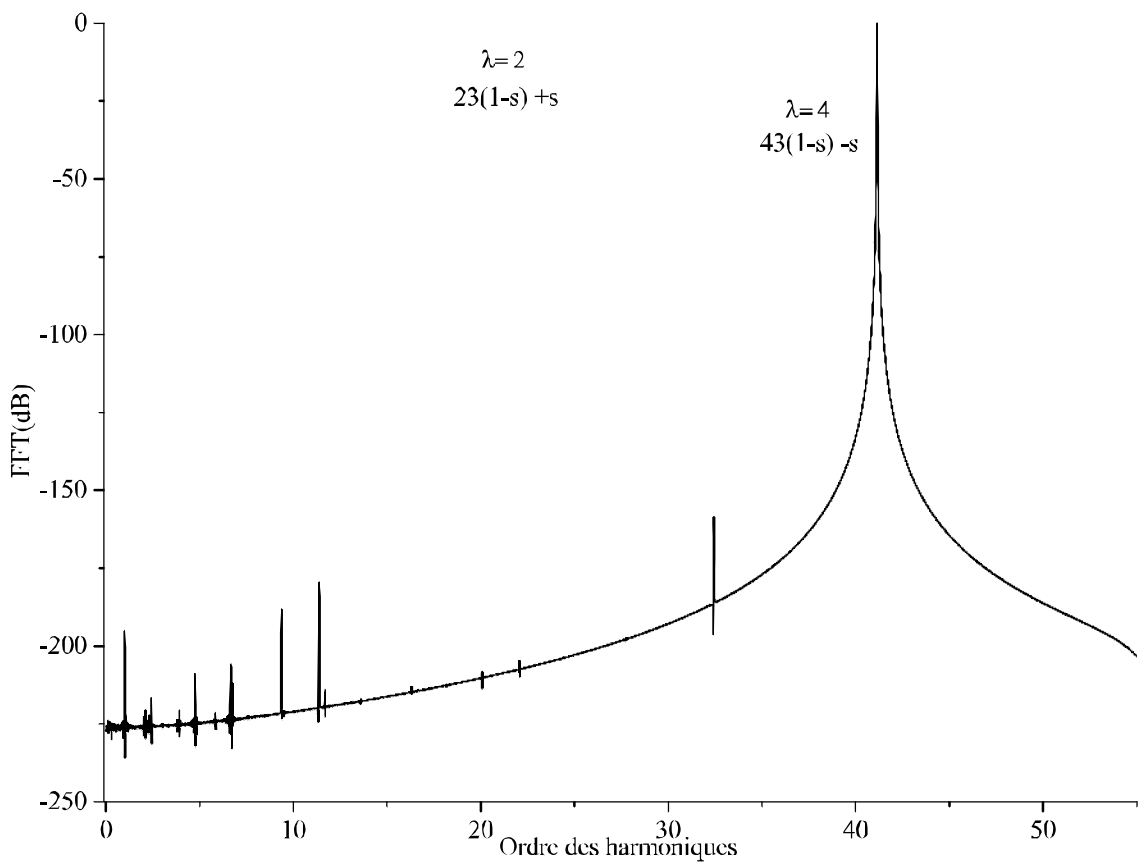


Figure 3.2. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(x, \gamma)$  à l'état sain.

l'apparition de composantes harmoniques aux fréquences données par l'équation (3.18).

Pour ( $\lambda = 2$ ), le premier harmonique d'encoche rotorique est présent sur le spectre du courant statorique dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  à la fréquence  $(23(1 - s) + s)f_s$  et de rang ( $h = (\frac{2 \times 22}{2} + 1) = 23$ ). Ceci se justifie par le fait que le rang de cet harmonique appartient à l'ensemble  $G_h^{\alpha\beta}$  (équation (3.17)).

Les harmoniques d'encoche rotorique correspondent aux ( $\lambda = 1$ ) et ( $\lambda = 3$ ) ne sont pas présents sur les deux spectres, et ceci par le fait que les rangs de ces harmoniques n'appartiennent pas aux ensembles  $G_h^{\alpha\beta}$  et  $G_h^{xy}$ .

Pour ( $\lambda = 2$ ), un harmonique d'encoche rotorique se voit sur le spectre du courant statorique dans le référentiel  $(x, y)$  à la fréquence  $(43(1 - s) - s)f_s$  et de rang ( $h = (\frac{4 \times 22}{2} - 1) = 43$ ) de fait que son rang appartient à l'ensemble  $G_h^{xy}$  (équation (3.13)).

Une conclusion peut être déduite de cette analyse, certains composants fréquentiels provenant de la distribution des barres rotoriques dans un nombre fini d'encoches ne génèrent pas d'ondulation de couple électromagnétique. La multiplication de nombre de phase peut être utile pour améliorer les performances de la machine, bruits magnétiques, de vibrations et des oscillations du couple introduites par la distribution des encoches rotoriques. Toutefois, la distribution des encoches rotoriques contribue à l'apparition d'un courant de circulation entre les deux étoiles.

### 3.3 Étude théorique des harmoniques de la puissance instantanée à l'état sain

Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre, l'un des avantages des machines multi-phasées est la réduction des ondulations de couple. Puisque l'image de couple électromagnétique se trouve directement dans la puissance instantanée. Et du fait que nous cherchons des indices des défauts qui ne dépendent pas du courant de circulation entre les deux étoiles, l'objet de cette partie est l'élaboration d'une méthode de diagnostic de machine double étoile en se basant sur l'analyse de la puissance instantanée. Les résultats obtenus seront alors confrontés à ceux trouvés à partir de l'utilisation de la matrice de Concordia généralisée.

La puissance instantanée  $P_6$  de la machine asynchrone double étoile avec deux neutres isolés est défini par :

$$P^6 = \begin{bmatrix} [i_s]^t & [i_r]^t & i_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \\ v_e \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

À partir de développement analytique susmentionné et pour pouvoir distinguer les différents termes des harmoniques spacieux de courant statorique et ceux provenant des inductances mutuelles stator-rotor, nous avons introduit l'ordre  $h_s$  qui joue le même rôle que  $h$  dans la formule décrivant le courant statorique. Dans ce cas-ci, le courant statorique à l'état sain de  $q^{ieme}$  phase et  $i^{ieme}$  étoile s'écrit sous la forme :

$$i_{sqi}^{h_s} = \sum_{h_s=1}^{\infty} \sum_{f_{sh_s}} I_m^{h_s} \cos \left( h_s (f_{sh_s} 2\pi t - (q-1) \frac{2\pi}{3} - (i-1)\alpha) \right) \quad (3.21)$$

où :

$I_m^{h_s-1}$  est la valeur maximale de l'harmonique fondamental à la fréquence de l'alimentation ( $h_s f_{sh_s} = f_s$ ).

$I_m^{h_s}$  est la valeur maximale du courant du rang  $h_s$ .

$h_s$  donne plus de l'harmonique fondamental, l'ordre des harmoniques d'encoche rotorique (RSH) présentés dans le courant du stator.

À l'état sain, l'ordre  $h_s$  et la fréquence  $h_s f_{sh_s}$  des (RSH) dans le spectre du courant statorique sont définis de la même manière comme dans les relations (3.19) et (3.18), toutefois nous devons changer  $h$  par  $h_s$ .

La fréquence d'harmonique fondamental du courant statorique s'exprime de la manière suivante :

En substituant (3.4), (3.5), (3.10) et (3.21) dans l'équation (3.20), et en remplaçant  $\theta$  par  $\left( \frac{(1-s)}{p} \omega_s t + \theta_0 \right)$ , l'expression de la puissance instantanée prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} P^6 = & C_0 - \sum_{q=1}^3 \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h_s=1}^{\infty} \sum_{f_{sh_s}} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=0}^{n_b-1} I_m^{h_s} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{4} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{4} \right\} \times \\ & \left( \sin \left( \theta_{h+1}^1 - (h+h_s)(q-1) \frac{2\pi}{3} - (h+h_s)(i-1)\alpha \right) \right. \\ & \left. - \sin \left( \theta_{h+1}^2 - (h-h_s)(q-1) \frac{2\pi}{3} - (h-h_s)(i-1)\alpha \right) \right) \\ & - \sum_{q=1}^3 \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h_s=1}^{\infty} \sum_{f_{sh_s}} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} I_m^{h_s} \left\{ \frac{h}{4} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{4} \right\} \\ & \left( \sin \left( \theta_{h-1}^3 - (h+h_s)(q-1) \frac{2\pi}{3} - (h+h_s)(i-1)\alpha \right) \right. \\ & \left. - \sin \left( \theta_{h-1}^4 - (h-h_s)(q-1) \frac{2\pi}{3} - (h-h_s)(i-1)\alpha \right) \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

où :

$$C_0 = P_{sj}^6 + P_{rj}^6 + P_{magn}^6 + P_{mech}^6$$

$$\theta_{h-1}^1 = \left( (h - (h-1)s)f_s + h_s f_s h_s \right) 2\pi t + h(\phi_0 + \theta_0) + (h-1)ka$$

$$\theta_{h-1}^2 = \left( (h - (h-1)s)f_s - h_s f_s h_s \right) 2\pi t + h(\phi_0 + \theta_0) + (h-1)ka$$

$$\theta_{h-1}^3 = \left( (h - (h+1)s)f_s + h_s f_s h_s \right) 2\pi t + h(\phi_0 + \theta_0) + (h+1)ka$$

$$\theta_{h-1}^4 = \left( (h - (h+1)s)f_s - h_s f_s h_s \right) 2\pi t + h(\phi_0 + \theta_0) + (h+1)ka$$

$$P_{sj}^6 = 6R_s I_m^2 + \Delta p_{sj}^6$$

$$P_{rj}^6 = \sum_{k=1}^{n_b} \left( \frac{R_e}{n_b} I_{rpk}^2 + R_{b(k-1)} i_{rpk} i_{rp(k-1)} + \frac{R_e}{n_b} (i_{rpk} - i_e) i_{rpk} + R_b I_{rpk}^2 \right)$$

$$P_{magn}^6 = \frac{3n_b}{2} s\omega_s M_{sr}^1 I_{rpk} I_m^1 \sin((\phi_0 + \theta_0))$$

$$P_{mech}^6 = \frac{3n_b}{2} \frac{d\theta}{dt} M_{sr}^1 I_{rpk} I_m^1 \sin((\phi_0 + \theta_0))$$

$P_{sj}^6$  et  $\Delta p_{sj}^6$  correspondent à les pertes joules statoriques des termes fondamentaux et harmoniques.

$P_{rj}^6$  les pertes joules rotoriques dans la maille  $k$ .

$P_{magn}^6$  est l'énergie magnétique stockée dans les inductances mutuelles.

$P_{mech}^6$  est la puissance électrique transformée en énergie mécanique.

L'analyse de l'équation (3.22) donnant les (RSH) montre en premier lieu qu'elle est la somme de  $(n_b \times 4)$  ondes régulièrement décalées en phase par  $(h \pm 1)a$ , et ces ondes sont égales à zéro excepté dans le cas où :

$$G_h = \left\{ h = (6k \pm 1)_{k=1,2,\dots} \cap h = \left( \frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \right\} \quad (3.23)$$

Deuxièmement, elle est la somme de  $(n_b \times 4)$  ondes régulièrement décalées en phase par  $(h \pm h_s) \frac{2\pi}{3}$ , et ces ondes sont aussi égales à zéro excepté dans le cas où :

$$\left\{ (h \pm h_s) = 3k \mid_{k=0,1,2,\dots} \right\} \quad (3.24)$$

Finalement, en suivant la même logique on peut remarquer qu'elle est la somme de  $n_b \times 4$  ondes régulièrement décalées en phase par  $(h \pm h_s)\alpha$ , et ces ondes sont aussi égales

à zéro excepté dans le cas où :

$$\left\{ (h \pm h_s) \alpha \neq (2k + 1)\pi \mid_{k=0,1,2,\dots} \right\} \quad (3.25)$$

Sous les conditions (3.19), (3.23), (3.24) et (3.25), l'interaction entre le courant statorique et l'inductance mutuelle donne naissance à une série des harmoniques à hautes fréquences de puissance instantanée définis comme suit :

$$f_p(h, h_s) = (h(1 - s) \pm s)f_s \pm h_s f_{sh_s} \quad (3.26)$$

Selon les conditions précédemment dérivées de l'existence des (RSH) dans le spectre de puissance instantanée, le tableau (3.1) peut être formé. Les figures (3.1) et (3.2) présentent les spectres du puissance instantanée de la machine double étoile, dans le cas d'un fonctionnement sans défaut avec un glissement  $s = 0.0423$ . Nous pouvons observer, qu'en plus d'une composante fréquentielle continue, il existe des harmoniques d'encoches rotoriques (RSH). Pour un moteur sain, conformément à la condition (3.19), le spectre du courant contient des harmoniques ayant les rangs suivants  $h_s \in \{1, 23, 43, 56 \dots\}$ .

Comme  $h$  ne peut être qu'un nombre entier impair et positif, relié à l'ordre des harmoniques existants dans la matrice de l'inductance mutuelle stator-rotor comme décrit dans (3.23). Il en découle immédiatement que  $h \in \{1, 23, 43, 56 \dots\}$ .

Le figure (3.3) illustre le spectre de la puissance instantanée avec un angle de décalage entre les deux étoile d'alimentation  $\alpha = 30^\circ$ . Comme il a été prévu par les conditions (3.24) et (3.25), seulement un harmonique d'encoches rotoriques RSH1 peut être vu sur le spectre de puissance instantanée qui correspond à l'interaction entre  $h = 23$  et  $h_s = 1$  ou  $h = 1$  et  $h_s = 23$  à la fréquence  $f_p(23, 1) = f_p(1, 23) = (24(1 - s) + 2s)f_s$ . Le deuxième harmonique d'encoches rotoriques RSH2 correspond à l'interaction entre  $h = 43$  et  $h_s = 1$  ou  $h = 1$  et  $h_s = 43$  n'a pas été révélé parce que les ordres  $h$  et  $h_s$  ne vérifient pas la condition (3.25). Ce résultat nous permet de confirmer sans aucun doute la validité de l'analyse susmentionnée se basant sur la matrice de Concordia généralisée que seulement

TABLE 3.1

Résumé des harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) induits dans la puissance instantanée à l'état sain.

Condition (3.24)	$h$ ordres	(RSHs) fréquences
$h + h_s = 3\mu \mid_{\mu=1,2,3,\dots}$	$h = \left( \frac{\lambda n_p}{p} + 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$(h(1 - s) + s)f_s + h_s f_{sh_s}$
$\& h_s \in G_{h_s}$ (3.19)	$h = \left( \frac{\lambda n_p}{p} - 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$(h(1 - s) - s)f_s + h_s f_{sh_s}$
$h - h_s = 3\mu \mid_{\mu=1,2,3,\dots}$	$h = \left( \frac{\lambda n_p}{p} + 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$(h(1 - s) + s)f_s - h_s f_{sh_s}$
$\& h_s \in G_{h_s}$ (3.19)	$h = \left( \frac{\lambda n_p}{p} - 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$(h(1 - s) - s)f_s - h_s f_{sh_s}$

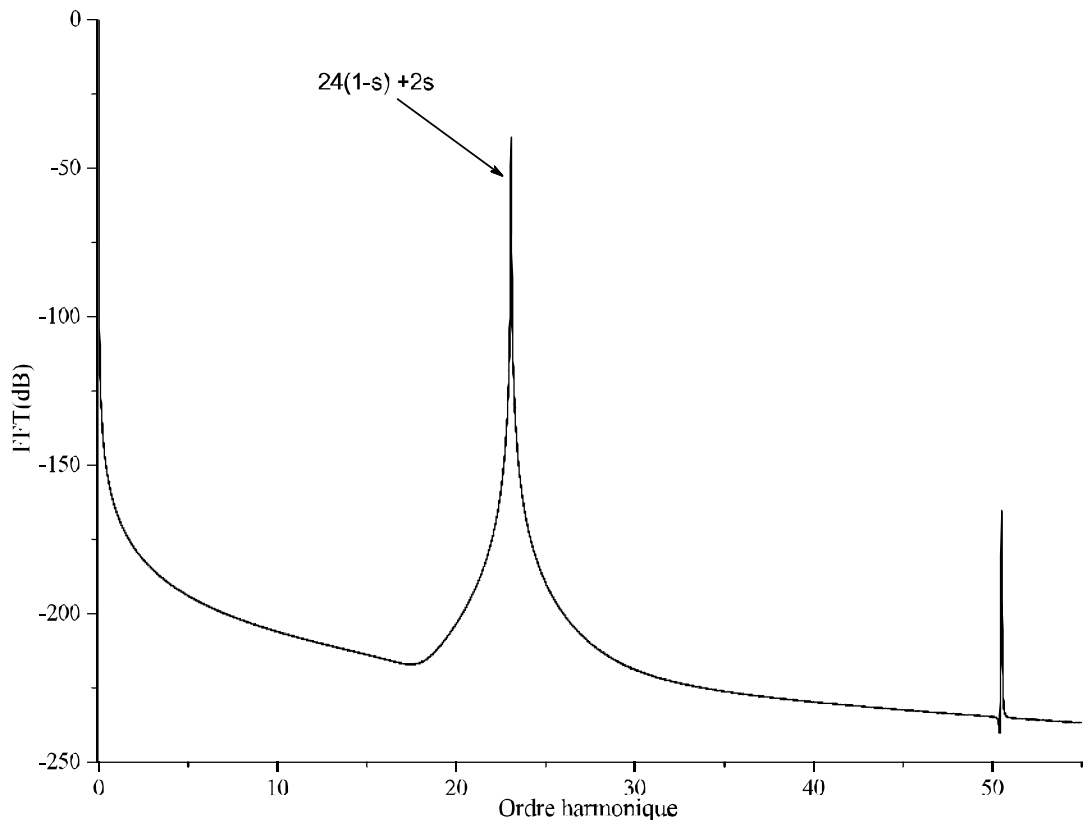


Figure 3.3. Simulation : spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine à induction saine avec  $\alpha = 30^\circ$ .

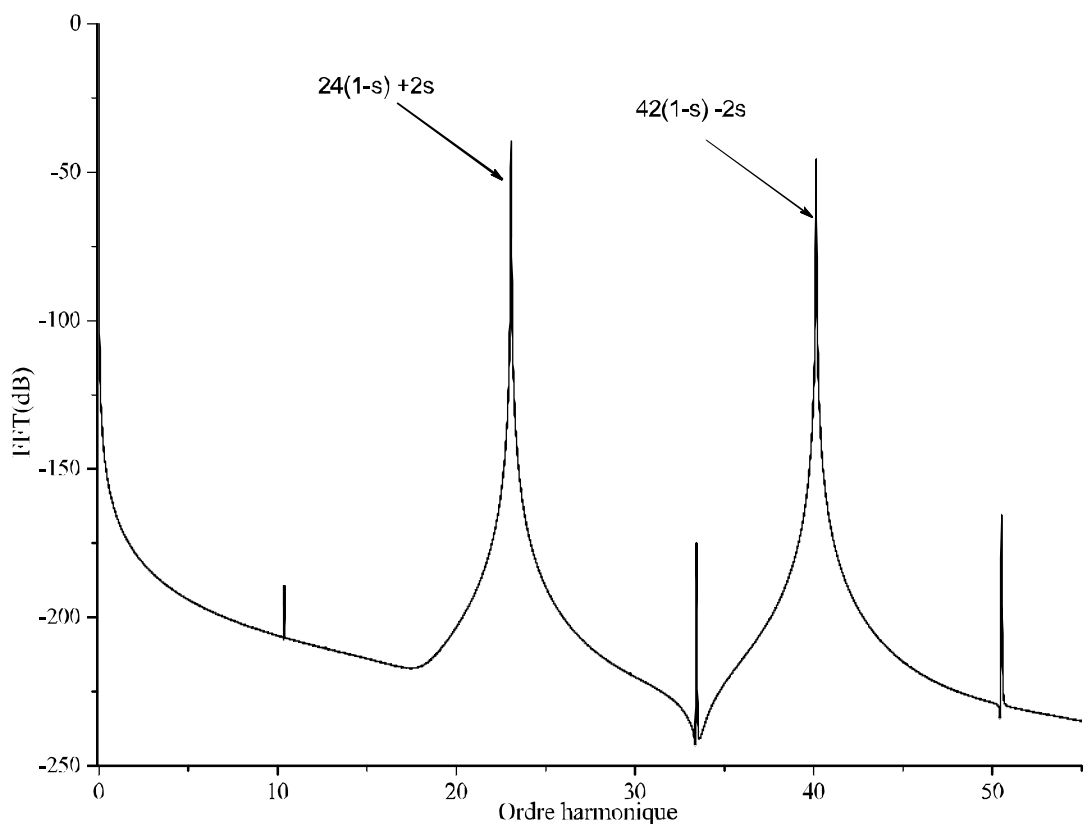


Figure 3.4. Simulation : spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine à induction saine avec  $\alpha = 0^\circ$ .



les harmoniques qui se trouve dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  participe à la création de couple. La figure (3.4) illustre le spectre de puissance instantanée sans décalage entre les deux étoiles d'alimentation ( $\alpha = 0^\circ$ ), l'harmonique d'encoches rotoriques RSH1 est bien présent, cela est dû au fait que la condition (3.25) est vérifiée.

Nous pouvons aussi remarquer que les différents composants fréquentiels de la puissance due à l'interaction entre l'harmonique fondamentale d'espace correspond à  $h_s = 1$  du courant statorique et les différentes harmoniques d'espace de l'inductance mutuelle stator/rotor sont similaires aux fréquences induites par l'interaction entre les différentes composantes de courant statorique et l'harmonique fondamentale d'espace correspond à  $h = 1$  de l'inductance mutuelle stator/rotor. Pour cette raison, la quantité d'information donnée par la puissance instantanée, qui n'est que le produit des tensions d'alimentation et des courant absorbés par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul.

Pour ne pas alourdir les études analytiques dans ce chapitre, et à partir d'une simple comparaison entre les deux spectres des courants statoriques de deux référentiels et la puissance instantanée, on remarque que le spectre de puissance instantanée fait glisser toute les fréquences d'encoches rotoriques d'un rang par rapport à ceux existants dans le spectre des courants statoriques de référentiel  $(\alpha, \beta)$ .

Les harmoniques de la puissance instantanée peuvent être exprimés de la manière suivante :

$$f_p(h, h_s) = f_c(h) + \varepsilon \quad (3.27)$$

tel que :

$$\varepsilon = \begin{cases} +1 & \text{si } h + 1 = 3k & \text{voir (3.24)} \\ -1 & \text{si } h - 1 = 3k & \text{voir (3.24)} \end{cases}$$

et  $h$  appartient à l'ensemble (3.17) à l'état sain. Toutefois, pour l'état défectueux l'ordre des harmoniques  $h$  apparait dans le spectre du courant statorique du référentiel  $(\alpha, \beta)$  sera présenté dans les parties suivantes de ce chapitre.

### 3.4 Étude théorique des harmoniques de courant statorique relatives aux cassures de barres rotoriques

Bien que de nombreux travaux ont permis de mieux appréhender l'effet de cassure de barre sur le spectre de courant statorique pour une machine triphasée, toutefois, les développements analytiques dans cette partie permettant de prévoir les harmoniques induits par ce défaut contribuant à la création du couple d'une machine double étoile. Les composants harmoniques du courant de circulation relatifs à une asymétrie entre les deux étoiles et qui sont projetés dans le référentiel  $(x, y)$  constituant un nouveau groupe de composants

homopolaires qui doivent être pris en compte dans le but de mieux dissocier les signatures du défaut existantes dans le contenu spectral du courant statorique de phase.

### 3.4.1 En présence de cassure de barres (sans prise en compte de l'ondulation de vitesse)

La rupture des barres dans la cage rotorique, produit une asymétrie géométrique et électromagnétique dans les circuits du rotor. Les courants ainsi induits vont avoir des amplitudes différentes  $I_{rpi} \neq I_{rpj}|_{i \neq j}$  et le courant ne circule pas à travers la barre cassée.

Par conséquent, la somme de  $(n_b)$  ondes ne sont plus régulièrement décalées en phase par  $(h \pm 1)a$ .

Dans ce cas, le courant statorique dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  contiendra des additionnels harmoniques d'ordre :

$$G_h^{\alpha\beta} = \{h = 1 \cup h = (12k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots}\} \quad (3.28)$$

Ainsi que le courant statorique dans le référentiel  $(x, y)$  :

$$G_h^{xy} = \{h = (6k \pm 1)_{k=1,3,5,\dots}\} \quad (3.29)$$

Les figures (3.5) et (3.6) illustrent les spectres des courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{sx}$  d'une machine double étoile ayant une barre cassée sans prise en compte de la variation de la vitesse. Comme il a été prévu par les équations (3.28) et (3.29), nous pouvons remarquer que :

- L'apparition des harmoniques liés au défaut de cassure de barre correspondent exactement à la condition (3.28) dans le spectre de courant statorique dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  aux fréquences :

$$\left( (1 - 2s)f_s, (11(1 - s) \pm s)f_s, (13(1 - s) \pm s)f_s, \dots \right)$$

- D'autre part, l'apparition des harmoniques lié au défaut de cassure de barre relatifs au l'ensemble (3.29) dans le spectre de courant statorique dans le référentiel  $(x, y)$  aux fréquences :

$$\left( (5(1 - s) \pm s)f_s, (7(1 - s) \pm s)f_s, (17(1 - s) \pm s)f_s, \dots \right)$$

L'utilisation des signatures des hautes fréquences la détection du défaut de cassure de barre pour une machine triphasé se justifie dans la littérature [140], par le fait que ces harmoniques ne peuvent pas être générés par la variation de charge. Contrairement aux signatures des basses fréquences qui se situent de part et d'autre du fondamental, la variation du couple peut les générer. Cet avantage de l'usage des signatures de hautes fré-

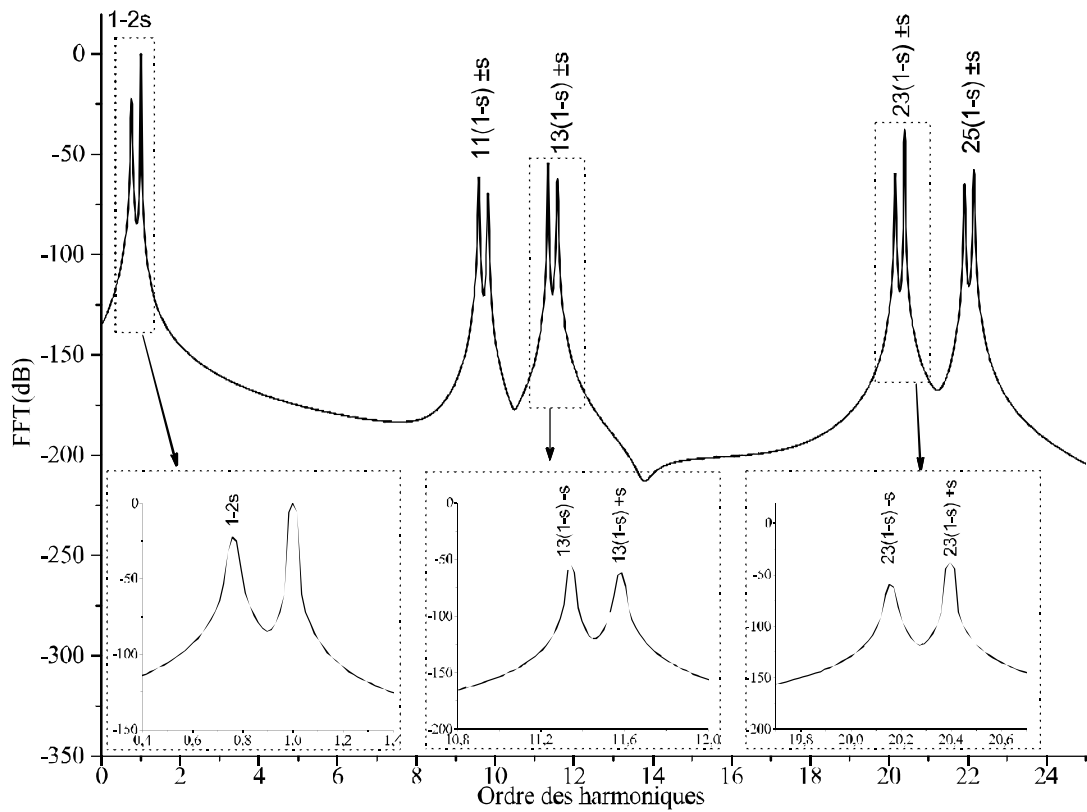


Figure 3.5. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  avec une cassure de barre (sans prise en compte de la variation de la vitesse).

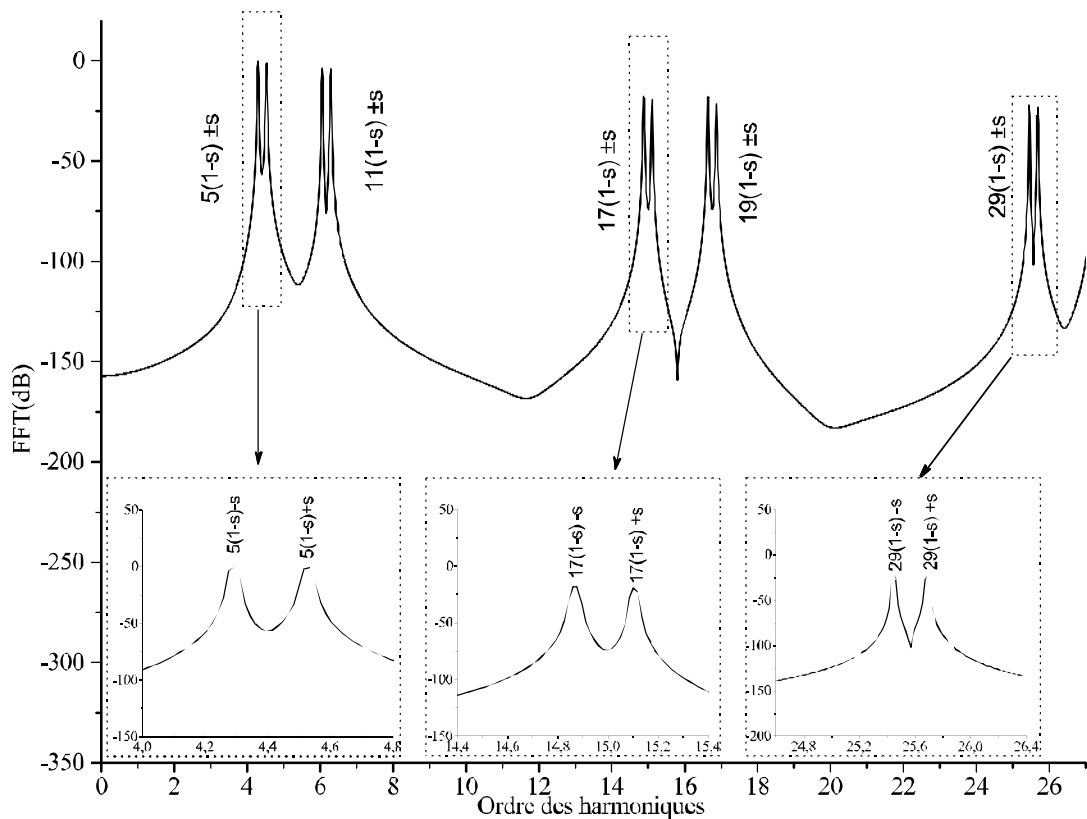


Figure 3.6. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(x, y)$  avec une cassure de barre (sans prise en compte de la variation de la vitesse).

quences se voit limité dans le cas d'une machine à double étoile, par le fait que certaines signatures des hautes fréquences sont projetées dans le courant de circulation qui dépend de l'asymétrie entre les deux étoiles.

### 3.4.2 En présence de cassure de barres et un déséquilibre entre les deux étoiles (sans prise en compte de l'ondulation de vitesse)

Un déséquilibre entre les deux étoiles est engendré soit par un déséquilibre d'alimentation entre les deux systèmes de tensions provenant d'un décalage dans la commande des bras des onduleurs ou soit par une asymétrie résiduelle entre les deux enroulements triphasés statoriques lors de la construction de la machine. Ce dernier introduit une inégalité au niveau de la résistance moyenne statorique de chaque étoile. Dans ce cas-ci, les courants statoriques fondamentaux des deux étoiles se différencient et ils peuvent être exprimés par :

$$i_{s_{q1}} = I_{m1} \cos \left( \omega_s t - (q-1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.30)$$

$$i_{s_{q2}} = I_{m2} \cos \left( \omega_s t - (q-1) \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \quad (3.31)$$

où :

$I_{m1}, I_{m2}$  sont les valeurs maximales des courants statoriques d'étoile 1 et d'étoile 2 respectivement.

En introduisant ces expressions des courants statoriques (3.30), (3.31) et l'expression des inductances mutuelles donnée par (2.50) dans l'équation (3.6), tout en se limitant au premier harmonique des courants rotoriques induit par chaque étoile statorique. Après développement analytique, les courants rotoriques peuvent être écrits sous la forme :

$$[i_{rpk1}] \neq [i_{rpk2}] \quad (3.32)$$

tel que :

$$[i_{rk1}]^t = [i_{rpk1}]^t = \left[ \cdots \quad I_{rpk1} \cos(s\omega_s t - ka - \gamma_p) \quad \cdots \right] \quad (3.33)$$

$$[i_{rk2}]^t = [i_{rpk2}]^t = \left[ \cdots \quad I_{rpk2} \cos(s\omega_s t - ka - \gamma_p) \quad \cdots \right] \quad (3.34)$$

$I_{rpk1}$  et  $I_{rpk2}$  sont les valeurs maximales du courant rotorique d'ordre positif de  $k^{\text{ème}}$

maille induits par l'étoile 1 et l'étoile 2 respectivement.

Nous tenons en compte des équations (3.33), (3.34), (3.15) et (3.8), de la même manière décrite ci-dessus, les flux relatifs au déséquilibre entre les deux étoiles peuvent être écrits comme suit :

dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  :

$$\begin{aligned}
\left. \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \right| = \left. \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \right|_{np} = & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+1}) \\
& -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}) \\
& - \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h-1}^1) \\
& + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h+1}^1)
\end{aligned} \tag{3.35}$$

et dans le référentiel  $(x, y)$  :

$$\begin{aligned}
\left. \frac{d\psi_{sx}}{dt} \right| = \left. \frac{d\psi_{sx}}{dt} \right|_{np} = & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+1}) \\
& -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}) \\
& + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{s\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h-1}^1) \\
& + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{s\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h+1}^1)
\end{aligned} \tag{3.36}$$

tel que :

$$\theta_{h-1}^1 = (h - (h-1)s)\omega_s t - \phi_h - \gamma + (h-1)ka - 3\alpha$$

$$\theta_{h+1}^1 = (h - (h+1)s)\omega_s t - \phi_h + \gamma + (h+1)ka - 3\alpha$$

Les équations (3.35) et (3.36), montrent clairement qu'un déséquilibre entre les deux étoiles fait apparaître de nouveaux harmoniques de cassure de barre dans les spectres de courants statoriques des référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ .

Par conséquent, une série d'harmoniques additionnels dont l'ordre  $h$  appartient à l'ensemble suivant :

$$G_h^{\alpha\beta} = \{h = (6k \pm 1)_{k=1,3,5,\dots}\} \tag{3.37}$$

apparaissent dans le spectre du courant statorique du référentiel  $(\alpha, \beta)$ .

En plus, une autre série d'harmoniques additionnels dont l'ordre  $h$  appartient à l'en-

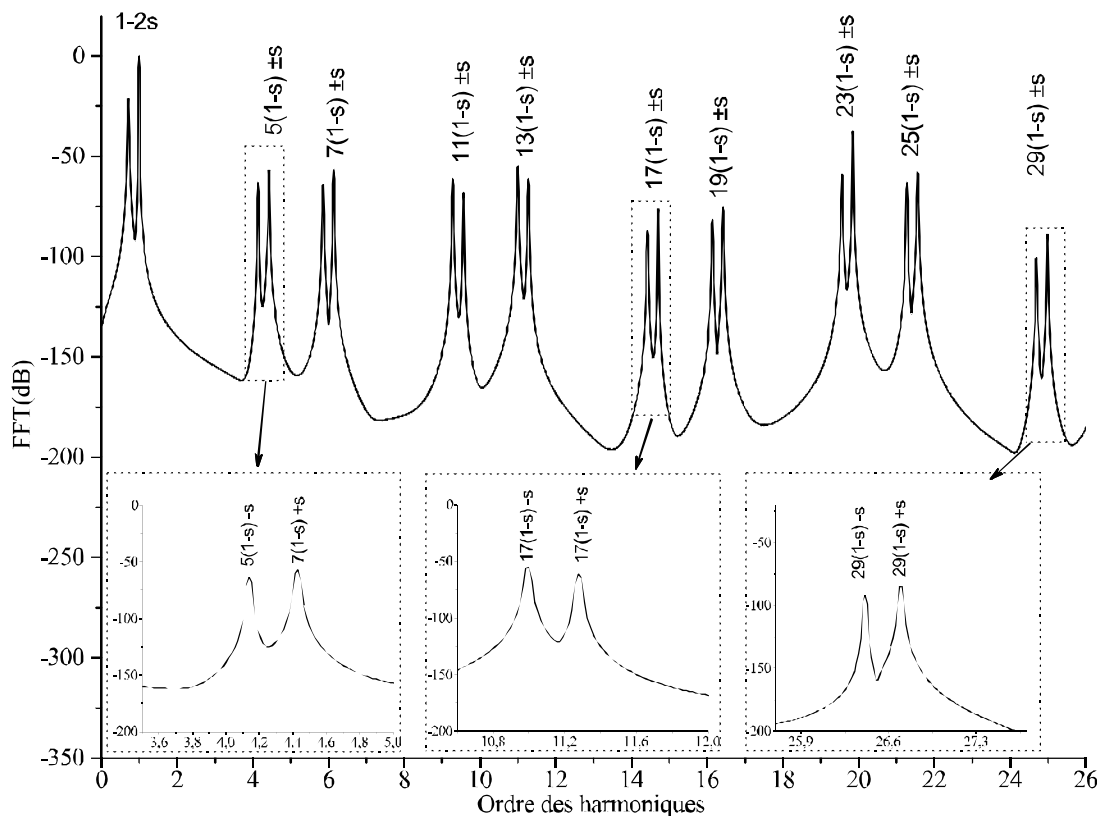


Figure 3.7. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  avec une cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles de 10% (sans prise en considération de l'ondulation de vitesse).

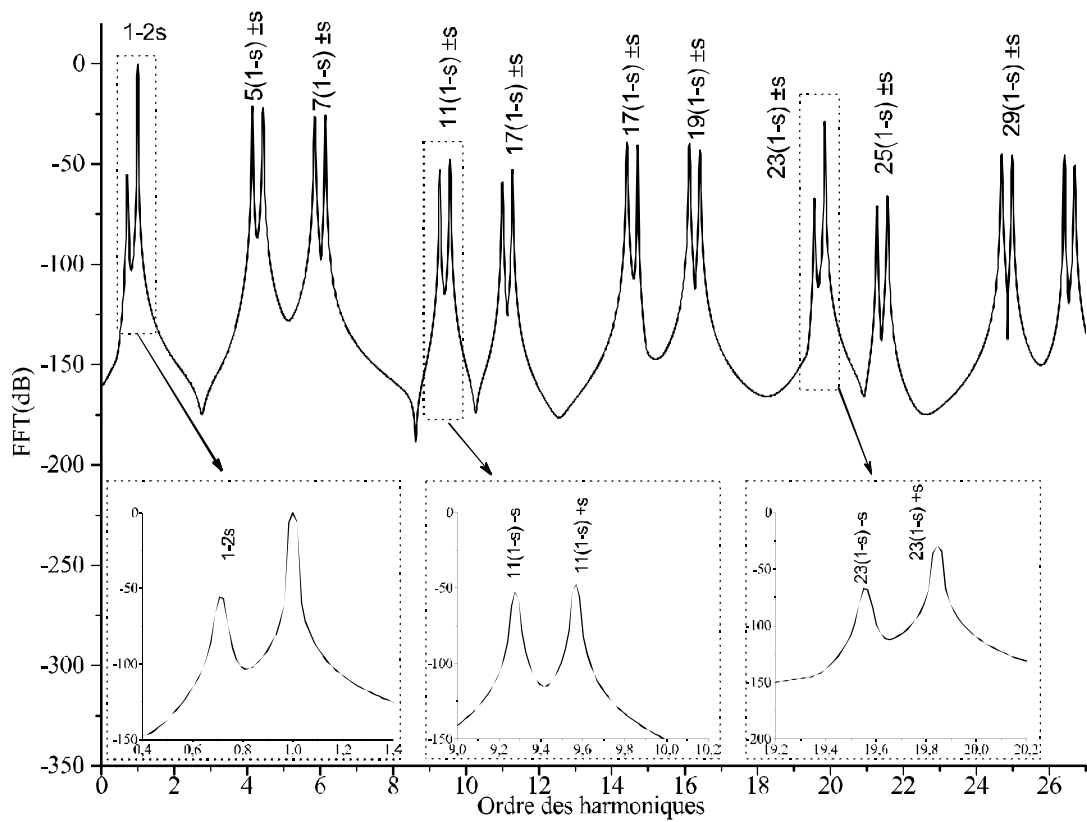


Figure 3.8. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(x, y)$  avec une cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles de 10% (sans prise en considération de l'ondulation de vitesse).

semble suivant :

$$G_h^{xy} = \{h = 1 \cup h = (12k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots}\} \quad (3.38)$$

apparaissent dans le spectre du courant statorique du référentiel  $(x,y)$ .

Les figures (3.7) et (3.8) présentent les spectres des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  d'une machine double étoile alimentée par deux systèmes triphasés déséquilibrés et ayant une barre cassée à vitesse constante. En plus des harmoniques des rangs décrits par les conditions (3.28) et (3.29), nous remarquons que les spectres des courants statoriques dans les deux référentiels deviennent plus riche en harmonique suite à un déséquilibre entre les deux étoiles tel que rapporté par la condition (3.37). Les ordres des composants harmoniques du défaut de cassure de barre existants dans les spectres des courants statoriques du référentiel  $(\alpha,\beta)$  ressemblent à ceux dans le référentiel  $(x,y)$ .

Si le pourcentage de déséquilibre est faible, les indices de cassure de barre provenant du déséquilibre dans les deux référentiels peuvent être considérés comme nulles et donc nous nous retrouvons dans le cas d'une machine parfaitement équilibré. En revanche, il est clair qu'une appréciation non nulle du pourcentage d'un déséquilibre fait apparaître de nouveaux composants dans le courant de circulation entre les deux étoiles qui doit être considérés dans le diagnostic. En se basant sur l'analyse du courant statorique de phase, le degré de sévérité du défaut qui est en fonction de l'amplitude des composantes fréquentielles peut être mal interprétée sous l'effet du courant de circulation entre les deux étoiles.

### 3.4.3 En présence de cassure de barres et un déséquilibre d'une phase statorique (sans prise en compte de l'ondulation de vitesse)

Un déséquilibre dans une phase ou dans une étoile aussi bien au niveau de la machine qu'au niveau d'alimentation cause simultanément un déséquilibre des courants statoriques d'une étoile et un déséquilibre entre les deux étoiles ce qui induit à la fois un courant de circulation entre les deux étoile et l'apparition d'une séquence négative du courant. Nous pouvons montrer facilement en suivant la même logique développée pour un déséquilibre entre les deux étoiles que les expressions des courants rotoriques induit par chaque étoile peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$[i_{rk1}]^t = [i_{rpk1}]^t + [i_{rnk1}]^t \quad (3.39)$$

$$[i_{rk2}]^t = [i_{rpk2}]^t + [i_{rnk2}]^t \quad (3.40)$$

tel que :

$$[i_{rnk1}]^t = \left[ \cdots I_{rnk1} \cos((2-s)\omega_s t - ka - \gamma_p) \cdots \right]$$

$$[i_{rnk2}]^t = \left[ \cdots I_{rnk2} \cos((2-s)\omega_s t - ka - \gamma_p) \cdots \right]$$

$I_{rnk1}$  et  $I_{rnk2}$  sont les valeurs maximales du courant rotorique d'ordre négatif de  $k^{\text{ème}}$  maille induits par l'étoile 1 et l'étoile 2 respectivement.

En substituant les deux expressions des courants rotoriques (3.39) et (3.39) dans les équations (3.8) et (3.15), les dérivés des flux statoriques dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  prennent les formes :

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{np} + \frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{nn} \quad (3.41)$$

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt} = \frac{d\psi_{sx\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{np} + \frac{d\psi_{sx\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{nn} \quad (3.42)$$

tel que :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{nn} &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+2}) \\ &\quad - \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-2}) \\ &\quad - \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h+2}^1) \\ &\quad + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h-2}^1) \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sx\bar{\omega}}}{dt} \Big|_{nn} &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+2}) \\ &\quad - \frac{\sqrt{3}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk1} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-2}) \\ &\quad + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h+2}^1) \\ &\quad + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rnk2} \sin(2h\alpha) \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{(2-s)\omega_s}{2} \right\} \cos(\theta_{h-2}^1) \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\theta_{h-2} = (h - (h-1)s + 2)\omega_s t - \phi_h - \gamma + (h-1)ka$$

$$\theta_{h+2} = (h - (h+1)s - 2)\omega_s t - \phi_h + \gamma + (h+1)ka$$



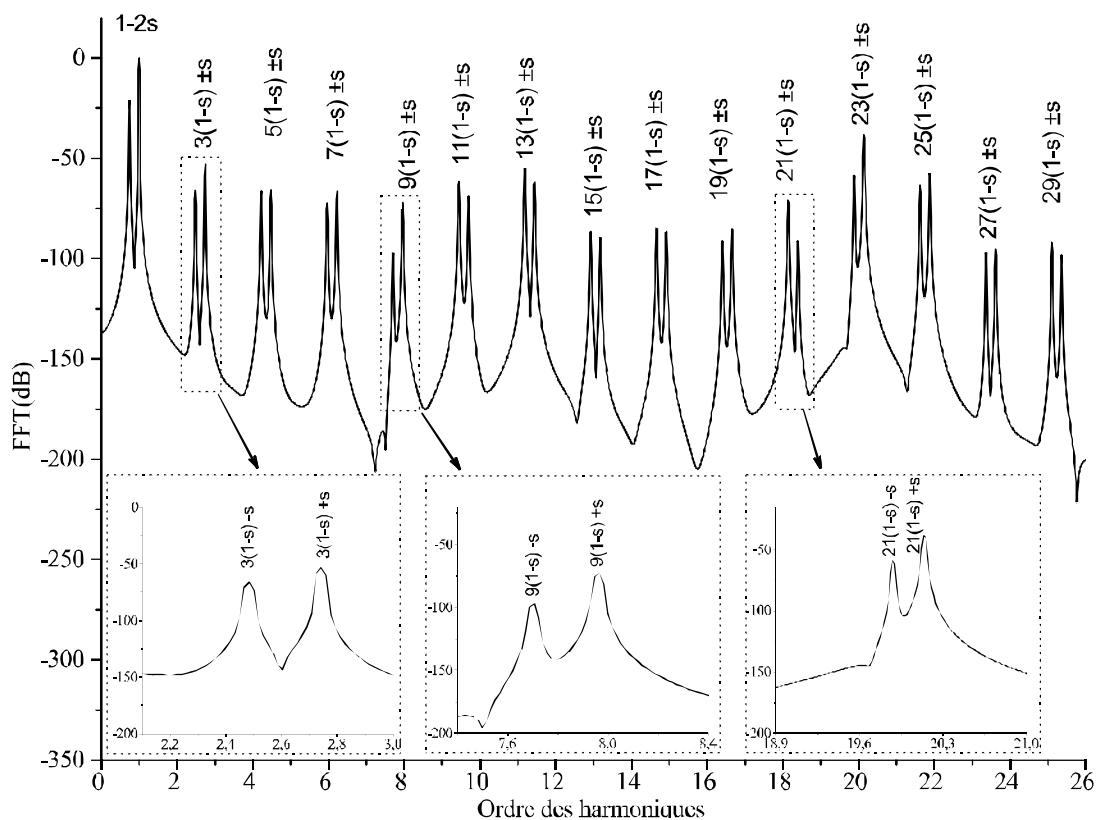


Figure 3.9. Simulation : Spectres des courants statoriques (a) dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%.

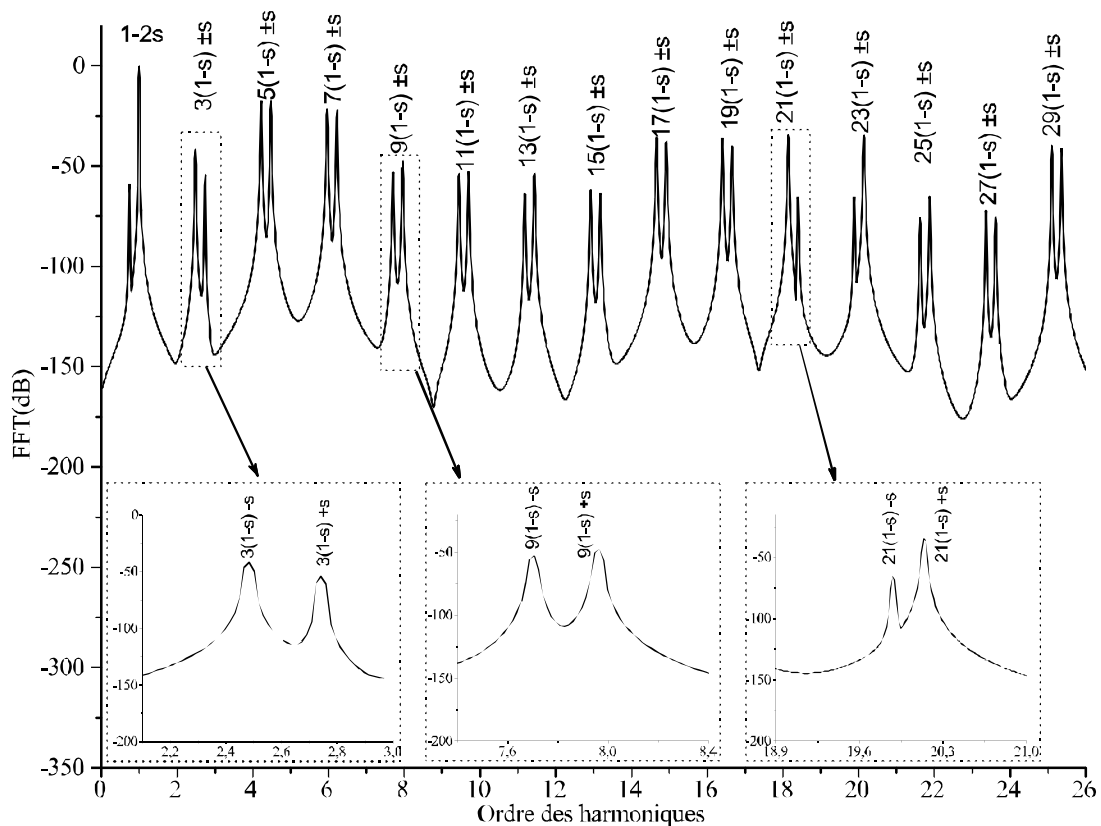


Figure 3.10. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel  $(x, y)$  avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%.

$$\theta_{h-2}^1 = \left( h - (h-1)s + 2 \right) \omega_s t - \phi_h - \gamma + (h-1)ka - 3\alpha$$

$$\theta_{h-2}^1 = \left( h - (h+1)s - 2 \right) \omega_s t - \phi_h + \gamma + (h+1)ka - 3\alpha$$

Les composantes des dérivés des flux  $\frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt}|_{np}$  et  $\frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt}|_{np}$  donnent des harmoniques additionnels aux courants d'ordre positif relatifs au déséquilibre entre les deux étoiles de la machine qui pourraient être observés aux ordres (3.37). En plus, les composantes des dérivés des flux  $\frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt}|_{nm}$  et  $\frac{d\psi_{s\alpha\bar{\omega}}}{dt}|_{nm}$  induisent des harmoniques additionnels relatifs aux courants d'ordre négatif aux fréquences suivantes :

$$f_c(h) = (h(1-s) \pm s \pm 2)f_s \quad (3.45)$$

Les figures (3.9) et (3.10) montrent les spectres des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique quand on néglige l'ondulation de vitesse provoquée par la dissymétrie du rotor et le déséquilibre d'une phase. En plus des harmoniques relatifs aux fréquences décrites par l'équation (3.18) apparaissent des composants harmoniques liés principalement à l'ordre négatif du courant statorique. Nous pouvons remarquer que le déséquilibre d'une phase diffère par rapport à celui entre les deux étoiles par l'apparition d'une séquence négative.

### 3.4.4 En présence de cassure de barres et un déséquilibre d'une phase statorique avec prise en considération de l'ondulation de vitesse

L'interaction des courants rotoriques de la séquence négative avec le courant statorique produit un couple de pulsation  $\omega_{\Gamma_e} = 2\mu s \omega_s$ . En plus, l'interaction de la séquence négative de courant statorique induite par un déséquilibre d'alimentation ou au niveau des enroulements statoriques avec la fréquence fondamentale des courants rotoriques, fait apparaître des ondulations de couple à la fréquence  $\omega_{\Gamma_e} = 2\eta \omega_s$ .

Ce couple de pulsation produit une ondulation de vitesse donnée par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta w_{\mu} \cos(2\mu s \omega_s + \rho_{\mu}) + \sum_{\eta=1}^{\infty} \Delta w_{\eta} \cos(2\eta \omega_s + \rho_{\eta}) \quad (3.46)$$

En substituant l'équation (3.46) dans les relations (3.15) et (3.8), des nouveaux harmoniques apparaissent dans les courants statoriques des deux référentiels aux fréquences :

$$f_c(h) = (h(1-s) \pm s \pm 2\mu s \pm 2\eta)f_s \quad (3.47)$$

tel que :

( $\mu = 1, 2, 3, \dots$ ) et ( $\eta = 1, 2, 3, \dots$ ) sont liés à l'ondulation de la vitesse dus respectivement à la cassure de barre et au déséquilibre de l'alimentation.

La figure (3.11) montre le spectre du courant statorique dans le référentiel ( $x,y$ ) quand nous prenons en compte la variation de la vitesse. En comparant cette figure avec celle (3.10) nous remarquons que le spectre du courant statorique devient riche en harmonique.

## 3.5 Validation expérimentale

### 3.5.1 Description de bancs d'essais

Dans l'objectif d'expérimenter le défaut de cassure de barre qui peut affecter une machine asynchrone, un banc d'essai a été utilisé (voir figure (3.12)). L'ensemble du banc d'essais se compose : d'un moteur asynchrone triphasé qui a été rebobiné en double étoile dont la nouvelle disposition des enroulements statoriques a été présentée dans le chapitre 2. Ce moteur est couplé à un frein à poudre magnétique et alimenté par deux onduleurs triphasés à deux niveaux (SEMIKRON) qui forment un onduleur hexaphasé en reliant leur condensateurs en parallèle. Ils sont constitués de trois bras utilisant deux interrupteurs du type IGBT, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. L'alimentation de cet onduleur hexaphasé se fait par une source de tension continue réglable. Les

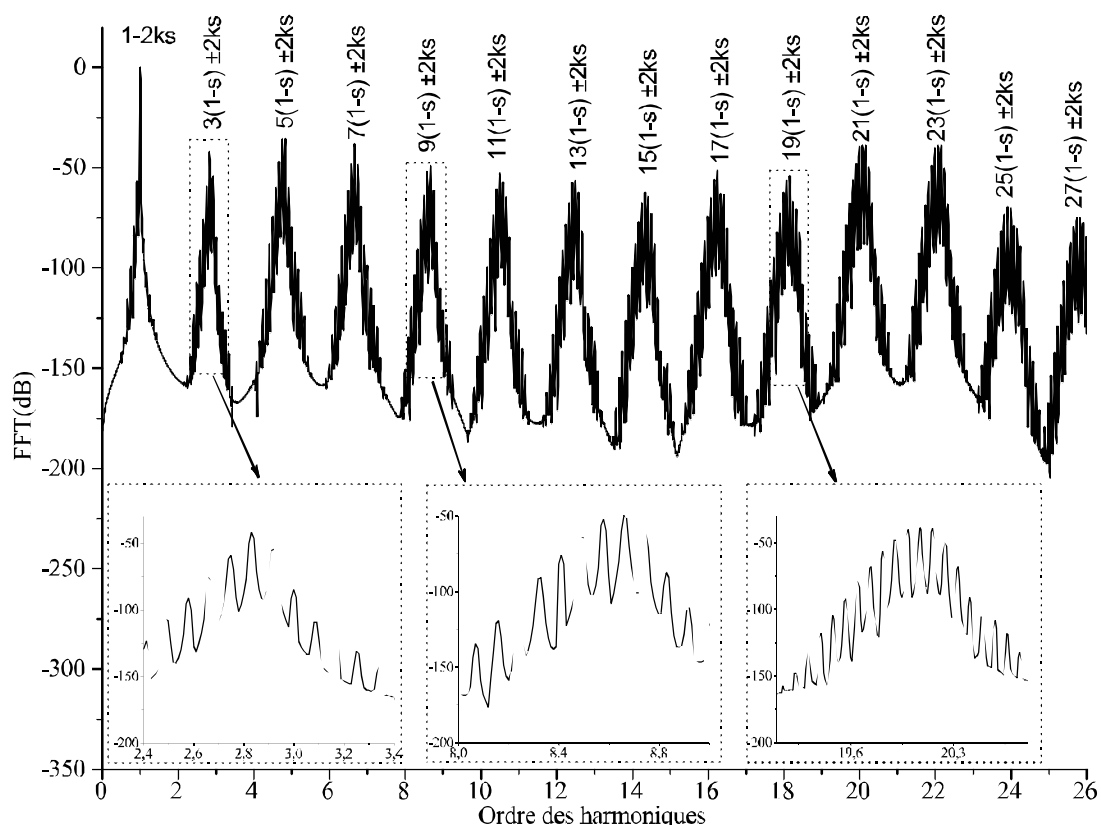


Figure 3.11. Simulation : Spectres des courants statoriques dans le référentiel ( $x,y$ ) avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase statorique de 10%.

signaux de commande des IGBT sont générés par la carte DS1104 R&D Controller Board sur laquelle est implanté l'algorithme de commande scalaire  $V/f$ . La Real-Time-Interface (RTI) qui est une bibliothèque créée pour le système DS1104, fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées analogiques/numérique, des sorties numérique/analogiques, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération MLI.

Dans cette partie de notre travail nous utilisons les blocs RTI suivants :

- Bloc DS1104ADC C 5/C 6/C 7/C 8 : pour les courants statoriques (entrée analogique).
- Bloc DS1104MUX\_ADC C 1/C 2/C 3/C 4 : pour les tensions statoriques (entrée analogique).
- Bloc DS1104SL\_DSP\_PWM3 : les signaux de commande des IGBTs (6-sorties MLI pour 3-phase d'étoile 1).
- Bloc DS1104SL\_DSP\_PWM : les signaux de commande des IGBTs de haut (3-sorties MLI pour les alternances positives de 3-phase d'étoile 2).

La Modulation par Largeur d'impulsion MLI symétrique est employée pour générer les ordres de commutation avec une porteuse de fréquence  $f_m = 9.5kHz$ . Les drivers SKHI22 qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de CMOS (0-15V). En plus, les ordres de commutation issus de la carte DS1104 ont une tension TTL (0-5V), pour cela une carte à base de circuit intégré a été réalisée afin d'amplifier le niveau de tension des ordres de commutation. Cette carte a été aussi utilisée pour inverser les signaux de commande des IGBTs du haut générés par le bloc DS1104SL\_DSP\_PWM ce qui nous permet d'avoir les ordres de commutation des IGBTs du bas d'onduleur d'étoile 2 pour constituer les alternances négatives.

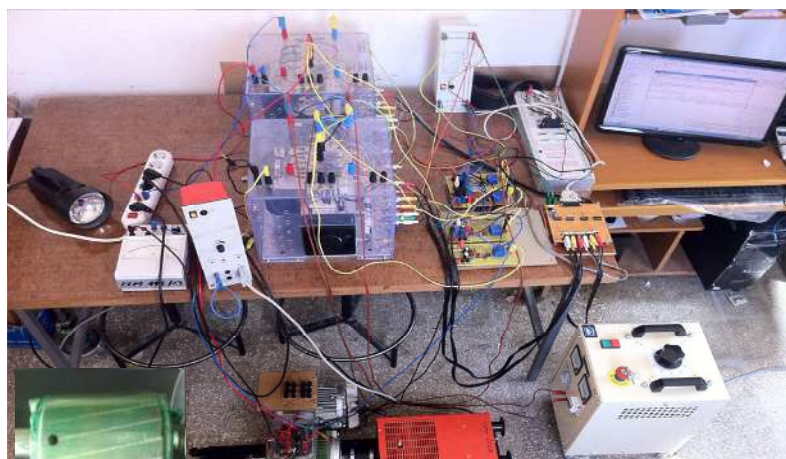


Figure 3.12. Vue du banc d'essai.

### 3.5.2 Résultats expérimentaux

Dans un premier temps, nous présentons les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  et les tensions composées  $v_{sab1}$  et  $v_{sab2}$  issues des deux onduleurs pour un décalage de ( $\alpha = 30^\circ$ ) et ( $\alpha = 0^\circ$ ) dont la fréquence d'alimentation est 50Hz. L'objectif est de trouver la source du courant de circulation entre les deux étoiles de la machine asynchrone. Les résultats présentés ci-dessous montrent la nécessité de compenser ce courant de déséquilibre entre les deux étoiles. Ceci sera traité de manière plus détaillée lorsque nous passerons au chapitre suivant. La figure (3.13) montre les résultats expérimentaux des courants statoriques mesurés  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  à vide, (a) lorsque les deux onduleurs sont synchronisés et (b) quand les deux onduleurs sont décalés d'un angle électrique de ( $\alpha = 30^\circ$ ) dans ce dernier cas nous pouvons remarquer que les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  sont déséquilibrés et que l'angle

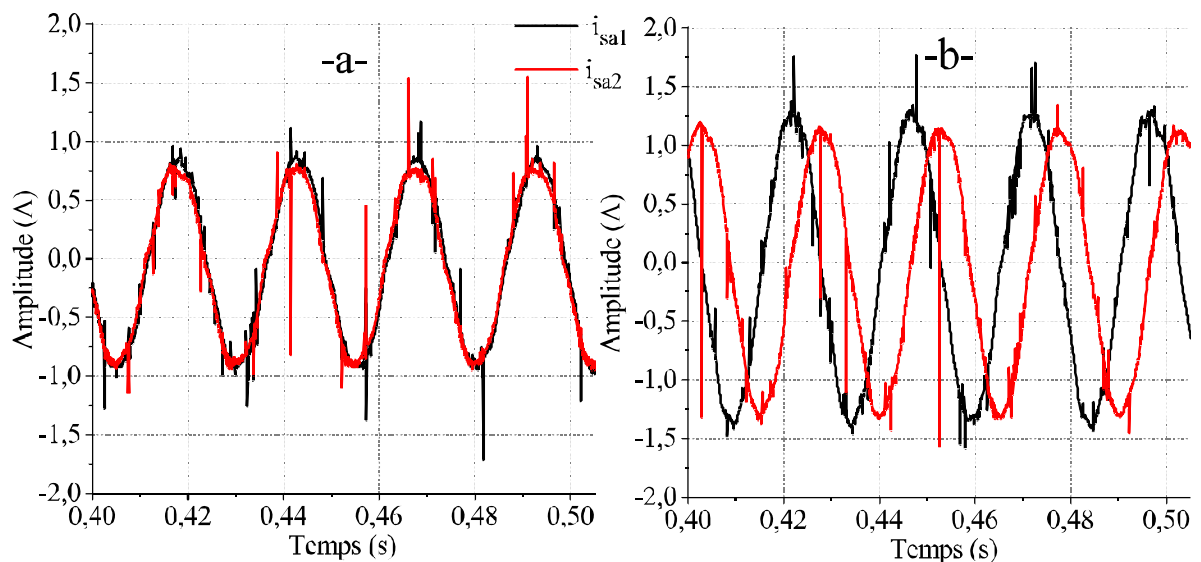


Figure 3.13. Résultats expérimentaux des courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  à vide quand les deux onduleurs sont (a) synchronisés et (b) décalés d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ .

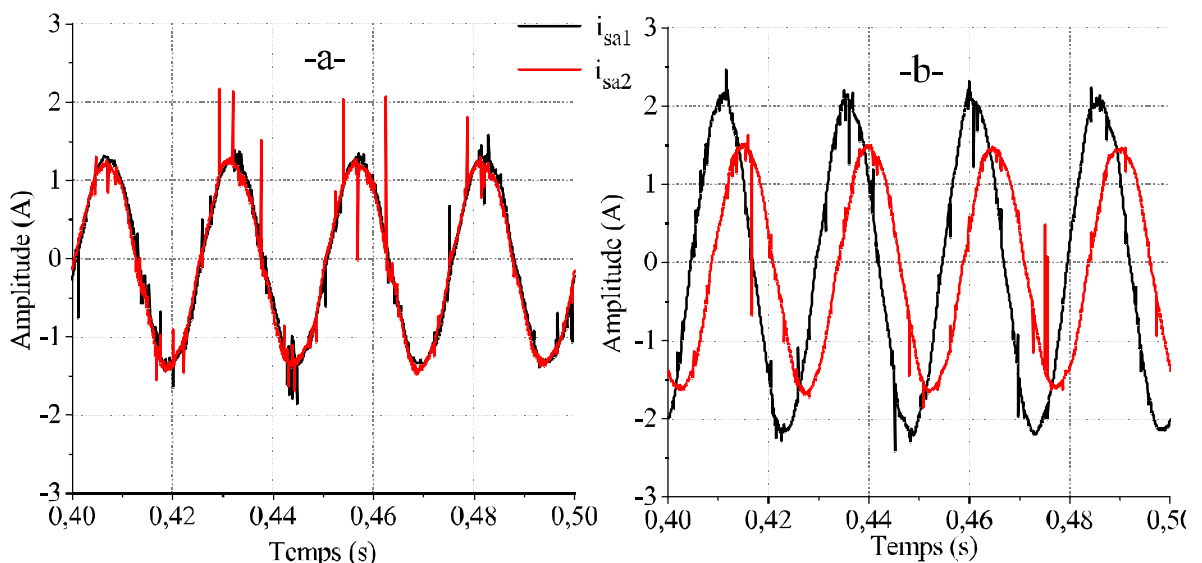


Figure 3.14. Résultats expérimentaux des courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  en charge quand les deux onduleurs sont (a) synchronisés et (b) décalés d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ .

de décalage entre eux n'est pas  $30^\circ$ . Par contre, quand les deux onduleurs sont synchronisés, les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  sont égaux. La synchronisation des deux onduleurs réduit de façon notable le déséquilibre entre les deux étoiles.

Il nous semblait également plus approprié de présenter les résultats d'un essai en charge. La figure (3.14) montre les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  avec une charge, on note l'augmentation conséquente de déséquilibre quand les deux onduleurs sont décalés.

Ainsi pour faire une analyse comparative plus fine, les figures (3.15) et (3.16) montrent respectivement les tensions composées  $v_{sab1}$  et  $v_{sab2}$  issues des deux onduleurs pour un décalage de ( $\alpha = 30^\circ$ ) et ( $\alpha = 0^\circ$ ), (a) les deux onduleurs sont synchronisés et (b) les deux onduleurs sont décalés d'un angle électrique ( $\alpha = 30^\circ$ ) quand le moteur n'est pas relié aux onduleurs afin d'isoler l'effet de mutuelle entre les deux enroulements triphasés

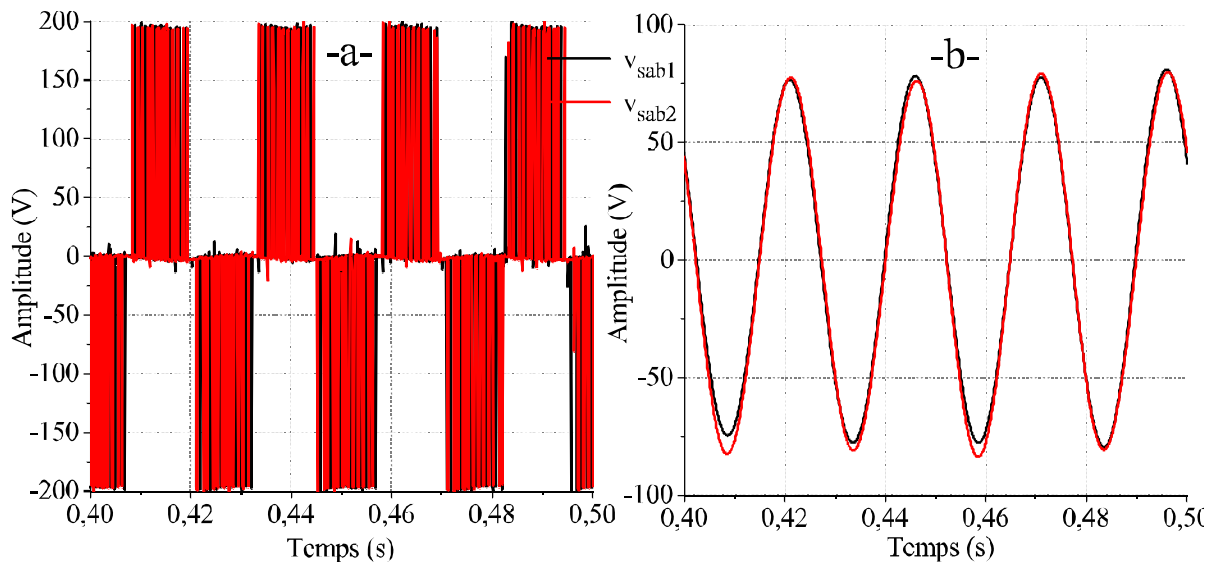


Figure 3.15. Résultats expérimentaux des tensions composées  $v_{sab1}$  et  $v_{sab2}$  (a) non filtrées et (b) filtrées avec un décalage d'un angle électrique  $\alpha = 0^\circ$ .

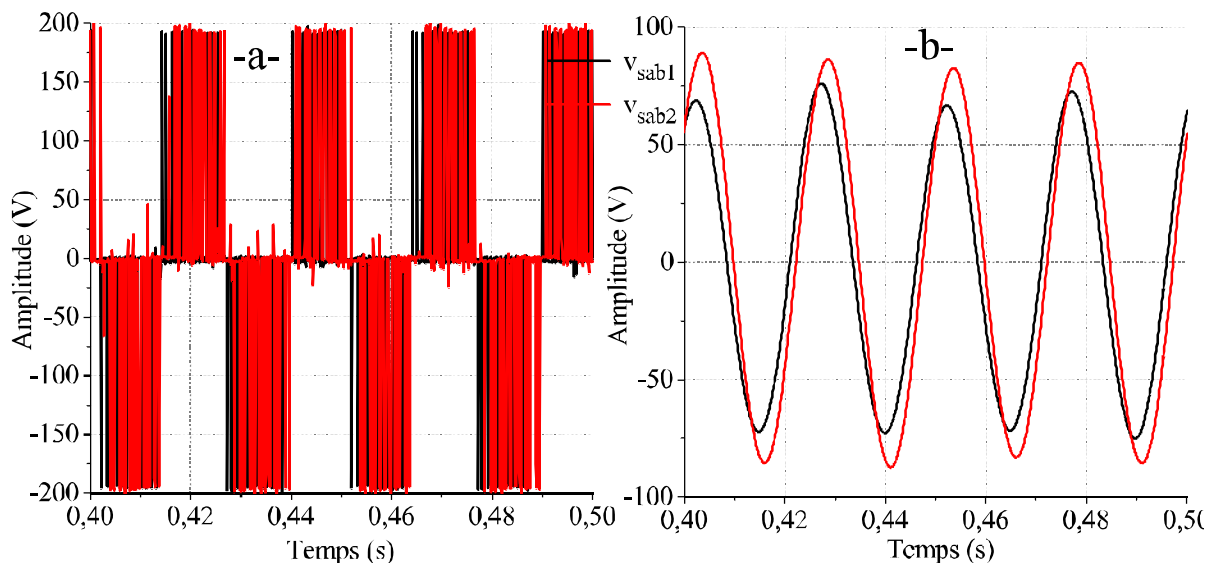


Figure 3.16. Résultats expérimentaux des tensions composées  $v_{sab1}$  et  $v_{sab2}$  (a) non filtrées et (b) filtrées avec un décalage d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ .

statoriques.

Nous pouvons remarquer que lorsque les deux onduleurs sont décalées d'un angle  $30^\circ$ , les tensions sont déséquilibrées sous l'effet de différentes asymétries aux niveaux des deux onduleurs, un décalage dans les signaux de commande des IGBTs d'un onduleur induit un courant de circulation entre les deux étoiles de la machine. Pour ne pas avoir un courant de déséquilibre entre les deux étoiles, il ne faut plus décaler les deux onduleurs quand la machine est alimentée en utilisant une commande scalaire.

Dans l'étude théorique et les résultats de simulation présentés ci-dessus, nous avons supposé qu'à l'état sain les deux enroulements sont parfaitement symétriques et les deux systèmes d'alimentation sont équilibrés, toutefois, les résultats expérimentaux montrent qu'une dissymétrie d'alimentation entre les deux systèmes existe. Pour cela, nous allons expérimenter le défaut de cassure de barre en présence de cette dissymétrie. Nous avons effectué plusieurs essais expérimentaux à différentes charges pour analyser les spectres de la puissance instantanée et des courants statoriques de la machine asynchrone double étoile. Nous avons, dans un premier temps, analysé le spectre des courants statoriques de deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  quand le moteur fonctionne en charge et ayant un rotor sain, ensuite, avec une cassure de barre sans ou avec un déséquilibre d'une phase créé en connectant une résistance à une phase d'étoile 2.

Tous les spectres des courants dans les référentiel  $(x, y)$  et  $(\alpha, \beta)$  qui seront présentés dans ce chapitre seront normalisés par rapport au courant du référentiel  $(\alpha, \beta)$  correspondant à l'état sain.

La mesure des quatre courants statoriques est effectuée en utilisant les sondes de courant. Puis ces valeurs sont enregistrées par l'oscilloscope LeCroy Wave Runner 6050 qui comprend 4 voies d'acquisition de signaux, offre 5GS/s sur chaque canal ADC et 1 Mo de mémoire standard. La fréquence d'échantillonnage choisie pour chaque acquisition de données est de 50kHz, pour une durée de 10s. Après l'acquisition, les programmes MATLAB seront utilisés pour permettre l'analyse dans le domaine fréquentiel.

Les figures (3.17) et (3.18) représentent respectivement les spectres des courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{sx}$  lorsque la machine est chargée avec un glissement  $s = 0.0438$  et la fréquence d'alimentation est fixée à 40Hz. Nous pouvons clairement voir dans les deux spectres :

- La présence des harmoniques multiples à la fréquence d'alimentation dans le spectre du courant statorique  $i_{sx}$  du fait de la présence d'une asymétrie résiduelle entre les deux étoiles.
- Conformément à notre développement théorique le premier harmonique d'encoches rotoriques apparaît dans le spectre du courant statorique  $i_{s\alpha}$  à la fréquence  $(23(1 - s) + s)f_s = 22.03f_s$ . Toutefois, sous l'effet de déséquilibre entre les deux étoiles cet harmonique se voit aussi dans le spectre du courant  $i_{sx}$ .
- L'absence des harmoniques relatifs au défaut de cassure de barre.

Les figures (3.19) et (3.20) représentent respectivement les courants statoriques dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  avec une barre cassée et dans les mêmes conditions de fonctionnement qu'à l'état sain. Conformément à notre étude théorique, nous observons l'apparence :

- Des nouveaux harmoniques liés à l'occurrence du défaut de cassure de barre dans les deux spectres des courants statoriques  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  et qui obéissent aux équations (3.28) et (3.29).
- Des nouvelles raies témoignant la présence simultanée d'un déséquilibre entre les deux étoiles ainsi que le défaut de cassure de barre et qui correspondent avec les résultats du développement analytique (3.37).

Toutefois, nous pouvons remarquer l'absence des harmoniques données par (3.11) qui décrivent la présence simultanée d'un défaut de déséquilibre dans une phase ou dans une

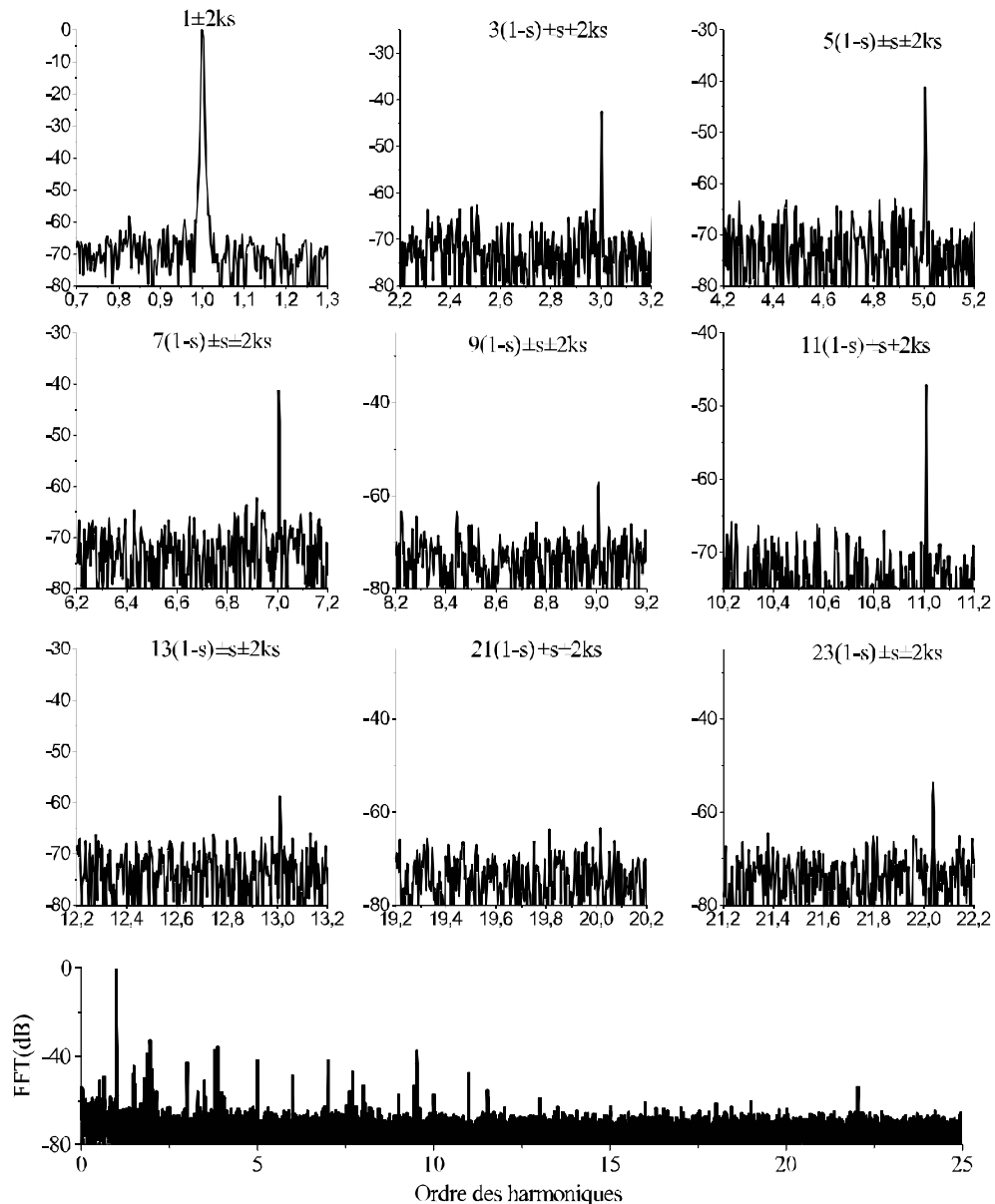


Figure 3.17. Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique  $i_{s\alpha}$  normalisé d'une machine double étoile à l'état sain avec un glissement  $s = 0.043$ .



étoile statorique et de cassure de barre.

Les valeurs des amplitudes des harmoniques caractérisant la présence simultanée d'un déséquilibre entre les deux étoiles ainsi que le défaut de cassure de barre sont récapitulés dans les tableaux (3.2) et (3.3).

Dans le but de montrer l'effet d'un déséquilibre de phase sur d'une part les amplitudes caractérisant la présence simultanée d'un défaut de cassure de barre et que un déséquilibre entre les deux étoiles, et d'autre part sur le contenu spectral des courants des référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ , nous avons effectué un essai sur une machine opérant sous un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$  en présence d'un défaut de cassure de barre. Les résultats sont présentés dans les figures (3.21) et (3.22).

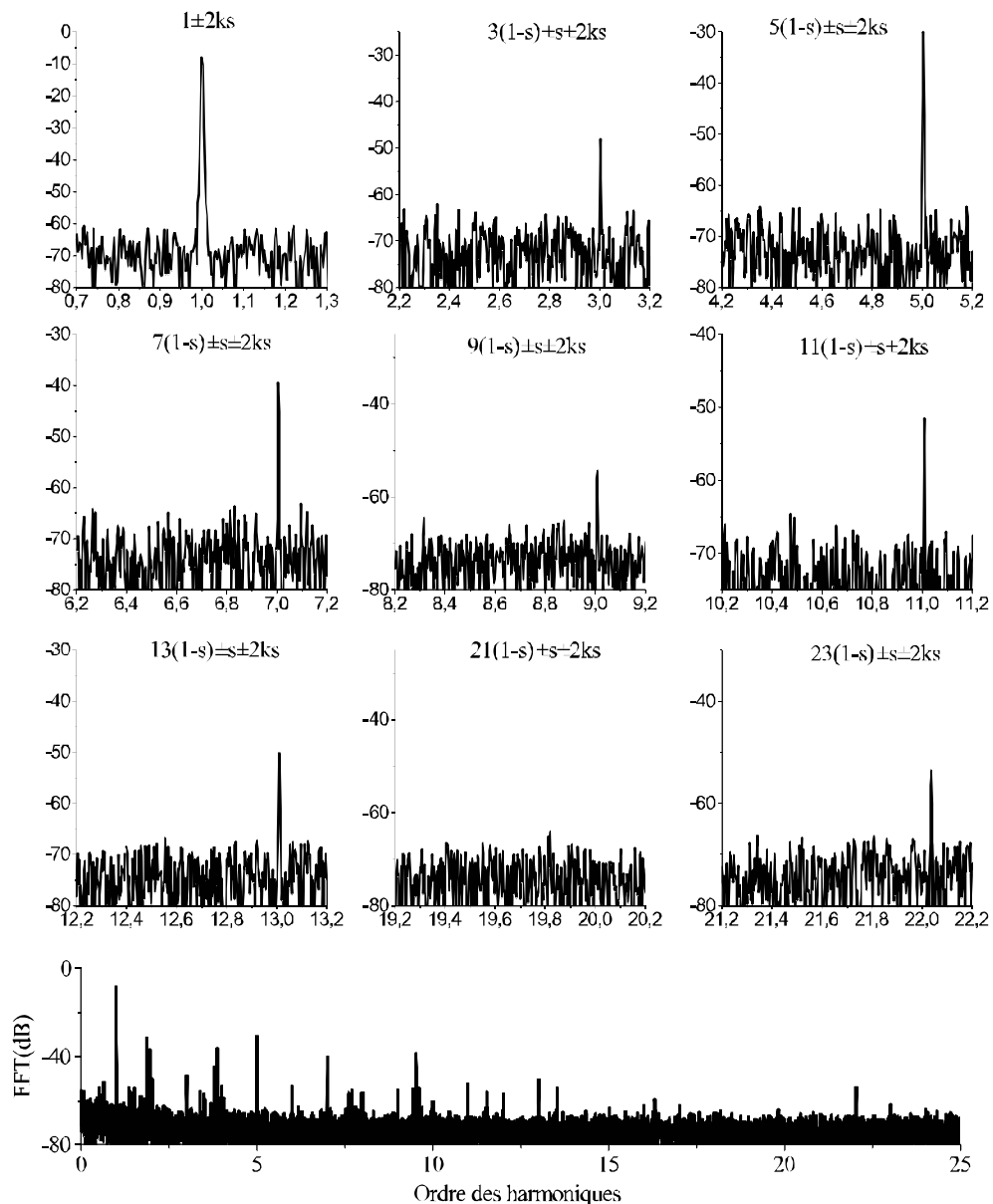


Figure 3.18. Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique  $i_{sx}$  d'une machine double étoile à l'état sain avec un glissement  $s = 0.043$ .

TABLE 3.2

Les composants fréquentiels du courant  $i_{s\alpha}$  relatifs au cassure de barre et un déséquilibre résiduel entre les deux étoiles.

$f_s(h)$ (Hz)	État sain (dB)	cassure de barre (dB)
$(1 - 2s)f_s = 0.9125f_s$	—	-40.23
$(1 + 2s)f_s = 1.0875f_s$	—	-48.73
$(3(1 - s) - s)f_s = 2.8250f_s$	—	—
$(3(1 - s) + s)f_s = 2.9125f_s$	—	—
$(5(1 - s) - s)f_s = 4.7375f_s$	—	-51.42
$(5(1 - s) + s)f_s = 4.8250f_s$	—	-41.99
$(7(1 - s) - s)f_s = 6.65f_s$	—	-46.89
$(7(1 - s) + s)f_s = 6.7375f_s$	—	-52.09
$(9(1 - s) + s)f_s = 8.6500f_s$	—	—
$(11(1 - s) - s)f_s = 10.5625f_s$	—	-56.73
$(11(1 - s) + s)f_s = 10.4750f_s$	—	-53.29
$(13(1 - s) - s)f_s = 12.4750f_s$	—	-50.69

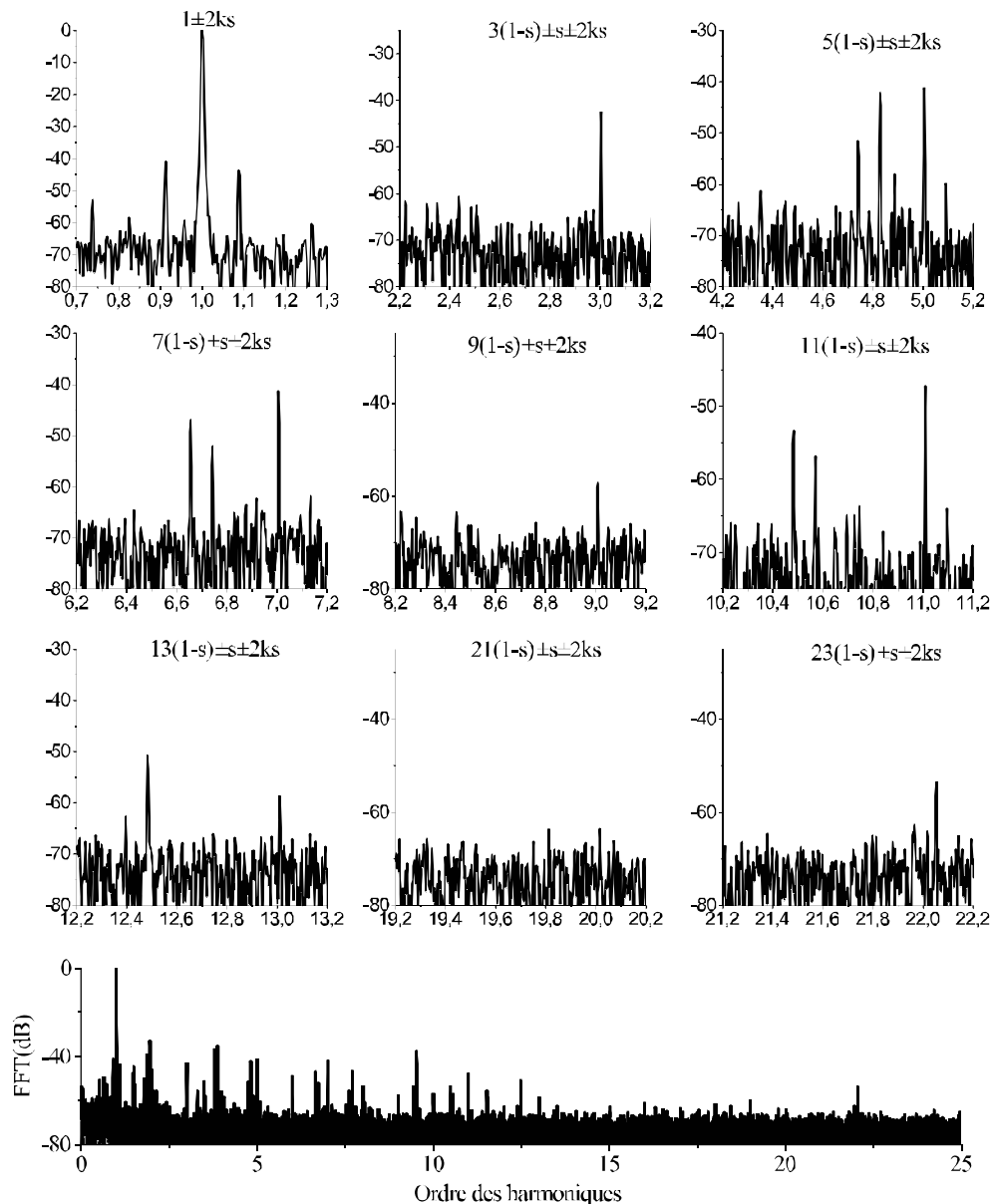


Figure 3.19. Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique  $i_{s\alpha}$  d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre avec  $s = 0.0438$ .

TABLE 3.3

Les composants fréquentiels du courant  $i_{sx}$  relatifs au cassure de barre et un déséquilibre résiduel entre les deux étoiles.

$f_s(h)$ (Hz)	État sain (dB)	cassure de barre (dB)
$(1 - 2s)f_s = 0.9125f_s$	—	-40.23
$(1 + 2s)f_s = 1.0875f_s$	—	-48.73
$(3(1 - s) - s)f_s = 2.8250f_s$	—	—
$(3(1 - s) + s)f_s = 2.9125f_s$	—	—
$(5(1 - s) - s)f_s = 4.7375f_s$	—	-45.01
$(5(1 - s) + s)f_s = 4.8250f_s$	—	-44.44
$(7(1 - s) - s)f_s = 6.65f_s$	—	-40.94
$(7(1 - s) + s)f_s = 6.7375f_s$	—	-44.67
$(9(1 - s) + s)f_s = 8.6500f_s$	—	—
$(11(1 - s) - s)f_s = 10.5625f_s$	—	-49.29
$(11(1 - s) + s)f_s = 10.4750f_s$	—	-52.27
$(13(1 - s) - s)f_s = 12.4750f_s$	—	-48.58

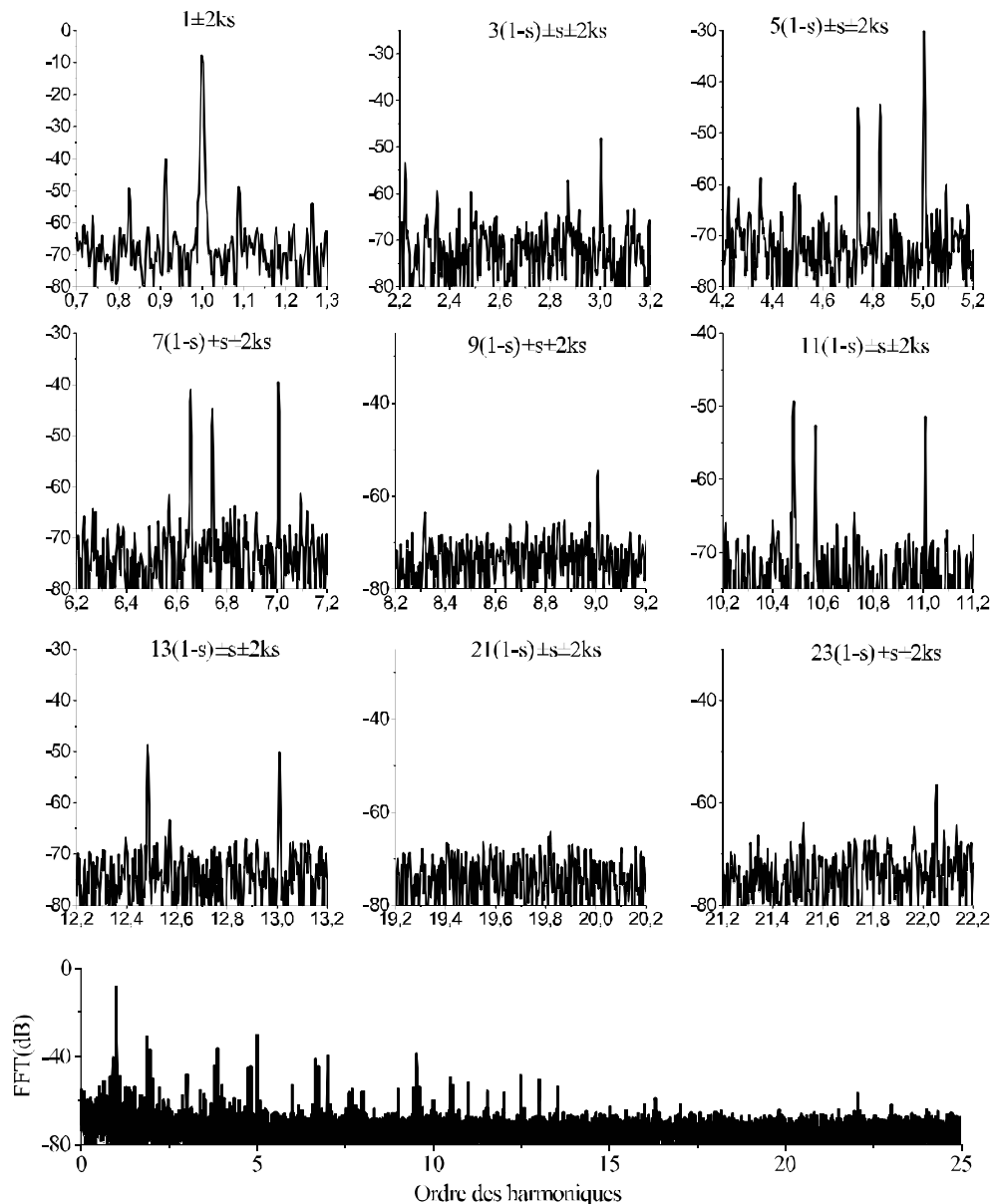


Figure 3.20. Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique  $i_{sx}$  d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre avec  $s = 0.0438$ .

TABLE 3.4

Les composants fréquentiels du courant  $i_{s\alpha}$  relatifs aux cassure de barre et un déséquilibre d'une phase  $a_2$ .

$f_s(h)$ (Hz)	État sain (dB)	cassure de barre (dB)	déséquilibre de phase $a_2$ (dB)
$(1 - 2s)f_s = 0.9174f_s$	—	-40.23	-41.32
$(1 + 2s)f_s = 1.0826f_s$	—	-48.73	-43.82
$(3(1 - s) - s)f_s = 2.834f_s$	—	—	-62.99
$(3(1 - s) + s)f_s = 2.917f_s$	—	—	48.47
$(5(1 - s) - s)f_s = 4.752f_s$	—	-51.42	-55.53
$(5(1 - s) + s)f_s = 4.834f_s$	—	-41.99	-43.06
$(7(1 - s) - s)f_s = 6.666f_s$	—	-46.89	-48.15
$(7(1 - s) + s)f_s = 6.752f_s$	—	52.09	59.44
$(9(1 - s) + s)f_s = 8.669f_s$	—	—	-63.29
$(11(1 - s) - s)f_s = 10.504f_s$	—	-56.73	-53.58
$(11(1 - s) + s)f_s = 10.587f_s$	—	-53.29	-55.86
$(13(1 - s) - s)f_s = 12.421f_s$	—	-50.69	-51.25

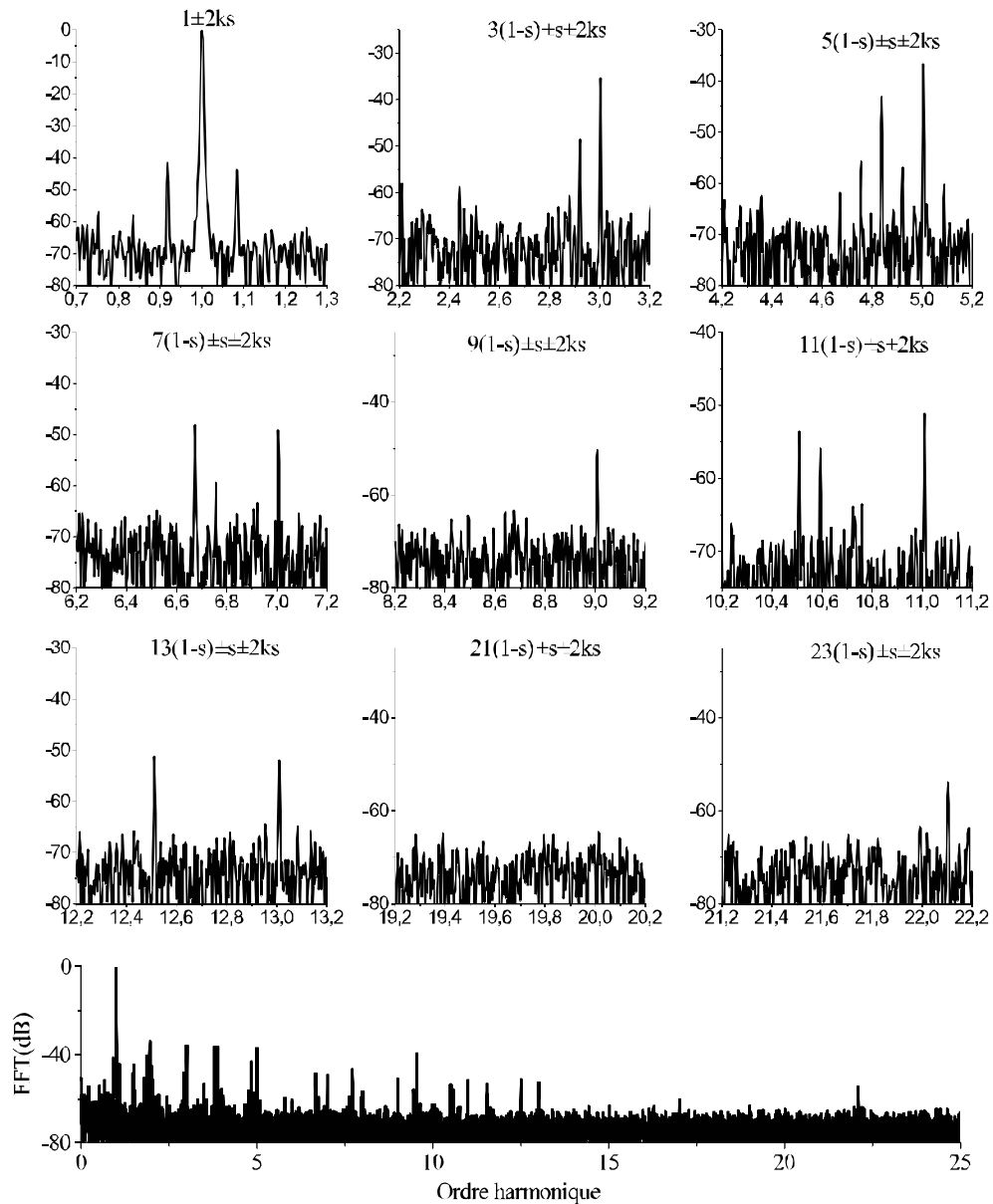
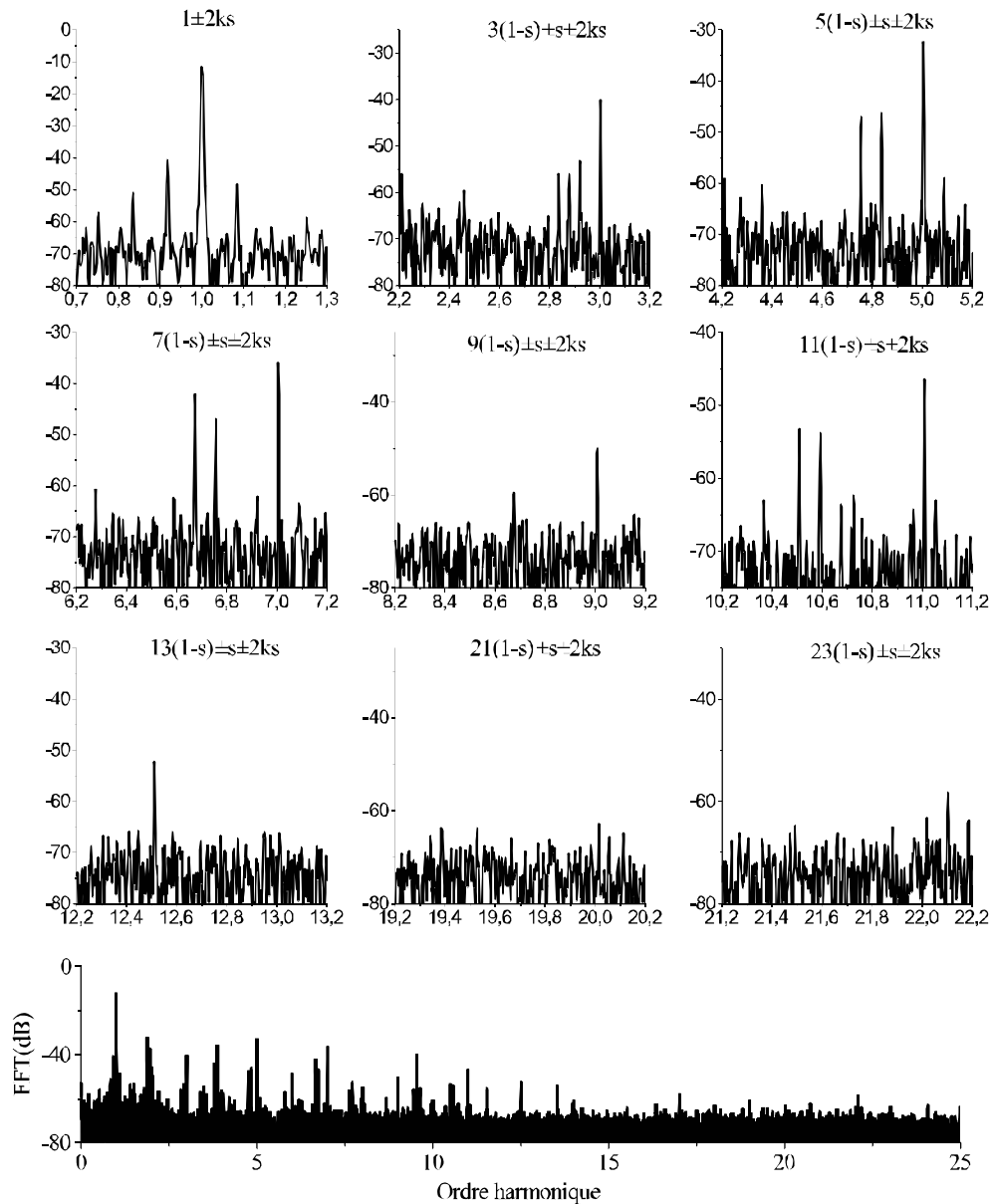


Figure 3.21. Expérimental : Spectre de la FFT du courant statorique  $i_{s\alpha}$  d'une machine double étoile dans le cas d'une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase  $a_2$  de 10% avec  $s = 0.0413$ .

TABLE 3.5

Les composants fréquentiels du courant  $i_{sx}$  relatifs aux cassure de barre et un déséquilibre d'une phase  $a_2$ .

$f_s(h)$ (Hz)	État sain (dB)	cassure de barre (dB)	déséquilibre de phase $a_2$ (dB)
$(1 - 2s)f_s = 0.9174f_s$	—	-40.23	-40.71
$(1 + 2s)f_s = 1.0826f_s$	—	-48.73	-48.47
$(3(1 - s) - s)f_s = 2.834f_s$	—	—	-55.91
$(3(1 - s) + s)f_s = 2.917f_s$	—	—	53.12
$(5(1 - s) - s)f_s = 4.752f_s$	—	-45.01	-46.93
$(5(1 - s) + s)f_s = 4.834f_s$	—	-44.44	-46.13
$(7(1 - s) - s)f_s = 6.666f_s$	—	-40.94	-42.08
$(7(1 - s) + s)f_s = 6.752f_s$	—	44.67	46.84
$(9(1 - s) + s)f_s = 8.669f_s$	—	—	-59.37
$(11(1 - s) - s)f_s = 10.504f_s$	—	-49.29	-53.15
$(11(1 - s) + s)f_s = 10.587f_s$	—	-52.27	-53.83
$(13(1 - s) - s)f_s = 12.421f_s$	—	-48.58	-52.22

Figure 3.22. Expérimental : Spectre de la FFT de la courant statorique  $i_{sx}$  d'une machine double étoile avec une cassure de barre et un déséquilibre d'une phase  $a_2$  de 10% avec  $s = 0.0413$

Afin de mettre en évidence que le suivi de l'amplitude des composantes harmoniques de spectre du courant statorique  $(\alpha, \beta)$  décrit réellement le degré de sévérité du défaut de cassure contrairement aux composantes harmoniques des spectres des courants statoriques des phases, nous présentons dans la figure (3.23) les spectres des courants statoriques des phases  $a_1$  et  $a_2$  au voisinage d'harmonique fondamentale quand les deux onduleurs sont (a) décalés d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$  et (b) synchronisés dans le cas d'une cassure de barre avec  $s = 0.0438$ . Nous pouvons remarquer que les deux composantes de fréquence  $(1 \pm 2s)f_s$  ont des différentes amplitudes dans les deux courants statoriques des phases  $a_1$  et  $a_2$  quand les deux onduleurs sont décalés d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$ , alors que ces harmoniques ont les mêmes amplitudes quand les deux onduleurs sont synchronisés.

Nous pouvons remarquer que l'apparition des harmoniques additionnels sous l'effet de la séquence négative introduite par le défaut de déséquilibre d'une phase ce qui correspondent bien avec ceux de la simulation et le développement analytique (3.11). En effet, nous pouvons remarquer que ce défaut de déséquilibre d'une phase ne modifié pas d'une manière remarquable les amplitudes des harmoniques provenant d'une asymétrie résiduelle entre les deux étoiles ainsi que le défaut de cassure de barre.

Les différents harmoniques des courants statoriques dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  provenant de la présence simultanément des défauts de cassure de barre et déséquilibre d'une phase ainsi que une asymétrie résiduelle entre les deux étoiles sont récapitulés dans les tableaux (3.4) et (3.5).

Après validation de la méthode d'analyse du contenu spectral du courant statorique dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ , nous allons présenter les spectres de la puissance instantané à l'état sain et avec une cassure de barre.

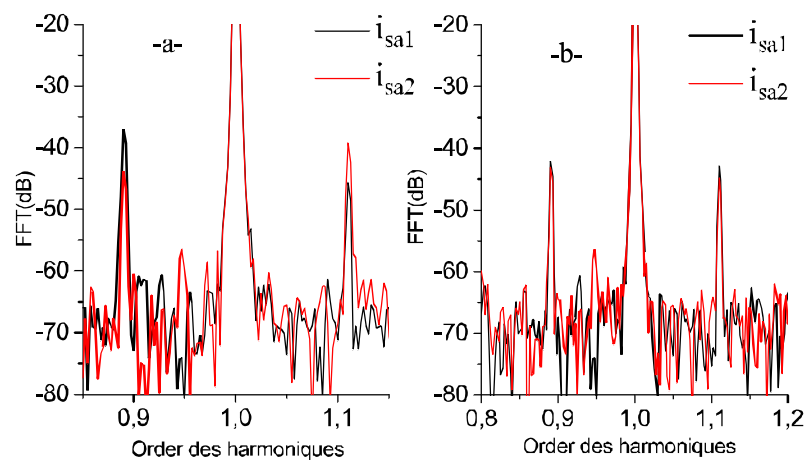


Figure 3.23. Expérimental : Spectres de la FFT des courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  quand les deux onduleurs sont (a) décalés d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$  et (b) synchronisés dans le cas d'une cassure de barre avec  $s = 0.0438$ .

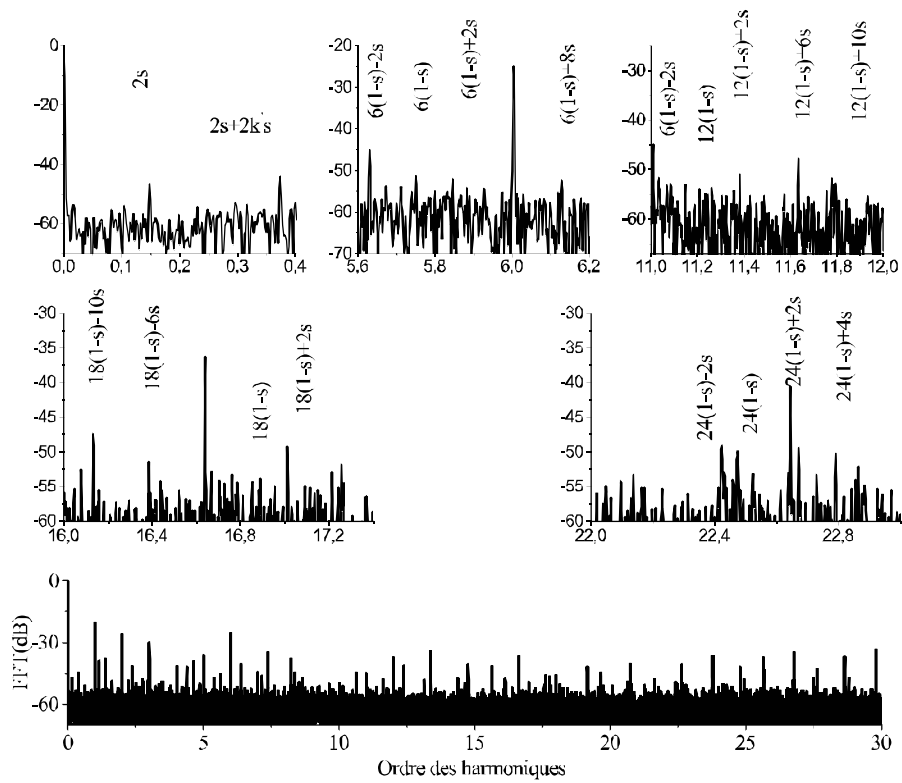


Figure 3.24. Expérimental : Spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine double étoile saine

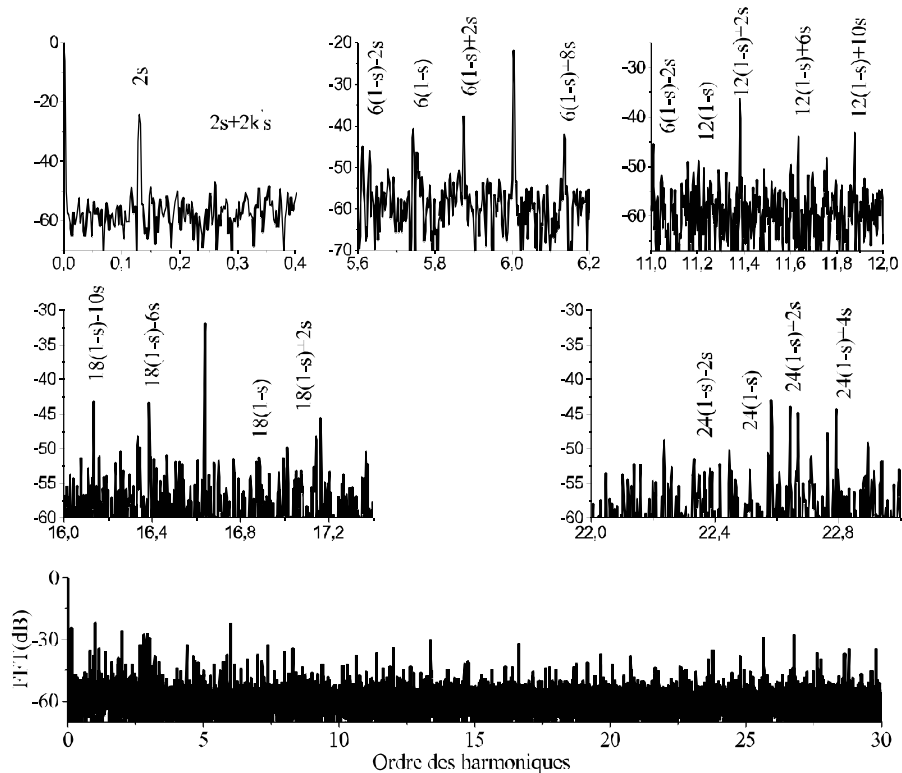


Figure 3.25. Expérimental : Spectre de la FFT de la puissance instantanée d'une machine double étoile avec une cassure de barre.

Les figures (3.24) et (3.25) représentent les spectres de la puissance instantanée de la machine saine puis avec cassure de barre respectivement avec un glissement de  $s = 0.06$ . Nous pouvons constater que :

TABLE 3.6

Les composants de fréquence de la puissance instantanée relatifs au cassure de barre.

$f(h, h_s, \eta, \mu)$ (Hz)	État sain	cassure de barre
$2sf_s = 0.13f_s$	–	–25.30
$6(1-s)f_s = 5.61f_s$	–	–46.01
$(6(1-s) + 2s)f_s = 5.74f_s$	–	–40.89
$(6(1-s) + 4s)f_s = 5.87f_s$		36.30
$(6(1-s) + 8s)f_s = 6.13f_s$	–55	–25.30
$(12(1-s) + 2s)f_s = 11.38f_s$	–50.4	–36.90
$(12(1-s) + 6s)f_s = 11.61f_s$	–52.12	–44.79
$(12(1-s) + 10s)f_s = 11.87f_s$		45.24

- Conformément à notre développement théorique, à l'état sain, en plus de composante fréquentielle continue le spectre de la puissance instantanée contient des harmoniques d'encoche rotorique (RSH) qui obéissent à l'équation (3.27). Le premier RSH apparait à la fréquence  $(24(1-s) + s)f_s$  dans le spectre de la puissance instantané.
- Comme il a été prévu par notre étude théorique, avec une cassure de barre, il est clairement visible que le spectre présenté est beaucoup plus riche en harmonique que celui issu de l'analyse avec un rotor sain. Nous pouvons observer l'apparition de nouveaux harmoniques liés à la présence simultanée d'un défaut cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles. Ces harmoniques obéissent à l'équation (3.27) quand  $h$  appartient à l'ensemble  $G_h^{\alpha\beta}$  de la condition (3.37). Nous pouvons remarquer la présence de composantes ayant pour fréquences  $2sf_s$  et d'autres harmoniques de haute fréquence. Ces harmoniques sont récapitulés dans le tableau (3.6).

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes pour diagnostiquer la machine asynchrone à cage d'écureuil en se basant sur l'analyse de contenu spectral d'une part du courant statorique de référentiel  $(\alpha, \beta)$ , et d'autre part de la puissance instantanée. Les développements théoriques et les résultats de simulation et expérimentaux montrent une parfaite symétrie. Ceci implique que les deux méthodes d'analyse permettent de découvrir les indices du défaut de cassure de barre en deux catégories générateur de couple électromagnétique ou non.

Nous avons également analysé l'influence du courant de circulation sur le contenu fréquentiel du spectre du courant statorique de phase relatif au défaut de type cassure de barre. Nous avons démontré que ce courant fait masquer le degré réel du sévérité du défaut de cassure de barre.

Les harmoniques induits dans le spectre du courant statorique dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  peuvent être classé en trois groupes :

- Le premier groupe comprend les composantes harmoniques relatives au défaut de



cassure de barre qui appartiennent à l'ensemble :

$\{h = 1 \cup h = (12k \pm 1)_{k=1,2,3,\dots}\}$  à des fréquences  $f_c(h) = (h(1 - s) \pm s \pm 2\mu s)f_s$

- Le deuxième groupe comprend les composantes harmoniques relatives à la présence simultanée du défaut du cassure de barre et un déséquilibre entre les deux étoiles qui appartiennent à l'ensemble :

$\{h = (6k \pm 1)_{k=1,3,5,\dots}\}$  à des fréquences  $f_c(h) = (h(1 - s) \pm s \pm 2\mu s)f_s$

- Le troisième groupe comprend les composantes harmoniques relatives à la présence simultanée du défaut du cassure de barre et un déséquilibre d'une phase ou d'une étoile ayant les fréquences :

$f_c(h) = (h(1 - s) \pm s \pm 2\mu s \pm 2\eta)f_s$

Pour exploiter au mieux les potentialités de la structure double étoile, le chapitre suivant sera consacré au contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode normal par l'utilisation des schémas-blocs des régulateurs dans les deux référentiels implémentées dans une commande vectorielle par orientation du flux rotorique.



# Chapitre 4

## Contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode de fonctionnement normal

### 4.1 Introduction

Comme nous l'avons souligné dans le chapitre précédent, lors de l'alimentation des deux étoiles statoriques par deux onduleurs triphasés décalés d'un angle  $30^\circ$  électrique, un courant de circulation non-générateur du couple entre les deux enroulements triphasés apparaît sous l'effet d'un déséquilibre. Ce déséquilibre peut être de nature diverse comme une anomalie au niveau de la construction de la machine ou encore un déséquilibre d'alimentation qui provient d'une asymétrie de l'onduleur. Ce courant non générateur de couple s'amplifie d'avantage ce qui dégrade les performances de la machine.

Le but du présent chapitre est de présenter le modèle dédié au contrôle de la machine double étoile. Nous traitons seulement la méthode de commande par orientation du flux rotorique puisqu'elle est la plus répandue dans la littérature. Une attention particulière sera portée sur la structure des schémas-blocs des régulateurs afin de compenser le courant de circulation ainsi que la séquence négative ce qui permet d'exploiter au mieux la structure double étoile (minimisation des pertes Joule et conservation d'un couple constant) quel que soit le régime de fonctionnement.

### 4.2 Transformation du système hexaphasé statorique

Pour réduire le nombre des équations régissant le moteur ainsi que la disparition de l'interdépendance entre les équations statoriques et rotoriques localisée au niveau de la matrice des inductances mutuelles, deux modèles ont été développés dans ce contexte. On cite :

Le premier modèle que nous avons mentionné dans le chapitre précédent, il se base sur la matrice de Concordia généralisée avec laquelle les grandeurs réelles statoriques de la machine double étoile de repère  $a_1a_2b_1b_2c_1c_2$  sont exprimées dans trois référentiels découplés  $(\alpha,\beta)$ ,  $(x,y)$  et  $(o1,o2)$  (voir la figure (4.1)). Les enroulements fictifs présentés dans ces référentiels sont équivalents du point de vue électrique et magnétique aux enroulements réels. Ce modèle est largement utilisé dans la littérature [8, 42, 52], car il permet d'avoir l'accès au courant de circulation entre les deux enroulements triphasés statoriques ce qui facilite l'élaboration d'une commande contribuant à l'annulation de ce courant. Autrement dit, il permet de dissocier entre les harmoniques temporels selon deux catégories générateurs du couple ou non tel que :

- Les harmoniques générateurs de couple sont projetés dans le référentiel  $(\alpha,\beta)$  dont le spectre contient les rangs :  $(12k \pm 1)|_{k=0,1,2}$
- Les harmoniques non-générateurs de couple sont projetés dans le référentiel  $(x,y)$  dont le spectre contient les rangs :  $(6k \pm 1)|_{k=0,1,3}$

Comme les deux neutres de deux étoiles sont isolés (les grandeurs homopolaires dans le référentiel  $o1,o2$  sont nulles), la matrice de Concordia généralisée que nous avons précédemment mentionnée et qu'on réécrit ici :

$$[C_6] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

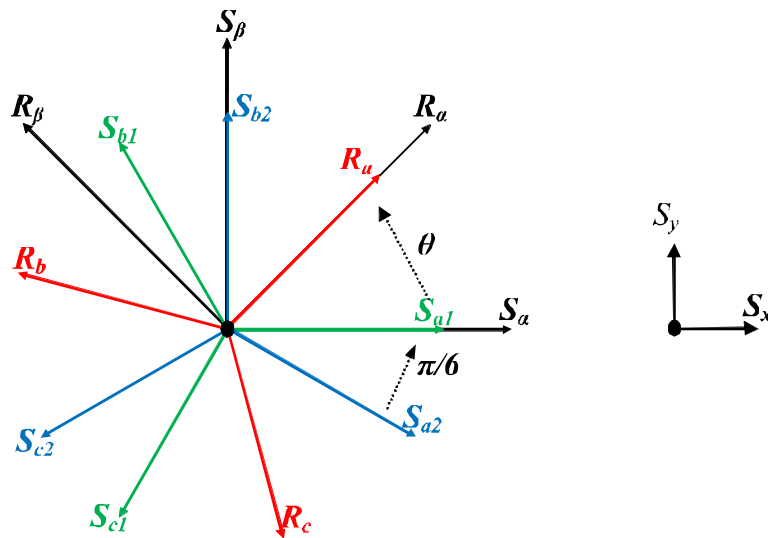


Figure 4.1. Représentation du modèle de Concordia généralisée de la machine asynchrone double étoile.

tel que :

$$[f_{s\alpha\beta xy}] = [f_{s\alpha} \ f_{\beta} \ f_x \ f_y]^t = [C_6] [f_{sa1} \ f_{sa2} \ f_{sb1} \ f_{sb2} \ f_{sc1} \ f_{sc2}]^t \quad (4.2)$$

Le deuxième modèle est basé sur l'application de deux matrices de Concordia traditionnelle  $[C_1]$  et  $[C_2]$  pour chaque enroulement triphasé du stator ce qui signifie un modèle deux fois triphasés. Les deux systèmes triphasés décalés d'un angle électrique  $\frac{\pi}{6}$  et d'axes  $(a_1, b_1, c_1)$  et  $(a_2, b_2, c_2)$  ; sont transformés à deux référentiels équivalents biphasés d'axes  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  créant la même force magnétomotrice. Comme les deux étoiles triphasés sont décalés d'un angle  $\alpha$  et afin de caler les deux référentiels équivalents biphasés  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$ , les deux matrices de Concordia  $[C_1]$  et  $[C_2]$  seront aussi décalés en  $\frac{\pi}{6}$ . Nous montrons sur la figure (4.2) la présentation du modèle de Concordia triphasé de machine asynchrone double étoile. Les deux matrices de Concordia appliquées pour la machine double étoile avec deux neutres isolés sont définies par :

pour l'étoile  $i = 1$  :

$$[f_{sa1\beta1}] = [f_{sa1} \ f_{\beta1}]^t = [C_1] [f_{sa1} \ f_{sb1} \ f_{sc1}]^t \quad (4.3)$$

avec :

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

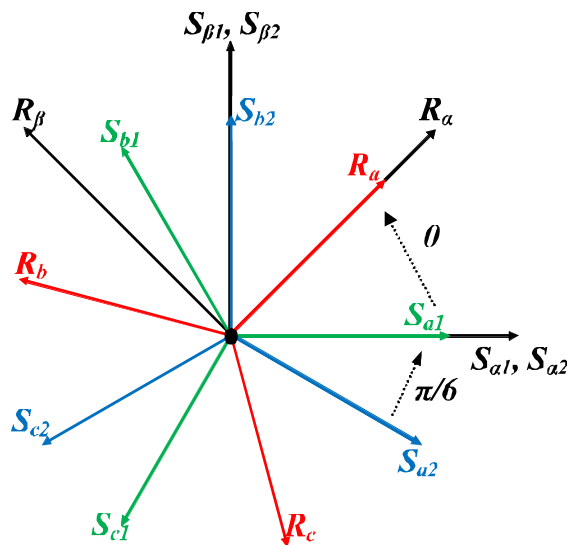


Figure 4.2. Représentation du modèle de Concordia triphasé de la machine asynchrone double étoile

pour l'étoile  $i = 2$  :

$$[f_{s\alpha 2\beta 2}] = \begin{bmatrix} f_{s\alpha 2} & f_{\beta 2} \end{bmatrix}^t = [C_2] \begin{bmatrix} f_{sa2} & f_{sb2} & f_{sc2} \end{bmatrix}^t \quad (4.5)$$

avec :

$$[C_2] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Le passage entre les deux modèles peut être fait en utilisant la matrice suivante :

$$[T] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

tel que :

$$[f_{s\alpha\beta xy}] = \begin{bmatrix} f_{s\alpha} & f_{\beta} & f_x & f_y \end{bmatrix}^t = [T] \begin{bmatrix} f_{s\alpha 1} & f_{s\alpha 2} & f_{s\beta 1} & f_{s\beta 2} \end{bmatrix}^t \quad (4.8)$$

Cette matrice étant normée et orthogonale, ce qui nous permet d'avoir  $[T] \cdot [T]^{-1} = [I]$  (avec  $[I]$  la matrice d'identité) donc son inverse est égale à sa transposée.

### 4.3 Modèle de la machine asynchrone double étoile hexaphasé / triphasé.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile pour le diagnostic établi précédemment est plus adapté pour le développement de l'algorithme de commande en vitesse variable puisque il prend en considération les harmoniques d'espace, due à la distribution des enroulements logés dans les encoches de la machine. Cette partie a pour objet la modélisation de la machine asynchrone double étoile, tout en considérant certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- L'effet d'extrémité des têtes des bobines est négligé.
- Les tensions et les courants sont considérés sinusoïdaux.
- Le stator est considéré comme lisse et l'entrefer constant.
- Les harmoniques de toute origine autre que temporelle sont négligées.
- La cage rotorique est assimilée à un système triphasé.

- Dans le modèle utilisé, nous avons supposé la linéarité du circuit magnétique. Cette hypothèse nous a permis d'utiliser le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, le modèle électromagnétique complet de la machine asynchrone double étoile dans le système réel :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] + [v_n] \quad (4.9)$$

$$[v_r] = [0] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \quad (4.10)$$

avec :

$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa1} & v_{sa2} & v_{sb1} & v_{sb2} & v_{sc1} & v_{sc2} \end{bmatrix}^t$  : les tensions appliquées aux deux enroulements triphasés statoriques.

$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa1} & i_{sa2} & i_{sb1} & i_{sb2} & i_{sc1} & i_{sc2} \end{bmatrix}^t$  : les courants qui traversent les enroulements statoriques.

$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} & v_{rb} & v_{rc} \end{bmatrix}^t$  : les tensions nulles du rotor étant la cage rotorique en court-circuit.

$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} & i_{rb} & i_{rc} \end{bmatrix}^t$  : les courants rotoriques traversant les phases du rotor.

Pour ce qui est des flux à travers les enroulements statoriques et rotoriques nous avons respectivement :

$$[\psi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (4.11)$$

$$[\psi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (4.12)$$

tel que :

$[L_s]$  et  $[R_s]$  sont les matrices des résistances et inductances définies dans le chapitre 1.

$[L_r]$  et  $[R_r]$  sont les matrices des résistances et inductances rotoriques données par :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$  est l'inductance mutuelle stator-rotor, elle est définie par :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} + \alpha) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} + \alpha) & \cos(\theta + \alpha) \end{bmatrix}$$

$m_{sr}$  : est la valeur maximale des mutuelles stator-rotor.

$\theta$  : est la position électrique du rotor.

Le couple électromagnétique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position de vitesse mécanique  $\theta$  :

$$\Gamma_e = \frac{p}{2} [i_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [i_r] \quad (4.13)$$

Après développement, on aboutit à la formule suivante :

$$\begin{aligned} \Gamma_e = & -\frac{p}{2} i_{ra} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin(\omega_m t) + i_{sa2} \sin(\omega_m t - \alpha) + i_{sb1} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) + \right. \\ & \left. i_{sb2} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) + i_{sc1} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) + i_{sc2} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3} - \alpha) \right\} \\ & -\frac{p}{2} i_{rb} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) + i_{sa2} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3} - \alpha) + i_{sb1} \sin(\omega_m t) + \right. \\ & \left. i_{sb2} \sin(\omega_m t - \alpha) + i_{sc1} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) + i_{sc2} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \right\} \\ & -\frac{p}{2} i_{rc} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) + i_{sa2} \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) + i_{sb1} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) + \right. \\ & \left. i_{sb2} \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3} - \alpha) + i_{sc1} \sin(\omega_m t) + i_{sc2} \sin(\omega_m t - \alpha) \right\} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Les équations électriques seront accompagnés des équations mécaniques :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + f\omega_m = (\Gamma_e - C_r) \quad (4.15)$$



$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m \quad (4.16)$$

avec  $\omega_m$  est la vitesse électrique du rotor.

## 4.4 Modèle de machine asynchrone double étoile Concordia généralisé

En appliquant la matrice de transformation de Concordia généralisée  $[C_6]$  aux équations des tensions (4.9) et des flux (4.11), le système statorique naturel sera transformé en deux systèmes équivalents découplés  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ .

Pour les variables rotoriques, la transformation usuelle de Concordia, notée  $[C_r]$ , est utilisée :

$$[C_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Les vecteurs assemblés des grandeurs du système triphasé rotorique transformés sont :

$$\begin{bmatrix} f_{r\alpha} & f_{r\beta} & f_{ro} \end{bmatrix}^l = [C_r] \begin{bmatrix} f_{ra} & f_{rb} & f_{rc} \end{bmatrix}^l \quad (4.18)$$

En utilisant ces deux matrices dans les systèmes d'équations de tensions statoriques et rotoriques, nous obtenons finalement :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{ls} & 0 \\ 0 & l_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

tel que :

$L_s = l_{ls} + 3l_{ms}$  et  $L_r = l_{lr} - l_{mr}$  sont les inductances cycliques propre du stator et du rotor.

$M_{sr} = \frac{3}{\sqrt{2}}m_{sr}$  est la mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

Ajoutons à notre système d'équations l'expression du couple électromagnétique qui sera :

$$\Gamma_e = pm_{sr} \left\{ (i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \cos(\theta) - (i_{s\alpha}i_{r\alpha} - i_{s\beta}i_{r\beta}) \sin(\theta) \right\} \quad (4.22)$$

À partir des équations électriques et mécaniques, on constate que seules les grandeurs statoriques du référentiel  $(\alpha, \beta)$  ont un couplage magnétique avec le rotor. Pour cela, seules les composantes des courants selon les axes  $\alpha$  et  $\beta$  du stator et du rotor participent à la production du couple. Contrairement au référentiel  $(x, y)$  non-générateur de couple qui est relié au courant de circulation ou déséquilibre entre les deux étoiles statoriques créant ainsi des pertes Joule supplémentaires. Cela peut être déduit à partir du système d'équations ci-dessous provenant de la multiplication de la matrice inverse de passage  $[T]^{-1}$  et du vecteur des courants statoriques  $[i_{s\alpha\beta xy}]$  :

$$\begin{cases} i_{s\alpha 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\alpha} + i_{sx}) \\ i_{s\alpha 2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\alpha} - i_{sx}) \\ i_{s\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\beta} - i_{sy}) \\ i_{s\beta 2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\beta} + i_{sy}) \end{cases} \quad (4.23)$$

La commande de la machine double étoile est considérablement simplifiée puisqu'elle peut être résolue en utilisant le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , étant semblable au commande d'une machine triphasée. Dans la littérature, deux variantes du contrôle vectoriel à flux orienté existent [6,7] : la première appelée directe qui nécessite la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel. La deuxième appelée indirecte, où seule la position du flux rotorique est estimée. Cette dernière version a été largement appliquée sur les machines asynchrones triphasées.

## 4.5 Rappel du principe de la commande vectorielle a flux rotorique orienté

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu, où il existe un découplage naturel des contrôles du flux

et du couple. La composante d'axe  $d$  du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. Par contre, la composante d'axe  $q$  joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. Cette commande nommée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère  $(d,q)$ . Ce dernier est orienté de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux désiré comme le montre la figure (4.3). L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique  $I_{sq}$  et peut être contrôlé par celle-ci.

Pour la mise en équations de la machine asynchrone double étoile, les équations que nous avons présentées précédemment des grandeurs statoriques et rotoriques sont exprimées dans le repère  $(\alpha, \beta)$  du stator et du rotor respectivement qui est toujours stationnaire par rapport au repère  $a_1a_2b_1b_2c_1c_2$ . Pour exprimer la modélisation globale dans un repère commun, nous utilisons la transformation de Park qui est définie par une matrice de Concordia suivie par une matrice de rotation comme l'indique la figure (4.4). Cela nous permet de passer de  $(\alpha, \beta)$  vers le référentiel  $(d,q)$  et de  $(x,y)$  vers le référentiel  $(X,Y)$ .

Les grandeurs statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$  de stator sont transformées par :

$$[f_{sdq}] = [D(\theta_s)] \cdot [f_{s\alpha\beta}] \quad (4.24)$$

Les grandeurs rotoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$  de rotor sont transformées par :

$$[f_{rdq}] = [D(\theta_r)] \cdot [f_{r\alpha\beta}] \quad (4.25)$$

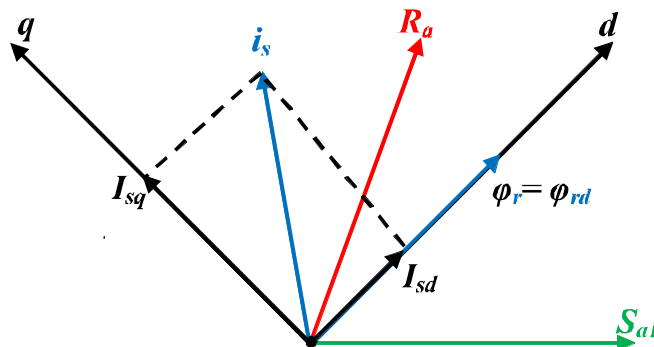


Figure 4.3. Orientation du flux rotorique.

La matrice de rotation  $[D(\Phi)]$  est définie comme suit :

$$[D(\Phi)] = \begin{bmatrix} \cos(\Phi) & \sin(\Phi) \\ -\sin(\Phi) & \cos(\Phi) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

L'angle  $\Phi$  est remplacé par  $\theta_s$  pour stator et par  $\theta_r$  pour le rotor.

Nous garderons les axes de références tournant au synchronisme pour la commande :

$$\frac{d}{dt}\theta_r = s\omega_m \text{ et } \frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s$$

Donc c'est dans ce dernier référentiel que les grandeurs statoriques et rotoriques deviennent continues en régime permanent. L'utilisation de ces deux matrices de rotation dans le système d'équations électriques (4.19) et (4.21) de la machine asynchrone nous donnera :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (4.27)$$

avec :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \quad (4.28)$$

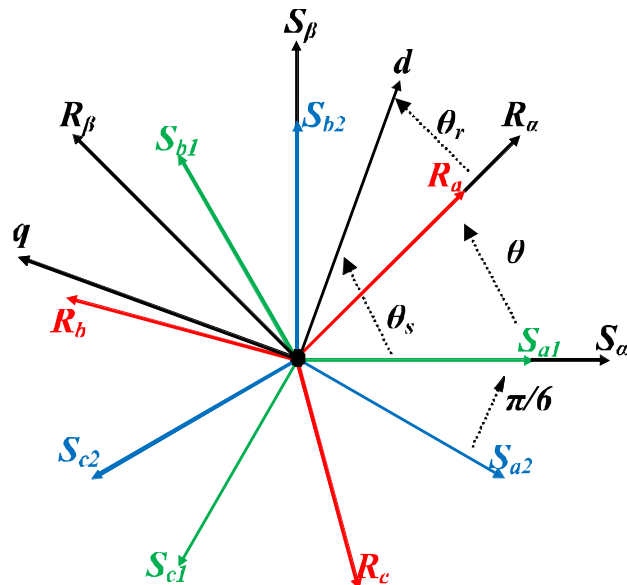


Figure 4.4. Représentation des axes  $(d, q)$  du modèle de Park.

Dans ce repère, l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\psi_{rd} I_{sd} - \psi_{rq} I_{sd}) \quad (4.29)$$

L'orientation du flux telle que présentée dans la figure (4.3), consiste à orienter le référentiel  $(d,q)$  de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \psi_{rq} = 0; \frac{d}{dt} \psi_{rq} = 0 \\ \psi_{rd} = \psi_r \end{cases} \quad (4.30)$$

Les conditions (4.30), nous amène au modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s s I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s s I_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \tau_r s \psi_r + \psi_r = M_{sr} I_{sd} \\ \omega_s - \omega = \frac{I_{sq}}{\tau_r I_{sd}} \\ \Gamma_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} \psi_r I_{sq} \end{cases} \quad (4.31)$$

où :

$s = \frac{d}{dt}$  opérateur dérivée par rapport au temps.

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante du temps rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$  : coefficient de fuites totales.

Quelque soit le régime de fonctionnement, la commande par orientation du flux rotorique exige la connaissance de la position du flux à orienter ce qui permet de la faire coïncider avec l'axe direct  $d$  pour assurer un découplage entre le flux et le couple. Il existe deux méthodes pour la détermination de la phase du flux rotorique. La méthode indirecte [164, 165] consiste à estimer la phase du flux rotorique à partir d'une relation donnant la pulsation du glissement tandis que son amplitude est égale à sa valeur de référence. Par contre, la méthode directe consiste à estimer la phase et l'amplitude du flux rotorique en utilisant des estimateurs ou un capteur (capteurs par effet hall placés sous les dents du stator). Pour notre cas, nous utiliserons la commande indirecte sans asservissement du flux rotorique, il consiste à calculer la pulsation statorique par l'équation suivante :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{I_{sq}}{\tau_r I_{sd}} \quad (4.32)$$

Tandis que, le module du flux rotorique s'obtient en filtrant le courant statorique d'axe

$d$  par un filtre passe-bas tel que :

$$\phi_{rest} = \frac{\tau_r M_{sr}}{s + \tau_r} I_{sd} \quad (4.33)$$

Pour l'angle  $\theta_s$  d'orientation du flux rotorique utilisé pour la matrice de rotation directe et inverse, elle est reconstituée à partir de de l'intégration de l'équation (4.32).

À partir du modèle simplifié de la machine asynchrone double étoile présenté par système d'équations cité précédemment on remarque que l'orientation de flux ne peut pas offrir une commande linéaire complètement découplée, car on observe de nouveau l'interférence des axes  $d$  et  $q$  avec les termes de couplages bien spécifiques soient :

$$\begin{cases} emf_{sd} = -\omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ emf_{sq} = \omega_s \frac{M}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (4.34)$$

Les deux f.é.m créés par les composantes d'axes  $d$  et  $q$  donnent un couplage non linéaire pouvant être supprimé par l'application d'une méthode classique de compensation. Pour pouvoir découpler définitivement la commande, nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées  $emf_{sd}$  et  $emf_{sq}$  par un retour d'état en temps réel. L'élaboration des consignes de tensions statoriques se fait à partir des régulateurs des courants. Le schéma complet de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est présenté dans la figure (4.5).

## 4.6 Structure des blocs des régulateurs

La commande par orientation du flux rotorique permet de contrôler les grandeurs réelles (la vitesse de rotation et les courants suivants l'axe direct et en quadrature). La comparaison des grandeurs mesurées avec celles de consigne, nous permet d'avoir le couple et les tensions de références nécessaires pour générer les signaux de commande des IGBTs de l'onduleur hexaphasé. Dans cette partie, nous nous intéressons à une étude préliminaire sur les propriétés des régulateurs PI et résonant implémentés dans la commande.

### 4.6.1 Régulateur de type proportionnel intégral PI

Le régulateur à action proportionnelle-intégrale PI est très répandu dans le domaine de la commande des machines électriques, sa fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$C_{pi}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.35)$$

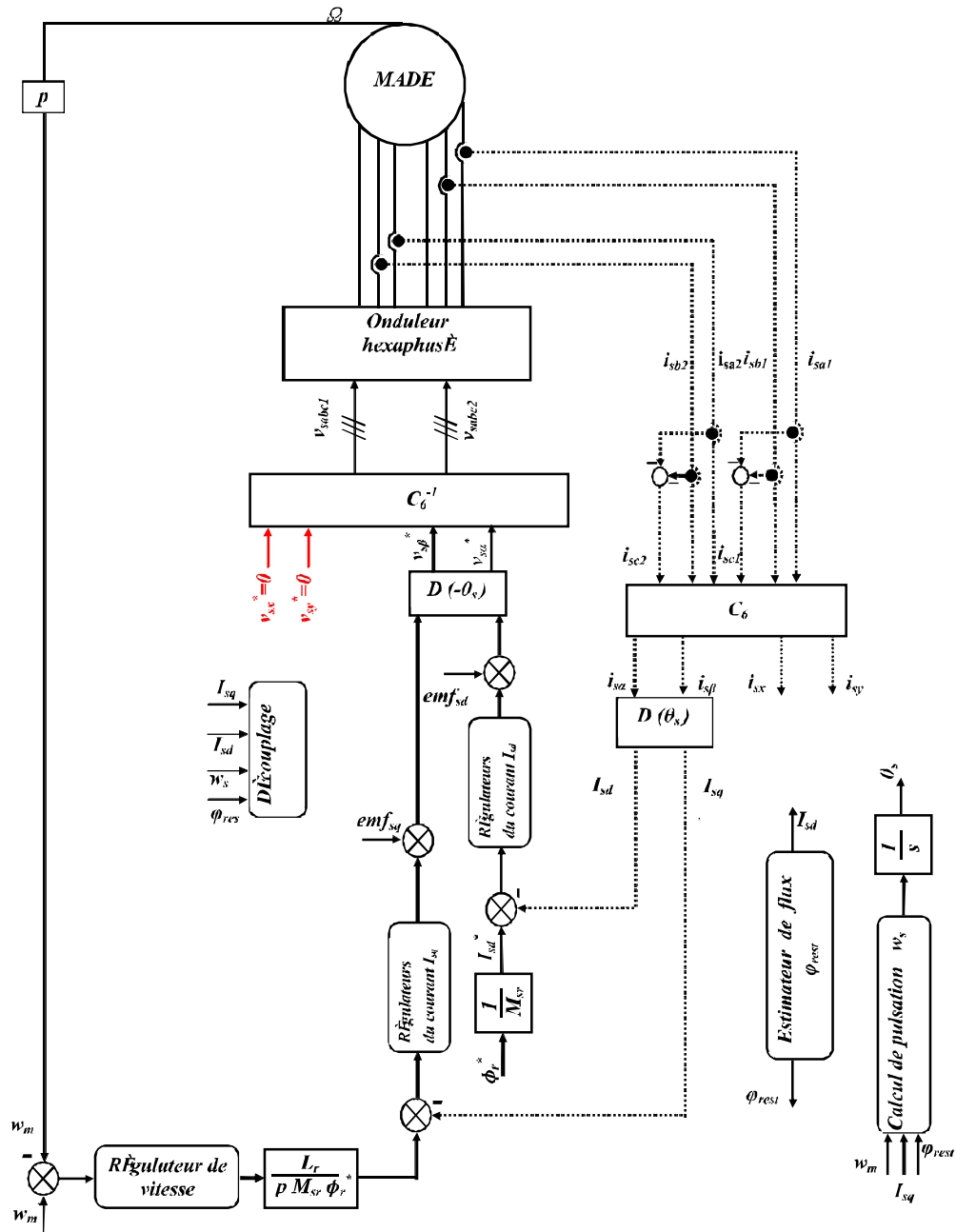


Figure 4.5. Schéma global de la commande vectorielle d'une machine double étoile alimentée en tension.

avec :

$K_p$  est le gain proportionnel et  $K_i$  est le gain intégral.

La fonction de transfert (4.35) peut être réécrite sous la forme :

$$C_{pi}(s) = K_p \frac{1 + \tau_{pi}s}{\tau_{pi}s} \quad (4.36)$$

où :

$\tau_{pi} = \frac{K_p}{K_i}$  est le constant de temps du régulateur.

$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{K_i}{2\pi K_p}$  sa fréquence de coupure.

Le régulateur de type PI assure à la fois la rapidité de la réponse dynamique et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent. L'effet de ce type du régulateur est illustré dans son diagramme de Bode figure (4.6). Comme le montre cette figure, ce régulateur dispose un gain élevé dans la plage fréquentielle  $[0, \frac{\omega_0}{2\pi}]$ , ce qui signifie qu'il arrive à atténuer les composants harmoniques dans sa bande passante. Au-delà de cette bande, ce gain est limité, le régulateur ne parvient pas à supprimer ou atténuer les composantes harmoniques.

#### 4.6.2 Régulateurs de type Résonant

Contrairement au régulateur PI, l'avantage principal de cette structure est qu'il permet d'agir sur un signal à fréquence donnée sans avoir besoin d'utiliser la transformation de Park dans un repère tournant au synchronisme pour chaque harmonique à compenser ce qui réduit le volume de calculs. Il est utilisé pour compenser le courant ayant un spectre riche en harmonique quand il est relié en parallèle avec un régulateur PI [166]. Sa fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est définie par [166–169] :

$$C_{pi}(s) = \frac{2K_{ir}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_s^2} \quad (4.37)$$

où :  $K_{ir}$  est le gain statique de régulateur.

$\omega_s$  est la pulsation de la composante harmonique de la grandeur à contrôler.

$\omega_c$  est la largeur de sa bande passante.

Il peut être considéré comme un filtre sélectif à la pulsation  $\omega_s$  quand son gain  $k_{ir}$  est unitaire, la figure (4.7) montre son diagramme de Bode.

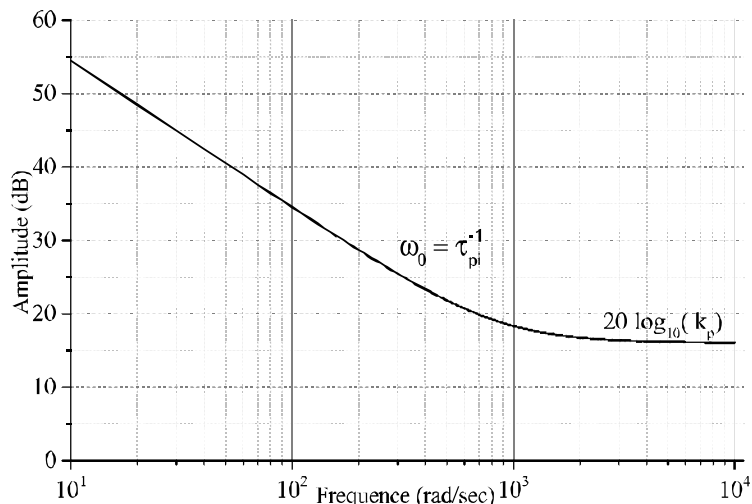


Figure 4.6. Diagramme de Bode d'un régulateur PI.



Pour compenser un courant [167] dont le spectre contient les rangs des harmoniques  $\omega_s, 5\omega_s, 7\omega_s$ , seulement un régulateur PI et un régulateur résonnant à la fréquence  $6\omega_s$  sont suffisants.

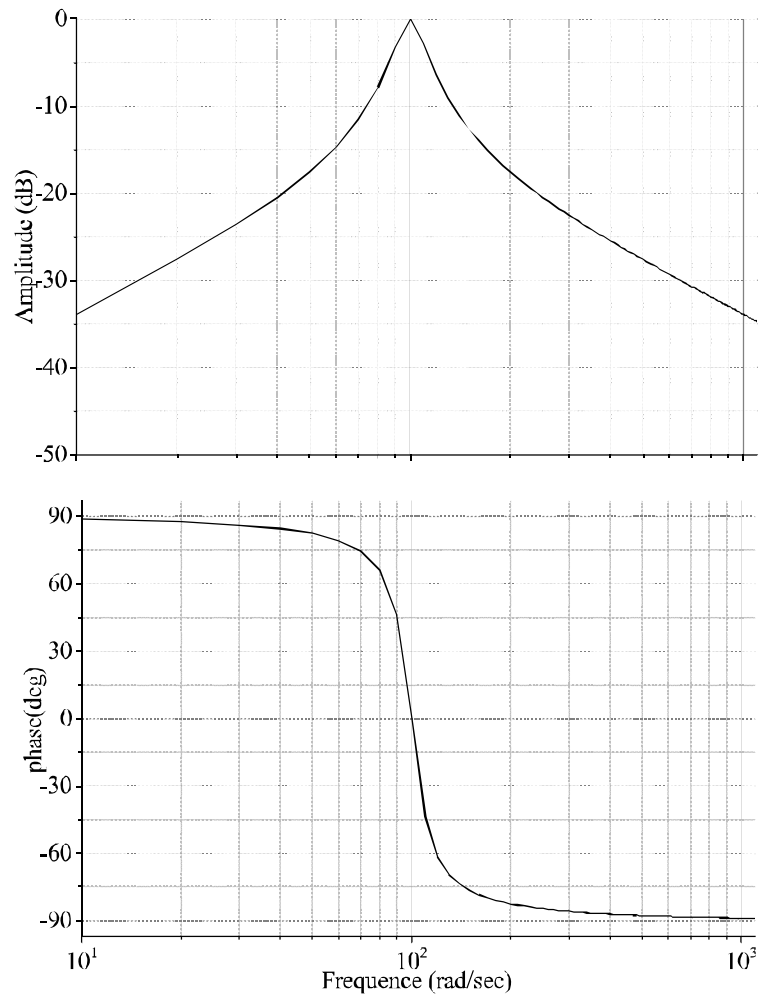


Figure 4.7. Diagramme de Bode d'un régulateur résonant R.

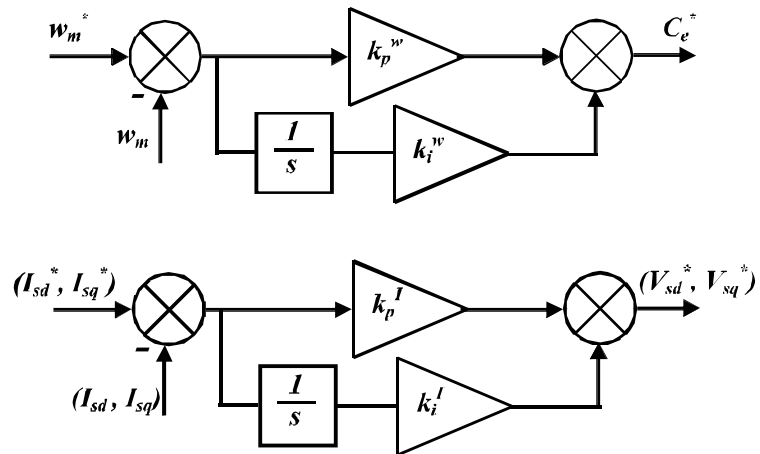


Figure 4.8. Schéma-bloc du PI de la régulation des courants dans les axes en quadrature et direct, et de la régulation de vitesse.

## 4.7 Résultats de la simulation

Les simulations du système complet de la figure (4.5), sont réalisées à l'aide du logiciel Matlab. Bien évidemment, ce schéma n'est pas complet; en fait, nous devons ajouter des régulateurs de courant et de la vitesse. En mode de fonctionnement sain, nous avons utilisé trois correcteurs du type PI (tel que l'indique la figure (4.8)); deux régulateurs identiques pour les boucles internes agissant sur les courants statoriques direct  $I_{sd}$  et en quadrature  $I_{sq}$  et un régulateur pour la boucle externe concernant la vitesse. Les gains de ces correcteurs sont obtenus en utilisant la méthode de placement des pôles pour que la réponse du système soit optimale, en effet :

$$\begin{cases} \frac{I_{dq}}{I_{dq}^{ref}} = \frac{k_p^I s + k_i^I}{s^2 + \frac{k_p^I + R_s}{\sigma L_s} s + \frac{k_i^I}{\sigma L_s}} \\ \frac{\Omega}{\Omega^{ref}} = \frac{k_p^\omega s + k_i^\omega}{s^2 + \frac{k_p^\omega + f}{j} s + \frac{k_i^\omega}{j}} \end{cases} \quad (4.38)$$

Comme chaque un de ces deux transferts possède deux pôles, selon la méthode de placement des pôles ces deux derniers doivent être imposés en boucle fermée de la manière suivante :

$$\begin{cases} S_{12}^I = -\rho_I \pm j\omega_I \\ S_{12}^\omega = -\rho_\omega \pm j\omega_\omega \end{cases} \quad (4.39)$$

Les deux polynômes correspondant à ce placement des pôles sont donnés par :

$$\begin{cases} P^I = (s - S_1^I)(s - S_2^I) = s^2 + 2\rho_I s + \rho_I^2 + \omega_I^2 \\ P^\omega = (s - S_1^\omega)(s - S_2^\omega) = s^2 + 2\rho_\omega s + \rho_\omega^2 + \omega_\omega^2 \end{cases} \quad (4.40)$$

En comparant les dénominateurs de (4.38) avec les polynômes de références (4.40), les gains des régulateurs sont donnés par :

$$\begin{cases} \frac{k_i^I}{\sigma L_s} = \rho_I^2 + \omega_I^2 \\ \frac{k_p^I + R_s}{\sigma L_s} = 2\rho_I \\ \frac{k_i^\omega}{j} = \rho_\omega^2 + \omega_\omega^2 \\ \frac{k_p^\omega + f}{j} = 2\rho_\omega \end{cases} \quad (4.41)$$

Pour la simulation de la commande indirecte par orientation de flux rotorique appli-

quée au moteur double étoile, Nous avons considéré un démarrage à vide avec un échelon négatif de la vitesse de référence de  $\Omega_m = -764 \text{tr/min}$  suivi d'une inversion de sens de rotation à  $t = 1.3 \text{s}$  et enfin l'application brutale d'un couple résistant de  $C_r = 2 \text{Nm}$  à l'instant  $t = 3.2 \text{s}$ . La figure (4.9) montre les allures des courants statoriques, des courants direct et en quadrature ainsi que la vitesse mécanique lors de cet essai. Nous pouvons noter que :

- La vitesse réelle suit parfaitement sa consigne.
- Conformément à la théorie, le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  est proportionnel à la variation du couple électromagnétique, par contre le courant statorique direct reste constant  $I_{sd}$ .

L'extraction du courant du déséquilibre entre les deux étoiles est la première étape importante dans le processus d'asservissement de la machine multiphasée. Cette identification permet d'imposer les tensions de références, que l'onduleur hétérophasé doit injecter dans le moteur en opposition de phase, afin d'annuler le courant de déséquilibre entre les deux étoiles, et par conséquent assurer des courants sinusoïdaux. Ceci nous permet à pro-

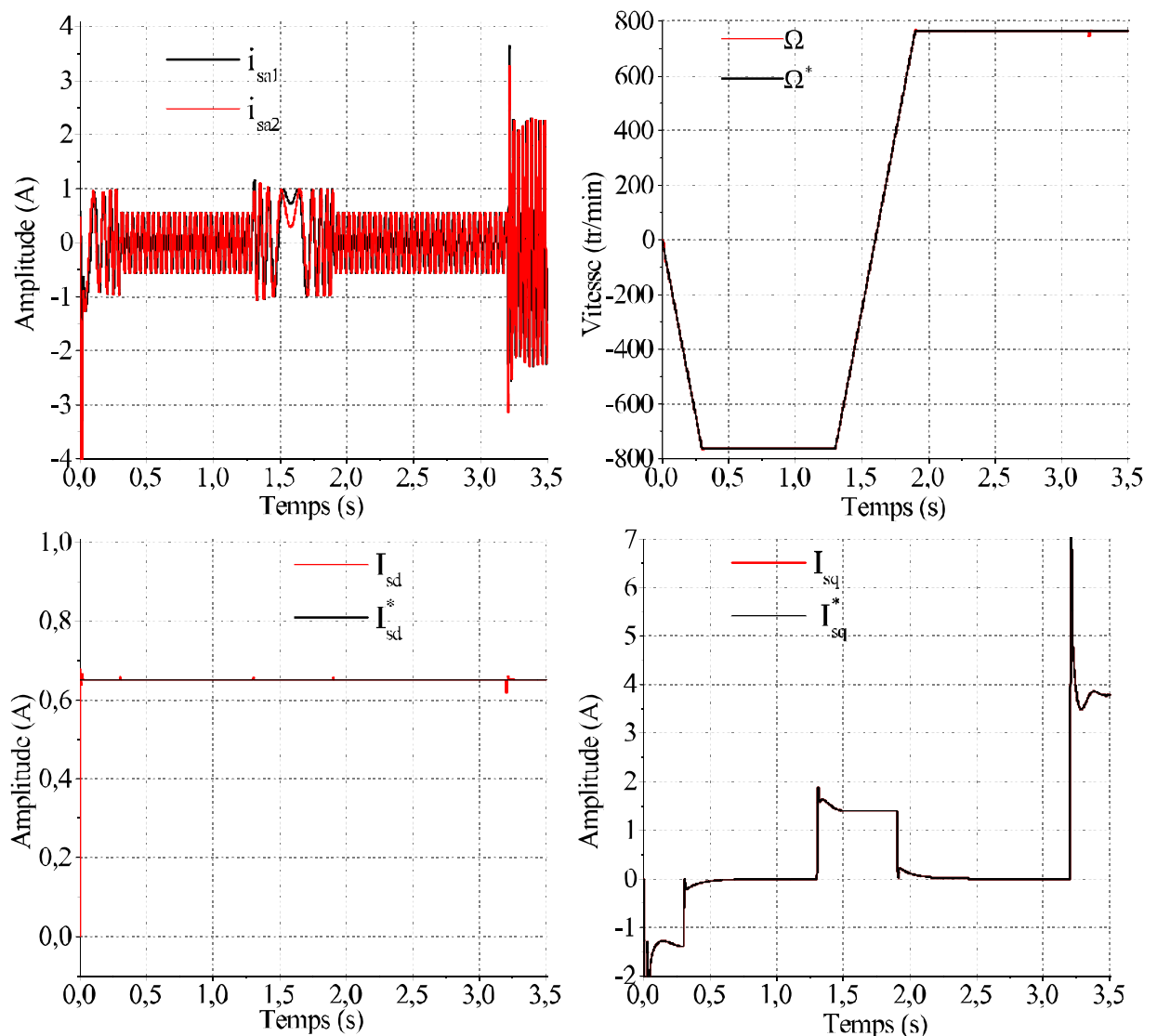


Figure 4.9. Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une machine double étoile.

poser des schémas-blocs des régulateurs permettant de rééquilibrer les courants des deux étoiles.

## 4.8 Compensation d'un déséquilibre entre les deux étoiles de la machine.

Dans la présente partie nous allons analyser l'effet d'une asymétrie due soit au fait que les deux enroulements ne sont pas parfaitement identiques soit à un déséquilibre entre les deux systèmes de tensions triphasées délivrés par l'onduleur hexaphasé. Pour n'importe quel type d'asymétries résiduelles entre les deux systèmes triphasés, l'amplitude des courants de l'étoile 1  $i_{sa1b1c1}$  n'est pas la même de ceux de l'étoile 2  $i_{sa2b2c2}$ .

En effet, le courant statorique dans la phase  $q$  de l'étoile 1 s'écrit sous la forme :

$$i_{sq} = I_{m1} \cos \left( \omega_s t - \phi^+ - (q-1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.42)$$

et le courant dans la phase  $i$  de l'étoile 2 s'écrit sous la forme :

$$i_{si} = I_{m2} \cos \left( \omega_s t - \phi^- - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.43)$$

où :

$I_{m1}$  est la valeur maximale du courant statorique d'étoile 1.

$I_{m2}$  est la valeur maximale du courant statorique d'étoile 2.

Les courants statoriques peuvent être donnés sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \bar{i}_{sq} = \bar{I}_{sq} e^{j\omega_s t} \\ \bar{i}_{si} = \bar{I}_{si} e^{j\omega_s t} \end{cases} \quad (4.44)$$

où :

$$\bar{I}_{sq} = I_{m1} e^{-\phi^+ - (q-1) \frac{2\pi}{3}} \text{ et } \bar{I}_{si} = I_{m2} e^{-\phi^- - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}}.$$

À partir des matrices (4.4) et (4.6), les vecteurs des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} a^{q-1} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i=1}^3 \bar{i}_{si} a^{i-1} \end{cases} \quad (4.45)$$

tels que :

$$\begin{cases} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = i_{s\alpha 1} + j i_{s\beta 1} = \bar{I}_{m1} e^{j\omega_s t} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = i_{s\alpha 2} + j i_{s\beta 2} = \bar{I}_{m2} e^{j\omega_s t} \end{cases}$$

$$\bar{I}_{m1} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{m1} e^{j\phi^-} \text{ et } \bar{I}_{m2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{m2} e^{j\phi^-}.$$

En utilisant la matrice (4.7) le courant dû au déséquilibre entre les deux étoiles exprimé dans le référentiel  $(x,y)$  peut être défini par :

$$\bar{i}_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{I}_{m1} - \bar{I}_{m2}) e^{-j\omega_s t} \quad (4.46)$$

L'équation (4.46) montre clairement que tout déséquilibre entre les deux étoiles se manifeste par l'apparition d'une séquence directe de courant dans le référentiel  $(x,y)$  tournant au sens inverse. En appliquant la matrice de rotation inverse  $[D(-\theta_s)]$  au vecteur  $\bar{i}_{sxy}$ , on obtient une composante continue définie par :

$$\bar{I}_{sxy} = \sqrt{3} (\bar{I}_{m1} - \bar{I}_{m2}) \quad (4.47)$$

Donc d'après cette analyse et dans le but de réaliser un équilibre entre les deux étoiles, il est impératif de se débarrasser de ce courant. Ceci est faisable en dotant ce dernier d'une boucle de régulation moyennant un régulateur PI tout en imposant une consigne nulle. La figure (4.10) illustre le schéma-bloc du PI correspondant. Le calcul du régulateur PI dans le référentiel  $(x,y)$  se fait d'une manière semblable que celui dans le référentiel  $(\alpha,\beta)$ . Les gains du correcteur peuvent être déduits à partir du système suivant :

$$\begin{cases} \frac{k_p^I}{l_s} = \rho_{lx}^2 + \omega_{lx}^2 \\ \frac{k_p^I + R_s}{l_s} = 2\rho_{lx} \end{cases} \quad (4.48)$$

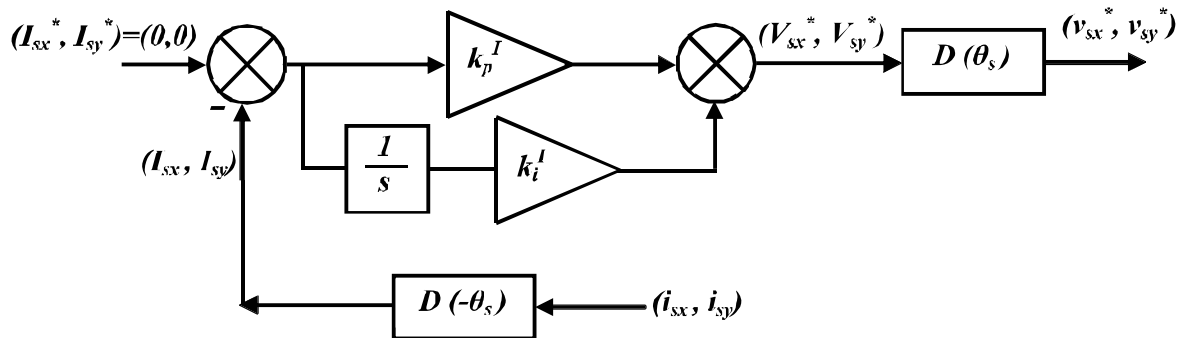


Figure 4.10. Schéma-bloc du PI de la régulation du courant dans le référentiel  $(x,y)$ .

Nous allons analyser par simulation la validité du développement précédent. On suppose que le moteur tourne à  $\Omega = 1146tr/min$  et entraîne une charge de  $C_r = 2Nm$ , avec 15% de déséquilibre entre les deux systèmes de tension d'alimentation.

La figure (4.11) montre les courants statoriques des phases  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  ainsi que les courants dûs au déséquilibre  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$ . Nous pouvons remarquer la présence d'une part d'un déséquilibre entre les deux courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$ . D'autre part on remarque l'apparition d'un courant dans le référentiel  $(x,y)$  témoignant d'un déséquilibre entre les deux étoiles.

La figure (4.12) montre l'allure du couple électromagnétique et son spectre fréquentiel. On remarque que ce type de défaut n'a aucun effet sur le spectre du couple qui reste constant. Un déséquilibre entre les deux étoiles ne fait apparaître qu'un courant dans le référentiel  $(x,y)$  et qui ne contribue pas réellement à la création du couple électromagnétique, le couple moteur est proportionnel au courant en quadrature  $I_{sq}$ . Cependant, il faut noter que les courants dans l'étoile ayant une tension d'alimentation élevée doivent être limités à cause de l'accroissement de la surcharge en courant de cette étoile.

La figure (4.13) illustre les courants statorique  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  ainsi que les courants  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$  après compensation du déséquilibre précédent. Nous remarquons que les courants dûs au déséquilibre ont été parfaitement éliminés.

## 4.9 Compensation d'un déséquilibre d'une phase statorique

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre 3, le déséquilibre dans une phase statorique est caractérisé par l'apparition d'une composante inverse dans le vecteur courant statorique. Sans tenir compte de l'interaction de ce courant avec les courants rotoriques de

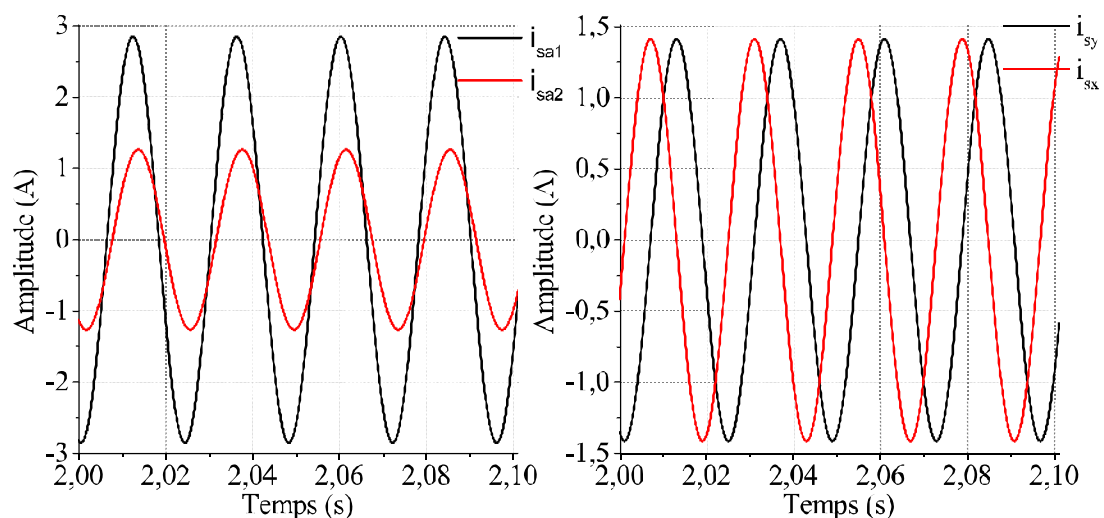


Figure 4.11. Les courants statoriques de phase  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  sans compensation d'un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation.

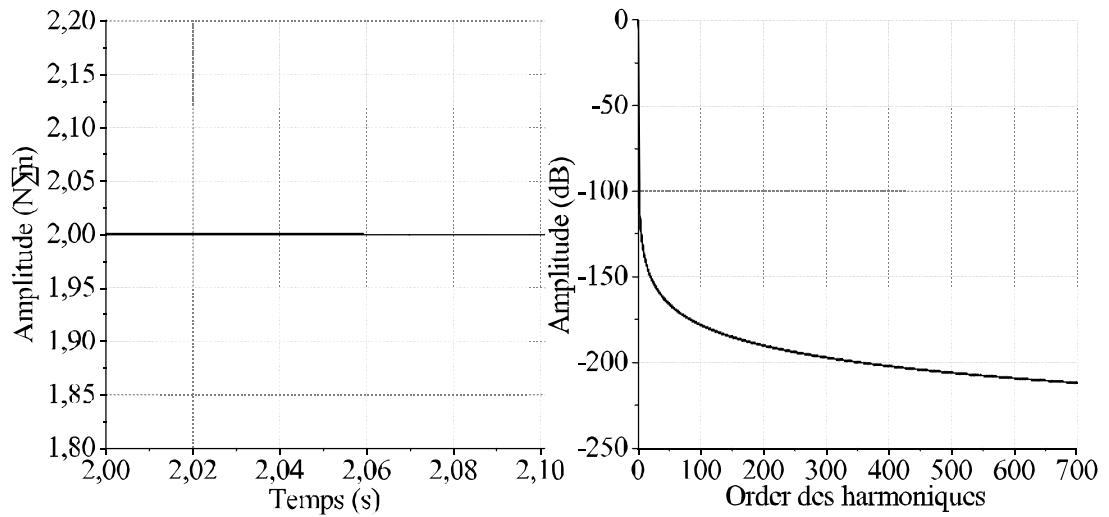


Figure 4.12. Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel avec un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation.

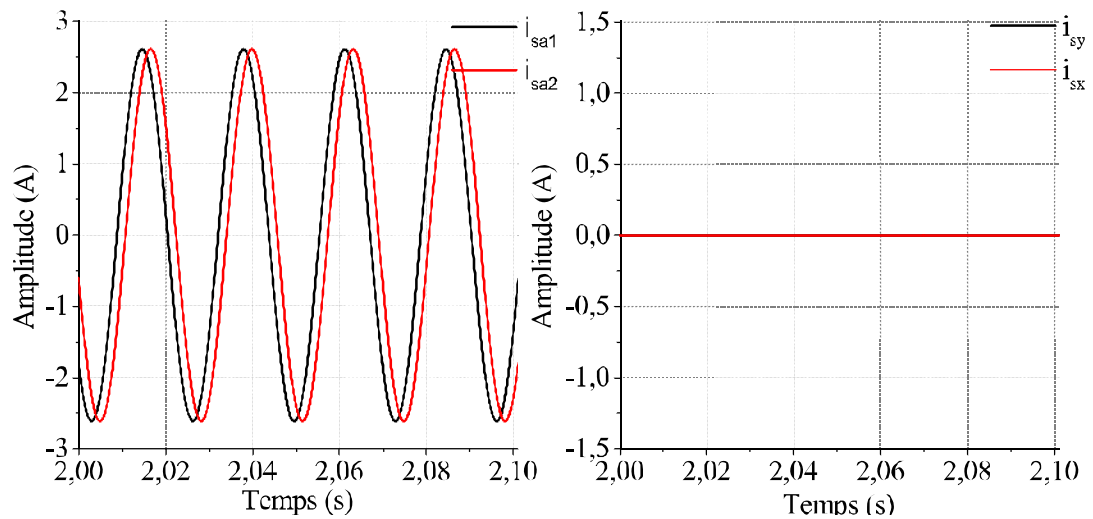


Figure 4.13. Les courants statoriques de phase  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x, y)$  avec compensation d'un déséquilibre de 15% entre les deux étoiles d'alimentation.

basses fréquences qui produit un couple pulsant à la multiple de la fréquence statorique imposée ce qui donne naissance à d'autres fréquences dans les enroulements statoriques, les vecteurs courants statoriques peuvent être réécrits sous la forme :

$$i_{sq} = I_{m1}^+ \cos \left( \omega_s t - \phi^+ - (q-1) \frac{2\pi}{3} \right) + I_{m1}^- \cos \left( \omega_s t - \phi^- + (q-1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.49)$$

Le courant dans la phase  $i$  de l'étoile 2 s'écrit sous la forme :

$$i_{si} = I_{m2}^- \cos \left( \omega_s t - \phi^- - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) + I_{m2}^+ \cos \left( \omega_s t - \phi^+ + (i-1) \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.50)$$

où :

les indices + et - dénotent les composants d'ordre positif et négatif respectivement.

En utilisant les matrices (4.4) et (4.6), les vecteurs des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = i_{s\alpha 1} + j i_{s\beta 1} = \bar{I}_{m1}^- e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{m1}^- e^{-j\omega_s t} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = i_{s\alpha 2} + j i_{s\beta 2} = \bar{I}_{m2}^- e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{m2}^- e^{-j\omega_s t} \end{cases} \quad (4.51)$$

Contrairement au défaut d'un déséquilibre entre les deux étoiles du moteur, l'influence d'un défaut dans une seule phase statorique apparait dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  simultanément. Pour compenser ce défaut, il faut ajouter de nouveaux régulateurs relativement à chaque référentiel. En utilisant la matrice (4.7) le courant de déséquilibre entre les deux étoiles dans le référentiel  $(x, y)$  peut être défini comme suit :

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \bar{I}_{m\alpha\beta}^+ e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{m\alpha\beta}^- e^{-j\omega_s t} \quad (4.52)$$

En appliquant la matrice de rotation directe  $[D(\theta_s)]$  à l'équation précédente, les vecteurs courants statoriques deviennent :

$$\bar{i}_{sdq} = \bar{I}_{m\alpha\beta}^+ + \bar{I}_{m\alpha\beta}^- e^{j2\omega_s t} \quad (4.53)$$

On remarque que le courant d'ordre négatif se trouve à deux fois la fréquence statorique. Par conséquent, le recours à un régulateur de type résonant pour l'annulation de ce courant qui implique la compensation de cette perturbation s'avère incontournable puisque le régulateur conventionnel PI se limite à la régulation des grandeurs continues uniquement.

En utilisant la matrice (4.7) le courant de déséquilibre entre les deux étoiles dans le référentiel  $(x, y)$  peut être défini comme suit :

$$\bar{i}_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy} = \bar{I}_{mxy}^+ e^{-j\omega_s t} + \bar{I}_{mxy}^- e^{j\omega_s t} \quad (4.54)$$

En appliquant la matrice de rotation inverse  $[D(-\theta_s)]$  au vecteur courant  $\bar{i}_{sxy}$ , on obtient une composante continue relative à la séquence positive statorique définie par :

$$\bar{I}_{sXY} = \bar{I}_{mxy}^+ \quad (4.55)$$

et une autre composante à deux fois la fréquence statorique relative à la séquence négative définie par :

$$\bar{I}_{sXY} = \bar{I}_{mxy}^- e^{-j2\omega_s t} \quad (4.56)$$



Cette ondulation impose l'utilisation d'un correcteur du type résonant en parallèle avec un régulateur PI. Le schéma-bloc de la régulation dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  est illustré sur la figure (4.15). Pour améliorer les performances dans le régime transitoire, le courant de référence des régulateurs résonants est imposé nul.

La compensation du courant de circulation dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  ainsi que le courant d'ordre négatif dans le référentiel  $(d,q)$  permet d'imposer les ordres de commutation aux onduleurs tout en gardant le couple électromagnétique constant et en réduisant à la fois les pertes Joule statoriques.

La fonction de transfert des deux régulateurs (résonant et PI) en boucle ouverte dans

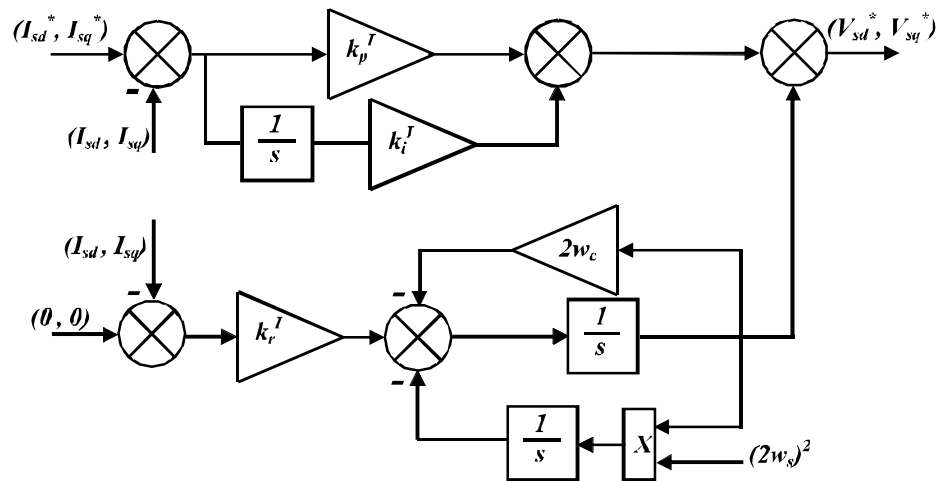


Figure 4.14. Schéma-bloc de PI+R de la régulation du courant dans le référentiel tournant  $(d,q)$  pour la compensation d'un déséquilibre de phase.

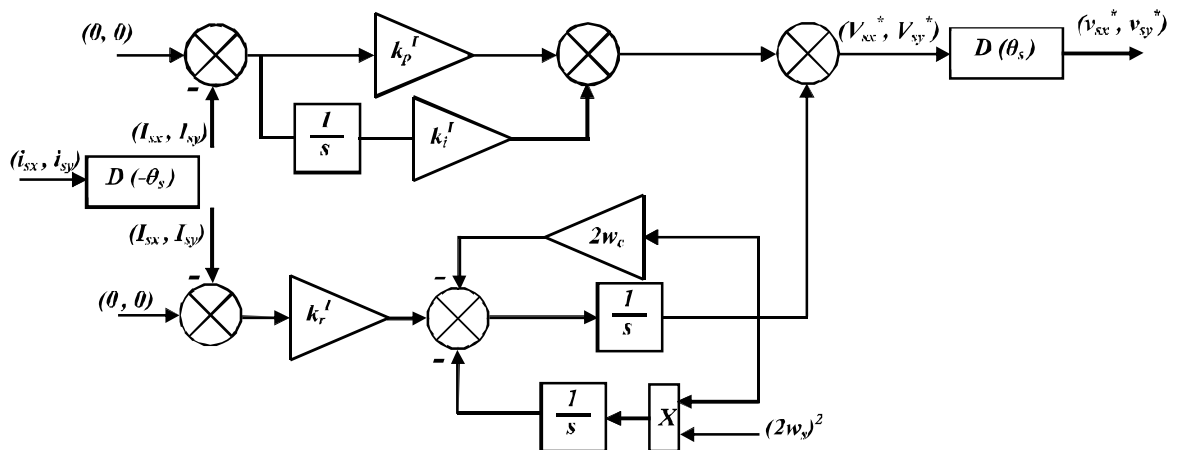


Figure 4.15. Schéma-bloc de PI+R de la régulation du courant dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  pour la compensation d'un déséquilibre de phase.

les deux référentiels est donnée par :

$$C_{PIR}(s) = \frac{K_p^I s^3 + (2\omega_c K_p^I + K_i^I + 2k_{ir}\omega_c)s^2 + (\omega^2 K_p^I + 2\omega_c K_i^I)s + K_i^I \omega^2}{s^3 + 2\omega_c s^2 + \omega^2 s} \quad (4.57)$$

La fonction de transfert correspondante en boucle fermée dans le référentiel  $(d,q)$  est :

$$FT_{dq}(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{a_4 s^4 + (a_3 + R_s + 2\omega_c \sigma L_s)s^3 + (a_2 + 2\omega_c R_s + \omega^2 \sigma L_s)s^2 + (a_1 + \omega^2 R_s)s + a_0} \quad (4.58)$$

et celle dans le référentiel  $(X,Y)$  est :

$$FT_{XY}(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{a_4 s^4 + (a_3 + R_s + 2\omega_c l_s)s^3 + (a_2 + 2\omega_c R_s + \omega^2 l_s)s^2 + (a_1 + \omega^2 R_s)s + a_0} \quad (4.59)$$

tels que :

$$\begin{cases} a_4 = \sigma L_s \text{ ou } a_4 = l_s \\ a_3 = K_p^I & ; a_2 = (2\omega_c K_p^I + K_i^I + 2k_{ir}\omega_c) \\ a_1 = (\omega^2 K_p^I + 2\omega_c K_i^I) & ; a_0 = K_i^I \omega^2 \end{cases} \quad (4.60)$$

En utilisant la même méthode du calcul des gains que précédemment qui consiste à imposer des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée, les pôles sont imposés comme suit :

$$\begin{cases} S_{12}^I = -\rho_I \pm j\omega_{I1} \\ S_{34}^I = -\rho_I \pm j\omega_{I2} \end{cases} \quad (4.61)$$

Le polynôme de référence en normalisant avec  $A_0 = 1$  sera :

$$p^I = (s - S_1^I)(s - S_2^I)(s - S_3^I)(s - S_4^I) = A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0 \quad (4.62)$$

tels que :

$$\begin{cases} A_4 = \frac{1}{(\rho_I^2 - \omega_{I1}^2)(\rho_I^2 - \omega_{I2}^2)} & ; A_3 = \frac{4\rho_I}{(\rho_I^2 + \omega_{I1}^2)(\rho_I^2 + \omega_{I2}^2)} \\ A_2 = \frac{6\rho_I^2 + \omega_{I1}^2 + \omega_{I2}^2}{(\rho_I^2 - \omega_{I1}^2)(\rho_I^2 - \omega_{I2}^2)} & ; A_1 = \frac{2\rho_I(2\rho_I^2 + \omega_{I1}^2 + \omega_{I2}^2)}{(\rho_I^2 + \omega_{I1}^2)(\rho_I^2 + \omega_{I2}^2)} \\ A_0 = 1 \end{cases} \quad (4.63)$$

En normalisant avec  $a_0 = 1$  les deux fonctions de transferts en boucle fermée données par les équations (4.58) et (4.59), et en les comparant avec le polynôme de référence (4.62) nous pouvons trouver les gains des régulateurs à imposer pour les deux référentiels. Pour le référentiel  $(d,q)$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{a_4}{K_i^I a^2} = A_4 \\ \frac{a_3 + R_s + 2\omega_c \sigma L_s}{K_i^I \omega^2} = A_3 \\ \frac{a_2 + 2\omega_c R_s + \omega^2 \sigma L_s}{K_i^I \omega^2} = A_2 \\ \frac{a_1 + \omega^2 R_s}{K_i^I \omega^2} = A_1 \end{array} \right. \quad (4.64)$$

Le calcul des gains pour le référentiel tournant  $(X,Y)$  peut être fait à partir de (4.64), toutefois, nous devons remplacer  $\sigma L_s$  par l'inductance de fuite  $l_{ls}$ . En plus, la largeur de la bande passante de régulateur résonant  $\omega_c$  a été fixée pour les deux référentiels à  $30\pi \text{ rad/s}$  telle que donnée dans [167]. Du fait que la fréquence d'alimentation varie en fonction de la vitesse mécanique imposée, la pulsation de la composante harmonique de la grandeur à contrôler qui est égale à  $(\omega = 2\omega_s)$  pour la compensation de la séquence négative a été fixée dans le calcul des gains dans l'intervalle  $[80\pi, 200\pi]$ .

Nous avons effectué la simulation dans les mêmes conditions que précédemment (vitesse, couple résistant, deux régulateurs PI des courants  $(\alpha, \beta)$  et les tension de référence dans  $(v_{sx}^*, v_{sy}^*)$  nulles), néanmoins, le déséquilibre provoqué dans cette partie concerne seulement la réduction de la tension d'alimentation d'une phase  $a_2$  de 15%. La figure (4.16) présente les courants statoriques de phase  $a_1$  et  $a_2$  ainsi que les courants du référentiel  $(x,y)$  sans compensation.

Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel sont présentés dans la figure (4.17). Il est clair que ce déséquilibre provoque une ondulation du couple à la fréquence double d'alimentation.

Les spectres des vecteurs de Park des courants statoriques  $i_{s\alpha 2}$  et des tensions de référence  $v_{s\alpha 2}^*$  d'étoile 2 sans compensation d'un déséquilibrer de 15% de phase  $a_2$  sont illustrés dans la figure (4.18). On distingue dans le spectre de vecteurs de Park des courants statoriques, l'ordre des raies harmoniques  $\pm\mu$  qui sont dues aux fluctuations de la vitesse provoquées par les oscillations du couple. En plus, ces raies harmoniques du vecteur de Park des courants statoriques sont transmises dans le vecteur de Park des tensions de référence via les régulateurs des courants qui ne parviennent pas à rejeter cette perturbation puisque leur bande passante est limitée.

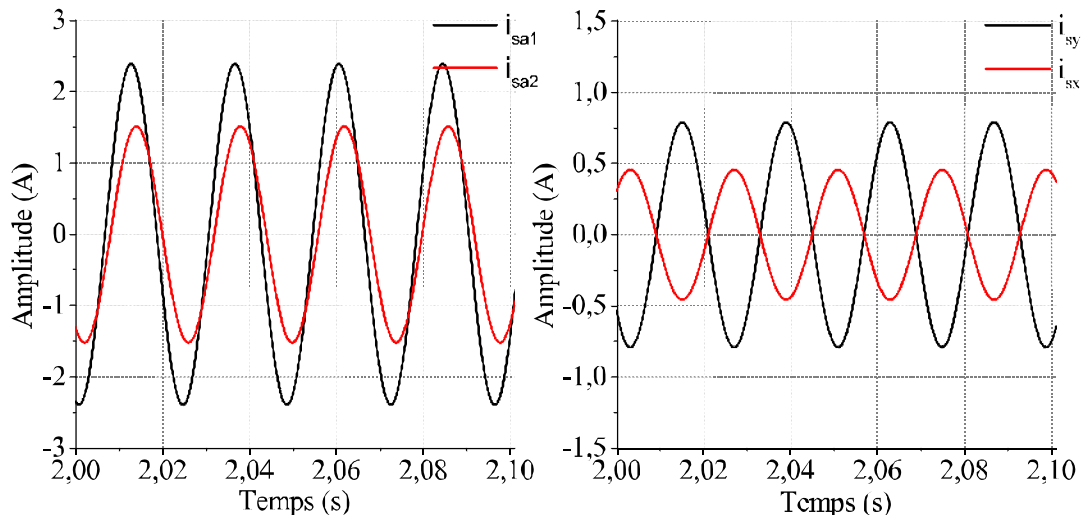


Figure 4.16. Les courants statoriques de phase  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x, y)$  sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase  $a_2$ .

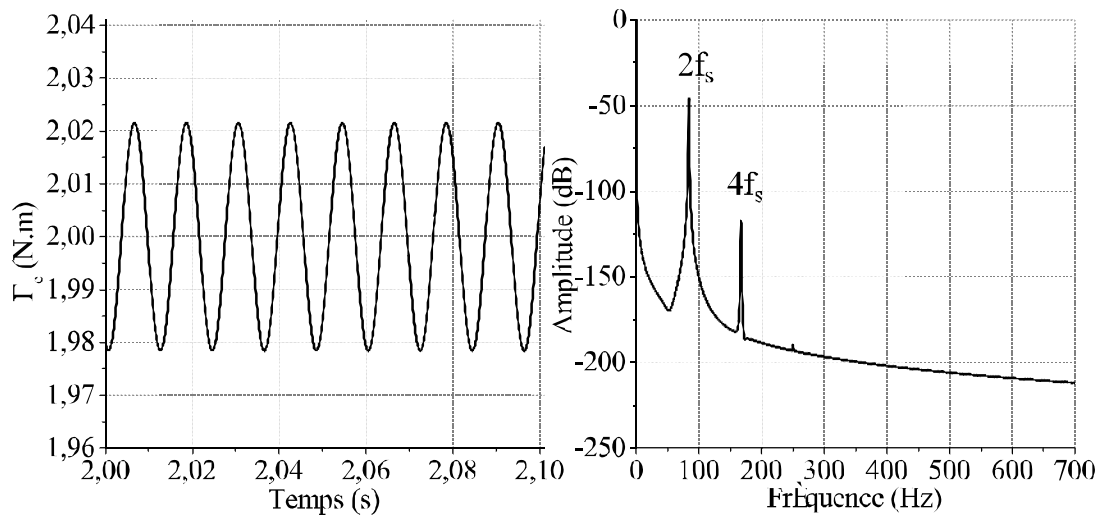


Figure 4.17. Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase  $a_2$ .

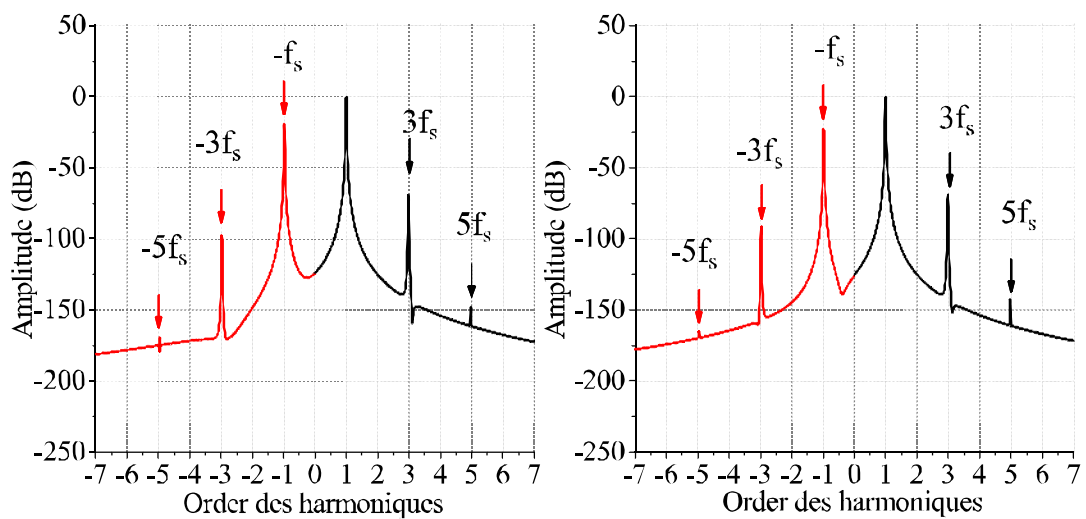


Figure 4.18. Les spectres fréquentsiels du vecteur de Park des courants (a) et des tensions (b) statoriques d'étoile 2 sans compensation d'un déséquilibre de 15% de phase  $a_2$ .

En conclusion, dans des conditions idéales lorsque nous sommes confrontés à aucune anomalie, nous aurons les courants d'ordre positif seulement dans les vecteurs de Park des deux étoiles. En revanche, un déséquilibre quelconque, aussi bien au niveau de la machine qu'au niveau des tensions d'alimentation des deux étoiles cause sans doute un déséquilibre au niveau des courants statorique et un courant de circulation dans le repère  $(x,y)$ .

En refaisant la simulation dans les mêmes conditions mais cette fois nous ajoutons les schémas-blocs de régulation donnés par les figures (4.14) et (4.15).

La figure (4.19) montre les courants statoriques des référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ . Nous pouvons remarquer que les schémas-blocs parvient à éliminer le défaut et les courants statoriques reprennent le régime équilibré. La figure (4.20) illustre le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel. Il est clair que le couple électromagnétique a pu récupérer sa forme qui est proche de celle en régime normal. La figure (4.21) les spectres des vecteurs de Park des courants statoriques  $i_{s\alpha 2}$  et des tensions de référence  $v_{s\alpha 2}^*$  d'étoile 2. Nous pouvons remarquer que la séquence négative du vecteur de Park des courants statoriques de phase  $a_1$  a été suffisamment compensée. Cependant, on peut remarquer la présence de cette séquence dans le vecteur de Park des tensions statoriques  $v_{s\alpha 2}$ . Ceci est prévisible du fait que les régulateurs résonants dans les deux référentiels imposent des tensions de référence que l'onduleur hexaphasé doit injecter dans le moteur en opposition de phase.

Dans les paragraphes précédents, nous avons démontré que l'on peut agir uniquement sur les schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques et sans changement des paramètres de la machine d'état sain pour garder un régime équilibré des courants statoriques et un couple constant. Dans ce qui suit, nous allons étudier la possibilité d'utiliser cette méthode pour la compensation d'un défaut d'ouverture d'une phase.

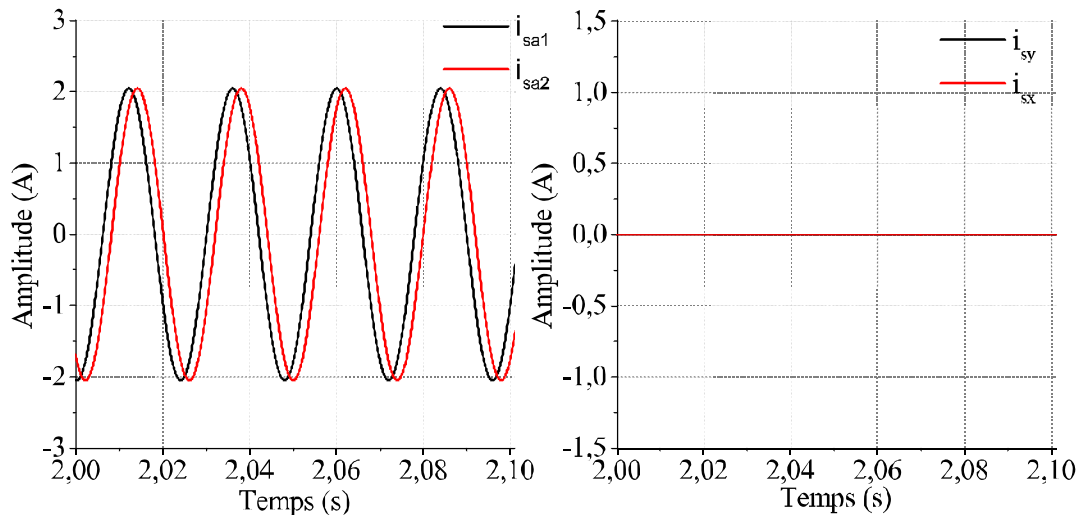


Figure 4.19. Les courants statoriques de phase  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x, y)$  après compensation d'un déséquilibre de 15% de phase  $a_2$ .

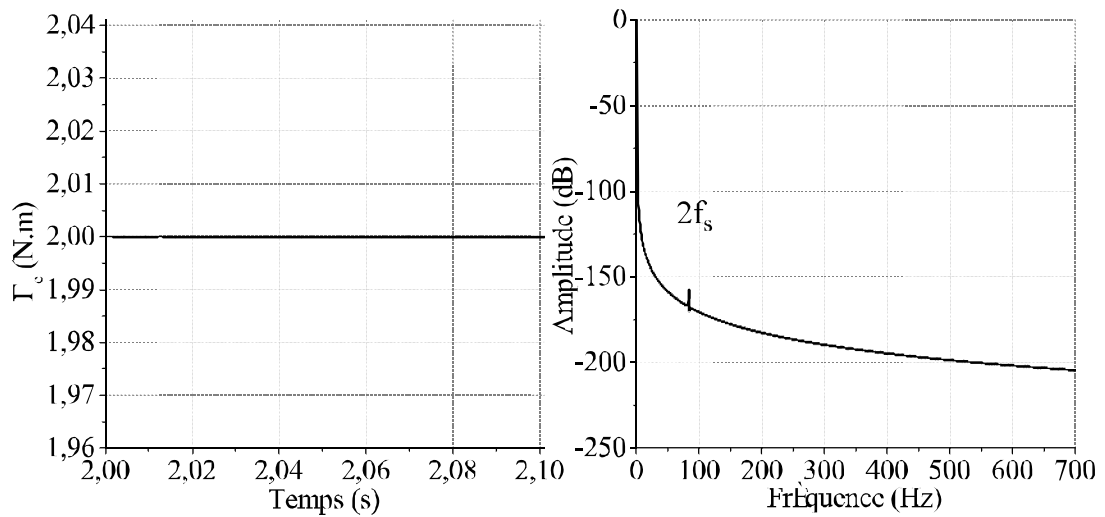


Figure 4.20. Le couple électromagnétique et son spectre fréquentiel après compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 15% de phase  $a_2$ .

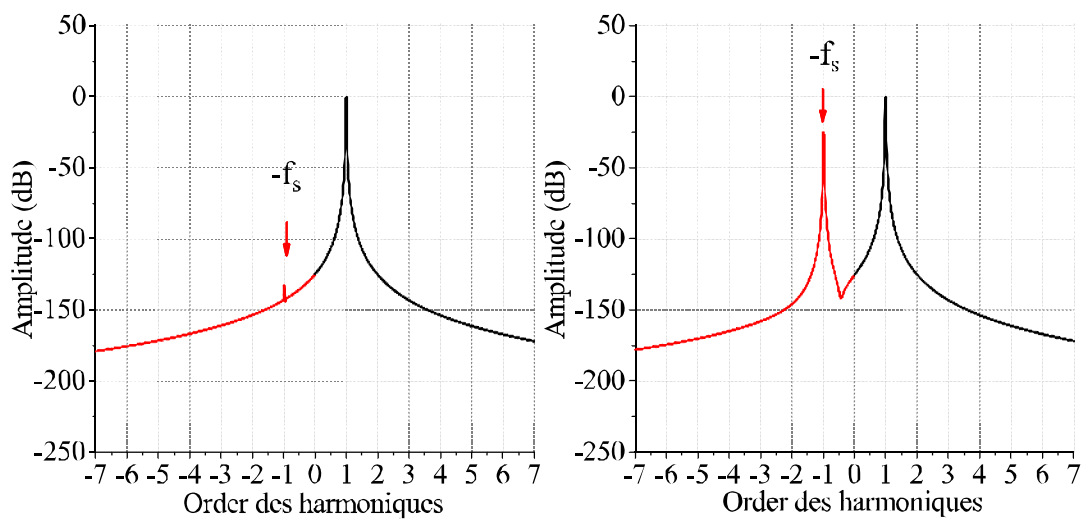


Figure 4.21. Les spectres fréquentiels du courant  $i_{sa2}$  et de tension (b)  $v_{sa2}$  après compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 15% de phase  $a_2$ .

## 4.10 Résultats pratiques

### 4.10.1 Description du banc d'essais

Pour l'implémentation pratique de la commande vectorielle indirecte et de la structure adoptée des schémas-blocs des régulateurs, un capteur incrémental de position mécanique du rotor monté sur l'extrémité de l'arbre du moteur double étoile à travers un accouplement flexible a été ajouté à la plate-forme expérimentale.

Les blocs Simulink fournis par Real-Time-Interface (RTI) ont été utilisés afin d'implanter l'algorithme de commande vectorielle en temps réel. En plus des blocs utilisés pour la commande en boucle ouverte dans le chapitre précédant, le bloc DS1104ENC\_POS\_C1 a été ajouté pour le codeur incrémental de position rotorique.

La fonction d'intégral ( $\frac{1}{s}$ ) existante dans les schémas-blocs des régulateurs et dans l'algorithme de commande vectorielle (calcul de l'angle d'orientation du flux rotorique) a été discrétisée en utilisant l'approximation d'Euler qui consiste à effectuer un passage de

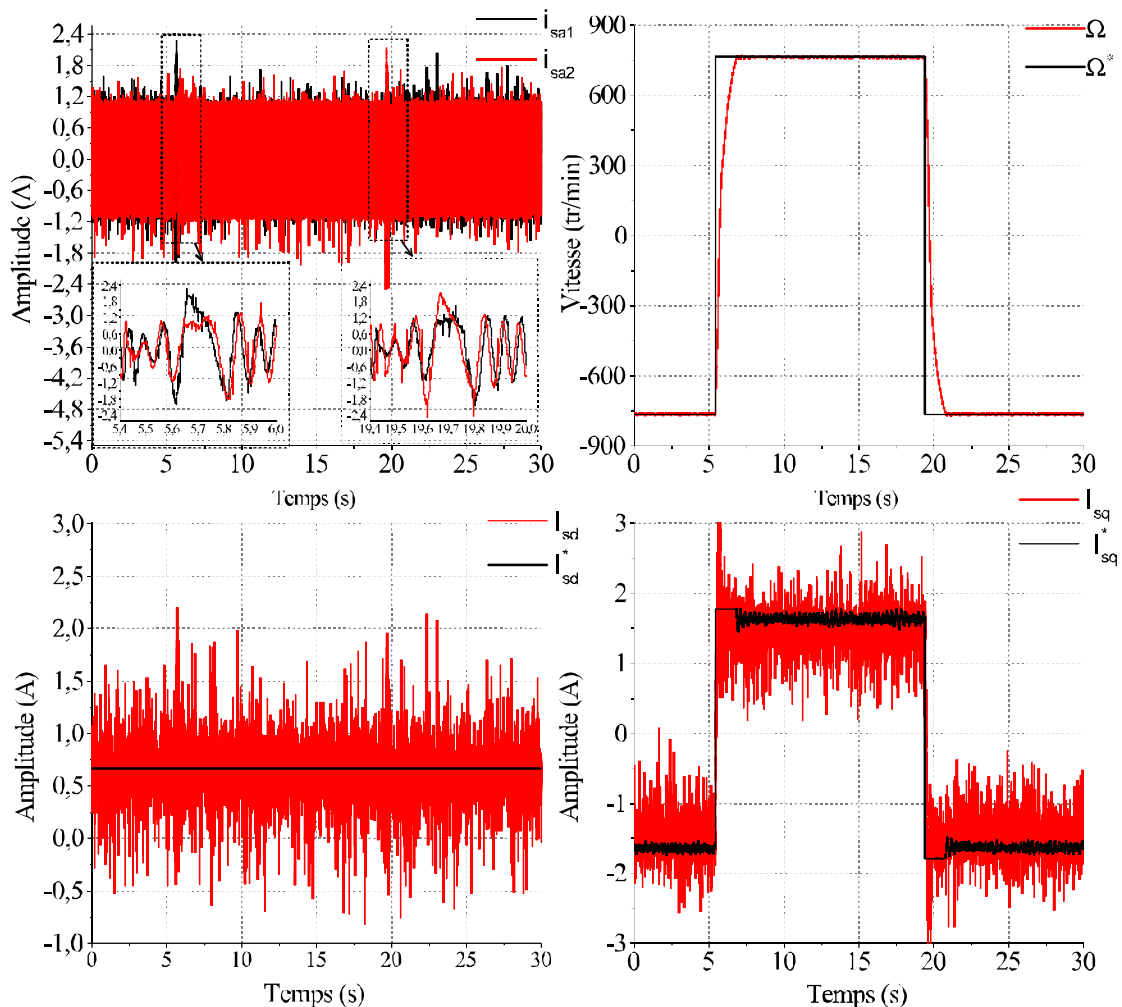


Figure 4.22. Résultats expérimentaux : Les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$ , Vitesse rotorique de : référence et mesurée et les courants statoriques direct et en quadrature de références et mesurés.

l'opérateur  $s$  qui représente la dérivée dans le cas continu, vers la transformée en  $z$ , soit :

$$s \longrightarrow \frac{z - 1}{h_0} \quad (4.65)$$

$h_0$  est le pas d'échantillonnage.

Pour ne pas introduire un déphasage, aucun filtre analogique n'est utilisé pour l'acquisition des mesures des courants statoriques. Cependant, pour éviter la variation rapide de la vitesse et pour réduire le bruit généré par le codeur optique incrémental, un filtre numérique de vitesse a été utilisé qui consiste à calculer la moyenne d'un échantillon de vitesse avec 10 autres d'ordres supérieurs [170]. La fréquence d'échantillonnage de la commande est de 2.5KHz. La fréquence de commutation des IGBTs de chaque bras est fixée à 9.5Khz. En premier temps, un essai expérimental du système en boucle fermée du schéma a été effectué pour valider l'algorithme de commande vectorielle indirecte. Dans ce cas, trois régulateurs de type PI ont été utilisés :

- Deux régulateurs pour les courants dans le repère  $(d,q)$ , les tensions de références  $(V_{sd}, V_{sq})$  sont ensuite transformées pour calculer les ordres de commutation de chaque IGBT.
- Un régulateur pour la vitesse, le couple de référence permet de calculer le courant de référence en quadrature  $I_{sq}$ .

La figure (4.22) présente les régimes transitoires des courants dans le référentiel  $(d,q)$ , les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  et la vitesse mécanique de la machine pour une consigne de vitesse  $\Omega = 764tr/min^{-1}$  et un flux rotorique de  $\phi_r = 0.4 Wb$ . Nous pouvons observer sur ces figures le comportement de l'ensemble qui montre que les régulateurs de courant sont optimaux. Toutefois, un retard apparaît dans la régulation de vitesse, ceci est dû à l'effet indésirable du filtre numérique.

La figure (4.23) illustre les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$  sans l'utilisation des régulateurs dans le référentiel  $(x,y)$  cela signifie que les deux composantes des tensions de référence  $(v_{sx}^*, v_{sy}^*)$  sont nulles. On remarque bien que le courant de circulation entre les deux étoiles n'est pas influencé par le contrôle des deux composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  du fait que ce déséquilibre existant dans le cas de la commande scalaire apparaît également dans la commande vectorielle. La figure (4.24) montre le courant statorique et son spectre dans le référentiel tournant  $(X,Y)$ . Nous pouvons remarquer que le courant de circulation contient deux composantes une continue et une autre harmonique à la fréquence  $6f_s$ .

La figure (4.25) représente les courants statoriques des phases  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et les courants du référentiel  $(x,y)$  après l'insertion des deux régulateurs PI avec une consigne nulle tel que établi dans la partie (4.8). On constate que l'utilisation des régulateurs PI permet de rétablir un équilibrage des courants fondamentaux entre les deux étoiles. Toutefois, la composante



harmonique à la fréquence  $6f_s$  persiste comme nous l'observons sur la figure (4.26). Cet harmonique est induit par la superposition de deux composantes une de séquence inverse à la fréquence  $-5f_s$  et l'autre de séquence directe à la fréquence  $7f_s$ . Ces composantes sont principalement générées à cause de l'asymétrie au niveau d'onduleur. Les mises en conduction et en blocage des IGBTs se déroulent avec un certain retard par rapport aux impulsions de commandes envoyées par la commande vectorielle. Ce retard est appelé le temps mort mesuré à partir de l'instant dans lequel un IGBT de l'alternance positive commute de son état "off" jusqu'à l'instant dans lequel IGBT opposé de l'alternance négative permute à son état "on".

En tenant compte des harmoniques de temps qui sont le résultat direct de la tension

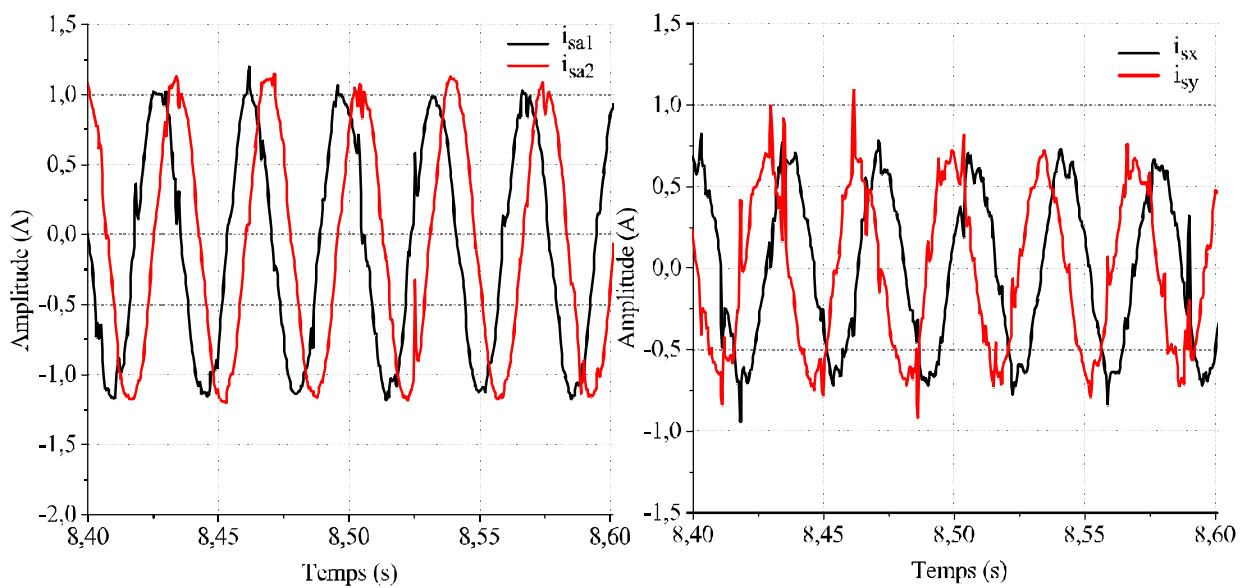


Figure 4.23. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  sans compensation d'un courant de circulation entre les deux étoiles.

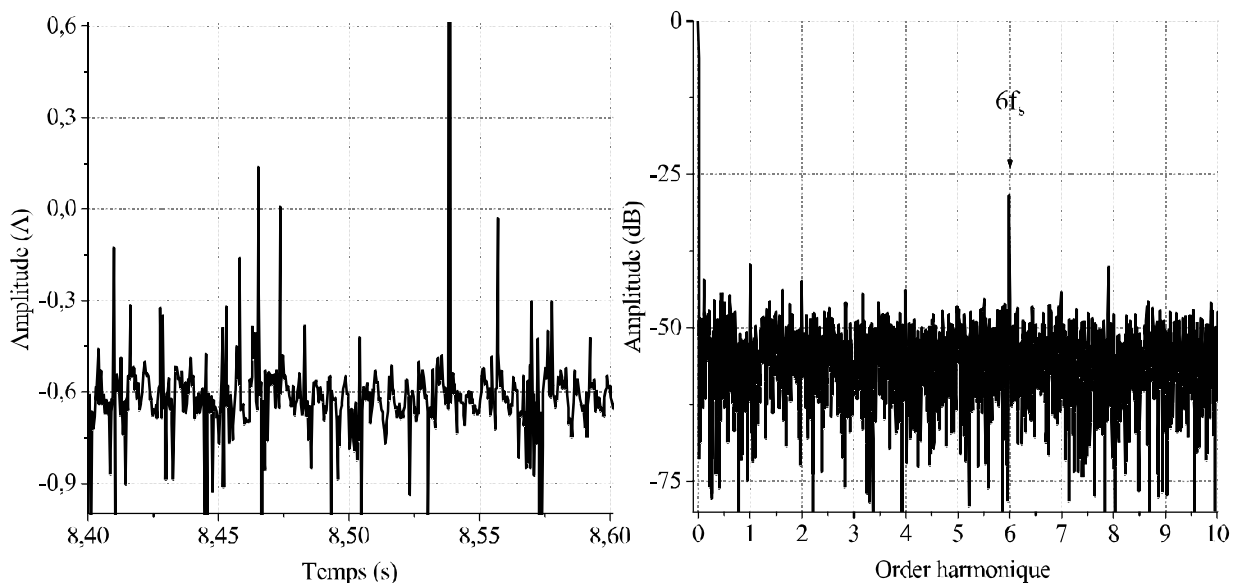


Figure 4.24. Expérimental : Le courant statorique  $i_{sx}$  et son spectre sans contrôle du courant de référentiel  $(x,y)$ .

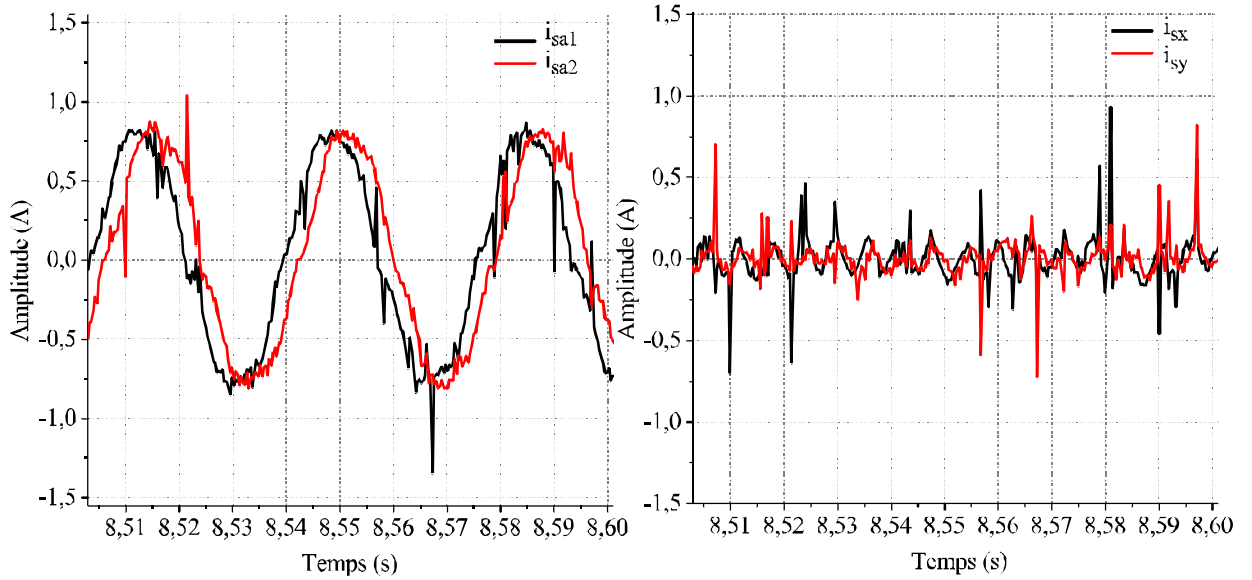


Figure 4.25. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif.

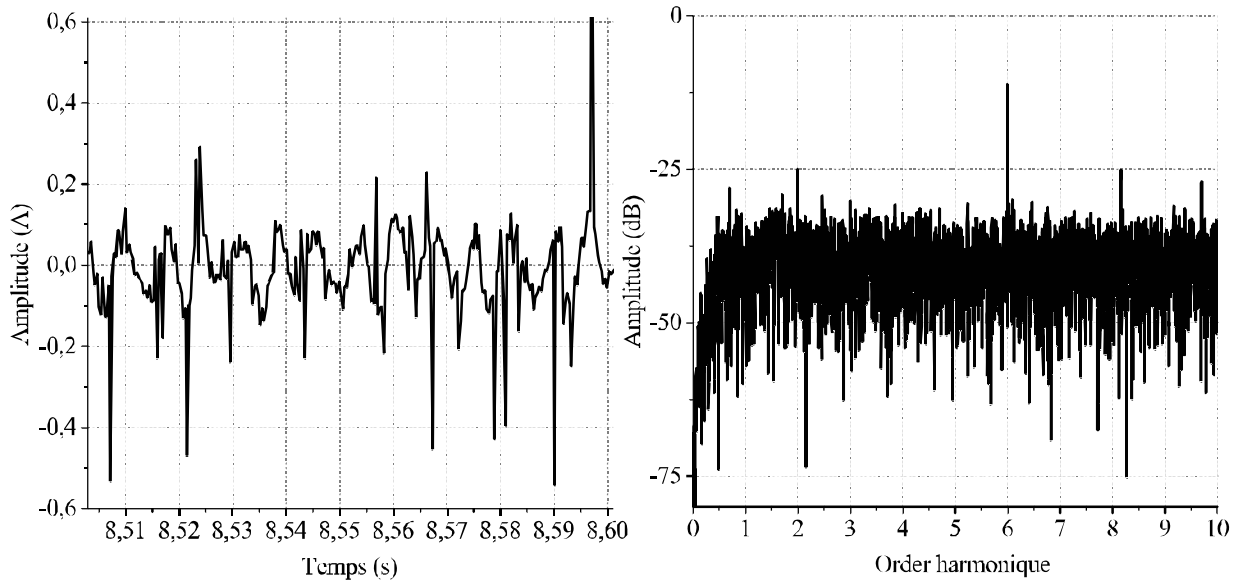


Figure 4.26. Le courant statorique  $I_{sx}$  et son spectre après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif.

d'alimentation distordue, les vecteurs des courants statoriques dans les repères  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = i_{s\alpha 1} + j i_{s\beta 1} = \bar{I}_{m1}^{h_s-1} e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{m1}^{h_s-6k\pm 1} e^{j(6k\pm 1)\omega_s t} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = i_{s\alpha 2} + j i_{s\beta 2} = \bar{I}_{m2}^{h_s=1} e^{j\omega_s t} + \bar{I}_{m2}^{h_s=6k+1} e^{j(6k\pm 1)\omega_s t} \end{cases} \quad (4.66)$$

où :

$h_s$  est l'ordre des harmoniques de temps défini par :

$$\{h_s = (6k \pm 1)_{k=1,2,3,4,\dots}\} \quad (4.67)$$

En utilisant la matrice (4.7), le courant de circulation et de déséquilibre entre les deux étoiles projeté dans le référentiel  $(x,y)$  :

$$\bar{i}_{sxy} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( (\bar{I}_{m1}^{h_s=1} - \bar{I}_{m2}^{h_s=1}) e^{-j\omega_s t} + (\bar{I}_{m1}^{h_s=6k\pm 1} - \bar{I}_{m2}^{h_s=6k\pm 1}) e^{-j(6k\pm 1)\omega_s t} \right) \quad (4.68)$$

Toutefois, le courant de circulation entre les deux étoiles est différent de zéro si et seulement si l'ordre des harmoniques de temps appartient à l'ensemble :

$$\{h_s = (6k \pm 1)_{k=1,3,5,7\dots}\} \quad (4.69)$$

En appliquant la matrice de rotation inverse  $[D(-\theta_s)]$ , le courant de circulation dans le repère tournant  $(X,Y)$  est :

$$\bar{I}_{sXY} = I_{sX} + jI_{sY} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( (\bar{I}_{m1}^{h_s-1} - \bar{I}_{m2}^{h_s-1}) + (\bar{I}_{m1}^{h_s-6k\pm 1} + \bar{I}_{m2}^{h_s-6k\pm 1}) e^{j(6k)\omega_s t} \right) \quad (4.70)$$

En analysant l'équation (4.70), nous constatons qu'en plus d'une composante continue, il apparaît une composante harmonique à la fréquence  $6f_s$  (tel que l'indique la figure (4.26)). Pour la rejeter, le régulateur résonant établi dans la partie (4.9) pour le référentiel tournant  $(X,Y)$  peut être utilisé avec une consigne nulle, toutefois, nous devons imposer la fréquence du signal à contrôler ( $\omega = 6\omega_s$ ).

La figure (4.27) montre les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$  après l'utilisation de deux régulateurs PI+R dans le référentiel tournant  $(X,Y)$ , nous pouvons remarquer que la composante harmonique  $6f_s$  est complètement compensée et que les courants  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  sont plus sinusoïdaux. La figure (4.28) montre le courant statorique dans l'axe X et son spectre. Il est clairement visible que le courant de circulation entre les deux étoiles est complètement compensé, toutefois, le courant de circulation est trop bruité ceci est dû à la commande de l'onduleur par MLI et au codeur incrémental de position rotorique.

Après la présentation de la compensation du courant de circulation entre les deux étoiles provenant d'une asymétrie résiduelle machine/onduleur, nous allons présenter le résultat expérimental pour compenser un déséquilibre d'une phase statorique. Ce défaut a été provoqué par l'insertion d'une résistance additionnelle à la phase  $a_2$ . La vitesse de rotation du moteur a été fixée à  $\Omega = 764 \text{tr/min}^{-1}$  à vide.

La figure (4.29) présente les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$  sans la compensation d'un déséquilibre de 15% de phase  $a_2$ . On voit que les courants statoriques de phase  $a_1$  et  $a_2$  sont déséquilibrés en plus un courant de circulation dans le repère  $(x,y)$  apparaît. La figure (4.30) illustre la vitesse de rotation de la machine et son spectre. La vitesse rotorique mesurée est trop bruitée à cause du codeur optique incrémental, cependant, son

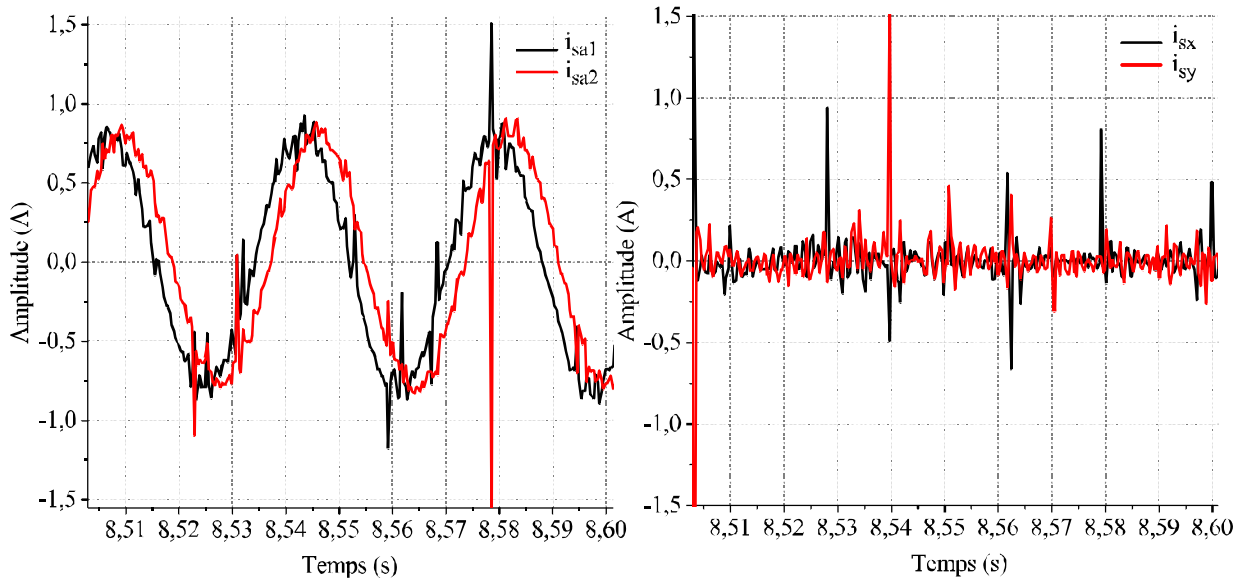


Figure 4.27. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif et la composante  $6f_s$ .

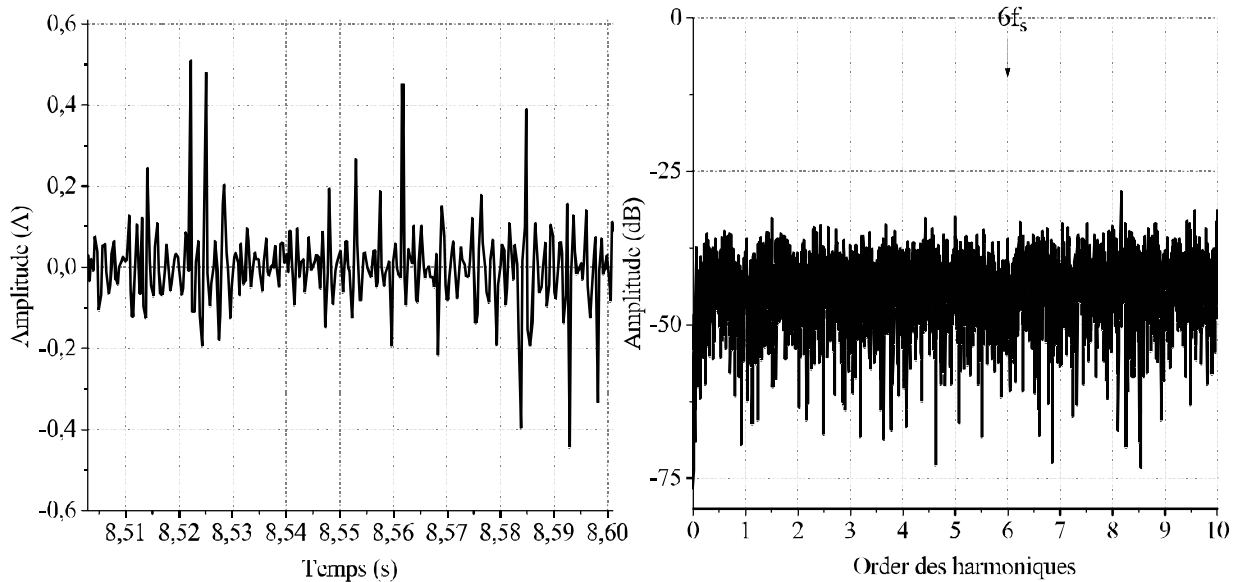


Figure 4.28. Le courant statorique  $i_{sx}$  et son spectre après compensation d'un courant de circulation d'ordre positif et de la composante  $6f_s$ .

spectre montre l'apparition des harmoniques induits par le déséquilibre d'une phase aux fréquences  $2\mu f_s$ .

La figure (4.31) met en avant les ordres apparaissant de part et d'autre de la fondamentale dans le spectre du courant  $i_{s\alpha}$ . Les harmoniques additionnels  $\pm\mu f_s$  aux deux composants fondamentaux de la séquence directe et inverse sont dus aux ondulations provenant de la fréquence double de celle de l'alimentation. Ceci montre l'influence d'un déséquilibre d'une phase sur les performances de la commande.

Pour la compensation du déséquilibre d'une phase nous avons ajouté les schémas-blocs dans les deux référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  tel que présenté dans la partie (4.9). En plus, un régulateur de type résonant pour compenser le temps mort de l'onduleur a été également

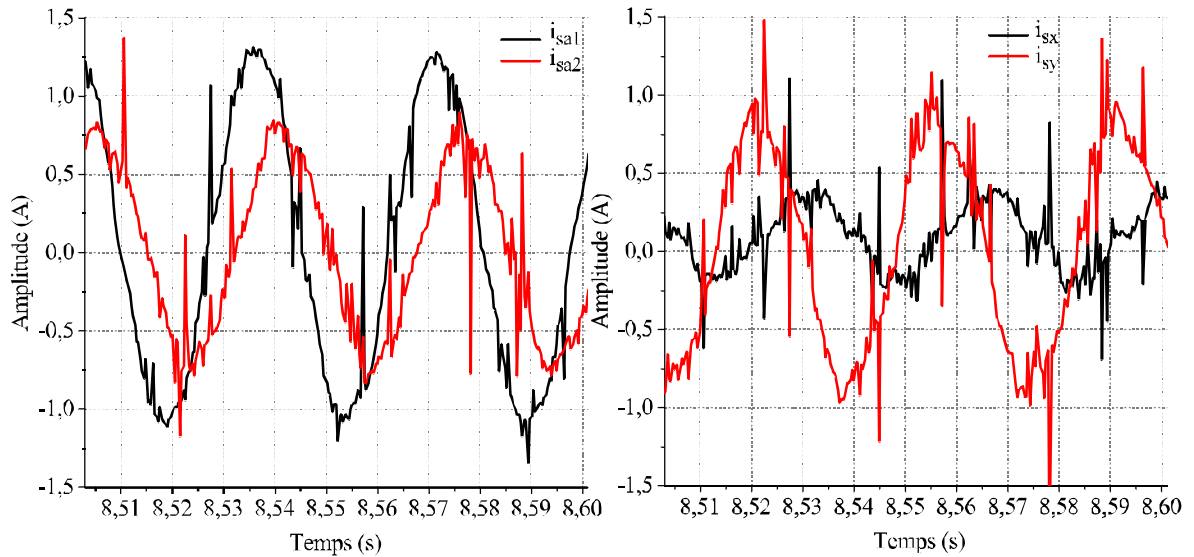


Figure 4.29. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a2$ .

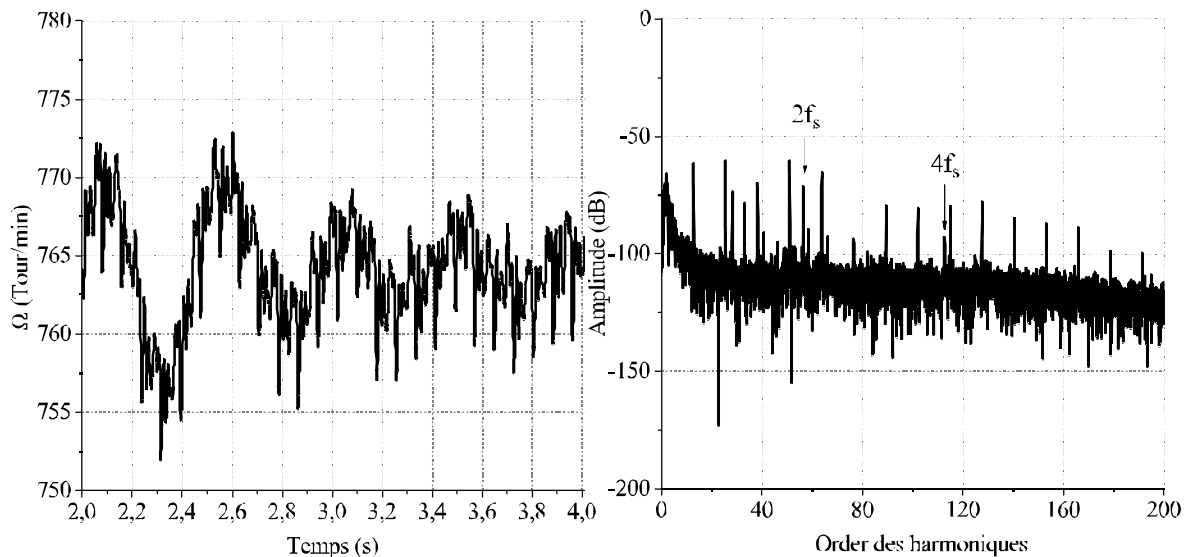


Figure 4.30. (a) la vitesse mécanique du rotor et son spectre avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a2$ .

ajouté. La figure (4.32) montre les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sx}$  et  $i_{sy}$  après compensation d'un déséquilibre de 10% de la phase  $a2$ . On constate que le déséquilibre entre les deux étoiles a été compensé. Le spectre de vitesse illustré dans la figure (4.33) montre que les composantes harmoniques de  $2f_s$  et  $4f_s$  sont rejetées de la vitesse.

Toutes les mesures présentés précédemment pour la compensation du déséquilibre sont faites pour des points de fonctionnement dans un régime permanent. Pour vérifier l'efficacité des schémas-blocs des régulateur dans un régime transitoire, nous avons envisagé deux situations un changement du couple de charge et une variation de vitesse du moteur. Toutefois pour prolonger la durer du régime transitoire, nous avons modifié les gains du régulateur de vitesse.

Les figures (4.35) et (4.36) illustrent les courants statoriques dans les référentiels tour-

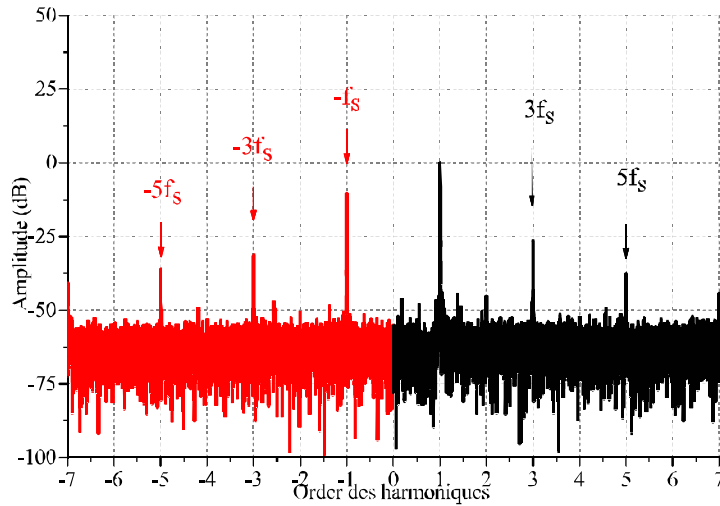


Figure 4.31. Le spectre du vecteur de Park des courants statoriques d'étoile 2 sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ .

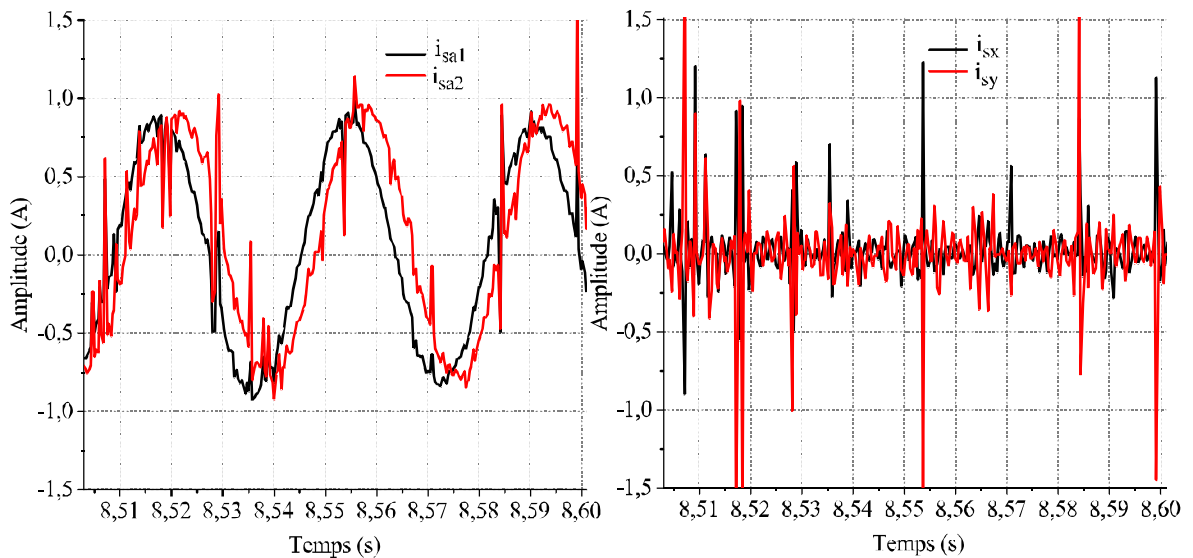


Figure 4.32. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$  et du référentiel  $(x,y)$  avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ .

nants  $(d,q)$  et  $(X,Y)$  en appliquant une variation du couple de charge, sans et avec compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10% respectivement. En comparant les deux figures pendant le changement du couple de charge, nous pouvons remarquer que les régulateurs des courants dans le référentiel  $(X,Y)$  arrivent à maintenir le courant de déséquilibre entre les deux étoiles à la consigne (valeur nulle).

Les figures (4.37) et (4.38) montrent la vitesse mécanique et les courants statoriques dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  en appliquant un charge de vitesse de du couple de charge, sans et avec compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10% respectivement.

Ce comportement pendant le régime transitoire pour la variation du couple et de vitesse était prévisible compte tenu du fait que le courant de déséquilibre entre les deux étoiles ne contribue pas à la création du couple.

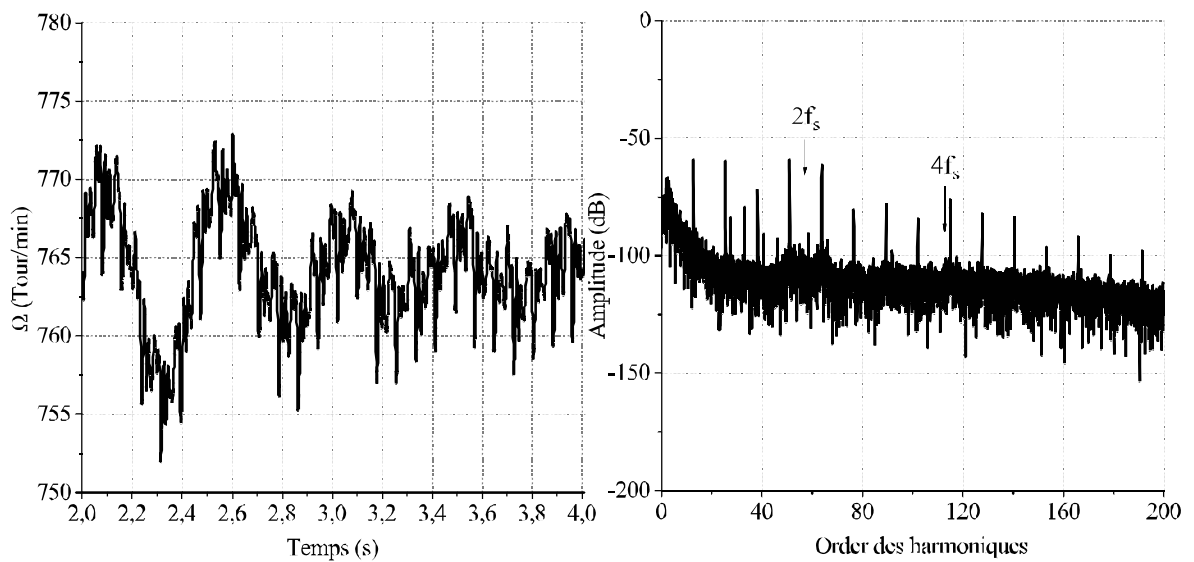


Figure 4.33. La vitesse mécanique du rotor et son spectre avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ .

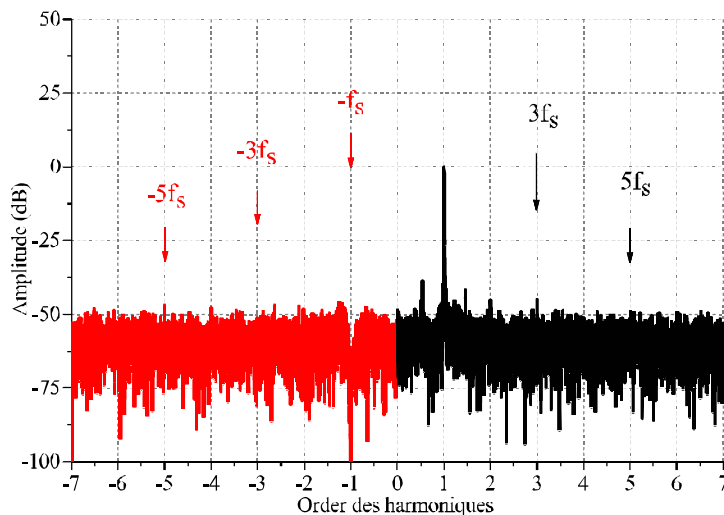


Figure 4.34. Le spectre du vecteur de Park des courants statoriques d'étoile 2 avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ .

## 4.11 Conclusion

Dans ce chapitre, après un rappel du principe de la commande vectorielle classique, nous avons montré que l'utilisation des schémas-blocs constitués par la mise en parallèle de deux régulateurs PI+R dans le référentiel  $(x,y)$  peut totalement compenser le courant de déséquilibre entre les deux étoiles provenant d'une asymétrie entre les deux étoiles. Le régulateur résonant a été ajouté pour compenser les rangs 5 et 7 introduits par les temps morts de l'onduleur de tension hexaphasé de façon à optimiser la commande, les formes d'onde du courant de chaque phase statorique et d'assurer l'équilibrage entre les deux étoiles.

Ensuite, nous avons montré par des résultats de simulation et d'expérimentation qu'il est possible de compenser de tout déséquilibre pouvant survenir à la machine lors de sa

durée de vie et quel que soit régime de fonctionnement de la machine. Ceci est réalisable par la mise en œuvre des nouveaux schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques dans les deux référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ . Cette méthode a assuré :

- L'annulation des pertes Joule provenant du courant statorique d'ordre positif et négatif du référentiel  $(x,y)$  ainsi que d'ordre négatif du référentiel  $(\alpha,\beta)$ .
- La conservation d'un couple électromagnétique constant en rejetant le courant statorique d'ordre négatif du référentiel  $(\alpha,\beta)$ .

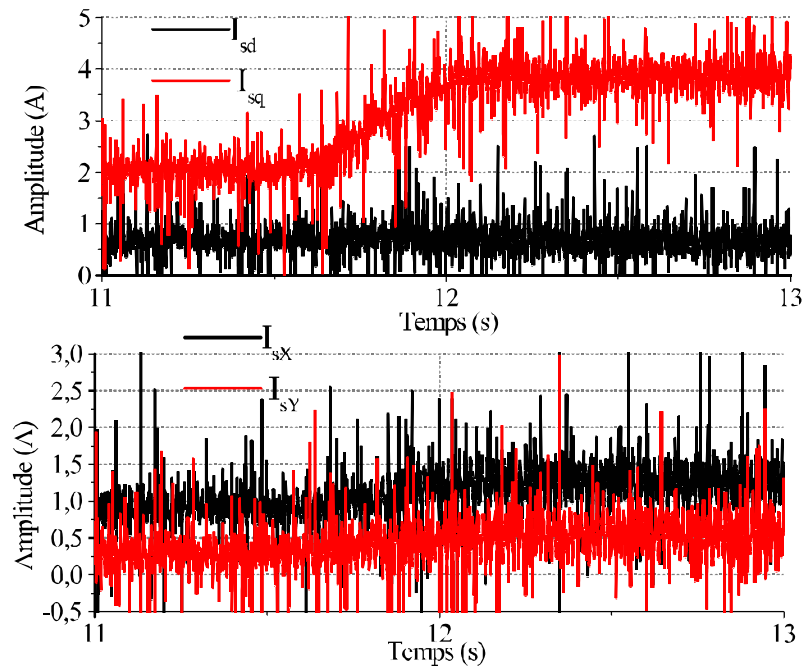


Figure 4.35. Les courants statoriques dans les deux repères tournant au synchronisme  $(d,q)$  et  $(X,Y)$  en imposant une variation du couple de charge (sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ ).

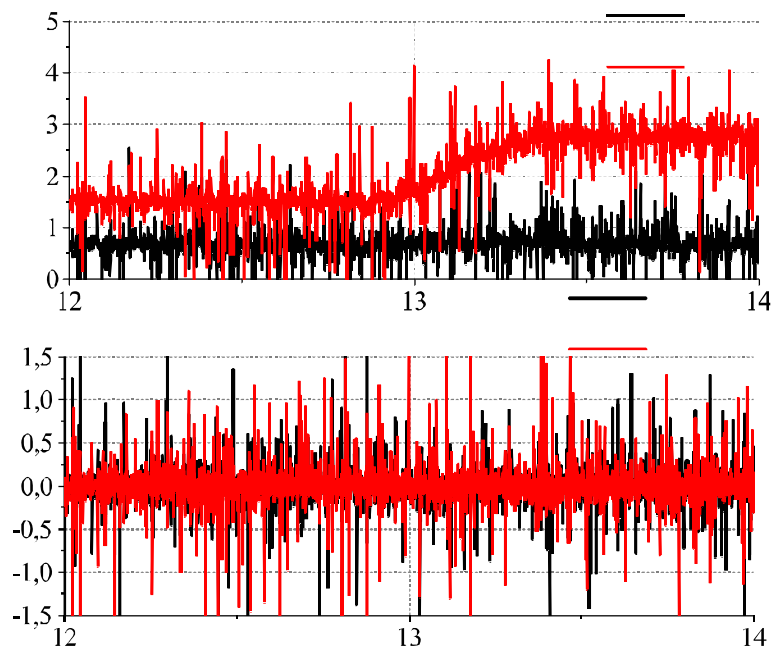


Figure 4.36. Les courants statoriques dans les deux repères tournants au synchronisme  $(d,q)$  et  $(X,Y)$  en imposant une variation du couple de charge (avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ ).



Ce chapitre a permis de mieux exploiter les performances de la machine double étoile quelle que soit la source de déséquilibre et quel que soit le régime de fonctionnement. Toutefois, il est important de pouvoir compenser l'ouverture d'une phase. Ceci sera le sujet du chapitre suivant.

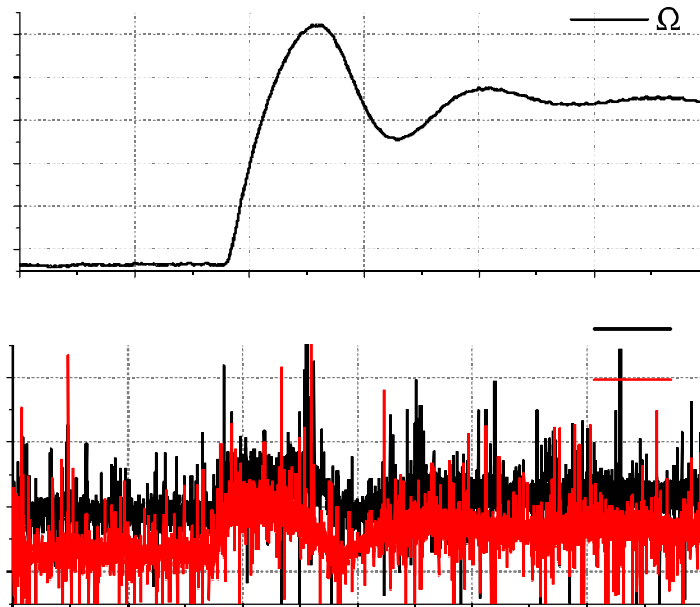


Figure 4.37. Vitesses mécaniques et les courants statoriques dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  en imposant un changement de vitesse mécanique (sans compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ ).

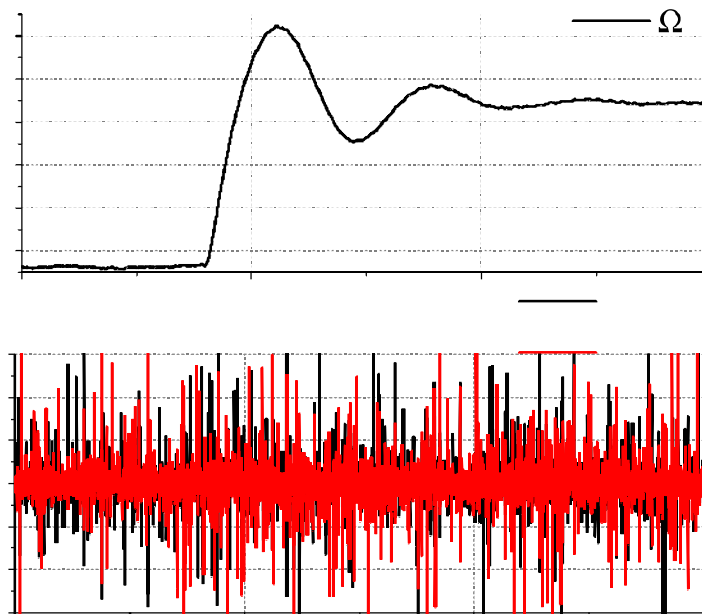


Figure 4.38. Vitesses mécaniques et les courants statoriques dans le référentiel tournant  $(X,Y)$  en imposant un changement de vitesse mécanique (avec compensation d'un déséquilibre de 10% de phase  $a_2$ ).



# Chapitre 5

## Contrôle de la machine asynchrone double étoile en mode dégradé.

### 5.1 Introduction

L'objectif du présent chapitre est de présenter des stratégies de commande correspondant à une perte d'une phase d'alimentation (perte d'un bras d'onduleur) ou perte d'une phase de la machine. Les schémas-blocs des régulateurs dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  présentés dans le chapitre précédent permettent d'assurer un couple électromagnétique constant et une minimisation des pertes Joule statoriques suite à l'annulation du courant de circulation dans le cas où la structure polyphasée ayant un déséquilibre dû à une asymétrie d'alimentation et/ou des enroulements statoriques. Ce qui signifie que toutes les phases de la machine ont des courants équilibrés et uniformément répartis dans l'espace en présence ou en absence un défaut de déséquilibre d'alimentation ou des enroulements statoriques.

Pour vérifier ces critères, les schémas-blocs des régulateurs dans les deux référentiels assurent des courants statoriques de la forme :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{3}I_m \cos(\omega_s t + \phi^+) \\ i_{s\beta} = \sqrt{3}I_m \sin(\omega_s t + \phi^+) \\ i_{sx} = 0 \\ i_{sy} = 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

Comme nous l'avons déjà fait pour la compensation d'un déséquilibre ou un défaut de court-circuit, nous allons garder le même algorithme de commande à l'état sain en mode dégradé. Cela signifie que les fonctions de transfert des boucles de régulations des courants restent identiques à celles de la commande en mode normal, les gains des régulateurs demeurent alors inchangés. Cela signifie que les fonctions de transfert des boucles de régulations des courants restent identiques à celles de la commande en mode normal, les

gains des régulateurs demeurent alors inchangés. Toutefois, leur effet sera présenté dans les résultats expérimentaux.

Du fait que la stratégie la plus adoptée pour une machine double étoile consiste à ne pas alimenter l'étoile ayant la phase affectée ce qui permet de retrouver une structure équilibrée, mais qui a un revers ; elle correspond à une dégradation de la puissance mécanique de 50% pour une machine à double étoiles. Le but fixé dans ce chapitre est l'annulation des ondulations du couple électromagnétique et l'équilibrage des courants statoriques en gardant plus de trois phases statoriques.

Dans ce qui suit, nous allons analyser l'effet d'ouverture d'une phase sur le degré de liberté, le couple électromagnétique et les pertes Joule statoriques.

## 5.2 L'effet de perte d'une phase sur le contrôle de la machine asynchrone double étoile

### 5.2.1 L'effet de perte d'une phase sur le degré de liberté

En premier lieu, nous allons voir dans cette partie l'effet de perte d'une phase sur le contrôle proposé pour compenser une asymétrie, soit au niveau de l'alimentation, soit au niveau des enroulements de la machine. L'analyse de la commande de la machine asynchrone double étoile en présence du défaut d'ouverture d'une phase permet de déterminer les grandeurs de références à maintenir, et celles à éliminer ou à modifier selon le degré de liberté disponible après l'ouverture de phase.

Pour une machine double étoile, le nombre de degrés de liberté  $d$  est égal au nombre des courants indépendants relatives aux phases saines [171] :

$$d = d_i - d_c = 4 \quad (5.2)$$

tel que :

$d_c = 2$  le nombre de couplages pour une machine double étoile avec deux neutres isolés.

$d_i = 6$  le nombre de courants des phases saines de machine double étoile.

Lors d'un défaut d'ouverture d'une phase, le degré de liberté de la machine double étoile se réduit à [171] :

$$d = d_i - d_c - n_d = 3 \quad (5.3)$$

où :

$n_d$  est le nombre de phases ouvertes.

Néanmoins, cette définition ne tient pas en compte l'ordre de phase en défaut. Dans ce qui suit, nous allons montrer que le nombre de degrés de liberté ne se limite à trois que pour des phases particulières.

Pour une ouverture de la phase  $q_1$  de l'étoile  $i_1 = 1$ , les vecteurs des courants statoriques sont définis par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} a^{q-1} - \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{i}_{sq_1} a^{q_1-1} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} a^{q-1} e^{j\frac{\pi}{6}} \\ \bar{i}_{s0102} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq q_1}}^3 \bar{i}_{sq} + j \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} \end{array} \right. \quad (5.4)$$

Pour une ouverture de la phase  $q_1$  de l'étoile  $i_1 = 2$ , les vecteurs des courants statoriques sont définis par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} a^{q-1} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} a^{q-1} e^{j\frac{\pi}{6}} - \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{i}_{sq_1} a^{q_1-1} e^{j\frac{\pi}{6}} \\ \bar{i}_{s0102} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{q=1}^3 \bar{i}_{sq} + j \frac{1}{\sqrt{3}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq q_1}}^3 \bar{i}_{sq} \end{array} \right. \quad (5.5)$$

De (5.4) et (5.5), on peut exprimer les relations liant les grandeurs de références d'axes  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  en fonction d'ordre de la phase ouverte :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha}|_{ouv} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} + i_{s\alpha 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) \\ i_{s\beta}|_{ouv} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\beta 1}|_{sain} + i_{s\beta 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) \\ i_{sx}|_{ouv} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} - i_{s\alpha 2}|_{sain} - (-1)^{i_1-1} I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^-) \right) \\ i_{sy}|_{ouv} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\beta 2}|_{sain} - i_{s\beta 1}|_{sain} + (-1)^{i_1-1} I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^-) \right) \end{array} \right. \quad (5.6)$$

tel que :

$$\theta_{q_1 i_1} = (q_1 - 1) \frac{2\pi}{3} + (i_1 - 1) \frac{\pi}{6}$$

À partir du système d'équations (5.6), on peut tirer :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}|_{ouv} + i_{sx}|_{ouv} = \sqrt{2} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) \\ i_{s\beta}|_{ouv} + i_{sy}|_{ouv} = \sqrt{2} \left( i_{s\beta 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) \end{cases} \quad (5.7)$$

En gardant les schémas-blocs des régulateurs PI dans le référentiel  $(x,y)$  actifs et les deux neutres des deux étoiles de la machine isolés :

$$\begin{cases} \bar{i}_{sxy}|_{ouv} = 0 \\ \bar{i}_{so1o2}|_{ouv} = 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

et que à l'état sain :

$$\begin{cases} i_{s\alpha 1}|_{sain} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega_s t + \phi^+) \\ i_{s\beta 2}|_{sain} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega_s t + \phi^-) \end{cases} \quad (5.9)$$

En utilisant les équations (5.7), (5.8) et (5.9), le degré de liberté décroît si et seulement si :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}|_{ouv} + i_{sx}|_{ouv} = \sqrt{2} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) = i_{so1} = 0 \\ i_{s\beta}|_{ouv} + i_{sy}|_{ouv} = \sqrt{2} \left( i_{s\beta 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta_{q_1 i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \right) = i_{so2} = 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

L'analyse du système d'équations montre en premier lieu que pour un défaut d'ouverture de phase  $a_1$  correspondant à  $(\theta_{q_1 i_1} = 0)$ , les deux axes  $\alpha$  et  $x$  des référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  sont couplées et le nombre de degrés de liberté se réduit à trois. Deuxièmement, pour un défaut d'ouverture de phase  $c_2$  correspondant à  $(\theta_{q_1 i_1} = -\pi/2)$ , les deux axes  $\beta$  et  $y$  sont couplées.

En conclusion, lors de l'occurrence d'une ouverture de phase le nombre de degrés de liberté se réduit à  $d = 3$  si l'ordre de phase en défaut est  $(\theta_{q_1 i_1} = 0)$  ou  $(\theta_{q_1 i_1} = -\pi/2)$ . Par conséquent, pour un défaut d'ouverture de phase de  $a_1$  ou de  $c_2$  les courants du référentiel  $(x,y)$  ne doivent pas être supprimés afin de créer le même couple et flux que à l'état sain. Ce choix est très pénalisant aux termes des pertes Joule statotriques.

Cependant, pour une ouverture de phase  $a_2, b_1, b_2$  ou  $c_1$ , les deux référentiels restent découplés ( $(\alpha,\beta)$  participant à la création du couple et  $(x,y)$  pertes Joule statoriques). En effet, si on désire minimiser les pertes Joule statorique, l'introduction de blocs des régula-

teurs dans le référentiel  $(x,y)$  avec une valeur de référence nulle n'influe pas sur le couple développé.

Les figures (5.1) et (5.2) illustrent le résultat de simulation des courants statoriques des phases  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb1}$ ,  $i_{sb2}$ ,  $i_{sc1}$ ,  $i_{sc2}$  et les courants des deux référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  pour une ouverture de phase  $c_2$  dans les mêmes conditions que celles du contrôle vectoriel définies pour le mode normal. La simulation de ce défaut a été faite par l'augmentation de la résistance de la phase  $c_2$  de 200 fois la résistance de phase saine. Comme nous l'avons déjà évoqué, on constate que les deux courants des axes  $\beta$  et  $y$  sont couplés.

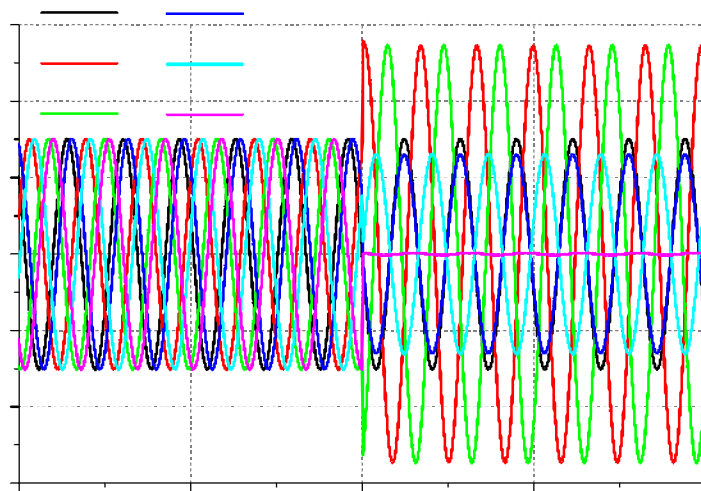


Figure 5.1. Les courants statoriques  $i_{sa1}$ ,  $i_{sa2}$ ,  $i_{sb1}$ ,  $i_{sb2}$ ,  $i_{sc1}$  et  $i_{sc2}$  pour une ouverture de phase  $c_2$ .

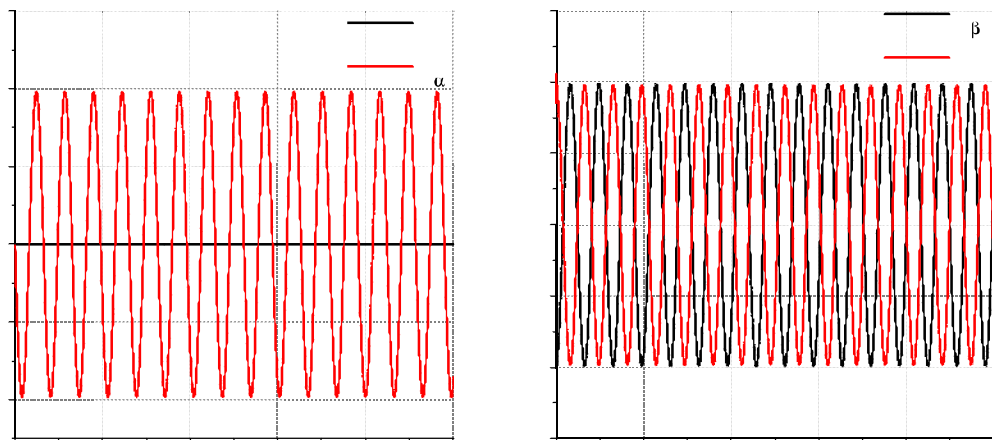


Figure 5.2. Les courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  pour une ouverture de phase  $c_2$ .

## 5.2.2 Les pertes Joule statoriques

En supposant qu' à l'état sain les enroulements des deux étoiles sont symétriques et que les deux systèmes d'alimentation sont équilibrés. Dans ces conditions et à partir du système des équations (5.6), le courant de circulation entre les deux étoiles dans le référentiel  $(x,y)$  est :

$$\begin{cases} i_{sx}|_{ouv} = -\frac{(-1)^{i_1-1}I_m}{\sqrt{3}} \left( \cos(\theta_{q_1i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1i_1} + \phi^+) \right) \\ i_{sy}|_{ouv} = \frac{(-1)^{i_1-1}I_m}{\sqrt{3}} \left( \sin(\theta_{q_1i_1}) \cos(\omega_s t - \theta_{q_1i_1} + \phi^+) \right) \end{cases} \quad (5.11)$$

En utilisant la matrice de rotation inverse  $[D(-\theta_s)]$ , on obtient le courant de circulation dans le repère  $(X,Y)$  :

$$\begin{cases} I_{sX}|_{ouv} = -\frac{(-1)^{i_1-1}I_m}{2\sqrt{3}} \left( \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1i_1} + \phi^+) + \cos(\phi^+) \right) \\ i_{sY}|_{ouv} = -\frac{(-1)^{i_1-1}I_m}{2\sqrt{3}} \left( \sin(2\omega_s t - 2\theta_{q_1i_1} + \phi^+) - \sin(\phi^+) \right) \end{cases} \quad (5.12)$$

L'expression des pertes Joule statoriques est donnée par :

$$P_{sj}|_{ouv} = R_s i_{s\alpha}|_{ouv}^2 + R_s i_{s\beta}|_{ouv}^2 + R_s i_{sx}|_{ouv}^2 + R_s i_{sy}|_{ouv}^2 = R_s I_{sd}|_{ouv}^2 + R_s I_{sq}|_{ouv}^2 + R_s I_X|_{ouv}^2 + R_s I_Y|_{ouv}^2 \quad (5.13)$$

En substituant les courants statoriques (5.16) et (5.12) dans l'équation (5.13), on trouve :

$$P_{sj}|_{ouv} = P_{sj}|_{sain} + \bar{P}_{sj}|_{ouv} + \tilde{P}_{sj}|_{ouv} \quad (5.14)$$

où les différentes constantes sont définies par :

$$P_{sj}|_{sain} = 3I_m^2 R_s$$

$$\bar{P}_{sj}|_{ouv} = -\frac{2}{3}I_m^2 R_s$$

$$\tilde{P}_{sj}|_{ouv} = -\frac{2I_m^2 R_s}{3} \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1i_1} + 2\phi^+)$$

L'équation (5.14) montre que la valeur des pertes Joule statoriques a une composante continue et une autre alternative à deux fois la fréquence d'alimentation. La figure (5.3) montre les pertes Joule statoriques en fonction du courant efficace et la variation de la composante harmonique en fonction de temps pour un courant efficace nominal. Pour une ouverture de phase, les pertes Joule statoriques se réduisent par rapport à l'état sain à 77.4% et apparaît une partie harmonique d'amplitude de 22.1% à la charge nominale.



Puisque le courant de circulation contribue à la création des pertes Joule statoriques additionnelles, la stratégie que nous allons étudier dans la partie suivante permet de réduire les courants non-générateur du couple ce qui diminue les pertes Joule statoriques.

### 5.2.3 Le couple électromagnétique

Dans cette partie, nous allons analyser l'effet d'une ouverture de phase sur le couple électromagnétique imposé par la commande vectorielle. Du fait que l'ouverture de phase  $a_1$  ou  $c_2$  introduit une perte du degré de liberté, nous avons isolé les schéma-blocs de régulation dans le référentiel  $(x,y)$ .

En supposant que le découplage entre les deux composants  $I_{sq}$  et  $I_{sd}$  n'est pas affecté par l'ouverture de phase. Par conséquent, seulement le courant  $I_{sq}$  est proportionnel au couple électromagnétique. Dans ce cas-là, le couple électromagnétique est défini de la même manière que dans le système d'équations (4.31) :

$$\Gamma_e|_{ouv} = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r I_{sq}|_{ouv} \quad (5.15)$$

En multipliant les courants statoriques du référentiel  $(\alpha,\beta)$  de (5.6) par la matrice de rotation directe  $[D(\theta_s)]$ , les courants statoriques dans le repère  $(d,q)$  sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{sd}|_{ouv} = \bar{I}_{sd}|_{ouv} + \tilde{I}_{sd}|_{ouv} \\ I_{sq}|_{ouv} = \bar{I}_{sq}|_{ouv} + \tilde{I}_{sq}|_{ouv} \end{cases} \quad (5.16)$$

tel que :

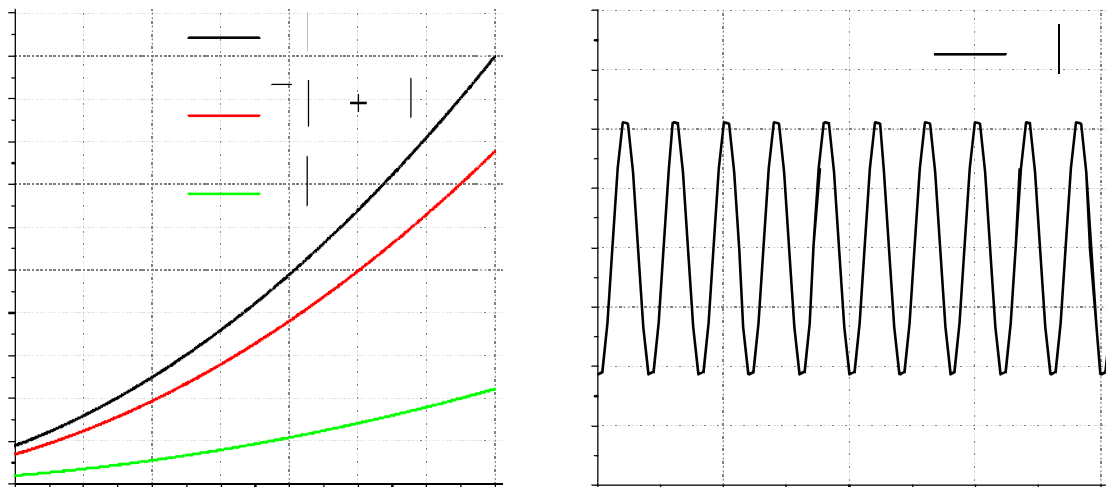


Figure 5.3. (a) les pertes Joule statoriques en fonction du courant efficace, (b) l'ondulation de pertes Joule statoriques sans compensation d'ouverture de phase.

$$\begin{cases} I_{sd}|_{ouv} = I_m \left( \sqrt{3} \cos(\phi^+) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(\phi^+) \right) \\ I_{sq}|_{ouv} = I_m \left( \sqrt{3} \sin(\phi^+) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\phi^+) \right) \\ \tilde{I}_{sd}|_{ouv} = -\frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \\ \tilde{I}_{sq}|_{ouv} = -\frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \end{cases}$$

En substituant l'expression de  $I_{sd}|_{ouv}$  dans l'équation (5.15), on trouve :

$$\Gamma_e|_{ouv} = \Gamma_e|_{sain} + \bar{\Gamma}_e|_{ouv} + \tilde{\Gamma}_e|_{ouv} \quad (5.17)$$

tel que :

$$\Gamma_e|_{sain} = p \frac{\sqrt{3} M_{sr} I_m}{L_r} \phi_r \sin(\phi^+)$$

$$\bar{\Gamma}_e|_{ouv} = -p \frac{M_{sr} I_m}{2\sqrt{3} L_r} \phi_r \sin(\phi^+)$$

$$\tilde{\Gamma}_e|_{ouv} = -p \frac{M_{sr} I_m}{2\sqrt{3} L_r} \phi_r \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^+)$$

Dans le cas d'ouverture d'une phase, le couple n'est rien d'autre que la superposition d'un couple direct  $\Gamma_e|_{sain} + \bar{\Gamma}_e|_{ouv}$  inférieur à celui de l'état sain et d'un couple ondulatoire  $\tilde{\Gamma}_e|_{ouv}$  à deux fois la fréquence d'alimentation. La figure (5.4) montre le couple électromagnétique en fonction du courant efficace (a) et le couple ondulatoire pour un courant efficace nominal issu du développement analytique avec un flux rotorique maintenu à  $\phi_r = 0.4 \text{ Wb}$ . Cette figure montre de manière claire que le couple électromagnétique direct se réduit à 83.34% de la valeur du couple nominal à l'état sain. En plus, elle montre l'apparition d'un couple ondulatoire d'amplitude 17.1% de la valeur du couple au courant nominal. En effet, nous n'avons pas pris en considération l'effet de cette ondulation du

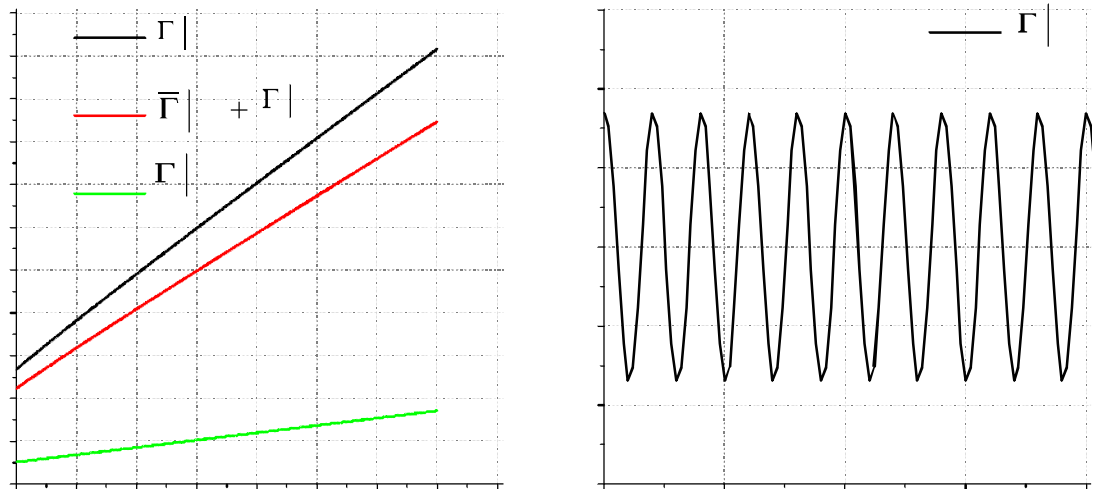


Figure 5.4. (a) Le couple électromagnétique en fonction de courant efficace et (b) l'ondulation de couple électromagnétique en fonction de temps sans compensation d'ouverture de phase.

couple qui pour sa part donne naissance à d'autres fréquences dans les enroulements statoriques engendrant des termes additionnels au niveau du couple à la fréquence  $2\eta f_s$ . Ce résultat montre la nécessité de proposer une stratégie de commande permettant de rejeter cette perturbation de couple.

### 5.3 Stratégie du contrôle pour une ouverture de phase en minimisant les pertes Joule statoriques

Cette stratégie consiste à minimiser les pertes Joule statoriques pour limiter l'échauffement du moteur en mode dégradé induites par des courants non générateurs de couple dans référentiel  $(x,y)$  en exploitant l'invariance du nombre de degrés de liberté pour le défaut d'ouverture d'une phase  $a_2, b_1, b_2$  ou  $c_1$ .

Il est très important de connaître l'ordre de la phase de défaut afin de savoir s'il y a une réduction de degré de liberté ou non. La surveillance des sorties des capteurs des courants statoriques apparait importante. On se place maintenant dans le cadre d'une ouverture de phase survenant à une des phases  $a_2, b_1, b_2$  ou  $c_1$ .

Le principe de cette stratégie est illustré dans la figure (5.5), les régulateurs PI proposés avec une consigne nulle pour la compensation du courant de circulation dans le cas d'un

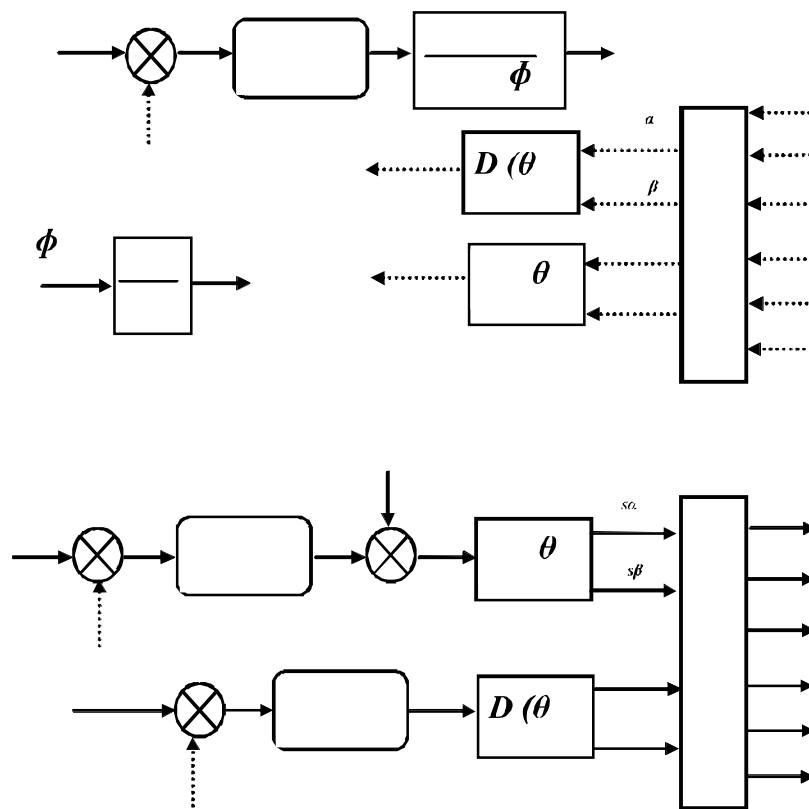


Figure 5.5. Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase  $a_2, b_1, b_2$  ou  $c_1$  en minimisant les pertes Joule statorique.

déséquilibre d'alimentation ou des enroulements triphasé statoriques pouvant aussi servir à la réduction des pertes Joule dans le cas d'un défaut d'ouverture de phase. Dans ce cas-ci, les quatre régulateurs PI dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  assurent au régime statique une erreur nulle ( $\bar{\epsilon}_{sdqXY} = 0$ ). Par conséquent, les erreurs entre les courants mesures et des consignes :

$$\begin{cases} \bar{\epsilon}_{sd} = I_{sd}|_{ref} - \bar{I}_{sd}|_{ouv} = 0 & ; & \bar{\epsilon}_{sq} = I_{sq}|_{ref} - \bar{I}_{sq}|_{ouv} = 0 \\ \bar{\epsilon}_{sX} = \bar{I}_{sX}|_{ouv} = 0 & ; & \bar{\epsilon}_{sY} = \bar{I}_{sY}|_{ouv} = 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

En utilisant (5.18) et les courants statoriques (5.16) et (5.12) dans l'équation (5.13), les pertes Joule statoriques après compensation :

$$P_{sj}|_{comp} = P_{sj}|_{sain} + \bar{P}_{sj}|_{comp} + \tilde{P}_{sj}|_{comp} \quad (5.19)$$

tel que :

$$P_{sj}|_{sain} = 3I_m^2 R_s$$

$$\bar{P}_{sj}|_{comp} = -\frac{5}{6}I_m^2 R_s$$

$$\tilde{P}_{sj}|_{comp} = -\frac{2I_m^2 R_s}{3} \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q1i_1} + 2\phi^+)$$

Lorsque le défaut d'ouverture de phase survient au niveau de la phase  $a_1$  ou  $c_2$ , une réduction du degré de liberté se produit ce qui exige une redistribution des phases. La matrice de permutation permettant de redistribuer les phases statoriques est définie comme suite :

$$[P] = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \bar{A}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \bar{A}_1 & 0 & A_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 & \bar{C}_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \bar{C}_2 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

tel que :

$$\begin{cases} A_1 = C_2 = 0 & \text{pour une ouverture de phase } a_1 \text{ ou } c_2 \\ A_1 = C_2 = 1 & \text{sinon} \end{cases}$$

La figure (5.6) illustre le stratégie du contrôle pour une ouverture de phase survenant à la phase  $a_1$  ou  $c_2$ . La figure (5.7) montre les pertes Joule statoriques après compensation du courant de circulation entre les deux étoiles d'ordre positif en fonction du courant efficace. Nous constatons après compensation une réduction des pertes Joule statoriques de 5.2%,

toutefois, le courant de circulation d'ordre négatif continue à contribuer à la création des pertes Joule additionnelles.

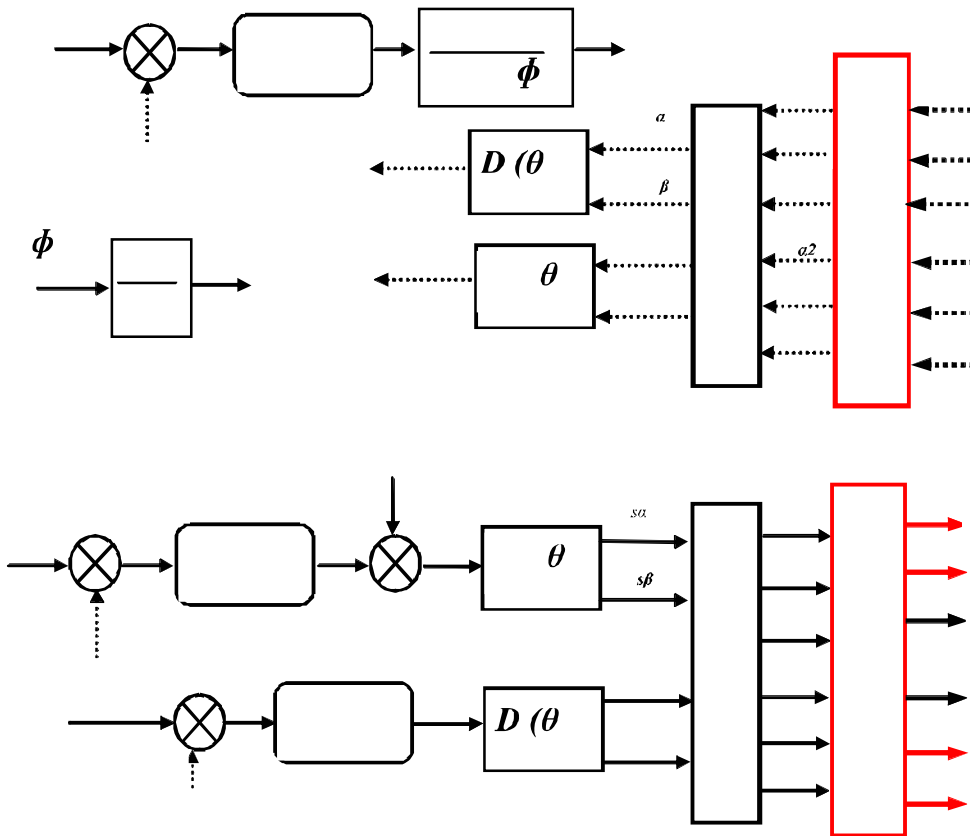


Figure 5.6. Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase  $a_1$  ou  $c_2$  en minimisant les pertes Joule statoriques.

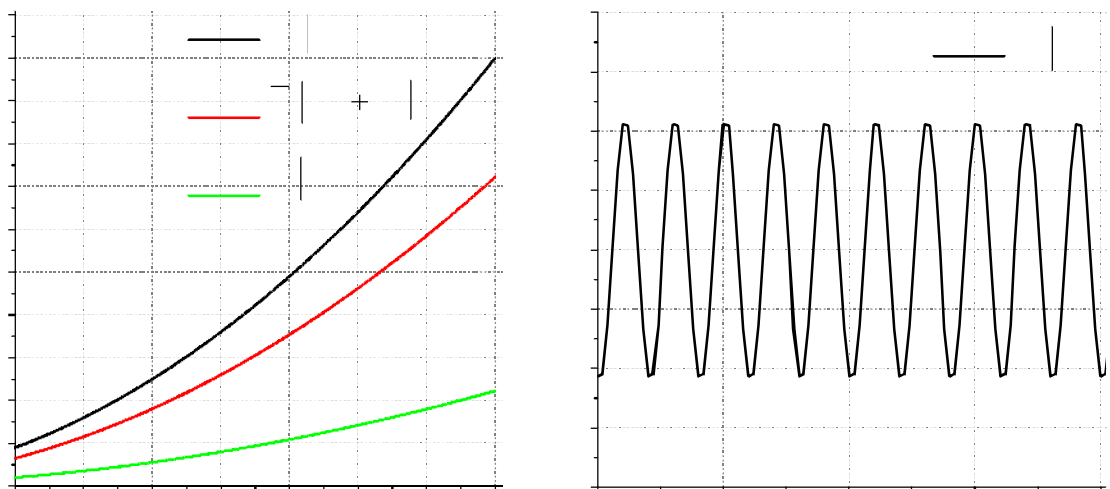


Figure 5.7. (a) les pertes Joule statoriques en fonction de courant efficace et (b) l'ondulation de pertes Joule statoriques en appliquant la stratégie de minimisation des pertes Joule.

## 5.4 Stratégie du contrôle pour une ouverture de phase en préservant un couple constant

Pour préserver un couple constant, nous devons réduire le degré de liberté de telle sorte que les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  seront parfaitement couplés, ce qui revient à réduire le nombre de degrés de liberté à  $d = 2$ . Pour ce faire et à partir du système d'équations (5.10), nous devons satisfaire la condition suivante :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}|_{ouv} + i_{sx}|_{ouv} = 0 \\ i_{s\beta}|_{ouv} + i_{sy}|_{ouv} = 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

La condition (5.21) est vérifiée pour une ouverture de deux phases  $a_1$  correspond à  $\theta_{q_1 i_1} = 0$  lorsque  $k_\alpha = 1$  et la phase  $c_2$  relative à  $\theta_{q_1 i_1} = -\pi/2$  quand le facteur  $k_\beta$  est unitaire.

Puisque le flux et le couple sont contrôlés par les deux composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  et afin de créer le même flux et le même couple qu' à l'état sain, nous devons modifier les consignes des courants dans les axes  $x$  et  $y$  du référentiel  $(x, y)$  tel que :

$$\begin{aligned} i_{sx}^{ref} &= -i_{s\alpha}^{ref} = -\sqrt{3}k_\alpha I_m \cos(\omega_s t + \phi^+) \\ i_{sy}^{ref} &= -i_{s\beta}^{ref} = -\sqrt{3}k_\beta I_m \sin(\omega_s t + \phi^+) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Pour une ouverture de phase survenant au niveau de la phase  $a_1$ , le coefficient  $k_\alpha$  est forcément unitaire. De (5.22), le système d'équations (5.6) devient :

$$\begin{cases} i_{s\alpha}|_{comp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} + i_{s\alpha 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\omega_s t - \phi^+) \right) \\ i_{s\beta}|_{comp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\beta 1}|_{sain} + i_{s\beta 2}|_{sain} - I_m k_\beta \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\omega_s t + \phi^+) \right) \\ i_{sx}|_{comp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\alpha 1}|_{sain} - i_{s\alpha 2}|_{sain} - I_m \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\omega_s t + \phi^+) \right) \\ i_{sy}|_{comp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( i_{s\beta 2}|_{sain} - i_{s\beta 1}|_{sain} - I_m k_\beta \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\omega_s t + \phi^+) \right) \end{cases} \quad (5.23)$$

La figure (5.8) montre la stratégie de commande pour préserver un couple constant en régime dégradé en se basant sur une simple modification des consignes des deux régulateurs PI dans le référentiel  $(X, Y)$ . En appliquant la matrice de rotation directe sur les courants statoriques de référentiel  $(\alpha, \beta)$ , on trouve :

$$\begin{cases} I_{sd}|_{comp} = \bar{I}_{sd}|_{comp} + \tilde{I}_{sd}|_{comp} \\ I_{sq}|_{comp} = \bar{I}_{sq}|_{comp} + \tilde{I}_{sd}|_{comp} \end{cases} \quad (5.24)$$

tel que :

$$\begin{cases} I_{sd}|_{comp} = I_m \left( \sqrt{3} \cos(\phi^+) - \frac{1}{2\sqrt{3}}(1 + k_\beta) \cos(\phi^+) \right) \\ I_{sq}|_{comp} = I_m \left( \sqrt{3} \sin(\phi^-) - \frac{1}{2\sqrt{3}}(1 + k_\beta) \sin(\phi^-) \right) \\ \tilde{I}_{sd}|_{comp} = -\frac{1}{2\sqrt{3}}(1 - k_\beta) \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \\ \tilde{I}_{sq}|_{comp} = -\frac{1}{2\sqrt{3}}(1 - k_\beta) \sin(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^+) \end{cases}$$

En substituant (5.24) dans l'équation (5.15), le couple électromagnétique est défini comme suit :

$$\Gamma_e|_{comp} = \Gamma_e|_{sain} + \bar{\Gamma}_e|_{comp} + \tilde{\Gamma}_e|_{comp} \quad (5.25)$$

tel que :

$$\Gamma_e|_{sain} = p \frac{\sqrt{3} M_{sr} I_m}{L_r} \phi_r^* \sin(\phi^+)$$

$$\bar{\Gamma}_e|_{comp} = -p \frac{M_{sr} I_m}{2\sqrt{3} L_r} (1 + k_\beta) \phi_r^* \sin(\phi^+)$$

$$\tilde{\Gamma}_e|_{comp} = -p \frac{M_{sr} I_m}{2\sqrt{3} L_r} (1 - k_\beta) \phi_r^* \cos(2\omega_s t - 2\theta_{q_1 i_1} + \phi^-)$$

Contrairement au développement des pertes Joule statoriques, l'effet des courants du

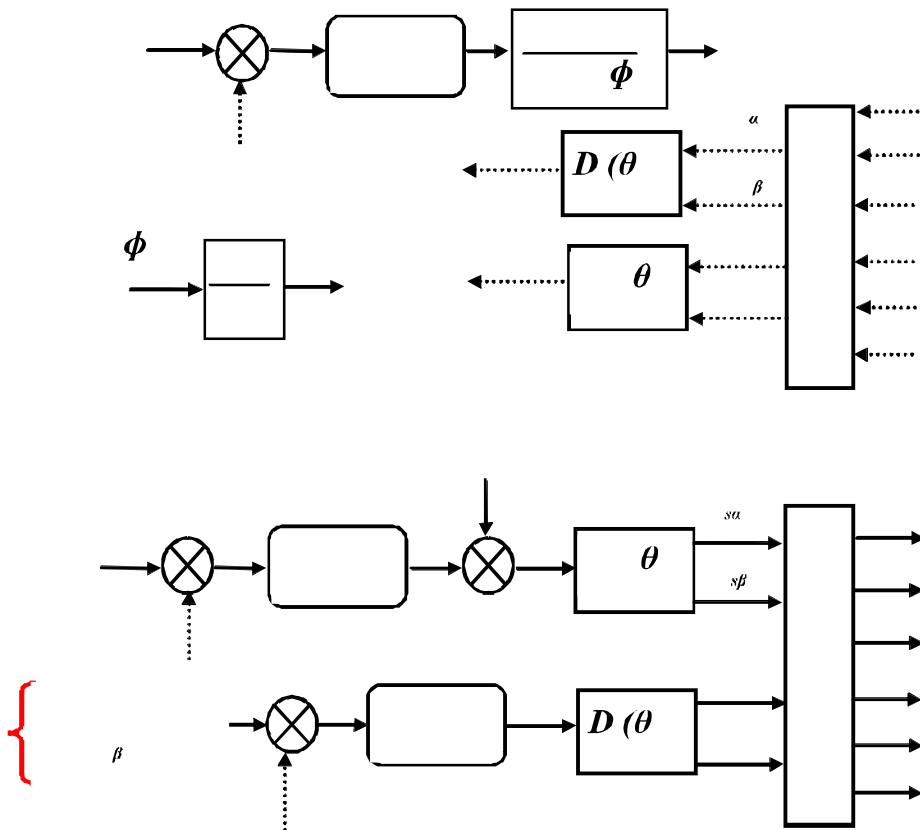


Figure 5.8. Stratégie de contrôle des courants statoriques pour une ouverture de phase  $a_1$  en préservant un couple constant.

référentiel  $(x,y)$  sur le couple ne peut être introduit du fait que ce dernier est indépendant de ces composantes. Néanmoins, le courant de déséquilibre entre les deux étoiles contribue à amplifier les courants des phases statoriques ce qui réduit le couple nominal. Pour introduire le courant de déséquilibre du référentiel  $(x,y)$  dans l'analyse du couple, nous devons définir le courant maximal de phase comme suit :

$$I_m = \frac{\sqrt{4I_{sd}^2 |sain| + (1+k_\beta)^2 I_{sq}^2 |sain|}}{\sqrt{3}} \quad (5.26)$$

L'équation (5.25) montre que la partie harmonique du couple s'annule quand le coefficient  $k_\beta = 1$  comme on le voit sur la figure (5.9), ce qui correspond à une ouverture de phase  $c_2$ . Toutefois, une réduction du couple nominal de 33.2% de celui avant compensation, cela peut être vu en comparant les deux figures (5.9) et (5.4). Au courant nominal, le couple électromagnétique nominal se réduit à 50% par rapport à celui de l'état sain.

Une conclusion peut être déduite de cette analyse, la préservation d'un couple constant impose un courant nul dans une autre phase ce qui réduit le couple nominal de la machine et provoque une surcharge en courant dans les phases saines et l'augmentation des pertes Joule statoriques supplémentaire. Cette stratégie est applicable pour le défaut d'ouverture de phase survenant au niveau de la phase  $a_1$  ou  $c_2$ . Cependant, pour les autres phases, il suffit de définir une matrice de permutation telle que (5.20).

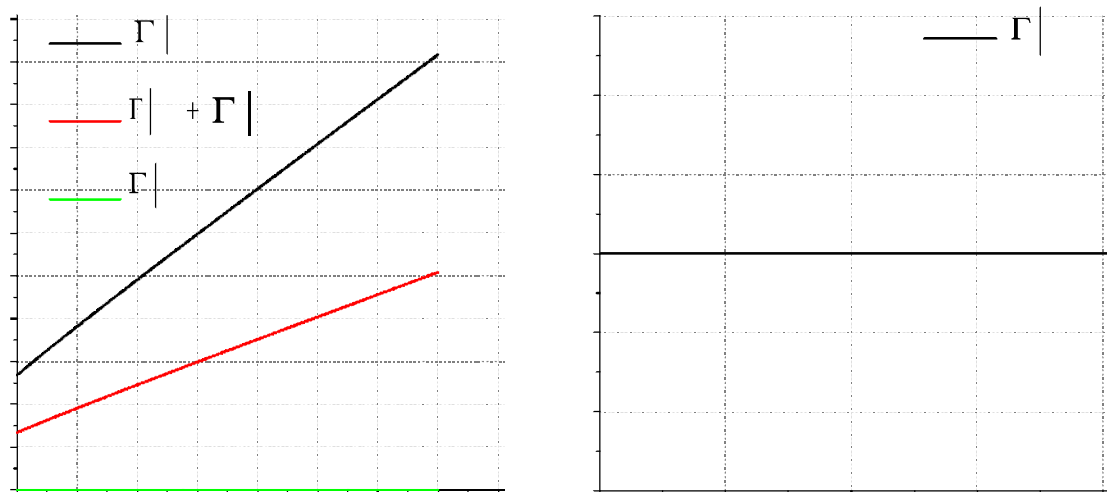


Figure 5.9. (a) Le couple électromagnétique en fonction du courant efficace et (b) l'ondulation de couple en fonction de temps après l'application de la stratégie de préservation du couple constant avec ( $k_\beta = 1$ ).



## 5.5 Résultats expérimentaux

Dans cette partie nous allons présenter les résultats expérimentaux des essais du défaut d'ouverture d'une phase  $a_1$  ou  $b_1$  qui correspondent aux nombres de degrés de liberté  $d = 3$  ou  $d = 4$  respectivement.

La vitesse de référence a été fixée à  $\omega_m = 80 \text{ rad/sec}$  et la machine tourne à vide.

La figure (5.10) montre les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature à l'état sain et avec l'utilisation des schemas-blocs de régulation dans le référentiel  $(x,y)$  telle que décrit dans le paragraphe (4.8).

La figure (5.11) illustre les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  dont les schémas-blocs de régulation dans le référentiel  $(x,y)$  telle que décrit dans le paragraphe (4.8) sont désactivés. Nous avons voulu mettre en avant l'impact du défaut d'ouverture de phase  $a_1$  sur les courants statoriques, en comparant cette figure à celle de (5.10), nous pouvons remarquer que :

- L'ouverture de phase cause un système déséquilibré de courants statoriques.
- Les courants statoriques des deux axes  $x$  et  $\alpha$  sont égaux mais en opposition de phase ce qui correspond à une réduction d'un degré de liberté.

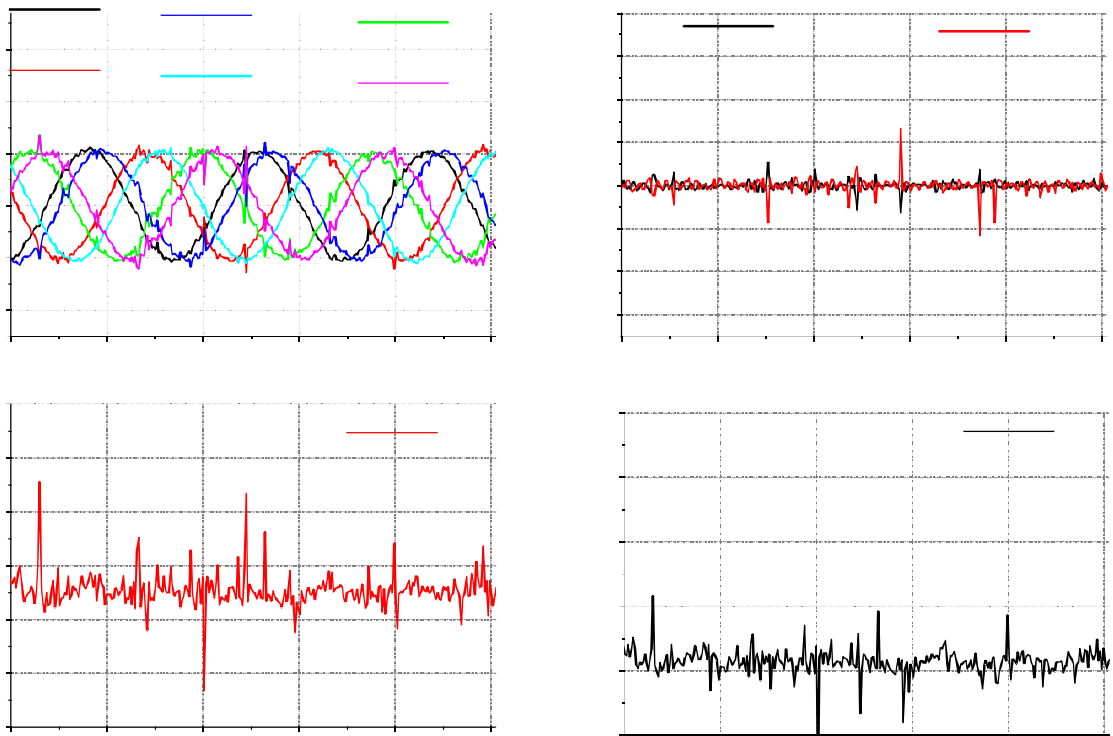


Figure 5.10. Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature à l'état sain.

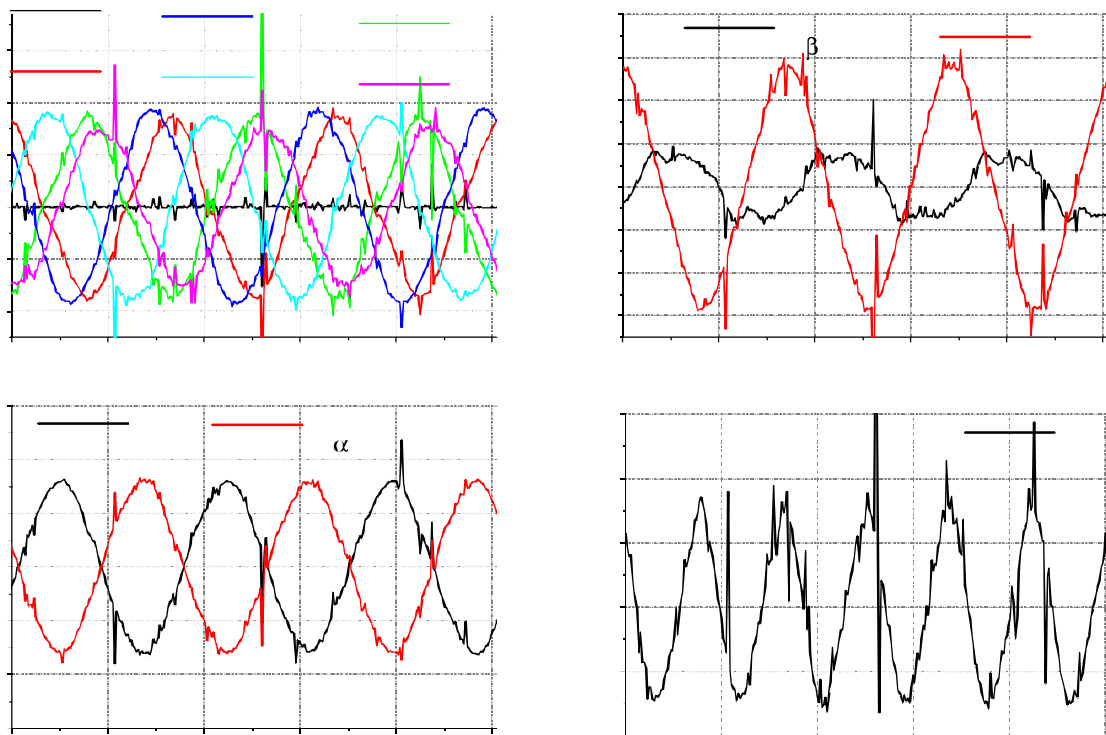


Figure 5.11. Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  (sans compensation).

- L'apparition d'ondulation à la fréquence double d'alimentation à cause de la séquence négative dans le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  qui est l'image du couple.

Ces quatre graphiques montrent l'importance de disposer une méthode pour réduire l'effet d'ouverture de phase sur les performances de la machine lors d'ouverture de phase.

Comme pour le cas de la compensation d'un déséquilibre, nous avons ajouté les régulateurs résonants dans les deux référentiels tournants  $(d,q)$  et  $(X,Y)$ . La figure (5.12) illustre les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  avec compensation de séquence négative. Nous pouvons constater que la compensation de la séquence négative dans les deux référentiels permet de retrouver le régime équilibré. Toutefois, la compensation de la séquence négative isole complètement l'étoile comportant la phase en défaut. En comparant les amplitudes des courants des phases statoriques d'état sain avec ceux après compensation de déséquilibre, on voit qu'ils sont doublés. Ceci peut être interprété par le fait que la puissance mécanique du moteur est réduite au moitié. La figure (5.13) représente les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  en appliquant la stratégie de conservation du couple. En comparant cette figure avec celles (5.10), (5.11) et (5.12) trois conclusions peuvent être déduites :

- La réduction du nombre de degrés de liberté permet de retrouver le régime équilibré

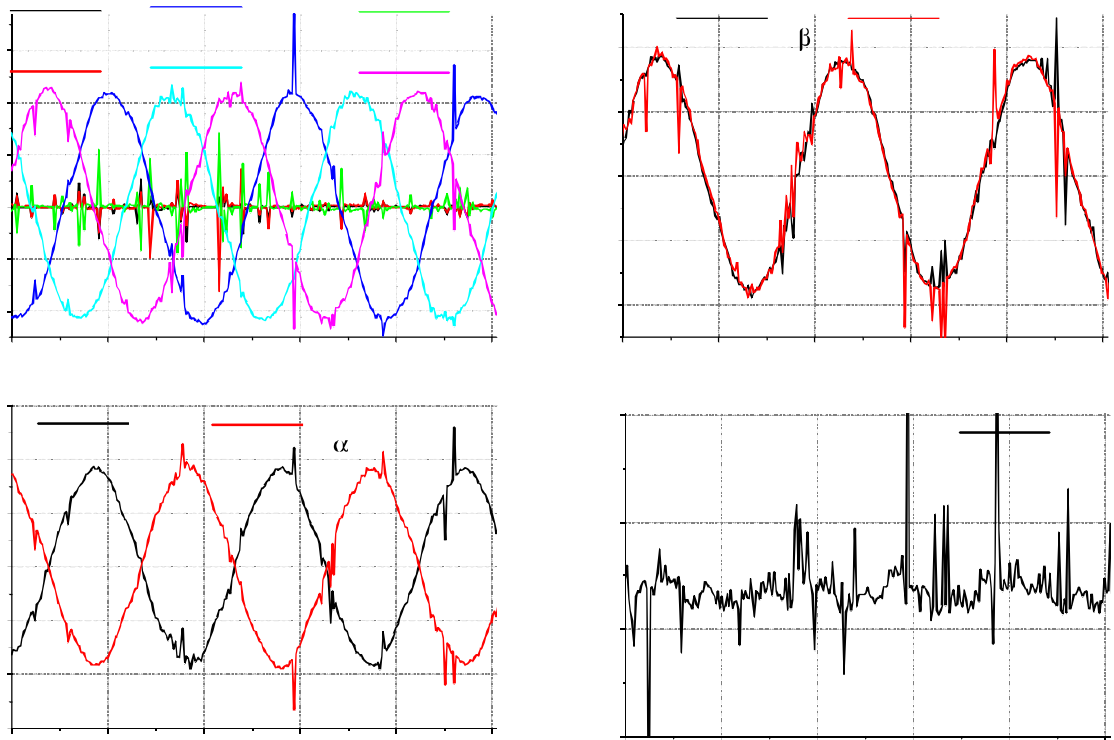


Figure 5.12. Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  (avec compensation de la séquence négative).

avec quatre courants de phase.

- La réduction du nombre de degrés de liberté ne permet pas d'augmenter la puissance mécanique.
- L'apparition d'une ondulation du couple à six fois la fréquence d'alimentation.

Dans la deuxième partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux pour l'ouverture de phase  $b_1$ . La figure (5.14) illustre les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  quand les tensions de référence des régulateurs dans le référentiel  $(x,y)$  sont imposées nulles. Contrairement à l'ouverture de phase  $a_1$ , les courants dans le référentiel  $(x,y)$  se différencient de ceux de référentiel  $(\alpha,\beta)$  ce qui signifie que le nombre de degrés de liberté n'est pas réduit. Ceci nous permettra par la suite de mettre en œuvre la stratégie de minimisation des pertes Joule statoriques. En plus, en confrontant les pertes Joule statoriques dans le cas d'un défaut d'ouverture de phase  $b_1$  avec celles d'état sain, on peut remarquer qu'il y a une augmentation de la partie continue ainsi que l'apparition d'une partie ondulatoire.

La figure (5.15) illustre les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  tout en utilisant les régulateurs résonants dans les deux référentiels  $(\alpha,\beta)$  et  $(x,y)$  pour compenser la séquence négative. Nous pouvons constater que la com-

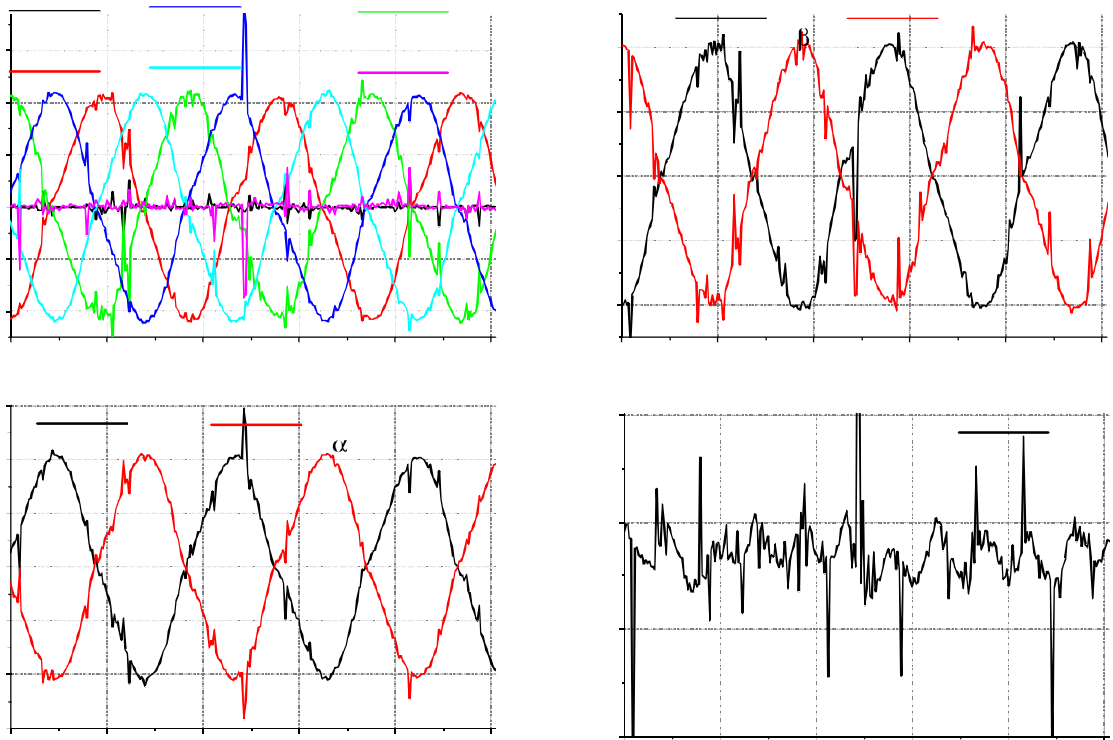


Figure 5.13. Les courants statoriques des six phases, les courants dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ , et le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  avec une ouverture de phase  $a_1$  (en appliquant la stratégie de conservation du couple constant).

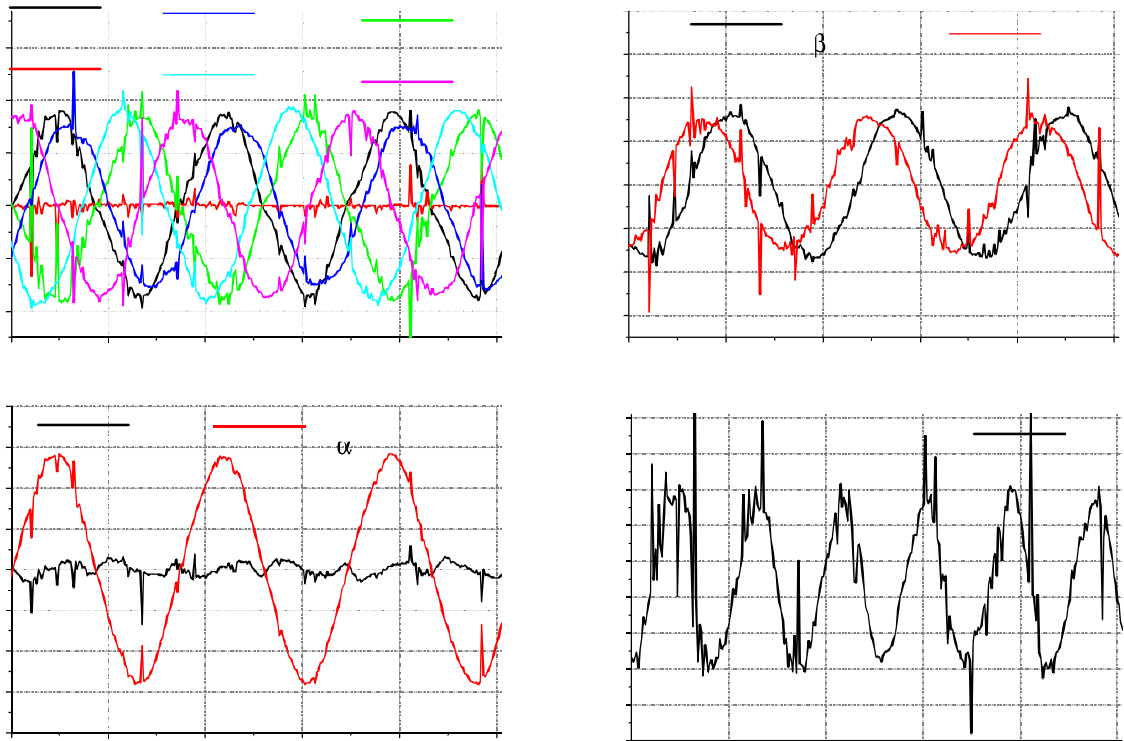


Figure 5.14. Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x, y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  (sans compensation).

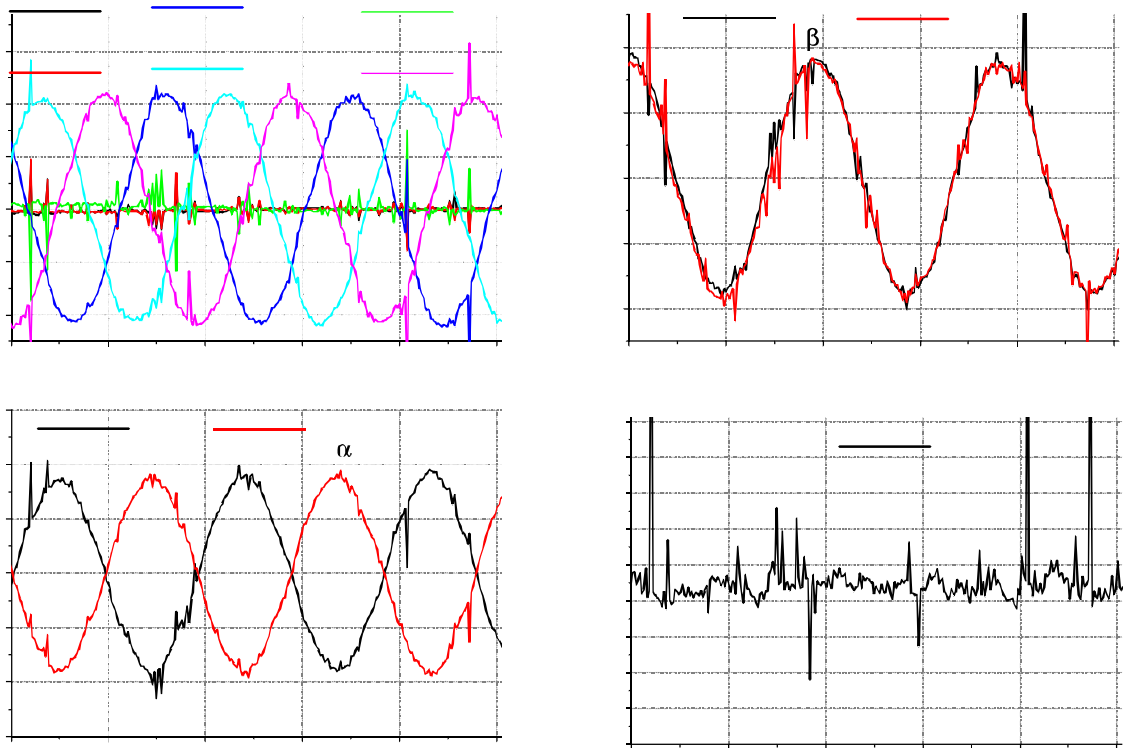


Figure 5.15. Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  (avec compensation de la séquence négative).

La compensation de la séquence négative permet d'isoler l'étoile comportant la phase en défaut. Ceci fait doubler la partie continue des pertes Joule statoriques, toutefois, la partie ondulée est complètement compensée.

La figure (5.16) illustre les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  en appliquant la stratégie de minimisation des pertes Joule statoriques. En comparant les pertes Joule statoriques de cette figure avec celles de la figure (5.14), nous pouvons constater une diminution des pertes Joule statoriques suite à la compensation du courant d'ordre positif du référentiel  $(x,y)$ .

Les deux stratégies testées expérimentalement peuvent être appliquées pour n'importe quel ordre de la phase ouverte en utilisant la matrice de permutation donnée par (5.20).

## 5.6 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons étudié l'effet d'ouverture de phase sur les schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques adoptés pour la compensation de déséquilibre. Sans changement de la structure globale de la commande de la machine en état sain, deux stratégies ont été utilisées pour rejeter l'effet d'ouverture de la phase. La première stratégie consiste à préserver un couple constant tout en réduisant le nombre de degrés

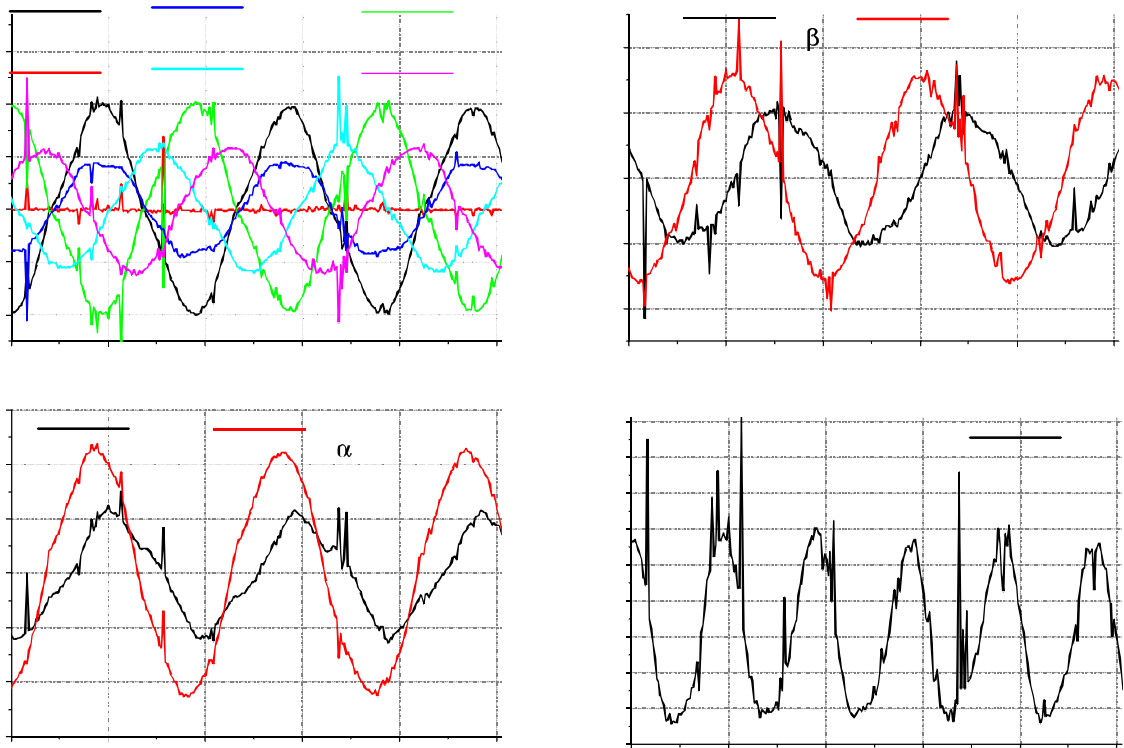


Figure 5.16. Les courants statoriques des six phases, les courants dans le référentiel  $(x,y)$ , les pertes Joule statoriques et le courant statorique en quadrature avec une ouverture de phase  $b_1$  (en appliquant la stratégie de minimisation des pertes Joule statoriques).

de liberté à deux, ceci se fait par l'imposition d'un courant nul dans une autre phase saine. Les résultats de simulations et expérimentaux ont montré que le couple qu'est proportionnel au courant en quadrature a pu retrouver sa forme d'état sain. Toutefois, cette stratégie provoque un accroissement de la surcharge en courant dans les phases saines et des pertes Joule statoriques additionnelles. La deuxième stratégie consiste à minimiser les pertes Joule statoriques en exploitant l'invariance de nombre de degrés de liberté. Les résultats de simulations et expérimentaux ont montré que cette stratégie permet de réduire les pertes Joule statoriques, néanmoins, le déséquilibre entre les courants des phases statoriques persiste et provoque une ondulation du couple.

Ce chapitre a permis d'exploiter aux mieux les performances de la machine double étoile en mode dégradé avec différentes stratégies de contrôle. Cependant, une stratégie de diagnostic et de la surveillance de près l'évolution de la sévérité des défauts en temps réel doit être mise en œuvre tout en tenant compte les schémas-blocs des régulateurs des courants. Ceci sera l'objectif du chapitre suivant.

# Chapitre 6

## Surveillance et diagnostic des défauts usuels pour la machine asynchrone double étoile pilotée vectoriellement

### 6.1 Introduction

L'objectif du présent chapitre est de proposer une structure des régulateurs des courants permettant d'assurer un fonctionnement optimal de la machine asynchrone double étoile en présence d'une asymétrie d'une phase ou entre les deux étoiles statoriques causée, soit par un déséquilibre d'alimentation, soit par un défaut d'enroulement. Toutefois, la surveillance du degré d'une asymétrie au niveau des enroulements statoriques est importante dans une chaîne de production de fait qu'elle peut se propager dans le processus et causant des dommages irréversibles. En fait, rajouter des schémas-blocs de régulation des courants ne contribue pas seulement à l'amélioration de la performance de la machine en cas d'une anomalie au niveau des enroulements ou d'alimentation, mais aussi à masquer les informations et les indices les plus pertinents du défaut tels que la séquence négative de courant statorique et l'ondulation du couple et de vitesse à deux fois la fréquence d'alimentation.

L'objet principal de ce chapitre est de mettre en œuvre des algorithmes et des schémas-blocs pour le diagnostic et la détection des défauts usuels en se basant sur le traitement du signal et en tenant compte la structure de commande vectorielle classique ainsi que les régulateurs des courants adoptés dans le quatrième chapitre.

En premier lieu, nous élaborons une méthode permettant de détecter et de localiser la phase défectueuse en temps réel tout en maintenant le fonctionnement de la machine dans des conditions équilibrées. Cette méthode est basée sur d'une part l'utilisation de la tension de sortie de chaque régulateur du courant de séquence négative, et d'autre part sur les courants statoriques de chaque phase.

Ensuite, nous allons présenter une méthode pour extraire un indice de défaut de cassure

de barre en temps réel et quel que soit le point de fonctionnement en se basant sur l'extraction de la composante harmonique du spectre du courant statorique mesuré en quadrature de fréquence  $2sf_s$ . Cette dernière est calculée à partir des pulsations statoriques et de rotations rotoriques qui sont des grandeurs nécessaires pour l'algorithme de la commande vectorielle.

Finally, nous allons présenter les résultats expérimentaux du diagnostic du défaut de cassures de barres rotoriques dans la machine asynchrone double étoile en se basant sur l'analyse des harmoniques d'espace dans les courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  en tenant compte la présence des schémas-blocs de régulation des courants.

## 6.2 Détection d'une phase défectueuse à partir de la tension de séquence négative des sorties des régulateurs

Dans la littérature, plusieurs méthodes sont proposées, mais rejoignent un seul et même objectif qui consiste en la détection du défaut ou de la défaillance à un stade avancée par l'analyse du spectre du courant de Park. Toutefois, l'utilisation des régulateurs pour la séquence négative masque ces indices et rendre la surveillance et diagnostic impossible à partir des courants statoriques, la vitesse et le couple. La surveillance des tensions des sorties des régulateurs constitue la seule solution.

Nous considérons dans cette partie le cas où un défaut de court-circuit entre spires ou un déséquilibre de tension surviendrait à la machine asynchrone double étoile. Ce défaut peut être introduit par une variation de la valeur moyenne de la résistance de chaque étoile que l'on peut exprimer par :

$$\begin{cases} R_{s1moy} = R_s + \frac{r_s}{3} = R_s + \Delta R_s \\ R_{s2moy} = R_s + \frac{r_s}{3} = R_s + \Delta R_s \end{cases} \quad (6.1)$$

avec :

$R_{s1moy}$  et  $R_{s2moy}$  sont les valeurs moyennes des résistances de chaque étoile.

$r_s$  est la résistance additionnelle introduite à une phase d'étoile 1 ou 2.

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre précédent, ce défaut a des répercussions directes sur les courants statoriques mesurés ou ceux de référence, sur le couple ainsi que sur la vitesse.

En régime permanent et sans l'asservissement des courants d'ordre négatif dans les deux référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ , nous aurons un terme supplémentaire au niveau des tensions de référence imposées par les régulateurs d'ordre positif dans les deux référentiels



qui se traduit par :

$$\begin{cases} V_{sd} = \tilde{V}_{sd}^+ + \tilde{V}_{sd}^- \\ V_{sq} = \tilde{V}_{sq}^- + \tilde{V}_{sq}^+ \end{cases} \quad (6.2)$$

$$\begin{cases} V_{sX} = \tilde{V}_{sX}^- + \tilde{V}_{sX}^+ \\ V_{sY} = \tilde{V}_{sY}^- + \tilde{V}_{sY}^+ \end{cases} \quad (6.3)$$

tel que :

$$\begin{cases} \tilde{V}_{sd}^- = R_s \tilde{I}_{sd}^- - \omega_s \sigma L_s \tilde{I}_{sq}^- \\ \tilde{V}_{sq}^- = R_s \tilde{I}_{sq}^- + \omega_s \frac{M^2}{L_r} \tilde{I}_{sd}^- + \omega_s \sigma L_s \tilde{I}_{sd}^- \\ \tilde{V}_{sX}^- = R_s \tilde{I}_{sX}^- \\ \tilde{V}_{sY}^- = R_s \tilde{I}_{sY}^- \end{cases} \quad (6.4)$$

Toutefois, les amplitudes des tensions d'ordre négatif  $\tilde{V}_{sd}^-$ ,  $\tilde{V}_{sq}^-$ ,  $\tilde{V}_{sX}^-$  et  $\tilde{V}_{sY}^-$  ne reflètent pas réellement le degré du déséquilibre de fait que la bande passante des régulateurs PI d'ordre positif ne couvre pas la fréquence de cette perturbation.

En ajoutant des régulateurs résonants comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent pour la séquence inverse dans les deux référentiel  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  en imposant des consignes nulles, nous aurons :

$$\begin{cases} \tilde{I}_{sd}^- = 0 \\ \tilde{I}_{sq}^- = 0 \\ \tilde{I}_{sX}^- = 0 \\ \tilde{I}_{sY}^- = 0 \end{cases} \quad (6.5)$$

Comme notre objectif est d'annuler les courants d'ordre négatif afin de préserver un couple constant, la surveillance des tensions délivrées par les régulateurs des courants d'ordre négatif constitue le meilleur moyen pour la détection du défaut ainsi que le suivi de son évolution.

À partir du système d'équations (6.2) et puisque tous les enroulements de la machine sont parcourus par un système de courants équilibré, les tensions imposées par les régula-

teurs des courants d'ordre négatif sont données par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{sd} \\ \tilde{V}_{sq}^- \\ \tilde{V}_{sX}^- \\ \tilde{V}_{sY}^- \end{bmatrix} = [\Delta R_{sdq}] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{sdq}^+ \end{bmatrix} \cdot e^{-j2\omega_s t} \quad (6.6)$$

tel que :

$$[\Delta R_{sdq}] = [C_6] [\Delta R_s] [C_6]^t$$

$[\Delta R_s]$  est la matrice des résistances des phases statoriques déduite des tensions de sortie des régulateurs d'ordre négatif afin d'équilibrer les courants statoriques. Cette matrice est proportionnelle à la valeur de la résistance additionnelle  $r_s$ . Elle est définie comme suit :

$$[\Delta R_s] = \begin{bmatrix} \Delta R_{sa1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta R_{sa2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta R_{sb1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta R_{sb2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Delta R_{sc1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Delta R_{sc2} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

À partir du système d'équations (6.6), on voit que les tensions de référence des régulateurs d'ordre négatif sont en fonction d'une résistance  $r_s$  et des courants d'ordre positif. Pour cette raison, une méthode simple permettant de suivre de près l'évolution de ce défaut en se basant sur l'extraction des deux indicateurs suivants :

$$\begin{cases} A_{dq} = \sqrt{V_{sd}^2|_- + V_{sq}^2|_-} \\ A_{xy} = \sqrt{V_{sx}^2|_- + V_{sy}^2|_-} \end{cases} \quad (6.8)$$

où :

$$\begin{bmatrix} V_{sd}|_- \\ V_{sq}|_- \end{bmatrix} = [D(-2\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{V}_{sd}^- \\ \tilde{V}_{sq}^- \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sx}|_- \\ V_{sy}|_- \end{bmatrix} = [D(2\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{V}_{sx}^- \\ \tilde{V}_{sy}^- \end{bmatrix}$$

Le schéma de principe de cette méthode est illustrée dans la figure (6.1). Cette méthode est facile à mettre en œuvre et dépiste tout déséquilibre des enroulements statoriques ou d'alimentation en temps réel.

La figure (6.2) présente le résultat de simulation obtenu pour une machine asynchrone double étoile fonctionnant à vide en insérant brusquement une résistance  $r_s$  additionnelle à la phase  $a_1$  à l'instant  $t = 2s$  de 40% de la résistance  $R_s$  statorique suivie d'une diminution de 20% à l'instant  $t = 4s$ . Nous pouvons constater que cette méthode donne également une idée de la sévérité du défaut introduite. En cas d'une anomalie au niveau des enroulements statoriques ou un défaut de déséquilibre, les deux indicateurs réagissent selon la sévérité du défaut. En plus, nous remarquons que les deux indicateurs donnent les mêmes résultats, toutefois, on voit que la dynamique est meilleure avec l'indicateur  $A_{xy}$  par rapport à l'indicateur  $A_{dq}$ .

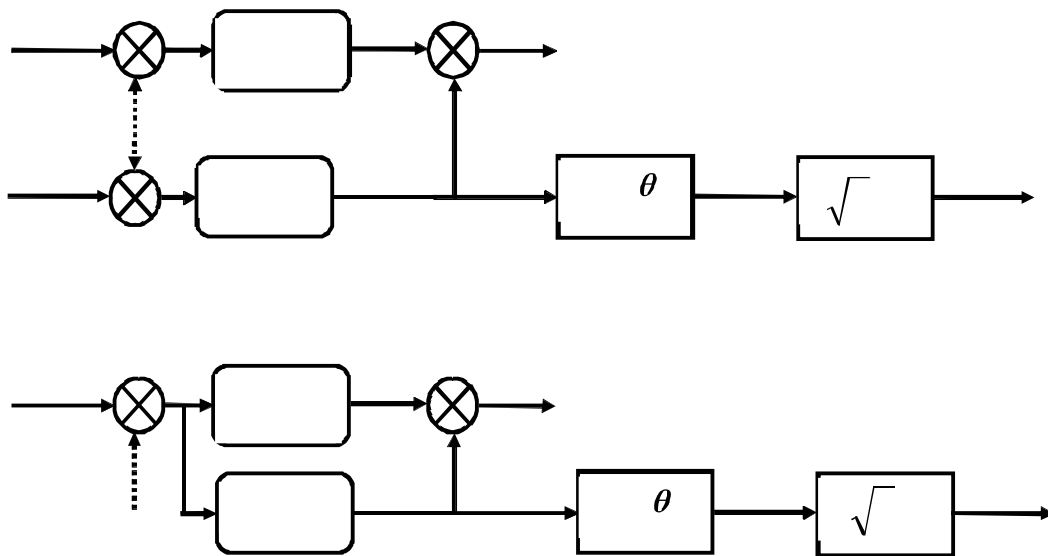


Figure 6.1. Le schéma-bloc fonctionnel des indicateurs de défaut d'un court-circuit ou un déséquilibre de tension, d'une phase statorique.

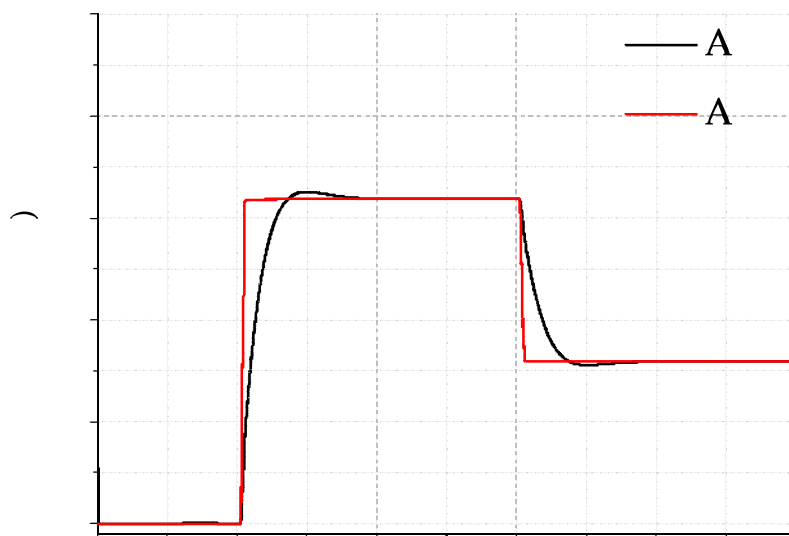


Figure 6.2. Simulation : Les indicateurs de défaut pour une machine asynchrone double étoile fonctionnant à vide avec une résistance additionnelle  $r$  reliée à la phase  $a_1$ .

La figure (6.3) présente l'amplitude des indicateurs de défaut pour une machine asynchrone double étoile avec une résistance additionnelle  $r$  reliée en série à la phase  $a_1$  et pour différentes charges. La proportionnalité par rapport à la sévérité du défaut n'est plus respectée. Même si ces variations semblent importantes, elles sont exploitables pour la détection d'un défaut d'asymétrie des enroulements statoriques ou un déséquilibre d'alimentation.

### 6.3 Estimation de la résistance d'une phase défectueuse à partir de la tension de séquence négative

L'objectif de cette partie est d'identifier les valeurs des résistances des phases statoriques imposées par les régulateurs des courants d'ordre négatif afin de localiser la phase en défaut.

En multipliant l'équation (6.6) par les matrices inverses de rotation et Concordia généralisée respectivement, la tension de référence imposée à chaque phase est donnée par :

$$v_{sqi} = \Delta R_s I_m^l \cos \left( w_s t - \phi^l + (q-1) \frac{2\pi}{3} - (i-1) \frac{\pi}{6} \right) \quad (6.9)$$

Les enroulements statoriques sont parcourus par les courants :

$$i_{sqi} = I_{m1}^l \cos \left( w_s t - \phi^l - (q-1) \frac{2\pi}{3} - (i-1) \frac{\pi}{6} \right) \quad (6.10)$$

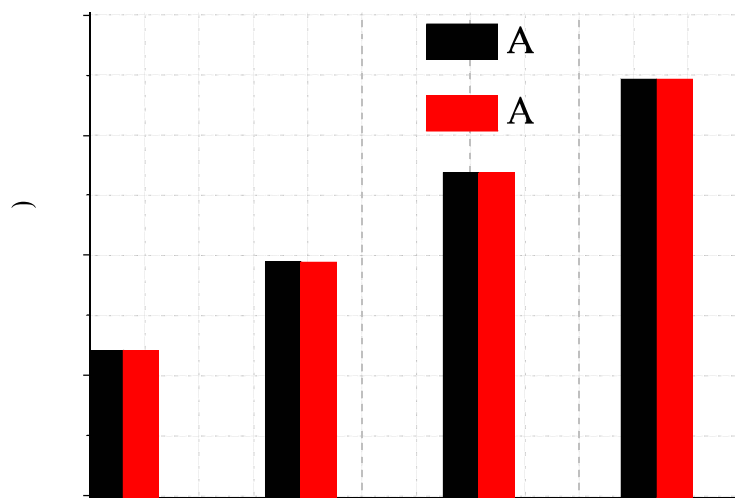


Figure 6.3. Simulation : L'amplitude des indicateurs de défaut pour une machine asynchrone double étoile avec une résistance additionnelle  $r$  reliée à la phase  $a_1$  et pour différentes charges.

La division de (6.9) par (6.10) membre à membre, nous donne la résistance de chaque phase :

$$\Delta R_{sqi} = \frac{v_{sqi}^-}{i_{sqi}} = \Delta R_s \left( \cos(\varphi_{sqi}) + j \frac{e^{j\Theta} - e^{-j\Theta}}{e^{j\Theta} + e^{-j\Theta}} \sin(\varphi_{sqi}) \right) \quad (6.11)$$

tel que :

$$\varphi_{sqi} = \phi - \phi^1 - (q - 1) \frac{2\pi}{3}$$

L'expression (6.11) montre que les résistances de chaque étoile se trouvent uniformément décalées en phase de  $\frac{2\pi}{3}$ . Cela signifie que la valeur moyenne de résistance vue par la séquence négative est nulle. Pour la détection d'un défaut de déséquilibre ou un court-circuit, on s'intéresse uniquement à la partie réelle de l'équation (6.11). Pour cela, nous pouvons écrire la résistance de chaque phase  $q$  et d'étoile  $i$  selon l'équation suivante :

$$\Delta R_{sqi} = \Delta R_s \cos(\varphi_{sqi}) \quad (6.12)$$

Toutefois, il est difficile de donner une expression analytique des valeurs des angles de phase des résistances en fonction de l'enroulement en défaut, pour cela nous allons faire recours à l'analyse par simulation.

La figure (6.4) montre le schéma fonctionnel d'estimation des résistances d'ordre négatif d'un défaut de court-circuit ou un déséquilibre de tension d'une phase statorique.

Néanmoins, cette méthode nécessite l'emploi d'une technique pour extraire l'amplitude et la phase de chaque signal. La technique de FFT utilisée dans les chapitres précédents est

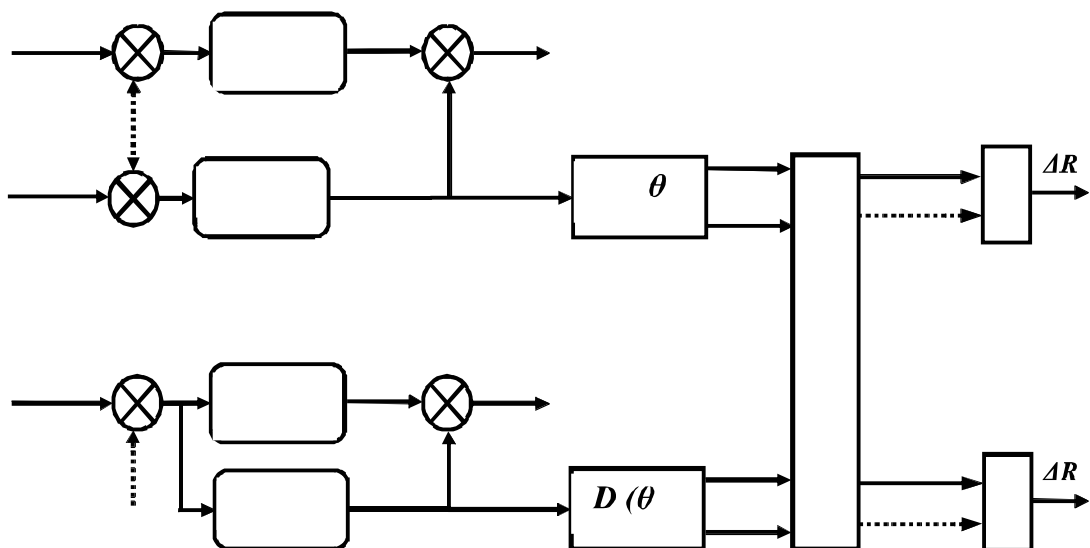


Figure 6.4. Schéma fonctionnel d'estimation des résistances d'ordre négatif d'un défaut de court-circuit ou un déséquilibre de tension d'une phase statorique.

bien adaptée à la procédure de surveillance toutefois, le temps de calcul est prohibitif en plus de la nécessité d'avoir un grand nombre de points pour effectuer la FFT elle n'est pas réalisable qu'en hors-ligne.

En supposant un signal  $s(nT_e)$  périodique d'amplitude  $A$  et de phase  $\phi_s$ ; il peut être s'écrit sous la forme suivante :

$$s(nT_e) = A \cos(2\pi f_m n T_e + \phi_s) \quad (6.13)$$

avec :

$T_e = \frac{1}{f_e}$  est le pas d'échantillonnage.

$n$  un entier défini dans l'intervalle  $0 \leq n \leq N - 1$ .

$N$  le nombre des échantillons et  $f_m$  la fréquence du signal.

La transformée du signal  $s(nT_e)$  dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$\begin{cases} \operatorname{Re}[S(f_m)] = \sum_{n=0}^{N-1} s(nT_e) \cos(2\pi f_m n T_e) \\ \operatorname{Im}[S(f_m)] = \sum_{n=0}^{N-1} s(nT_e) \sin(2\pi f_m n T_e) \end{cases} \quad (6.14)$$

où :

$\operatorname{Re}[S(f_m)]$  et  $\operatorname{Im}[S(f_m)]$  représentent la partie réelle et imaginaire respectivement.

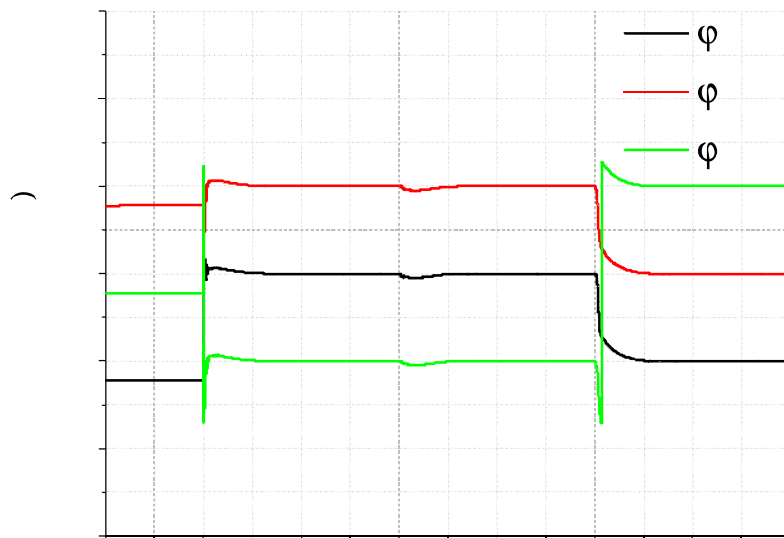


Figure 6.5. Simulation : Variation de la phase instantanée de la résistance de chaque enroulement statorique d'étoile 1 en fonction de la sévérité du défaut ainsi que sa localisation.

Le développement algébrique de système d'équations (6.14) nous donne :

$$\begin{cases} Re[S(f_m)] = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A}{2} \cos(\phi_s) + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A}{2} \cos(2\pi 2f_m n T_e + \phi_s) \\ Im[S(f_m)] = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A}{2} \sin(\phi_s) - \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A}{2} \sin(2\pi 2f_m n T_e + \phi_s) \end{cases} \quad (6.15)$$

L'analyse des deux équations du système (6.15) montre que les deux parties réelle et imaginaire contiennent deux composantes une continue et l'autre à deux fois la fréquence  $f_m$ . Après calcul de la valeur moyenne dans cycle complet, seulement deux composantes continues apparaissent dans les équations du système (6.15) tel que :

$$\begin{cases} Re[S(f_m)] = \frac{NA}{2} \cos(\phi_f) \\ Im[S(f_m)] = \frac{NA}{2} \sin(\phi_f) \end{cases} \quad (6.16)$$

La figure (6.5) illustre de la phase instantanée de la résistance de chaque enroulement statorique d'étoile 1 en fonction de la sévérité du défaut ainsi que sa localisation. A l'instant  $t = 1$  nous avons inséré une résistance à l'enroulement  $a_1$  de 40% de la valeur nominale et à l'instant  $t = 4$  nous avons changé la valeur de résistance additionnelle à 20% de la valeur nominale. Ensuite, à l'instant  $t = 6$  nous avons inséré une résistance additionnelle en série avec la phase statorique  $b_1$ .

Sur cette représentation, nous pouvons remarquer que la résistance de la phase affectée possède toujours un angle de phase nul et que les autres phases saines ont des angles de phase décalées de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport à celui du défaut. Par conséquent, nous pouvons conclure que la détermination de la valeur de l'angle de phase d'une résistance statorique ou bien le signe d'amplitude de la résistance déduite par la tension de séquence négative indiquent clairement la localisation du défaut (ordre de phase en défaut).

La valeur de la résistance additionnelle peut être déduite à partir du système d'équations (6.1) :

$$r_s = 3\Delta R_s \quad (6.17)$$

Pour bien expliquer cette méthode, nous prenons un exemple, la figure (6.6) présente la variation des résistances de chaque enroulement statorique de l'étoile 1 en fonction de la valeur de la résistance additionnelle  $r_s$  reliée en série avec la phase  $a_1$  de 40% à l'instant  $t = 2$  suivie d'une diminution de 20% de la valeur nominal à l'instant  $t = 4s$ . Dans ce cas, les résistances de chaque phase de l'étoile 1 imposées par les régulateurs résonants sont : de l'instant  $t = [2, 4]$  :

$$\begin{cases} \Delta R_{sa1} = \Delta R_s = 0.521 \Omega \\ \Delta R_{sb1} = \Delta R_{sc1} = \Delta R_s \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -0.260 \Omega \end{cases}$$

de l'instant  $t = [4, 6]$  :

$$\begin{cases} \Delta R_{sa1} = \Delta R_s = 0.260 \Omega \\ \Delta R_{sb1} = \Delta R_{sc1} = \Delta R_s \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -0.130 \Omega \end{cases}$$

En régime permanent, le résultat illustré dans la figure (6.6) confirme le calcul numérique susmentionné. Ceci est d'autant plus fiable que les régulateurs utilisés sont plus performants.

## 6.4 Résultats expérimentaux pour détection d'un déséquilibre

Nous allons présenté dans cette partie les résultats des testes expérimentales de ces deux méthodes qui ont été implantées et évaluées en temps réel pour la détection d'un déséquilibre. Ce dernier a été réalisé, comme en simulation, par l'insertion en série d'une résistance variable à la phase  $a_1$ . La valeur de la résistance additionnelle à la phase  $a_1$  a été mesurée afin de vérifier le résultat issu de la méthode d'estimation. Toutes les testes expérimentales ont été faites pour des points de fonctionnement en régime permanent à vitesse constante  $\omega_m = 80rad/s$  et à différentes charges  $I_{sq}$ .

Les figures (6.7), (6.8) représentent les courants des phases statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ainsi que les tensions de référence des phases  $v_{sa1}$  et  $v_{sa2}$  sans et avec compensation d'un déséquilibre de phase au niveau de la phase  $a_2$  respectivement. Nous pouvons remarquer que

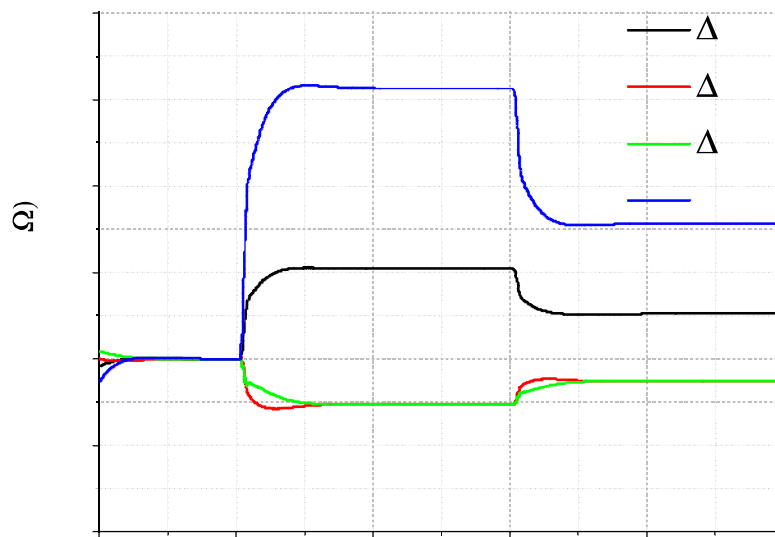


Figure 6.6. Simulation : Variation des résistances déduites en fonction de temps de chaque enroulement statorique de l'étoile 1 en fonction de la valeur de la résistance additionnelle  $r_s$  reliée en série avec l'enroulement  $a_1$ .



la compensation du déséquilibre de phase se reflète directement sur les tensions de référence issues des régulateurs. L'avantage principal d'utilisation des tensions de référence par rapport à celles mesurées est d'éviter les bruits causés par les commutateurs d'onduleur et on plus nous n'avons pas besoin d'utiliser des capteurs supplémentaires de tension.

La figure (6.9) montre les deux indicateurs  $A_{xy}$  et  $A_{dq}$  en fonction du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  à l'état sain. Nous pouvons constater que les deux inducteurs ont une faible amplitude qui s'évalue en fonction de charge. Pour un diagnostic fiable, les valeurs des deux indicateurs  $A_{xy}$  et  $A_{dq}$  lorsque la machine est saine doivent être prises en compte comme des seuils de référence ensuite comparer avec celles en défaut.

La figure (6.9) montre les deux indicateurs  $\Lambda_{xy}$  et  $\Lambda_{dq}$  en fonction du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  après l'insertion en série d'une résistance additionnelle  $r_s = 1.55\Omega$  de 40% de la résistance de la phase  $a_1$ . En confrontant les résultats de cette figure avec celle d'état sain, nous pouvons remarquer que les amplitudes des deux inducteurs  $\Lambda_{xy}$  et  $\Lambda_{dq}$  sont sensibles d'une part à l'apparition du défaut, et d'autre part à la variation de la charge. Cette remarque nous amène à conclure que le suivi des amplitudes de ces deux indicateurs permet de détecter en temps réel l'évolution du défaut de déséquilibre. Toutefois, l'ordre de la phase affectée ne peut pas être identifier. La figure (6.11) représente variation des va-

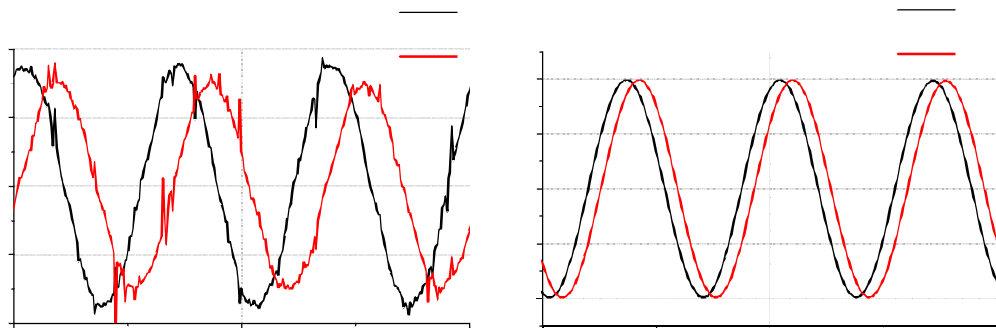


Figure 6.7. Les courants des phases statoriques et les tensions de référence sans compensation de déséquilibre entre les deux étoiles.

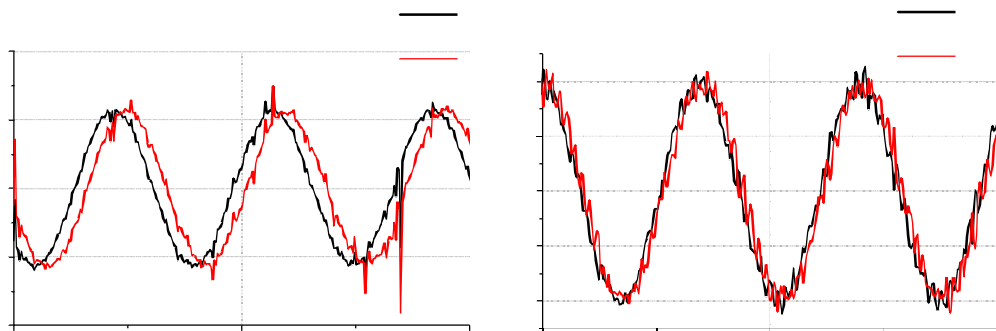


Figure 6.8. Les courants des phases statoriques et les tensions de référence après compensation du déséquilibre de phase  $a_2$ .

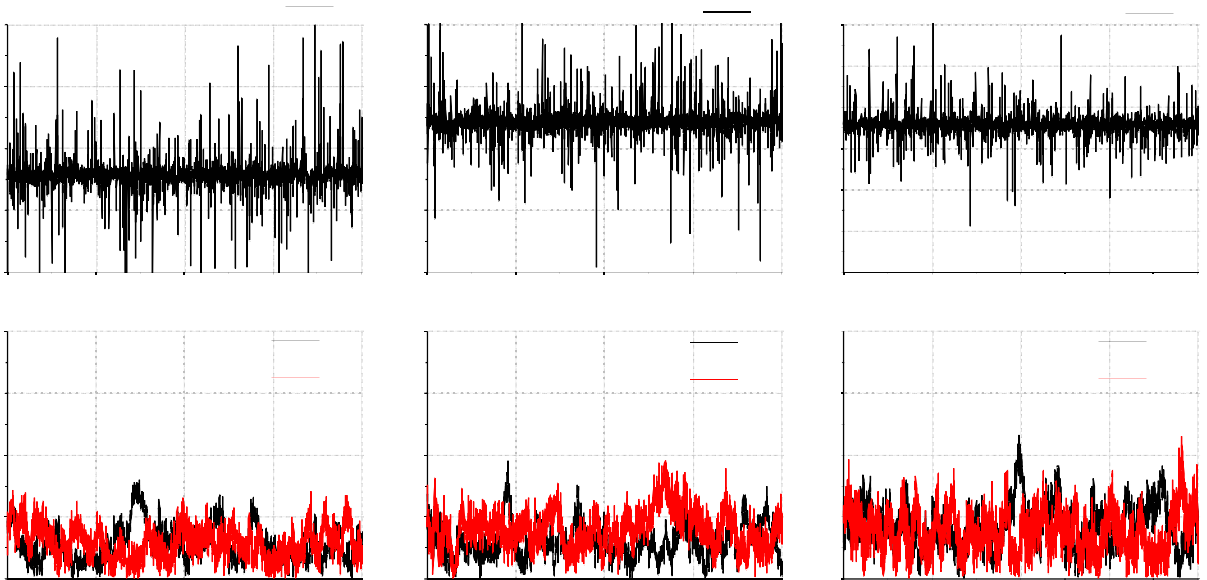


Figure 6.9. Les indicateurs  $A_{xy}$  et  $A_{dq}$  en fonction du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  à l'état sain.

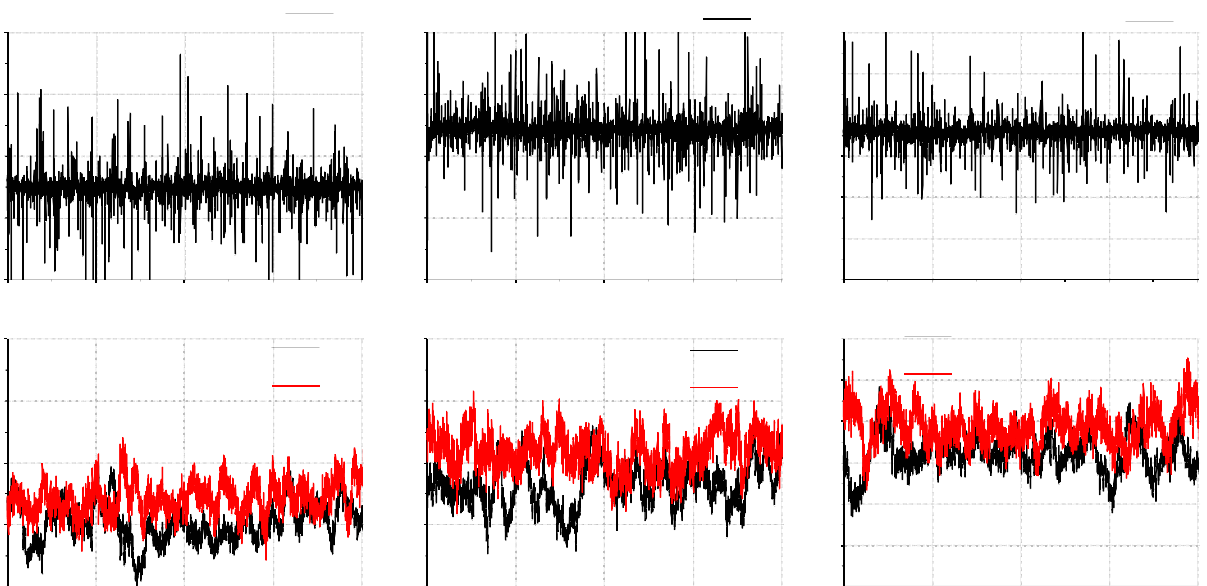


Figure 6.10. Les indicateurs  $A_{xy}$  et  $A_{dq}$  en fonction du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  après l'insertion d'une résistance de 40% en série à la phase  $a_1$ .

leurs des résistances déduites à partir des tensions de référence des régulateurs résonants de chaque enroulement statorique de la première étoile, avant et après l'insertion en série d'une résistance additionnelle  $r_s = 1.55\Omega$  de 40% de la résistance de la phase  $a_1$ . Nous pouvons tirer les remarques suivantes :

- À l'état sain, les valeurs des résistances déduites à partir des tensions des sorties des régulateurs de séquence négative correspondent seulement aux bruits de mesures de courant, la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande et les imperfections mécaniques telles que le désalignement du capteur de position. Ceci, consti-

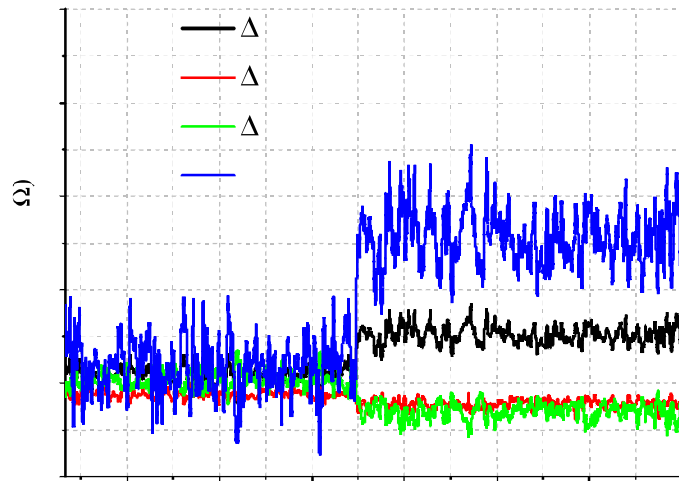


Figure 6.11. Variation des résistances en fonction de temps de chaque enroulement statorique de l'étoile 1 avant et après l'insertion d'une résistance de 40% à la phase  $a_1$ .

tue l'inconvénient majeur de cette méthode du fait que un niveau faible du défaut ne peut pas être discerné à celui de l'état sain.

- À l'état défectueux, les valeurs des résistances déduites permet de trouver l'ordre de phase en défaut qui correspond bien à la phase  $a_1$  puisque la valeur de  $\Delta R_{s1}$  est positive. En plus, la valeur de  $r_s$  correspond bien à celle insérée en série avec la phase  $a_1$ .
- Le cas sain et défaillant sont clairement séparables.

La méthode du calcul des résistances introduites par les régulateurs de la séquence négative que nous avons présentée, permet d'une part de trouver la valeur de résistance additionnelle à une phase, et d'autre part d'identifier l'ordre de phase en défaut. Néanmoins, cette méthode est applicable seulement pour un défaut d'une phase. Pour un défaut entre deux phases, la méthode basée sur le calcul des deux indicateurs  $A_{xy}$  et  $A_{dq}$  constitue la seule solution.

## 6.5 Détection d'un défaut de cassure de barre en temps réel dans une machine double étoile commandée en boucle fermée

Comme nous l'avons vu dans l'ensemble de troisième chapitre, la détection du défaut se fait via l'analyse du contenu spectral des courants statoriques mesurés. Toutefois, cette solution se base sur l'utilisation de la méthode de traitement du signal FFT qui nécessite un grand nombre de points pour avoir une bonne résolution. Dans cette partie, nous allons proposer une méthode permettant d'extraire la composante harmonique du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  de fréquence  $2sf_s$  en temps réel et quelque soit le point du

fonctionnement en utilisant la méthode de traitement du signal transformée de Fourier discrète DFT calculé dans un cycle complet.

Cette méthode est basée ainsi sur d'une part la combinaison des signaux d'information disponibles (les entrées et les mesures connues), et d'autre par sur les grandeurs calculées dans l'algorithme de la commande vectorielle.

### 6.5.1 Influence du défaut de cassure de barre sur les grandeurs mesurées et de référence dans une commande en boucle fermée

Dans le cas d'un défaut de cassure de barre, les oscillations du couple provoquent des fluctuations de la vitesse mesurée :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{m0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{m\mu} \cos(2\mu s \omega_s + \rho_{\mu}) \quad (6.18)$$

tel que :

$\omega_{m0}$  est la pulsation imposée par le régulateur de vitesse.

Le courant statorique de phase  $q$  peut être développé en séries de Fourier en tenant compte les harmoniques spatiaux introduits pas le défaut de cassure de barre ainsi que ceux de temps générés principalement par l'alimentation :

$$i_{sqi}^{h_s} = \sum_{h_s=1}^{\infty} \sum_{f_{sh_s}} I_m^{h_s} \cos \left( h_s (f_{sh_s} 2\pi t - (q-1) \frac{2\pi}{3} - (i-1)\alpha) \right) \quad (6.19)$$

tel que :

$h_s f_{sh_s} = (h_s(1-s) \pm s \pm 2\mu s) f_s$  pour les harmoniques d'espace introduits par le défaut de cassure de barre tel que rapporté dans le troisième chapitre.

$h_s f_{sh_s} = h_s f_s$  pour les harmoniques de temps.

$h_s = (6k \pm 1) |_{k=0,1,2,3\dots}$  l'ordre des harmoniques de temps et d'espace.

À partir des matrices (4.4) et (4.6), les vecteurs des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$  s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \bar{i}_{s\alpha\beta 1} = \bar{I}_m^{h_s=6k\pm 1} e^{j(6k\pm 1)\omega_s t} + \bar{I}_m^{h_s=6k\pm 1} e^{j((6k\pm 1)(1-s) \pm s \pm 2\mu s)\omega_s t} \\ \bar{i}_{s\alpha\beta 2} = \bar{I}_m^{h_s=6k\pm 1} e^{j(6k\pm 1)\omega_s t} + \bar{I}_m^{h_s=6k\pm 1} e^{j((6k\pm 1)(1-s) \pm s \pm 2\mu s)\omega_s t} \end{cases} \quad (6.20)$$

En utilisant la matrice de Concordia généralisée, les courants statoriques dans le réfé-

rentiel  $(\alpha, \beta)$  sont sous la forme :

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = \bar{I}_m^{h_s-12k\pm 1} e^{j(12k+1)\omega_s t} + \bar{I}_m^{h_s-12k\pm 1} e^{j((12k-1)(1-s) \pm s-2\mu s)\omega_s t} \quad (6.21)$$

Les courants dans le référentiel tournant au synchronisme  $(d, q)$  après l'utilisation de la matrice de rotation dans le sens inverse :

$$\bar{I}_{sdq} = \bar{I}_m^{h_s=12k} e^{j(12k)\omega_s t} + \bar{I}_m^{h_s=12k} e^{j(12k(1-s) \pm s \pm s \pm 2\mu s)\omega_s t} \quad (6.22)$$

À partir du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  et la vitesse électrique du rotor  $\omega_m$ , nous reformulons la pulsation statorique  $\omega_s$  et le glissement  $s$ . Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent, et afin d'éviter l'effet de le désalignement du capteur de position et le contenu harmonique des courants de phases, nous avons utilisé les courants de référence  $I_{sd}^{ref}$  et  $I_{sq}^{ref}$  pour les termes de compensations et de constitution de pulsation statorique. Comme le montre la figure (4.5), le courant de référence direct  $I_{sd}^{ref}$  est imposé constant. Toutefois, le courant en quadrature de référence  $I_{sq}^{ref}$  est imposé par le couple de référence qu'est la consigne de sortie d'un régulateur PI de vitesse. Ce dernier, se comporte comme un filtre passe-bas. Dans ce cas, et à partir d'expression (6.18) le courant de référence en quadrature  $I_{sq}^{ref}$  peut être simplifié en négligeant certain termes :

$$I_{sq}^{ref} = \bar{I}_{sq}^{ref} + \Delta I_{sq}^{ref} \cos(2s\omega_s t + \rho_\mu) \quad (6.23)$$

La pulsation statorique  $\omega_s$  est donnée dans le chapitre précédent par l'équation (4.32). En substituant (6.18) et (6.23) dans l'équation (4.32), on trouve :

$$\omega_s = \omega_{s0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{s\mu} \cos(2\mu s\omega_s t + \rho_\mu) \quad (6.24)$$

tel que :

$$\omega_{s0} = \omega_{m0} + \frac{I_{sq}^{ref}}{\tau_r I_{sd}^{ref}} \text{ est la pulsation à l'état sain.}$$

$$\Delta\omega_{s\mu} = \Delta\omega_{m\mu} + \frac{\Delta I_{sq}^{ref}}{\tau_r I_{sd}^{ref}} \text{ est la pulsation introduite par le défaut de cassure de barre.}$$

À partir des deux pulsations statorique et rotorique nous parvenons à l'expression du

glissement :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = 1 - \frac{\omega_{m0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{m\mu} \cos(2\mu s \omega_s t + \rho_{\mu})}{\omega_{s0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{s\mu} \cos(2\mu s \omega_s t + \rho_{\mu})} \quad (6.25)$$

Nous présentons ici les résultats de simulation du défaut de cassure de barre lorsque la machine double étoile est alimentée en commande vectorielle par orientation indirecte du flux rotorique. Néanmoins, pour introduire un défaut de cassure de barre nous devons tenir en compte la distribution réelle des barres rotoriques, nous avons utilisé le modèle décrit dans le deuxième chapitre. Nous choisissons la référence de la vitesse à  $80 \text{ rad/sec}$  avec une charge de 25% du couple nominal et nous procédons à la simulation d'une rupture d'une barre à  $t = 4 \text{ sec}$  par une augmentation de 11 fois de sa résistance.

La figure (6.12) représente les courant statorique en quadrature et la vitesse rotorique de référence et mesurés à l'état sain et en présence du défaut de cassure de barre. La figure (6.13) illustre la pulsation statorique  $\omega_s$  et le glissement  $s$  avant et après l'apparition du défaut de cassure de barre. Nous pouvons remarquer que ces grandeurs sont affectées par la présence du défaut. Elles sont modulées par la fréquence caractéristique du défaut  $2sf_s$  et cette modulation augmente en fonction du degré de sévérité du défaut.

Toutefois, la détection et le suivi d'évolution de ce défaut est très difficile en analysant seulement ces allures temporelles et le recours donc à une méthode de traitement du signal s'avère inévitable pour extraire la composante caractérisant le défaut.

### 6.5.2 Détection en temps réelle d'une cassure de barre par l'analyse de la composante harmonique du spectre du courant statorique en quadrature de la fréquence $f_{2sf_s}$

Dans cette partie, nous allons proposer une méthode pour la détection en temps réelle du défaut de cassure quel que soit le régime de fonctionnement de barre en se basant sur la surveillance de l'amplitude de la composante caractéristique de défaut  $2sf_s$  près de la composante continue du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$ . Ce choix se justifier par le fait que ce courant statorique n'est pas filtré par le régulateur de vitesse qui se comporte comme un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure relative aux gains  $k_p^\omega$  et  $k_i^\omega$  contrairement à celui de référence  $I_{sq}^{ref}$ . En plus, cette composante est proportionnelle au couple électromagnétique.

La technique DFT que nous avons utilisée dans la partie précédente sera utilisée pour extraire l'amplitude de la composante harmonique du spectre du courant statorique de fréquence  $2sf_s$ . Pour le faire nous devons premièrement déduire la fréquence  $f_{2sf_s}$  à partir

des pulsations statorique  $\omega_s$  et de rotation rotorique  $\omega_m$  qui sont des grandeurs nécessaires pour le développement de l'algorithme de la commande vectorielle. En utilisant les équations (6.24) et (6.25), la fréquence  $f_{2sf_s}$  est donnée par :

$$f_{2sf_s} = \bar{f}_{2sf_s} + \tilde{f}_{2sf_s} \quad (6.26)$$

tel que :

$$\bar{f}_{2sf_s} = \frac{1}{\pi} (\omega_{s0} - \omega_{m0})$$

$$\tilde{f}_{2sf_s} = \frac{1}{\pi} \sum_{\mu=1}^{\infty} \left( \frac{\bar{i}_{sq}^{ref}}{\tau_r \bar{i}_{sd}^{ref}} \right) \cos(2\mu s \omega_s t + \rho_{\mu})$$

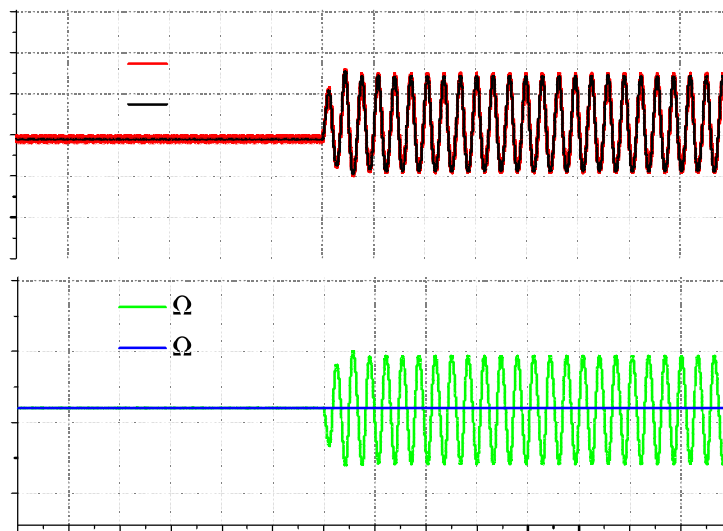


Figure 6.12. Le courant statorique en quadrature et la vitesse rotorique mesurés et de référence avant et après l'apparition du défaut de cassure de barre.

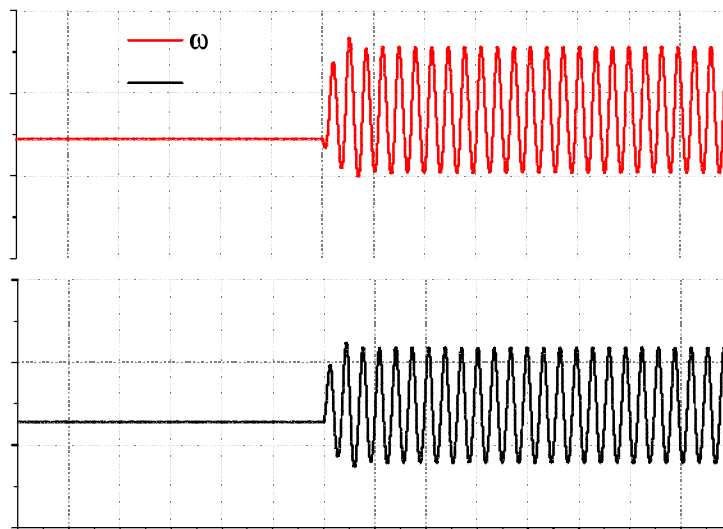


Figure 6.13. La pulsation statorique  $\omega_s$  et le glissement  $s$  avant et après l'apparition du défaut de cassure de barre.

En analysant l'équation (6.26), nous pouvons remarquer que la fréquence  $f_{2sf_s}$  est calculée à partir des pulsations statorique et de rotation rotorique est modulée par la fréquence caractérisant le défaut. Cette modulation en amplitude de la fréquence  $f_{2sf_s}$  est introduite par le courant statorique  $\bar{I}_{sq}^{ref}$  qui est imposé par le régulateur de vitesse.

D'après l'équation (6.22), et en ne tenant compte que des deux premières composantes, le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  peut être réécrit sous la forme discrète comme suit :

$$I_{sq} = \bar{I}_{sq} + I_{sq}^b \cos(2sf_s 2\pi n T_e) \quad (6.27)$$

où :

$I_{sq}^b$  est l'amplitude du courant statorique introduite par le défaut de cassure de barre.

Puisque le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  contient une composante continue relative au harmonique fondamental qui peut affecter la valeur moyenne numérique de DFT dans le cas d'un pas d'échantillonnage faible. Pour séparer entre ces deux composantes, un filtre passe-bas avec une soustraction du courant filtré avec celui d'entrée ou bien un filtre passe-haut peuvent être utilisés pour annuler la partie continue avec une fréquence de coupure inférieur à  $f_{2sf_s}$ . Toutefois, l'inconvénient principal pour l'implantation de cette méthode vient du temps de réponse du filtre qui est proportionnelle à la fréquence de coupure et puisque la fréquence  $f_{2sf_s}$  peut avoir une valeur faible, l'utilisation de cette technique n'est pas appropriée.

Nous proposons de calculer la valeur moyenne du courant statorique en quadrature dans une période complète ( $T_{2sf_s} = f_{2sf_s}^{-1}$ ) tel que :

$$\tilde{I}_{sq} = I_{sq} - \langle I_{sq} \rangle \quad (6.28)$$

avec :

$\langle I_{sq} \rangle$  est la valeur moyenne donnée par :

$$\langle I_{sq} \rangle = \bar{I}_{sq} + \frac{\sqrt{3}I_{sq}^b}{N_{2sf_s}} \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \cos(2sf_s 2\pi n T_e) \quad (6.29)$$

$N_{2sf_s}$  est le nombre des points dans un cycle complet  $T_{2sf_s}$ . Il est calculé, au moyen d'une légère approximation, la partie entière supérieure ou égale de la valeur :

$$N_{2sf_s} = \frac{1}{T_e f_{2sf_s}} \quad (6.30)$$



À partir des équations, il est clair que le nombre des points  $N_{2sf_s}$  et la fréquence  $f_{2sf_s}$  ne seront pas constants. Dans ces conditions, la séparation entre la composante continue et celle ondulatoire sera erronée. Le courant calculé  $\tilde{I}_{sq}$  contiendra forcément une composante continue additionnelle aux termes ondulatoires. Ces derniers seront aussi affectés. Par conséquent, le courant statorique  $\tilde{I}_{sq}$  aura la forme suivante :

$$\tilde{I}_{sq} = \Delta \bar{I}_{sq} + \Delta I_{sq}^b \cos(2sf_s 2\pi n T_e) \quad (6.31)$$

Dans la partie suivante, nous allons voir le résultat du calcul du DFT en utilisant la fréquence  $f_{2sf_s}$  déduite à partir des grandeurs de la commande vectorielle et un signal d'entrée contenant une partie continue. En remplaçant le signal  $S(f_m)$  par celui du courant statorique  $\tilde{I}_{sq}$  de relation (6.31) dans le système d'équations (6.14), la fréquence  $f_m$  par  $f_{2sf_s}$  et le nombre de point  $N$  par  $N_{2sf_s}$  :

$$\begin{cases} Re[I_{sq}^{ref}(2sf_s)] = \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \tilde{I}_{sq}(nT_e) \cos(2\pi f_{2sf_s} nT_e) \\ Im[I_{sq}^{ref}(2sf_s)] = \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \tilde{I}_{sq}(nT_e) \sin(2\pi f_{2sf_s} nT_e) \end{cases} \quad (6.32)$$

tel que :

$\cos(2\pi f_{2sf_s} nT_e)$  et  $\sin(2\pi f_{2sf_s} nT_e)$  sont déduits à partir de la fréquence  $f_{2sf_s}$ .

En substituant (6.31) dans le système d'équations (6.32), on trouve :

$$\begin{cases} Re[I_{sq}^{ref}(2sf_s)] = \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \Delta \bar{I}_{sq} \cos(2\pi f_{2sf_s} nT_e) + \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \frac{\Delta I_{sq}}{2} \cos(2\pi nT_e \tilde{f}_{2sf_s}) \\ \quad + \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \frac{\Delta I_{sq}}{2} \cos(2\pi (4sf_s + \tilde{f}_{2sf_s}) nT_e) \\ Im[I_{sq}^{ref}(2sf_s)] = \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \Delta \bar{I}_{sq} \sin(2\pi f_{2sf_s} nT_e) + \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \frac{\Delta I_{sq}}{2} \sin(2\pi nT_e \tilde{f}_{2sf_s}) \\ \quad - \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \frac{\Delta I_{sq}}{2} \sin(2\pi (4sf_s + \tilde{f}_{2sf_s}) nT_e) \end{cases} \quad (6.33)$$

Le système d'équations au-dessus montre que les valeurs  $Re[I_{sq}^{ref}(2sf_s)]$  et  $Im[I_{sq}^{ref}(2sf_s)]$  dans une période  $T_s = \frac{1}{2sf_s}$  ne peuvent pas contenir une composante purement continue sous l'effet d'ondulation de la fréquence  $f_{2sf_s}$ .

La figure (6.14) présente le résultat de simulation de la fréquence  $f_{2sf_s}$  et l'amplitude de cette dernière dans le spectre du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  calculé par la technique de DFT. Le moteur à double étoile simulé est chargé et sain de l'instant  $t = 1$  ensuite la valeur de résistance d'une barre est brusquement incrémentée dans l'instant

$t = 2$ , enfin à l'instant  $t = 4$  la valeur de résistance d'une autre barre est brusquement augmentée. À partir de cette figure, on peut tirer les remarques suivantes :

- Quand le moteur est sain, la technique de DFT arrive à extraire l'harmonique de fréquence calculée  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  de fait que la fréquence  $f_{2sf_s}$  est constante.
- Quand le moteur est défectueux, la technique de DFT ne parvient pas à extraire l'harmonique de fréquence  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature puisque la fréquence calculée  $f_{2sf_s}$  est variable.
- L'amplitude calculée par la méthode du DFT du courant statorique en quadrature n'est pas proportionnelle au sévérité du défaut.

Pour surmonter le problème d'ondulation de la fréquence  $f_{2sf_s}$  calculée à partir des grandeurs disponibles dans l'algorithme de la commande vectorielle, nous allons proposer dans ce qui suit une solution basée sur le calcul de la valeur moyenne de la fréquence  $f_{2sf_s}$ .

Le schéma général de cette méthode est montré sur la figure (6.15). La méthode se base sur le calcul de deux fois successivement de la valeur moyenne de la fréquence  $f_{2sf_s}$  dans une période  $T_{2sf_s}$ .

À partir de l'équation et nous ne tenons compte que de la première correspondant à  $\mu = 1$ , le fréquence  $f_{2sf_s}$  peut être réécrite sous la forme discrétisée :

$$f_{2sf_s}(nT_e) = \bar{f}_{2sf_s} + \frac{1}{\pi} \left( \frac{T_{sq}^{ref}}{\tau_r I_{sd}^{ref}} \right) \cos(2\pi 2sf_s nT_e + \rho_1) \quad (6.34)$$

La valeur moyenne de la fréquence  $f_{2sf_s}$  dans une période  $T_{2sf_s}$  correspondant au  $N_{2sf_s}$

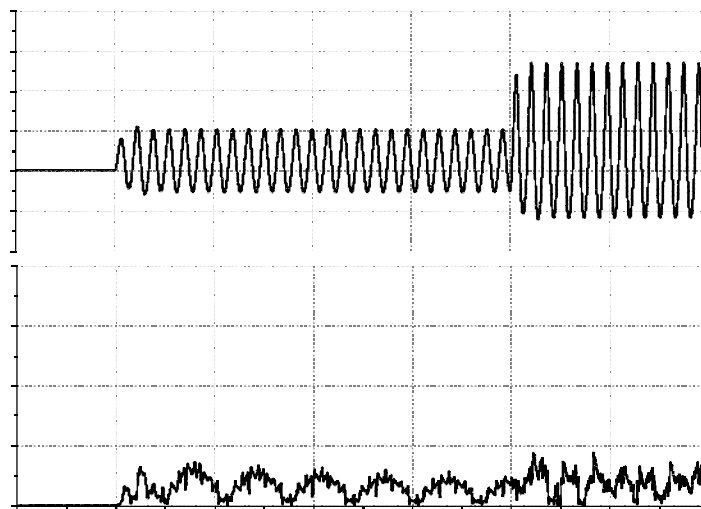


Figure 6.14. (a) la fréquence  $f_{2sf_s}$  et (b) l'amplitude de fréquence  $2sf_s$  du spectre du courant statorique en quadrature calculé à partir de  $f_{2sf_s}$  à l'état sain et défectueux.

points est donnée par :

$$\langle f_{2sf_s} \rangle = f_{2sf_s|1} = \bar{f}_{2sf_s} + \frac{1}{\pi} \left( \frac{I_{sq}^{ref}}{N_{2sf_s} \tau_r I_{sd}^{ref}} \right) \sum_{n=0}^{N_{2sf_s}-1} \cos(2\pi 2sf_s n T_e + \rho_1) \quad (6.35)$$

La valeur moyenne de la fréquence  $f_{2sf_s|1}$  est calculée dans une période ( $T_{2sf_s} = \frac{1}{f_{2sf_s|1}}$ ) avec un nombre des points ( $N_{2sf_s|1} = \frac{1}{T_e f_{2sf_s}}$ ) telle que :

$$\langle f_{2sf_s|1} \rangle = f_{2sf_s|2} = \bar{f}_{2sf_s} + \frac{1}{\pi} \left( \frac{I_{sq}^{ref}}{N_{2sf_s|1} N_{2sf_s} \tau_r I_{sd}^{ref}} \right) \sum_{n=0}^{N_t-1} \cos(2\pi 2sf_s n T_e + \rho_1) \quad (6.36)$$

où :

$$N_t = (N_{2sf_s|1} + N_{2sf_s})$$

La figure (6.16) montre le résultat de calcul numérique de la fréquence  $f_{2sf_s}$  et les valeurs moyennes  $f_{2sf_s|1}$  et  $f_{2sf_s|2}$ . Nous pouvons constater que après le calcul de deux fois consécutives de la valeur moyenne, nous avons parvenu à annuler complètement l'ondulation de la fréquence  $f_{2sf_s|2}$ . Après l'extraction d'une valeur de fréquence constante  $f_{2sf_s|2}$ , nous allons passer à l'étape suivante qui est son utilisation pour séparer la composant continue du courant statorique en quadrature à celle ondulatoire.

La figure (6.17) montre le courant statorique en quadrature, sa composante continue et celle ondulatoire. Nous pouvons remarquer que après rejet de l'oscillation de la fréquence  $f_{2sf_s}$ , la décomposition entre la partie continue et celle ondulatoire est parfaite. La partie ondulatoire est extraite de celle continue sans être atténuée ni déphasée.

Après avoir défini la partie continue de la fréquence  $f_{2sf_s}$  et la composante ondulatoire

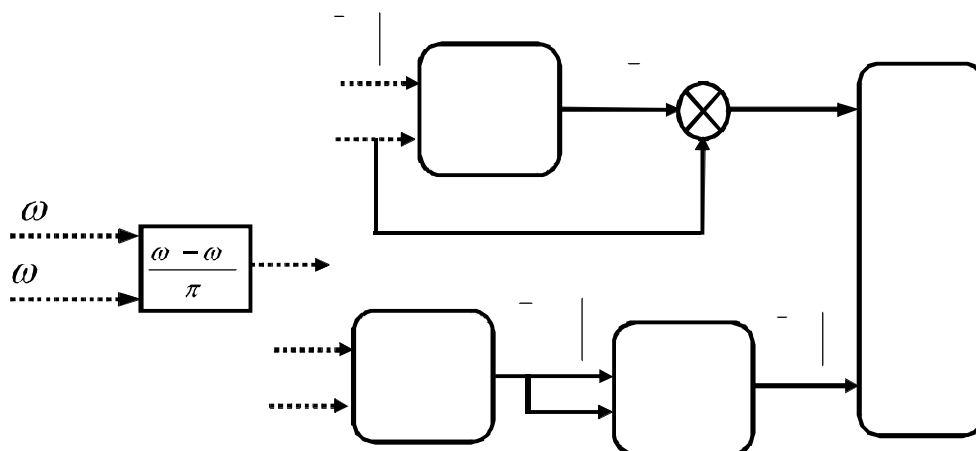


Figure 6.15. Schéma fonctionnel pour le calcul en temps réel d'amplitude de fréquence  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature mesuré.

du courant en quadrature, il est possible maintenant de passer au calcul de l'amplitude d'harmonique de fréquence  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la technique du DFT.

La figure (6.18) montre le résultat du calcul numérique d'amplitude de fréquence  $f_{2sf_s}|_2$  du spectre du courant statorique en quadrature pour un moteur fonctionnant en charge lorsqu'il ne représente aucun défaut puis, sous des conditions similaires en présence du

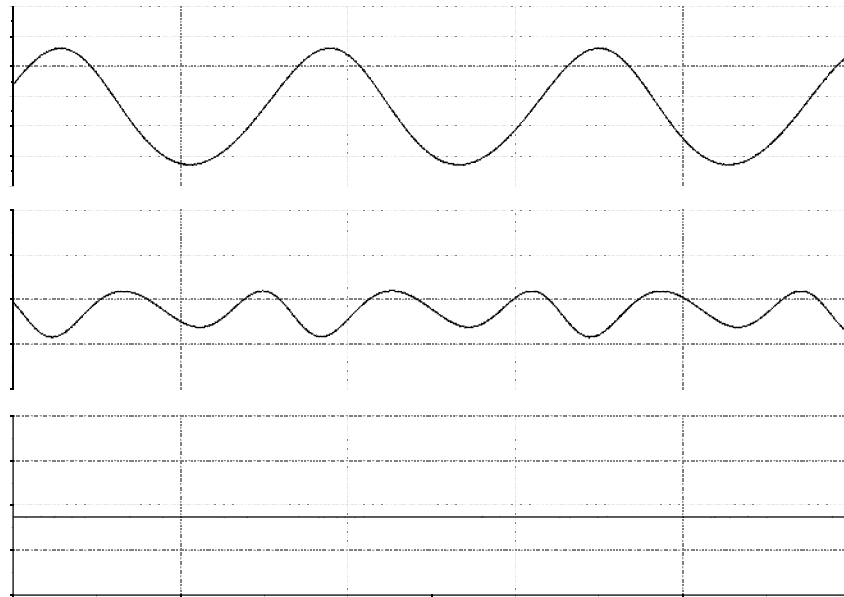


Figure 6.16. (a) la fréquence  $f_{2sf_s}$ , (b) la valeur moyenne  $\langle f_{2sf_s} \rangle - f_{2sf_s}|_1$  et (c) la valeur moyenne  $\langle f_{2sf_s} \rangle - f_{2sf_s}|_2$ .

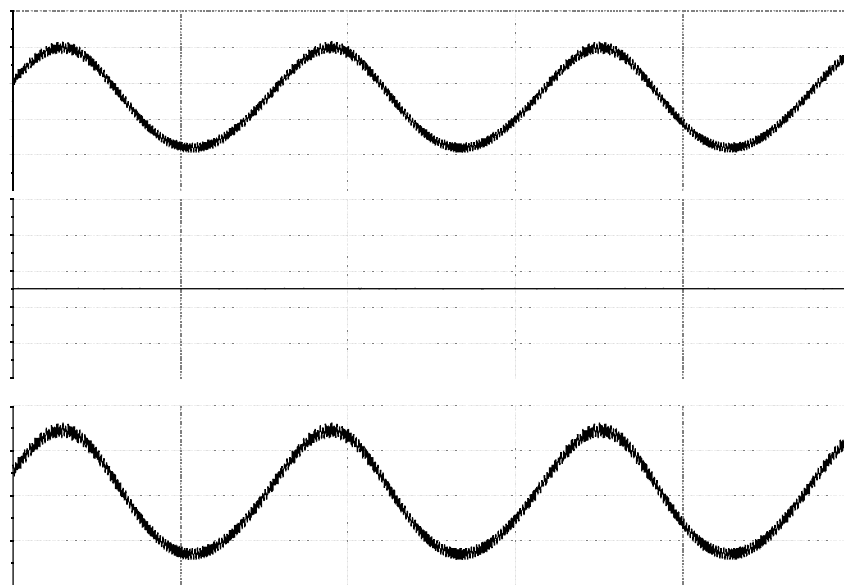


Figure 6.17. (a) le courant statorique en quadrature, (b) sa partie continue et (c) celle alternative calculées en utilisant la fréquence  $f_{2sf_s}|_2$ .

défaut de cassure d'une barre rotorique ou encore de cassure de deux barres rotoriques.

On peut remarquer que l'amplitude de raie  $f_{2sf_s}|_2$  du spectre du courant statorique en quadrature est proportionnelle au sévérité du défaut et que le dynamique de changement n'est pas si lent et ne dépend pas seulement de la méthode utilisée (routine du calcul de la valeur moyenne) mais aussi aux régulateurs des courants et de vitesse qui tentent à compenser la réduction de la valeur moyenne du couple électromagnétique causée par l'apparition du défaut.

## 6.6 Résultats expérimentaux pour la detection en temps réel du défaut de cassure de barre

Dans le but de vérifier expérimentalement la méthode de détection testées en simulation. Le rotor sain a été remplacé par un rotor dont une barre a été cassée. Le même banc d'essai décrit dans le chapitre précédent a été utilisé. Nous avons, dans un premier temps, analysé la méthode lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain et ensuite, avec un rotor défectueux (une barre cassée) quand le moteur fonctionne à vide et en charge avec une vitesse de rotation fixée à  $80 \text{ rad/sec}$ . La fréquence d'échantillonnage utilisée dans nos routines du calcul pour la commande et le diagnostic est fixée à  $F_e = 2.5 \text{ KHz}$ .

La figure (6.19) montre la vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique en quadrature (b) direct à l'état sain. La figure (6.20) représente la pulsation de vitesse rotorique (a), (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence  $f_{2sf_s}$  à l'état sain. Nous pouvons constater que toutes les grandeurs présentent une ondulation autour de leurs références imposées par la stratégie de la commande en boucle fermée.

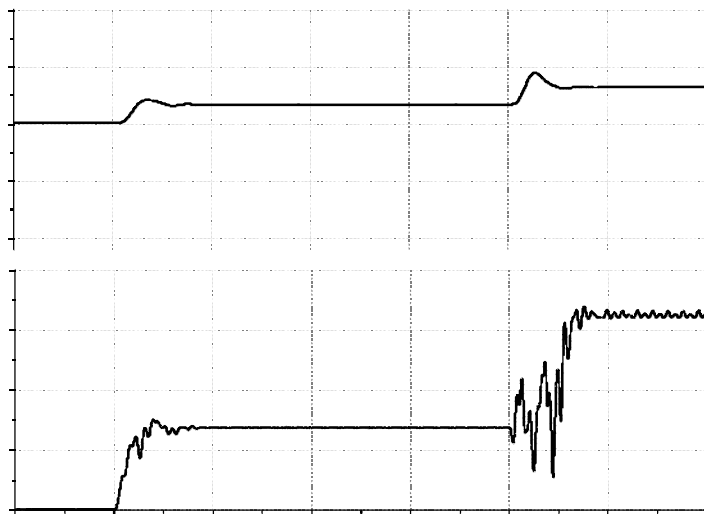


Figure 6.18. (a) la fréquence  $f_{2sf_s}|_2$  et (b) l'amplitude de fréquence  $2sf_s$  du spectre du courant statorique en quadrature calculé à partir de  $f_{2sf_s}|_2$  à l'état sain et défectueux.

Néanmoins, cette ondulation est introduite principalement par les bruits de mesures générés par le codeur incrémental et son désalignement.

La figure (6.21) montre la vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique en quadrature direct (b) avec une cassure de barre. La figure (6.22) représente la pulsation de vitesse rotorique (a), (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence  $f_{2sf_s}$  avec une cassure de barre. En confortant ces deux courbes avec celles d'état sain, nous pouvons constater que toutes les grandeurs présentent une ondulation à la fréquence caractérisant le défaut  $2sf_s$ .

Les figures (6.23) et (6.24) représentent La composante continue (a) et ondulatoire (b) du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$ , la fréquence  $f_{2sf_s}$  (c) et sa partie continue (d), l'amplitude de  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode

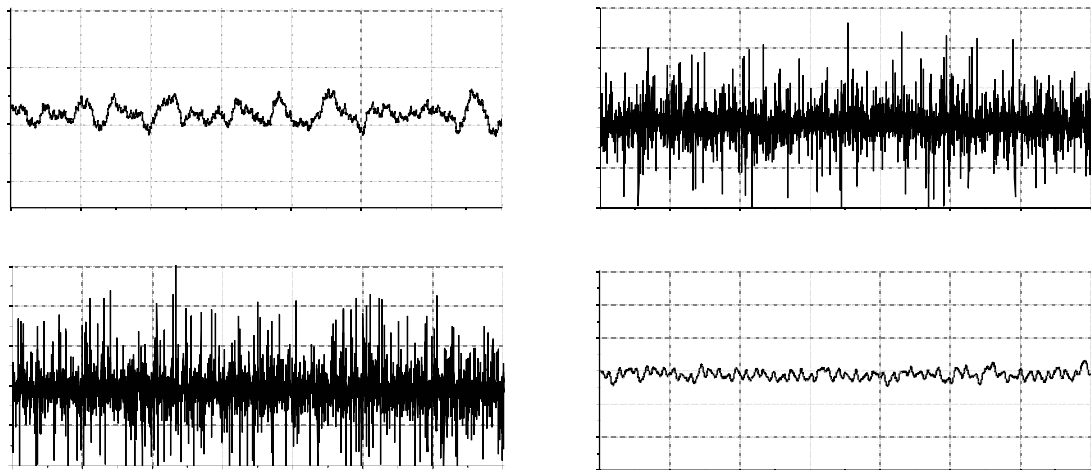


Figure 6.19. Vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique direct de référence (d) à l'état sain.

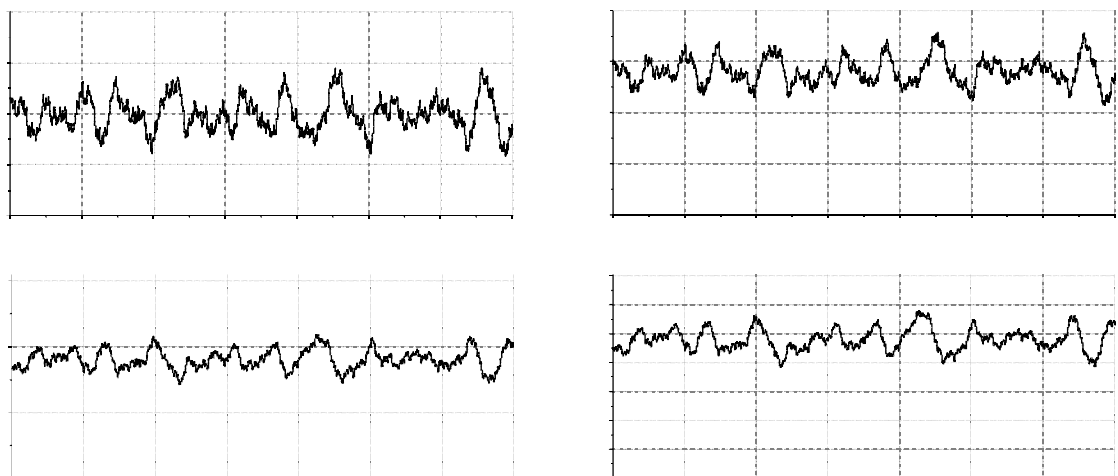


Figure 6.20. (a) la pulsation de rotation rotorique, (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence  $f_{2sf_s}$  à l'état sain.

proposée (f) et calculée directement (e) à l'état sain et avec une barre cassée. Les résultats expérimentaux montrent clairement que l'utilisation de la méthode proposée a permis d'extraire l'amplitude d'harmonique de  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant en quadrature  $I_{sq}$ .

Ensuite, nous allons tester cette méthode pour une variation de charge. La figure (6.25) présente la fréquence  $f_{2sf_s}$  (a), (b) le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  mesuré, l'amplitude d'harmonique  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (c) et calculée directement (d). Nous pouvons constater l'augmentation de l'amplitude d'indice calculée par la méthode de DFT en utilisant la fréquence  $f_{2sf_s}|_2$  par rapport au importance du courant statorique en quadrature.

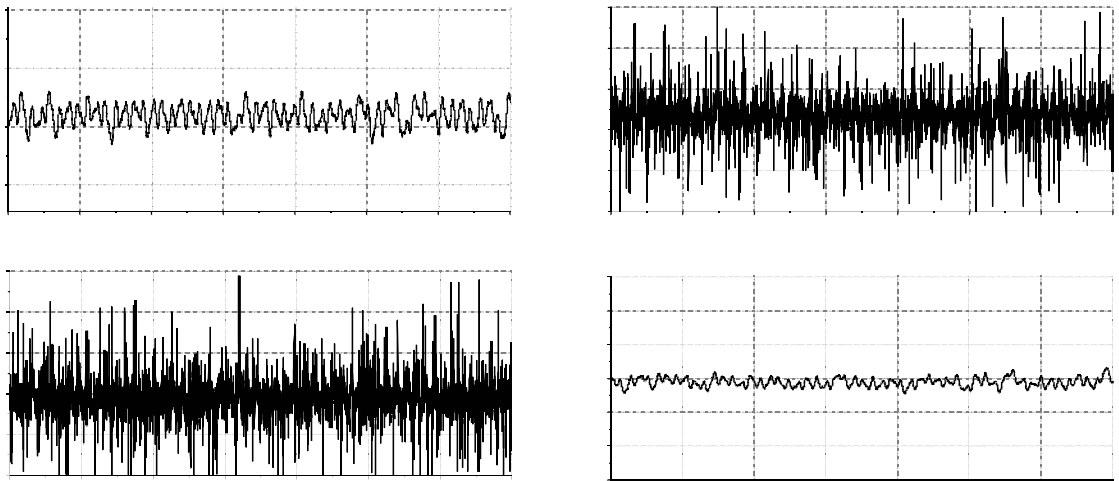


Figure 6.21. Vitesse mécanique de la machine mesurée (a), (b) courant statorique en quadrature mesuré, (c) courant statorique en direct mesuré et courant statorique direct de référence (d) avec une cassure de barre.

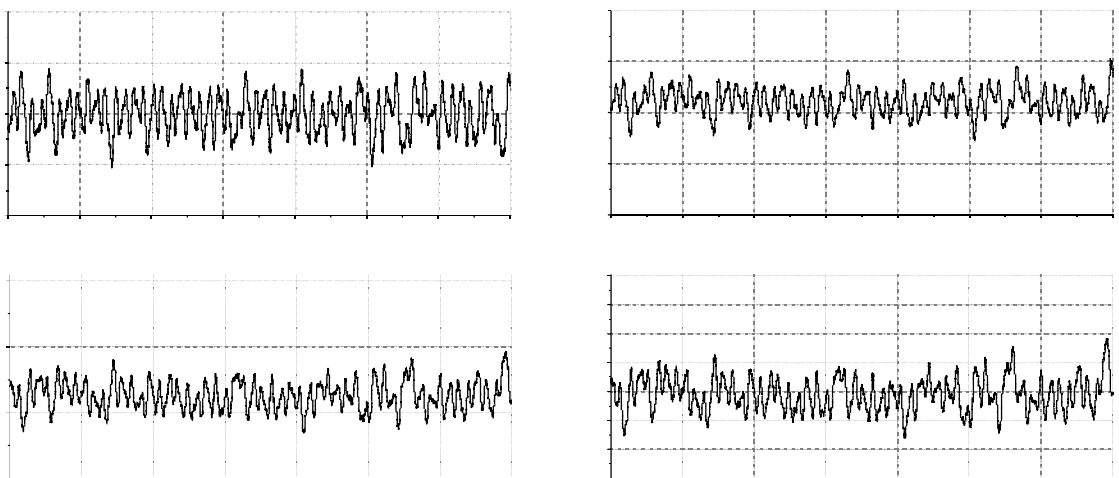


Figure 6.22. La pulsation de rotation rotorique, (b) la pulsation statorique, (c) glissement et (d) la fréquence  $f_{2sf_s}$  avec une cassure de barre.

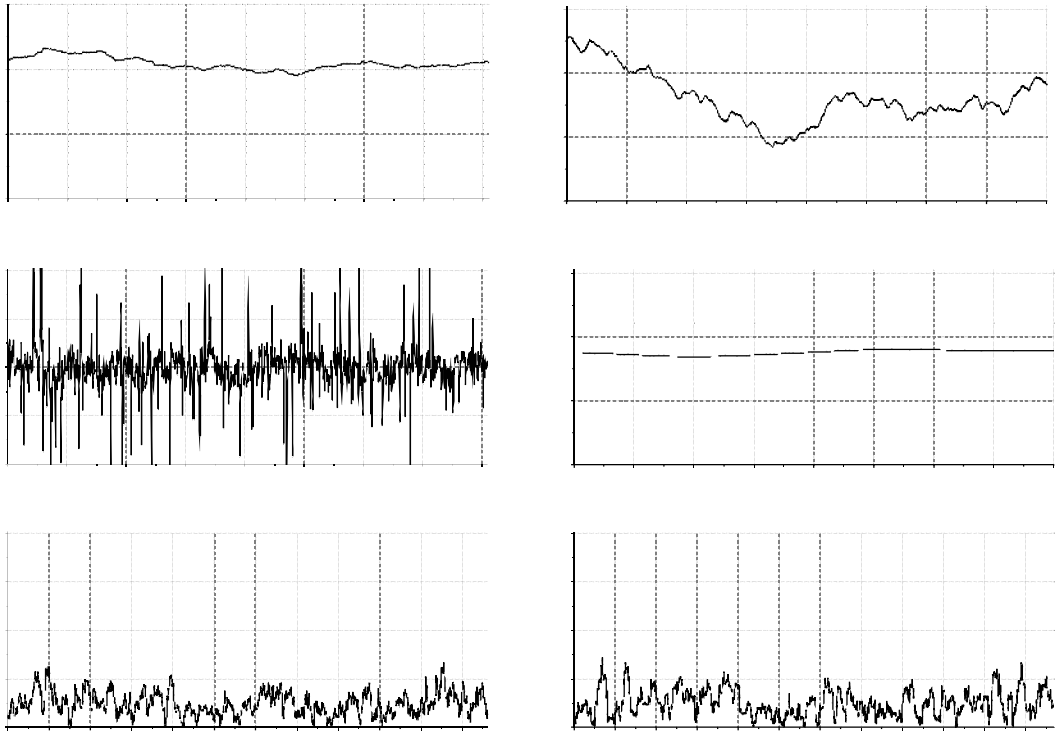


Figure 6.23. (a) la composante continue et (b) ondulatoire du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$ , la fréquence  $f_{2sf_s}$ , (c) et (d) sa partie continue, l'amplitude de  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (f) et calculée directement (e) (à l'état sain).

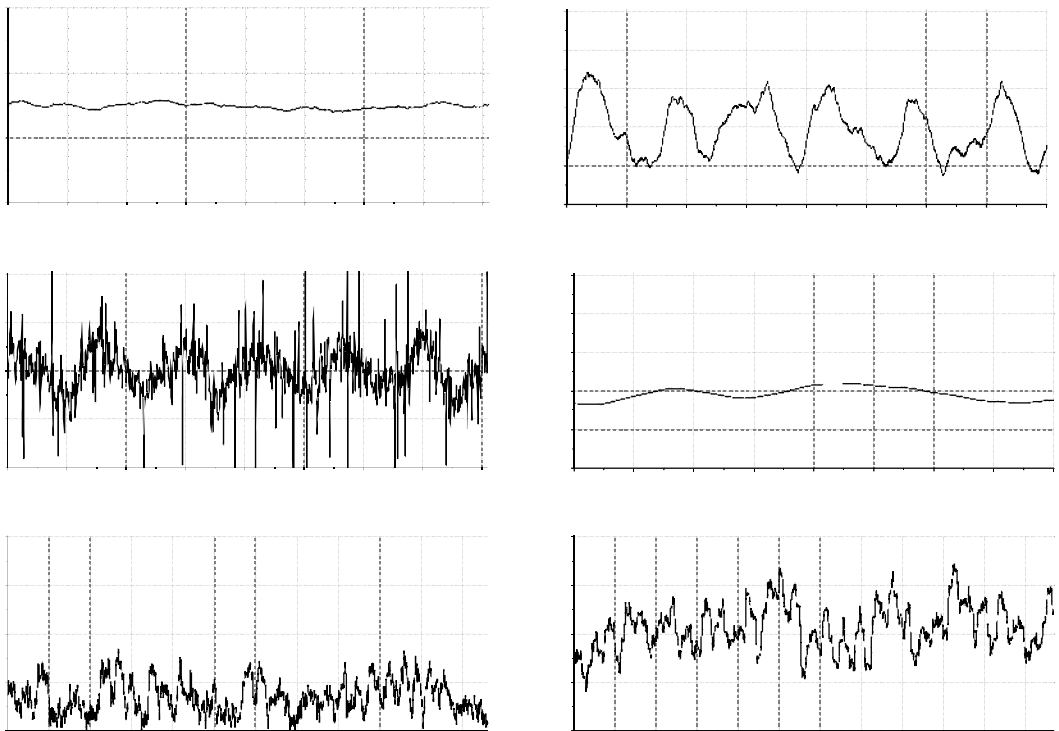


Figure 6.24. (a) la composante continue et (b) ondulatoire du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$ , la fréquence  $f_{2sf_s}$ , (c) et (d) sa partie continue, l'amplitude de  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (f) et calculée directement (e) (avec une barre cassée).



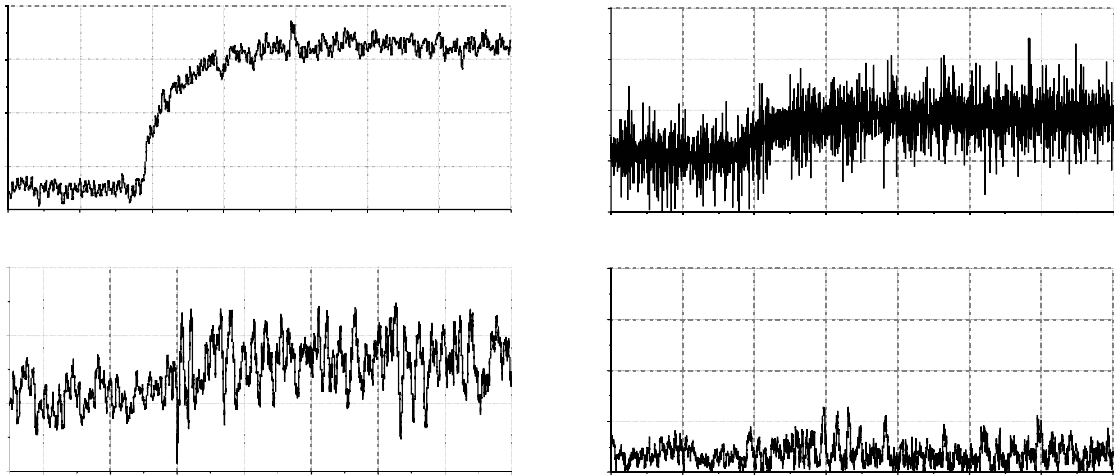


Figure 6.25. (a) la fréquence  $f_{2sf_s}$ , (b) le courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  mesuré, l'amplitude de composante harmonique de fréquence  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature en utilisant la méthode proposée (c) et calculée directement (d). (En fonction de charge et avec une barre cassée).

## 6.7 Détection hors-ligne d'une cassure de barre par l'analyse des harmoniques d'espace des courants statoriques

Dans la partie précédente, nous avons présenté une méthode permettant de suivre de près et quel que soit le point de fonctionnement l'évolution de la composante correspondant à la fréquence  $f_{2sf_s}$  du spectre du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$ .

Toutefois, la suivi en temps réel l'évolution des amplitudes des harmoniques d'espace du courant statorique ayant une fréquence supérieure à  $f_{2sf_s}$  est irréalisable pour des différentes raisons telles que :

- La limite de temps d'échantillonnage.
- Les bruits introduits par les commutateurs d'onduleur et par le codeur incrémental de position rotorique.
- Plus nous nous éloignons de la fondamentale, plus leurs amplitudes s'affaiblissent.

Le besoin de la surveillance de ces composantes se justifie par le fait que certains défauts tels que l'excentricité purement statique ou purement dynamique ne peuvent être diagnostiqués qu'à partir de l'analyse des amplitudes des harmoniques d'espace. Ainsi que le suivi de l'évolution des ces harmoniques peut apporter un complément d'information sur l'état du moteur.

Dans cette partie nous allons présenter les résultats expérimentaux des courants statoriques dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  pour tester la validé de la méthode présentée dans le troisième chapitre quand le moteur est contrôlé en boucle fermée. Ainsi que pour voir l'influence des schémas-blocs des régulateurs des courants sur les harmoniques d'espace

induits par le défaut de cassure de barre avant et après compensation d'un déséquilibre. Cette méthode consiste à analyser les harmoniques générateurs du couple qui sont projetés dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  afin de séparer les indices générateurs du couple ou non. La vitesse de la machine a été fixée comme les testes précédentes à  $80 \text{ rad/sec}$ , les mesures des courants statoriques des quatre phases sont effectuées en utilisant des sondes de courants et puis sont enregistrées par l'oscilloscope LeCroy Wave Runner 6050. Comme dans le troisième chapitre, la fréquence d'échantillonnage choisie pour chaque acquisition de données est de  $50\text{kHz}$ , pour une durée de  $10\text{s}$ .

La figure (6.26) représente les courants de quatre phases statoriques du moteur tournant à vide et ayant une cassure de barre avant et après compensation d'un déséquilibre de  $10\%$  au niveau de la phase  $a_2$ .

La figure (6.27) représente les courants des référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  calculés à partir des courants des quatre phases statoriques de la figure (6.26). Comme il a été signalé dans le quatrième chapitre, l'utilisation des schemas-blocs de régulation permet de retrouver l'équilibrage des courants statoriques.

Les figures (6.28) et (6.29) représentent les spectres des courants dans les deux réfé-

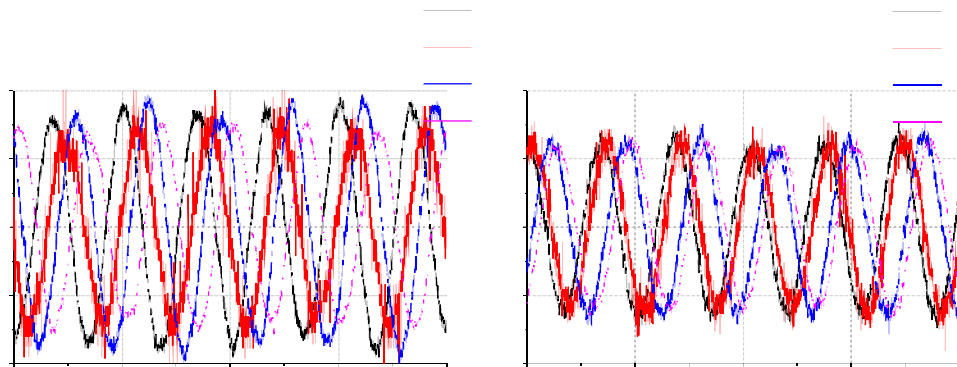


Figure 6.26. Les courants de phase du moteur asynchrone alimenté en commande vectorielle et ayant un défaut d'une cassure barre avant et après compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de  $10\%$ .

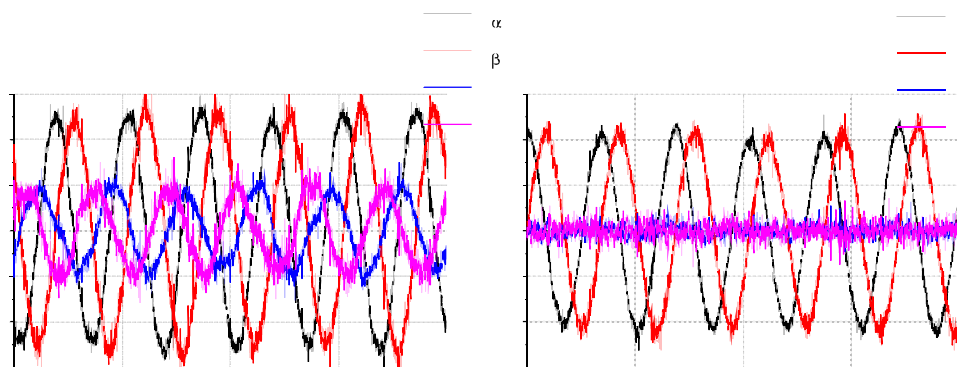


Figure 6.27. Les courants dans les référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  du moteur asynchrone alimenté en commande vectorielle et ayant un défaut d'une cassure barre avant et après compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de  $10\%$ .

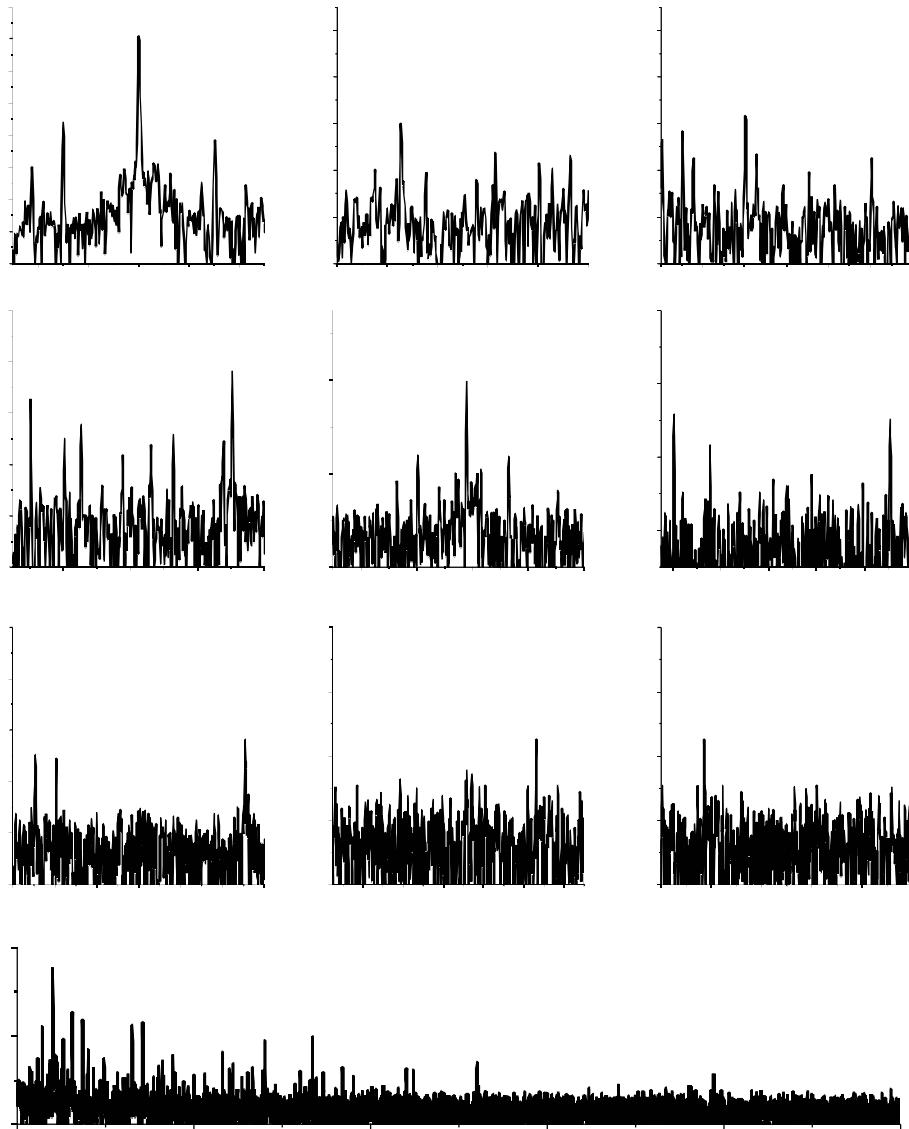


Figure 6.28. Spectre du courant statorique  $i_{sx}$  avec une barre cassée et sans compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10% ( $s=0.15$ ).

rentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  avec une cassure de barre et sans compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 10% de phase  $a_1$ . Nous pouvons remarquer :

- Des harmoniques liés à l'occurrence du défaut de cassure de barre dans les deux spectres des courants statoriques  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  et qui obéissent aux équations (3.28) et (3.29).
- Des harmoniques témoignant la présence simultanée d'un déséquilibre entre les deux étoiles ainsi que le défaut de cassure de barre et qui correspondent avec les résultats du développement analytique (3.37).
- L'apparition des harmoniques additionnels sous l'effet de la séquence négative introduite par le défaut de déséquilibre d'une phase ce qui correspond bien avec ceux de la simulation et le développement analytique (3.11).

Les figures (6.30) et (6.31) représentent les spectres des courants dans les deux référé-

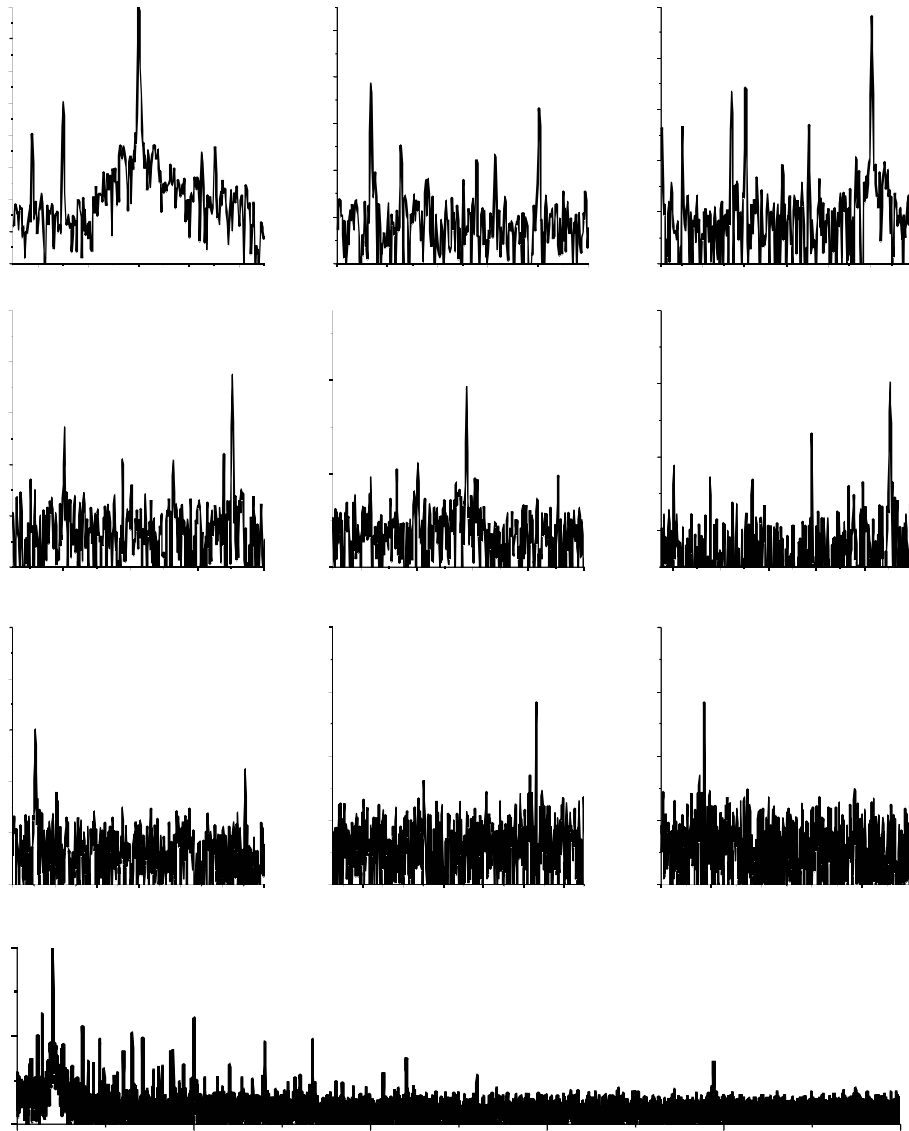


Figure 6.29. Spectre du courant statorique  $i_{s\alpha}$  avec une barre cassée et sans compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10%.

rentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$  avec une cassure de barre et après compensation d'un déséquilibre d'alimentation de 10% de phase  $a_2$ . Nous pouvons constater :

- Une diminution importante des harmoniques relatifs à la présence simultanée de cassure de barre et déséquilibre obéissant aux équations (3.37) et (3.11) aux fréquences suivantes dans le spectre du courant de référentiel  $(\alpha, \beta)$  :

$$\left( (5(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, (7(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, \dots \right)$$

et aux fréquences suivantes dans le spectre du courant de référentiel  $(x, y)$  :

$$\left( (1 \pm 2ks)f_s, (11(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, (13(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, \dots \right)$$

- Une diminution importante des harmoniques provenant sous l'effet de la séquence négative introduite par le défaut de déséquilibre d'une phase dans les deux spectres

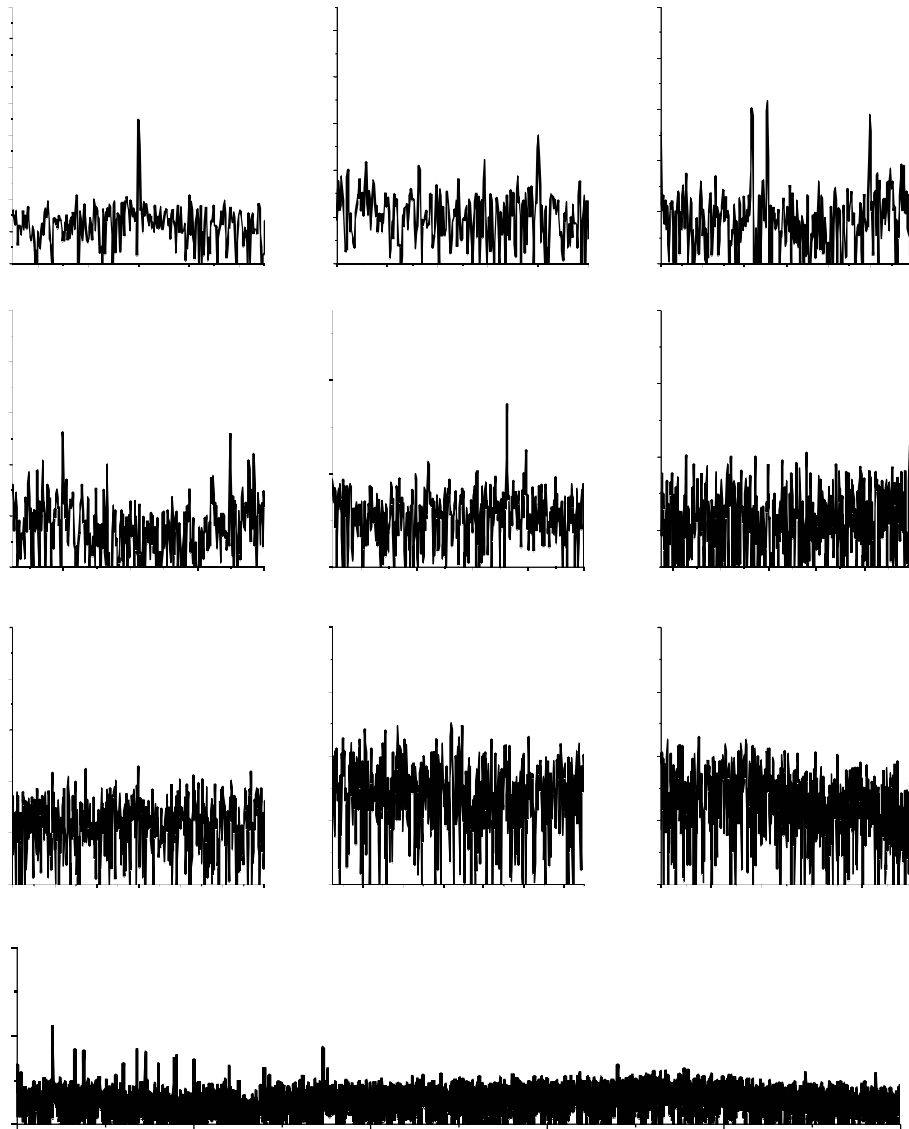


Figure 6.30. Spectre du courant statorique  $i_{sx}$  avec une barre cassée et après compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10%.

aux fréquences :

$$\left( (3(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, (9(1-s) \pm s \pm 2ks)f_s, \dots \right)$$

Les schemas-blocs de régulation ne parviennent pas à compenser complètement le déséquilibre. Cela peut être justifier par le fait que le temps d'échantillonnage de l'algorithme de commande est limité.

## 6.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés des méthodes du diagnostic et surveillance en temps réel de la machine asynchrone double étoile à cage d'écureuil alimentée en boucle fermée.

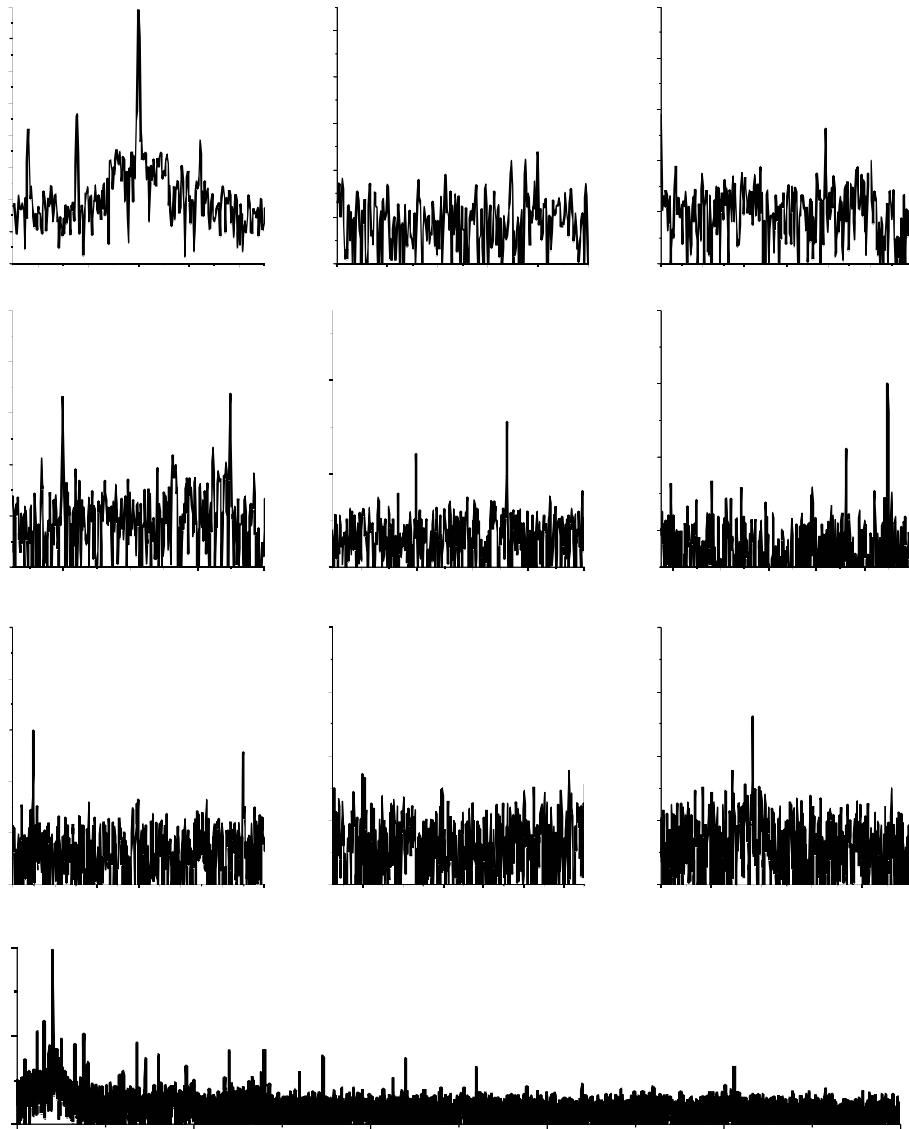


Figure 6.31. Spectre du courant statorique  $i_{sa}$  avec une barre cassée et après compensation d'un déséquilibre de phase  $a_2$  de 10%.

Nous avons présenté deux méthodes permettant de suivre de près et en temps réel l'évolution de la sévérité du défaut de court-circuit ou un déséquilibre au niveau d'une phase statorique. La première méthode consiste à suivre l'évolution en temps réel des amplitudes des tensions de référence des deux régulateurs du courant statorique d'ordre négative. La deuxième méthode consiste à identifier la résistance additionnelle à une phase statorique ainsi que l'ordre de phase en défaut par le calcul des résistances de chaque phase introduites par les régulateurs de la séquence négative du courant rotorique.

Ensuite, nous avons présenté une méthode permettant de suivre de près et en temps réel l'évolution d'amplitude de composante  $2sf_s$  du spectre du courant statorique en quadrature  $I_{sq}$  quel que soit le régime du fonctionnement. Le glissement et la fréquence statorique  $f_s$  sont reconstitués à partir de la pulsation statorique et la pulsation de vitesse de rotation qui sont des grandeurs nécessaires pour l'algorithme de la commande en boucle fermée.

Toutefois, pour extraire la composante continue de fréquence  $2sf_s$ , la valeur moyenne a été utilisée.

Enfin, nous avons présenté l'effet de compensation du déséquilibre de phase sur le contenu spectral des courants statoriques des référentiels  $(\alpha, \beta)$  et  $(x, y)$ . Nous avons pu constater qu'après compensation, le contenu spectral du courant statorique dans le référentiel  $(x, y)$  se réduit. Cette dernière remarque nous a amenée à conclure qu'après la compensation du déséquilibre la méthode d'analyse des signatures du courant statorique de phase peut être utilisée.





# Conclusion et perspectives générales

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur la sûreté de fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile avec l'objectif d'une part, la modélisation de la machine et l'étude par des développements analytiques des différentes signatures du diagnostic du défaut de cassure de barre en tenant compte du courant de déséquilibre entre les deux étoiles statoriques. D'autre part, sur l'asservissement des courants statoriques en présence d'une asymétrie résiduelle présente dans l'ensemble convertisseur-machine, le déséquilibre au niveau de l'alimentation ou des enroulements statoriques, voire même l'ouverture d'une phase comme un régime fortement dégradé en exploitant le nombre de degrés de liberté. En plus, sur la détection en temps réel de déséquilibre ainsi que le défaut de cassure de barre en utilisant des grandeurs disponibles dans l'algorithme de la commande en boucle fermée de machine double étoile.

Au début nous avons mené une étude bibliographique sur les différentes structures des machines multi-phasées. Nous avons mis en exergue les problèmes relatifs au courant de déséquilibre dans la machine ayant un nombre de phases multiple de trois durant leur fonctionnement ainsi que les différentes méthodes pour surmonter cet inconvénient. Néanmoins, les techniques mentionnées ne tiennent pas compte que de l'asymétrie entre l'ensemble onduleur-machine. Il est nécessaire donc de prendre en considération les différentes défaillances pouvant survenir lors du fonctionnement de la machine à double étoile.

Ensuite, nous avons passé au dénombrement des défauts susceptibles d'affecter le fonctionnement de la machine asynchrone ainsi que les méthodes de leurs détection. Nous avons constaté que la majorité de ces défauts peuvent être détectés à partir de l'analyse des signatures du courant statorique de phase (MCSA) qui est largement appliquée pour le cas des machines asynchrones classiques. En plus, cette méthode a été directement transposée à la machine à double étoile par certaines références sans tenir compte de la présence du courant de circulation. Cela justifie la nécessité d'un développement analytique approfondi des différentes modes de fonctionnement avec toutes leurs spécificités.

Le deuxième chapitre a visé principalement le développement d'un modèle de la machine asynchrone à double étoile qui tient en compte de la distribution spatiale des bobines dans les encoches ainsi que la variation de la géométrie de la machine correspondante au défaut. Le modèle est basé sur l'approche de la fonction d'enroulements modifiés et le

développement en série de Fourier des fonctions de distributions statoriques, rotoriques ainsi de la fonction de perméance de l'entrefer. Ce chapitre nous a permis d'aboutir à une formulation mathématique des inductances de la machine à double étoile qui vont être utilisées dans le développement analytique des signatures des défauts dans le troisième chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation d'une méthode de diagnostic de défaut de cassure de barres en présence ou en absence d'un déséquilibre d'alimentation de machine asynchrone à double étoile alimentée par un onduleur tension. Cette méthode est basée sur l'analyse du courant statorique et prend en compte le courant du déséquilibre entre les deux étoiles de la machine ce qui permet de dissocier les indices du défaut en deux groupes. Le premier groupe contenant les indices générateurs du couple projetés dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ . Tandis que le deuxième groupe contient les indices non-générateurs du couple projetés dans le référentiel  $(x, y)$ . Nous avons montré, également, que l'utilisation de l'analyse du courant statorique de phase ne permet pas d'avoir le degré réel de sévérité des défauts. L'analyse de la puissance instantanée est aussi présentée pour valider l'ensemble de résultat.

Le quatrième chapitre est consacré à l'implémentation des schémas-blocs des régulateurs des courants statoriques dans une commande vectorielle afin de compenser un déséquilibre entre les deux étoiles dû à une asymétrie résiduelle de l'ensemble convertisseur-machine ou d'un défaut au niveau d'une phase. Ces schémas-blocs ont permis de :

- minimiser les pertes Joule provenant du courant statorique d'ordre positif et négatif du référentiel  $(x, y)$  ainsi que d'ordre négatif du référentiel  $(\alpha, \beta)$ .
- conserver un couple électromagnétique constant en rejetant le courant statorique d'ordre négatif du référentiel  $(\alpha, \beta)$ .

Le cinquième chapitre est consacré au contrôle de la machine à double étoile en mode dégradé. Les schémas-blocs de régulation des courants statoriques ont été modifiés en fonction du nombre de degrés de liberté. Deux stratégies ont été utilisées pour rejeter l'effet d'ouverture de la phase. La première stratégie consiste à préserver un couple constant tout en réduisant le nombre de degrés de liberté à deux. La deuxième stratégie consiste à minimiser les pertes Joule statoriques en exploitant l'invariance de nombre de degrés de liberté.

Le dernier chapitre est dédié à la proposition d'une méthode de diagnostic de défaut de déséquilibre d'alimentation ou d'enroulements statoriques. Cette méthode se base sur l'analyse des tensions des sorties des schémas-blocs d'asservissement des courants statoriques. En plus, nous présentons l'effet du défaut de cassure de barre sur des grandeurs mesurées ou de référence dans une machine double étoile commandée en boucle fermée.

Les contributions apportées dans le cadre de notre travail de recherche sont :

- modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil en tenant en compte l'angle

de décalage entre les deux étoiles et les harmoniques d'espace introduits par la distribution réelle des encoches ou par un défaut usuel ;

- présentation d'une méthode de machine asynchrone à cage d'écureuil pour détection des défauts usuels tels que cassure de barre et déséquilibre soit au niveau d'alimentation ou bien au niveau des phases statoriques en tenant en compte le courant de déséquilibre entre les deux étoiles ;
- présentation d'une structure des schémas-blocs des régulateurs des courants statoriques dans une commande vectorielle permettant d'exploiter au mieux les potentialités de machine double étoile en présence d'un déséquilibre soit résiduelle ou apparaît suite à un défaut soit au niveau d'alimentation ou d'enroulement statoriques ;
- amélioration de la performance et la fiabilité de la machine double étoile en mode dégradé en adaptant les consignes des régulateurs des courants statoriques implémentés dans la commande vectorielle ;
- présentation d'une méthode de surveillance de défaut de déséquilibre d'alimentation ou des phases statoriques en temps réel en se basant sur le suivi des tensions de sorties des régulateurs du courant de la séquence négative ;
- présentation d'une méthode d'estimation de résistance additionnelle en temps réel dans une phase statorique à partir du calcul des résistances statoriques introduites par les régulateurs de la séquence négative ;
- présentation d'une méthode de surveillance et détection du défaut de cassure de barre en temps réel ;
- validation expérimentale d'ensemble des résultats de simulation.

Le travail développé dans le cadre de cette thèse ouvre des voies multiples d'améliorations que l'on peut indiquer comme suit :

- étude et implémentation des algorithmes du contrôle de la machine à double étoile à faible vitesse quand la f.e.m dans les enroulements est faible et en tenant compte toujours du courant de déséquilibre entre les deux étoiles ;
- développement des algorithmes de contrôle de la machine à double étoile sans capteur mécanique aux modes normal et dégradé ;
- développement des techniques pour la détection et l'isolation d'un bras d'onduleur suite à un défaut d'ouverture ou de court-circuit d'un interrupteur de puissance ;
- développement d'algorithmes de commande pour la machine à double étoile fonctionnant en génératrice.



# Bibliographie

- [1] D. HADIOUCHE, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », *These en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, France, 2001.*
- [2] E. SCHAEFFER, *Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts.* Thèse doctorat, 1999.
- [3] A. M. DA SILVA, *Induction motor fault diagnostic and monitoring methods.* Thèse doctorat, Faculty Of the Graduate School, Marquette University, 2006.
- [4] F. FILIPPETTI, G. FRANCESCHINI, C. TASSONI et P. VAS, « AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, p. 98–108, jan. 1998.
- [5] X. KESTELYN, *Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés.* Thèse doctorat, Déc.2003.
- [6] É. SEMAIL, *Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace.* Thèse doctorat, Juin.2000.
- [7] E. KLINGSHIRN, « High phase order induction motors - part i-description and theoretical considerations », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, p. 47–53, jan. 1983.
- [8] E. LEVI, R. BOJOI, F. PROFUMO, H. TOLIYAT et S. WILLIAMSON, « Multiphase induction motor drives - a technology status review », *IET Electric Power Applications*, vol. 1, p. 489–516, juil. 2007.
- [9] E. LEVI, « Multiphase electric machines for variable-speed applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, p. 1893–1909, 2008.
- [10] E. WARD et H. HÄJZER, « Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, p. 980–984, juin 1969.
- [11] G. MCLEAN, G. NIX et S. ALWASH, « Performance and design of induction motors with square-wave excitation », *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, p. 1405–1411, août 1969.

- [12] J. APSLEY, S. WILLIAMSON, A. SMITH et M. BARNES, « Induction motor performance as a function of phase number », *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, p. –, nov. 2006.
- [13] H. TOLİYAT, T. LIPO et J. WHITE, « Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. i. motor analysis », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, p. 679–683, 1991.
- [14] F. X. WANG et B. ZHANG, « Waveform optimization design of an AC converter machine », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 3, p. 436–440, 1989.
- [15] J. KELLY, E. STRANGAS et J. MILLER, « Multi-phase inverter analysis », in *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, p. 147–155, 2001.
- [16] J.-R. FU et T. LIPO, « Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, p. 1267–1274, sept. 1994.
- [17] J. STEWART, E. KALLAUR et I. GRANT, « Economics of EHV high phase order transmission », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, p. 3386–3392, nov. 1984.
- [18] J. STEWART et D. WILSON, « High phase order transmission—a feasibility analysis part II—overvoltages and insulation requirements », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, p. 2308–2317, nov. 1978.
- [19] J. STEWART et D. WILSON, « High phase order transmission—a feasibility analysis part i—steady state considerations », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, p. 2300–2307, nov. 1978.
- [20] S. MOINODDIN, A. IQBAL, H. ABU-RUB, M. RIZWAN KHAN et S. MOIN AHMED, « Three-phase to seven-phase power converting transformer », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, p. 757–766, sept. 2012.
- [21] D. RIVELINO ESPINOZA-TREJO, D. CAMPOS-DELGADO, G. BOSSIO, E. BARCENAS, J. HERNANDEZ-DIEZ et L. LUGO-CORDERO, « Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in field-oriented control induction motor drives », *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, p. 869–877, 2013.
- [22] T.-H. LIU, J.-R. FU et T. LIPO, « A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, p. 910–918, sept. 1993.
- [23] T. JAHNS, « Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase drive units », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 3, p. 321–331, 1980.

- [24] L. ALBERTI et N. BIANCHI, « Experimental tests of dual three-phase induction motor under faulty operating condition », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, p. 2041–2048, 2012.
- [25] R. KIANINEZHAD, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI, F. BETIN et G.-A. CAPO-LINO, « Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, p. 1966–1977, 2008.
- [26] R. KIANINEZHAD, B. NAHID-MOBARAKEH, L. BAGHLI, F. BETIN et G. CAPOLINO, « Torque ripples suppression for six-phase induction motors under open phase faults », in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, p. 1363–1368, nov. 2006.
- [27] R. ALCHAREA, B. NAHIDMOBARAKEH, F. BETIN et G. CAPOLINO, « Direct torque control (DTC) for six-phase symmetrical induction machine under open phase fault », in *Electrotechnical Conference, 2008. MELECON 2008. The 14th IEEE Mediterranean*, p. 508–513, 2008.
- [28] A. TANI, M. MENGONI, L. ZARRI, G. SERRA et D. CASADEI, « Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, p. 565–577, 2012.
- [29] R. NELSON et P. KRAUSE, « Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, p. 841–848, 1974.
- [30] E. FUCHS et L. ROSENBERG, « Analysis of an alternator with two displaced stator windings », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, p. 1776–1786, nov. 1974.
- [31] E. ANDRESE et K. BIENIEK, « 6-phase induction motors for current-source inverter drives », in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS, Philadelphia, PA*, p. 607–618, 1981.
- [32] T. LIPO et L. H. WALKER, « Design and control techniques for extending high frequency operation of a CSI induction motor drive », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, p. 744–753, sept. 1983.
- [33] K. GOPAKUMAR, S. SATHIAKUMAR, S. BISWAS et J. VITHAYATHIL, « Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations », *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 131, p. 159–164, juil. 1984.
- [34] A. BOGLIETTI, R. BOJOL, A. CAVAGNINO et A. TENCONI, « Efficiency analysis of PWM inverter fed three-phase and dual three-phase high frequency induction ma-

- chines for low/medium power applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, p. 2015–2023, 2008.
- [35] M. A. ABBAS, R. CHRISTEN et T. JAHNS, « Six-phase voltage source inverter driven induction motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, p. 1251–1259, sept. 1984.
- [36] S. WILLIAMSON et S. SMITH, « Pulsating torque and losses in multiphase induction machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, p. 986–993, juil. 2003.
- [37] Y. MAOUCHIE, A. BOUSSAID, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « Analytical study of pulsating torque and harmonic components in rotor current of six-phase induction motor under healthy and faulty conditions », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 295–301, 2013.
- [38] R. LYRA et T. LIPO, « Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection », in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*, vol. 3, p. 1779–1786 vol.3, sept. 2001.
- [39] R. LYRA et T. LIPO, « Six-phase induction machine with third harmonic current injection », *Proc. Electrimacs.[Links]*, 2002.
- [40] D. YAZDANI, S. KHAJEHODDIN, A. BAKHSHAI et G. JOOS, « Full utilization of the inverter in split-phase drives by means of a dual three-phase space vector classification algorithm », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 120–129, jan. 2009.
- [41] K. GOPAKUMAR, V. RANGANATHAN et S. BHAT, « Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, p. 927–932, sept. 1993.
- [42] H. S. CHE, E. LEVI, M. JONES, W.-P. HEW et N. RAHIM, « Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, p. 407–417, jan. 2014.
- [43] D. HADIOUCHE, H. RAZIK et A. REZZOUG, « On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, p. 506–515, mars 2004.
- [44] L. XU et L. YE, « Analysis of a novel stator winding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power ac machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, p. 84–90, jan. 1995.



- [45] N. MOUBAYED, F. NEIBODY-TABAR et B. DAVAT, « Study and simulation of magnetically coupled multistator induction machine supplied by independent three-phase voltage source inverters », *Electrimacs'99*, vol. 55, no. 5, p. 59–64.
- [46] A. KHEZZAR, *Filtrage actif du couple de machines électriques de forte puissance*. Thèse doctorat, 1997.
- [47] T. WANG, F. FANG, X. WU et X. JIANG, « Novel filter for stator harmonic currents reduction in six-step converter fed multiphase induction motor drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, p. 498–506, jan. 2013.
- [48] G. GIERSE et W. SCHUERMAN, « Microprocessor control for two magnetically coupled three-phase pwm inverters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-1, p. 141–147, juil. 1986.
- [49] Y. ZHAO et T. LIPO, « Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, p. 1100–1109, sept. 1995.
- [50] K. MAROUANI, L. BAGHLI, D. HADIOUCHE, A. KHELOUI et A. REZZOUG, « A new PWM strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase VSI-fed dual stator induction motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, p. 1910–1920, 2008.
- [51] R. BOJOI, A. TENCONI, F. PROFUMO, G. GRIVA et D. MARTINELLO, « Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives », in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 2, p. 851–857 vol.2, 2002.
- [52] R. BOJOI, M. LAZZARI, F. PROFUMO et A. TENCONI, « Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives », in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, p. 818–825 vol.2, oct. 2002.
- [53] S. WILLIAMSON, S. SMITH et C. HODGE, « Fault tolerance in multiphase propulsion motors », *Journal of Marine Engineering and Technology*, vol. 2004, no. 4, p. 3–7, 2004.
- [54] J. APSLEY et S. WILLIAMSON, « Analysis of multi-phase induction machines with winding faults », in *2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, p. 249–255, 2005.
- [55] H. TOLIYAT, « Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, p. 748–756, 1998.

- [56] Y. ZHAO et T. LIPO, « Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, p. 570–577, sept. 1996.
- [57] J.-P. MARTIN, F. MEIBODY-TABAR et B. DAVAT, « Multiple-phase permanent magnet synchronous machine supplied by VSIs, working under fault conditions », in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000*, vol. 3, p. 1710–1717 vol.3, 2000.
- [58] M. KHIOV, *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*. Thèse doctorat, 2009.
- [59] G. GENTILE, S. MEO et A. OMETTO, « Induction motor current signature analysis to diagnostics, of stator short circuits », in *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003*, p. 47–51, 2003.
- [60] M. ARKAN, D. PEROVIC et P. UNSWORTH, « Online stator fault diagnosis in induction motors », *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 148, p. 537–547, nov. 2001.
- [61] N. BENOZZA, A. BENYETTOU et A. BENDIABDELLAH, « An advanced park's vectors approach for rotor cage diagnosis », in *First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, 2004*, p. 461–464, 2004.
- [62] A. ABOUBOU, M. SAHRAOUI, S. ZOUZOU, H. RAZIK et A. REZZOUG, « Broken bars and/or end rings detection in three-phase induction motors by the extended park's vector approach », in *Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International*, p. 128–133, oct. 2004.
- [63] A. CARDOSO, S. CRUZ et D. FONSECA, « Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, p. 595–598, sept. 1999.
- [64] A. CARDOSO, S. CRUZ, J. CARVALHO et E. SARAIVA, « Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 1, p. 642–646 vol.1, oct. 1995.
- [65] S. CRUZ et A. CARDOSO, « Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, p. 1227–1233, sept. 2001.
- [66] P. GARCIA, F. BRIZ, M. DEGNER et A. DIEZ, « Diagnostics of induction machines using the zero sequence voltage », in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, vol. 2, p. 735–742 vol.2, oct. 2004.

- [67] M. CASH, T. HABETLER et G. KLIMAN, « Insulation failure prediction in AC machines using line-neutral voltages », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, p. 1234–1239, nov. 1998.
- [68] Y. MAOUCHE, A. BOUSSAID, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « Modeling and simulation of stator turn faults. detection based on stator circular current and neutral voltage », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 263–268, 2013.
- [69] M. OUMAAMAR, A. KHEZZAR, M. BOUCHERMA, H. RAZIK, R. ANDRIAMALALA et L. BAGHLI, « Neutral voltage analysis for broken rotor bars detection in induction motors using hilbert transform phase », in *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*, p. 1940–1947, sept. 2007.
- [70] K. GYFTAKIS et J. KAPPATOU, « The zero-sequence current as a generalized diagnostic mean in  $\Delta$ -connected three-phase induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, p. 138–148, mars 2014.
- [71] F. CUPERTINO, E. de VANNA, L. SALVATORE et S. STASI, « Analysis techniques for detection of IM broken rotor bars after supply disconnection », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, p. 526–533, mars 2004.
- [72] J. MILIMONFARED, H. MESHGIN KELK, A. DER MINASSIANS, S. NANDI et H. TOLLIYAT, « A novel approach for broken rotor bar detection in cage induction motors », in *The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, vol. 1, p. 286–290 vol.1, oct. 1998.
- [73] S. NANDI et H. TOLLIYAT, « Novel frequency domain based technique to detect incipient stator inter-turn faults in induction machines », in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000*, vol. 1, p. 367–374 vol.1, 2000.
- [74] M. ELTABACH, A. CHARARA et I. ZEIN, « A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, p. 107–121, 2004.
- [75] J. HSU, « Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, p. 1016–1021, sept. 1995.
- [76] A. da SILVA, R. POVINELLI et N. DEMERDASH, « Rotor bar fault monitoring method based on analysis of air-gap torques of induction motors », *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, p. 2274–2283, nov. 2013.
- [77] Y. HAN et Y. SONG, « Condition monitoring techniques for electrical equipment-a literature survey », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, p. 4–13, jan. 2003.

- [78] C. RILEY, B. LIN, T. HABETLER et R. SCHOEN, « A method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, p. 1240–1245, nov. 1998.
- [79] J. CAMERON, W. THOMSON et A. DOW, « Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors », *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 133, no. 3, p. 155–163, 1986.
- [80] R. PATEL, S. ACRAWAL et N. JOSHI, « Induction motor bearing fault identification using vibration measurement », in *2012 Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*, p. 1–5, mars 2012.
- [81] W. FINLEY, M. HOWDOWANEC et W. HOLTER, « Diagnosing motor vibration problems », in *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2000. Conference Record of 2000 Annual*, p. 165–180, juin 2000.
- [82] R. D. WIDDLE JR., C. M. KROUSGRILL JR. et S. D. SUDHOFF, « An induction motor model for high-frequency torsional vibration analysis », *Journal of Sound and Vibration*, vol. 290, p. 865–881, mars 2006.
- [83] M. DRIF et A. CARDOSO, « Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, p. 1404–1410, mars 2008.
- [84] S. CRUZ, « An active reactive power method for the diagnosis of rotor faults in three-phase induction motors operating under time-varying load conditions », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, p. 71–84, mars 2012.
- [85] Y. MAOUCHE, M. EL KAMEL OUMAAMAR, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « A new approach for broken bar fault detection in three-phase induction motor using instantaneous power monitoring under low slip range », *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 4, fév. 2014.
- [86] A. TRZYNADLOWSKI et E. RITCHIE, « Comparative investigation of diagnostic media for induction motors : a case of rotor cage faults », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, p. 1092–1099, oct. 2000.
- [87] J. FAIZ et M. OJAGHI, « Instantaneous-power harmonics as indexes for mixed eccentricity fault in mains-fed and open/closed-loop drive-connected squirrel-cage induction motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4718–4726, nov. 2009.
- [88] S. LEGOWSKI, A. SADRUL ULA et A. TRZYNADLOWSKI, « Instantaneous stator power as a medium for the signature analysis of induction motors », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 1, p. 619–624 vol.1, oct. 1995.

- [89] Z. LIU, X. YIN, Z. ZHANG, D. CHEN et W. CHEN, « Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, p. 485–490, sept. 2004.
- [90] R. MAIER, « Protection of squirrel-cage induction motor utilizing instantaneous power and phase information », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, p. 376–380, mars 1992.
- [91] M. DRIF et A. CARDOSO, « The use of the instantaneous-reactive-power signature analysis for rotor-cage-fault diagnostics in three-phase induction motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4606–4614, nov. 2009.
- [92] G. BOSSIO, C. DE ANGELO, J. SOLSONA, G. GARCIA et M. VALLA, « A 2-d model of the induction machine : an extension of the modified winding function approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, p. 144–150, mars 2004.
- [93] D. DORRELL, W. THOMSON et S. ROACH, « Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, p. 24–34, jan. 1997.
- [94] J. PENMAN, H. SEDDING, B. LLOYD et W. FINK, « Detection and location of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, p. 652–658, 1994.
- [95] M. BENBOUZID, M. VIEIRA et C. THEYS, « Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, p. 14–22, jan. 1999.
- [96] W. THOMSON et A. BARBOUR, « On-line current monitoring and application of a finite element method to predict the level of static airgap eccentricity in three-phase induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 4, p. 347–357, 1998.
- [97] G. JOKSIMOVIC et J. PENMAN, « The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, p. 1078–1084, oct. 2000.
- [98] J. IGELSPACHTER, Q. HECKER et H. HERZOG, « Simulation of an axial-flux induction machine with squirrel cage based on the winding function theory », in *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS)*, 2012, p. 1–6, oct. 2012.
- [99] B. M. EBRAHIMI, J. FAIZ, S. LOTFI-FARD et P. PILLAY, « Novel indices for broken rotor bars fault diagnosis in induction motors using wavelet transform », *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 30, p. 131–145, juil. 2012.

- [100] H. KESKES, A. BRAHAM et Z. LACHIRI, « Broken rotor bar diagnosis in induction machines through stationary wavelet packet transform and multiclass wavelet SVM », *Electric Power Systems Research*, vol. 97, p. 151–157, avril 2013.
- [101] P. SHI, Z. CHEN, Y. VAGAPOV et Z. ZOUAOU, « A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor », *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 42, p. 388–403, jan. 2014.
- [102] A. LEBAROUD et A. MEDOUED, « Online computational tools dedicated to the detection of induction machine faults », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, p. 752–757, jan. 2013.
- [103] B. XU, L. SUN, L. XU et G. XU, « Improvement of the hilbert method via ESPRIT for detecting rotor fault in induction motors at low slip », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, p. 225–233, mars 2013.
- [104] R. PUCHE-PANADERO, M. PINEDA-SANCHEZ, M. RIERA-GUASP, J. ROGER-FOLCH, E. HURTADO-PEREZ et J. PEREZ-CRUZ, « Improved resolution of the MCSA method via hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, p. 52–59, mars 2009.
- [105] K. BACHA, S. B. SALEM et A. CHAARI, « An improved combination of hilbert and park transforms for fault detection and identification in three-phase induction motors », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 43, p. 1006–1016, déc. 2012.
- [106] L. SAIDI, F. FNAIECHI, H. HENAO, G.-A. CAPOLINO et G. CIRRINCIONE, « Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis », *ISA Transactions*, vol. 52, p. 140–148, jan. 2013.
- [107] S. NANDI, « A detailed model of induction machines with saturation extendable for fault analysis », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, p. 1302–1309, sept. 2004.
- [108] L. NETO, J. CAMACHO, C. SALERNO et B. ALVARENGA, « Analysis of a three-phase induction machine including time and space harmonic effects : the a, b, c reference frame », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, p. 80–85, mars 1999.
- [109] G. JOKSIMOVIC, M. DUROVIC, J. PENMAN et N. ARTHUR, « Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, p. 143–148, juin 2000.
- [110] A. BARBOUR et W. THOMSON, « Finite element study of rotor slot designs with respect to current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage

- induction motors », in , *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97*, vol. 1, p. 112–119 vol.1, oct. 1997.
- [111] J. MOREIRA et T. LIPO, « Modeling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, p. 343–349, mars 1992.
- [112] G. BOTTIGLIERI, A. CONSOLI et T. LIPO, « Modeling of saturated induction machines with injected high-frequency signals », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 4, p. 819–828, 2007.
- [113] G. PAAP, « On the theory of 3-phase squirrel-cage induction motors including space harmonics and mutual slotting », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, p. 76–82, mars 1991.
- [114] J. LE BESNERAIS, V. LANFRANCHI, M. HECQUET, G. LEMAIRE, E. AUGIS et P. BROCHET, « Characterization and reduction of magnetic noise due to saturation in induction machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, p. 2003–2008, avril 2009.
- [115] P. VACLAVEK et P. BLAHA, « Hybrid speed estimation scheme for AC induction machine sensorless control », in *Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications, 2005. CCA 2005*, p. 1455–1460, 2005.
- [116] V. VERMA et C. CHAKRABORTY, « Improving the performance of speed sensorless induction motor drive with rotor broken bar failure by stator current signature analysis », in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, p. 830–835, juin 2014.
- [117] J. LE BESNERAIS, V. LANFRANCHI, M. HECQUET, R. ROMARY et P. BROCHET, « Optimal slot opening width for magnetic noise reduction in induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, p. 869–874, 2009.
- [118] O. KEYSAN et H. ERTAN, « Real-time speed and position estimation using rotor slot harmonics », *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, p. 899–908, 2013.
- [119] M. CIRRINCIONE, M. PUCCI, C. SERPORTA et A. MIRAOU, « Rotor slotting effects in induction motors : Space-vector modellization, finite element analysis and experiments », in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008*, p. 1361–1367, nov. 2008.
- [120] S. NANDI, S. AHMED, H. TOLIYAT et R. MOHAN BHARADWAJ, « Selection criteria of induction machines for speed-sensorless drive applications », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, p. 704–712, 2003.

- [121] C. STAINES, C. CARUANA, G. ASHER et M. SUMNER, « Sensorless control of induction machines at zero and low frequency using zero sequence currents », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, p. 195–206, 2005.
- [122] J. BLATTNER, H.-J. GUTT et V. SCHLECTER, « Sensorless detection of rotor-cage-defects for inverter fed induction motors », in *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98*, vol. 4, p. 2311–2315 vol.4, 1998.
- [123] G. JOKSIMOVIC, J. RIGER, T. WOLBANK, N. PERIC et M. VASAK, « Stator-current spectrum signature of healthy cage rotor induction machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, p. 4025–4033, sept. 2013.
- [124] H. TOLIYAT et T. LIPO, « Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, p. 241–247, 1995.
- [125] K. HURST et T. HABETLER, « Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives », in *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record*, p. 10–15 vol.1, 1994.
- [126] R. BLASCO-GIMENEZ, G. ASHER, M. SUMNER et K. BRADLEY, « Performance of FFT-rotor slot harmonic speed detector for sensorless induction motor drives », *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, no. 3, p. 258–268, 1996.
- [127] H. EMARA, M. AMMAR, A. BAHGAT et H. DORRAH, « Stator fault estimation in induction motors using particle swarm optimization », in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, vol. 3, p. 1469–1475 vol.3, juin 2003.
- [128] Q. LU, Z. CAO et A. E. RITCHIE, « Experimental study of mcsa to detect stator winding inter-turn short circuit faults on cage induction motors », in *XVI International Conference on Electrical Machines, 2004*.
- [129] F. BABAA, *Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques"*. Thèse doctorat, Université de Constantine 1, 2014.
- [130] F. THOLLON, G. GRELLET et A. JAMMAL, « Asynchronous motor cage fault detection through electromagnetic torque measurement », *European Transactions on Electrical Power*, vol. 3, p. 375–378, sept. 1993.
- [131] L. E. HILDEBRAND, « Quiet induction motors », *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 49, p. 848–852, juil. 1930.
- [132] A. STAVROU, H. SEDDING et J. PENMAN, « Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, p. 32–37, mars 2001.



- [133] T. ASSAF, H. HENAO et G.-A. CAPOLINO, « Simplified axial flux spectrum method to detect incipient stator inter-turn short-circuits in induction machine », in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, p. 815–819 vol. 2, 2004.
- [134] S. BACHIR, S. TNANI, J.-C. TRIGEASSOU et G. CHAMPENOIS, « Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, p. 963–973, juin 2006.
- [135] J. KOHLER, J. SOTTILE et F. TRUTT, « Condition monitoring of stator windings in induction motors. i. experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, p. 1447–1453, sept. 2002.
- [136] M. DRIF et A. CARDOSO, « Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses », *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, p. 1348–1360, 2014.
- [137] W. DELEROI, « Squirrel cage motor with broken bar in the rotor—physical phenomena and their experimental assessment », in *Proc. of Int. Conf. On Electrical Machines*, p. 767–770, 1982.
- [138] G. KLIMAN, R. KOEGL, J. STEIN, R. ENDICOTT et M. MADDEN, « Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, no. 4, p. 873–879, 1988.
- [139] A. KHEZZAR, M. KAIKAA et M. BOUCHERMA, « Analytical investigation of rotor slot harmonics in a three phase induction motor with broken rotor bars », in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10 pp.–P.10, 2005.
- [140] A. KHEZZAR, M. KAIKAA, M. EL KAMEL OUMAAMAR, M. BOUCHERMA et H. RAZIK, « On the use of slot harmonics as a potential indicator of rotor bar breakage in the induction machine », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4592–4605, nov. 2009.
- [141] H. RAZIK et G. DIDIER, « A novel method of induction motor diagnosis using the line-neutral voltage », *EPE-PEMC, September*, vol. 31, 2004.
- [142] A. KHEZZAR, M. EL KAMEL OUMAAMAR, M. HADJAMI, M. BOUCHERMA et H. RAZIK, « Induction motor diagnosis using line neutral voltage signatures », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, p. 4581–4591, nov. 2009.
- [143] O. M. EL KAMEL, *Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation*. Thèse doctorat, 2010.

- [144] M. NEMEC, K. DROBNIC, D. NEDELJKOVIC, R. FISER et V. AMBROZIC, « Detection of broken bars in induction motor through the analysis of supply voltage modulation », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, p. 2879–2888, 2010.
- [145] C. CONCARL, G. FRANCESCHINI et C. TASSONI, « Rotor fault detection in closed loop induction motors drives by electric signal analysis », in *18th International Conference on Electrical Machines, 2008. ICEM 2008*, p. 1–6, sept. 2008.
- [146] G. G. T. F. H. YAHOU, J. Seetohul, G. GRELLET et A. JAMMAL, « Detection of broken bar or ring in asynchronous machines by the spectrum analysis of the observed electromagnetic torque », *Journal de Physique III, EDP Sciences*, vol. 6, no. 4, p. 443–448, 1996.
- [147] M. MELERO, M. CABANAS, F. FAYA, C. ROJAS et J. SOLARES, « Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors », in *EPE'99*, p. 9, 1999.
- [148] T. BOUMEGOURA, *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*. Thèse doctorat, 2001.
- [149] G. DIDIER, E. TERNISIEN, O. CASPARY et H. RAZIK, « Fault detection of broken rotor bars in induction motor using a global fault index », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, p. 79–88, jan. 2006.
- [150] D. DORRELL, W. THOMSON et S. ROACH, « Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 1, p. 563–570 vol.1, oct. 1995.
- [151] S. NANDI, S. AHMED et H. TOLYAT, « Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, p. 253–260, sept. 2001.
- [152] H. GULDEMIR, « Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors », *Electric Power Systems Research*, vol. 64, no. 2, p. 109–117, 2003.
- [153] S. NANDI, H. TOLYAT et X. LI, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, p. 719–729, 2005.
- [154] A. R. CRAWFORD et S. CRAWFORD, *The simplified handbook of vibration analysis*, vol. 1. Computational Systems, 1992.
- [155] C. KRAL et F. PIRKER, « Rotor eccentricity detection of induction machines by torque estimation », in *Proc. IEEE SDEMPED'99—Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, p. 283–287.

- [156] X. LUO, Y. LIAO, H. TOLİYAT, A. EL-ANTABLY et T. LIPO, « Multiple coupled circuit modeling of induction machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, p. 311–318, mars 1995.
- [157] H. TOLİYAT, M. AREFEEN et A. PARLOS, « A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, p. 910–918, 1996.
- [158] N. AL-NUAIM et H. TOLİYAT, « A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 2, p. 156–162, 1998.
- [159] J. FAIZ, B. EBRAHIMI, B. AKIN et H. TOLİYAT, « Comprehensive eccentricity fault diagnosis in induction motors using finite element method », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, p. 1764–1767, mars 2009.
- [160] E. RITCHEE, X. DENG et T. JOKINEN, « Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults », in *Proc. ICEM'94*, p. 694–698, 1994.
- [161] I. KERSZENBAUM et C. LANDY, « The existence of large inter-bar currents in three phase squirrel cage motors with rotor-bar and/or end-ring faults », *IEEE Power Engineering Review*, vol. PER-4, p. 61–61, juil. 1984.
- [162] A. GHOGGAL, S. E. ZOUZOU, H. RAZIK, M. SAHRAOUI et A. KHEZZAR, « An improved model of induction motors for diagnosis purposes – Slot skewing effect and air-gap eccentricity faults », *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 5, p. 1336–1347, 2009.
- [163] F. LABRIQUE, G. SEGUIER et R. BAUSIERE, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion continu-alternatif*. Lavoisier, 1995.
- [164] B. K. BOSE, « Power electronics and ac drive », 1986.
- [165] L. BAGHILI, *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. Thèse doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [166] I. ETXEBERRIA-OTADUI, *Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique—Application à la qualité de l'énergie*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2003.
- [167] R. TEODORESCU, F. BLAABJERG, M. LISERRE et P. LOH, « Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters », *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 153, p. 750–762, sept. 2006.

- [168] Y. W. LI, D. VILATHGAMUWA et P. C. LOH, « A grid-interfacing power quality compensator for three-phase three-wire microgrid applications », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, p. 1021–1031, juil. 2006.
- [169] R. TEODORESCU, F. BLAABJERG, U. BORUP et M. LISERRE, « A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation », in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, vol. 1, p. 580–586 Vol.1, 2004.
- [170] M. BENDJEDIA, *Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable*. Thèse doctorat, Université de Franche-Comté, 2007.
- [171] Y. CRÉVITS, *Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation*. Thèse doctorat, Lille 1, 2010.

# Annexe A

## Caractéristiques de la machine à induction rebobinée :

Marque : FIMET

Puissance : 1.1kW

Courant : 2.7A

Nombre de Pôles : 4

Nombre de barres rotoriques : 22

Nombre d'encoches statoriques : 24

Vitesse nominale : 1380tr/min

## Les paramètres de la machine à induction utilisée en simulation :

### A- Pour diagnostic :

Nombre de paires de pôles :  $p = 2$

Nombre effectif de spires /phase statorique :  $N_s = 120$

Nombre de barres de la cage rotorique :  $n_b = 22$

Longueur axiale du rotor de la machine :  $l = 75 \text{ mm}$

Diamètre du rotor :  $D = 79 \text{ mm}$

Épaisseur de l'entrefer :  $e = 0.5 \text{ mm}$

Inductance de fuites /phase statorique :  $l_f = 7.4 \text{ mH}$

Moment d'inertie :  $J = 0.0023 \text{ kg.m}^2$

Résistance d'une phase statorique :  $R_s = 3.91 \Omega$

Résistance d'une portion d'anneau de court-circuit :  $R_b = 3.1 \cdot 10^{-6} \Omega$

Résistance d'une barre rotorique :  $R_e = 1.96 \cdot 10^{-4} \Omega$

Inductance de fuite d'une portion d'anneau de CC :  $L_e = 1.6 \cdot 10^{-7} H$

Inductance de fuite d'une barre rotorique :  $L_e = 2.16 \cdot 10^{-7} H$

B- Pour commande vectorielle :

Résistance d'une phase statorique :  $R_s = 3.91 \Omega$

Résistance rotorique :  $R_r = 4.59 \Omega$

Inductance statorique :  $L_s = 0.5593 H$

Inductance rotorique :  $L_r = 0.5534 H$

Inductance mutuelle stator-rotor :  $M = 0.4092 H$

Inductance de fuite :  $l_f = 7.4 mH$

Moment d'inertie :  $J = 0.0023 kg.m^2$

Coefficient de frottement :  $f = 0.00263 N.m.s/rd$

Nombre de paire de pôle :  $p = 2$

Pertes Joule nominal statorique :  $P_{sj} = 171W$

Le couple nominal :  $\Gamma_e = 7.6118 N.m$

# Résumé

La multiplication du nombre de phases est une technique utilisée dans les domaines de forte puissance afin de segmenter la demande de puissance d'une part, et d'améliorer le rendement et la fiabilité d'autre part. Parmi les structures les plus répandues, on trouve la machine double étoile dont ses deux étoiles partageant le même stator sont décalées d'un angle électrique  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  ou  $60^\circ$  avec deux neutres isolés ou non et ont le même nombre de pôles. L'inconvénient principal de cette structure se produit lors de l'alimentation par un onduleur de tension, un courant de déséquilibre non-générateur du couple apparaît entre les deux étoiles qui peut être interprété comme un courant de circulation. Ce dernier engendre des pertes Joule statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs.

Dans ce contexte les travaux du présent mémoire de thèse avaient comme objectif d'une part, la modélisation de la machine asynchrone à double étoile et l'étude par des développements analytiques des différentes signatures pour le diagnostic des défauts usuels en tenant compte le déséquilibre entre les deux étoiles. D'autre part, le contrôle de l'asymétrie résiduelle de l'ensemble convertisseur-machine, le déséquilibre au niveau de l'alimentation ou des enroulements statoriques, voire même l'ouverture d'une phase comme un régime fortement dégradé en exploitant le nombre de degrés de liberté. En plus, la surveillance de près et en temps réel du degré des défauts de déséquilibre de l'alimentation et/ou de court-circuit des enroulement statoriques de la machine, aussi que le défaut des cassures des barres rotoriques à travers l'utilisation des grandeurs de la commande vectorielle. L'ensemble des résultats de simulation ont été validés expérimentalement.

## Mots-clés :

**Diagnostic de machine asynchrone à double étoile, harmoniques d'espace, cassure de barre, déséquilibre d'alimentation et court-circuit, commande en vitesse variable, ouverture d'une phase.**





# Abstract

The multiplication of the number of phases is a technique used in the higher consumer fields of electrical energy in order to segment the power, improve the performance, and the reliability. Among the adopted structures, the dual star machine where it is two stars sharing the same stator are offset by an electrical angle  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  or  $60^\circ$  with two neutral isolated corner or have not, and have the same number of poles. The main disadvantage of this structure occurs during the feed by a voltage inverter, a current imbalance non-generator of the torque appears between the two stars which can be interpreted as a last circulation. This last generates additional stator Joule losses and an oversizing of the semiconductors.

In this context, the present research discuss and shed light on modeling the dual star asynchronous machine, and study different developments signatures for the diagnosis of common faults, taking into account the imbalance between the dual star in one hand. And on the other hand, the control of the residual asymmetry- sorts of machine converter assembly, the imbalance in the power supply or the stator windings, or even the opening of a phase as a highly degraded regime by exploiting the degrees of freedom. In addition, the closely analysis of the outputs voltages of the of the current controllers of negative order to detect an imbalance or short-circuit, the stator windings of the machine, also the breakage failure of the rotor bars through the use of quantities of the vector control. All simulation results were validated experimentally.

## Keywords:

**Diagnosis of dual star induction machine, space harmonics, Broken bar, unbalanced voltage supply and short-circuit, variable speed control, open-phase.**