

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences

Option : ELECTROTECHNIQUE

Thèse préparée au laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB

**Contrôle par mode glissant: Observation et
estimation paramétrique d'une machine à
induction avec défauts**

Présenté par:

TALHAOUI Hicham

Soutenue publiquement le 28/01/2016

Devant le jury composé de :

Dr Mimoune Soury Mohamed	Professeur	Université de Biskra	Président
Dr Menacer Arezki	Professeur	Université de Biskra	Rapporteur
Dr Golea Amar	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Dr Touhami Omar	Professeur	ENP Alger	Examineur
Dr Bahi Tahar	Professeur	Université de Annaba	Examineur
Dr Soufi Youcef	MCA	Université de Tébessa	Examineur

Remerciements

Les travaux de recherches présentées dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire LGEB de Biskra.

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **MENACER Arezki**, professeur à l'Université de Biskra, pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury:

*Je remercie vivement Monsieur **MIMOUNE Sourì Mohamed**, professeur à l'Université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur **GOLEA Amar**, professeur à l'Université de Biskra, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma gratitude à Monsieur **TOUHAMI Omar**, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP Alger), pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Je remercie chaleureusement à Monsieur **BAHI Tahar**, professeur à l'Université d'Annaba, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Je tiens bien sur à remercier à Monsieur **SOUFI Youcef**, maître de conférences (A) à l'Université de Tébessa, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues à l'université de Bordj Bou Arreridj et Biskra. Je remercie également Monsieur **KESSAL Abdelhalim**, Doyen de la Faculté des Sciences et de la Technologie à l'Université de Bordj Bou Arreridj pour son aide et ses conseils.*

Je tiens également à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie cette thèse à ma mère,

à mon père pour leur amour et leur soutien,

sans oublier mes frères et sœurs.

Hicham

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse est consacré à l'étude de la commande par mode glissant d'une machine asynchrone en présence des défauts. Les défauts de la machine pris en compte dans ce travail sont: les cassures de barres, court-circuit entre les spires dans l'enroulement statorique et l'excentricité mixte du rotor. Deux principales méthodes sont utilisées pour la détection des défauts de la machine asynchrone, méthodes de diagnostic sans connaissance et avec connaissance a priori. L'une est basée sur l'extraction d'informations par les biais du traitement des signaux mesurés qui sont (courants, vitesse etc ...). La seconde méthode est basée sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observations (filtre de Kalman étendu, adaptatif et par mode glissant). La loi de commande classique PI peut être insuffisante puisqu'elle est moins robuste notamment lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à des variations paramétriques et des perturbations extérieures. Pour atténuer ou éliminer le phénomène du chattering, des solutions ont été proposées en remplaçant le terme discontinu (fonction signe) par une fonction continue (saturation, intégrale etc ...). L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations, l'algorithme twisting du mode glissant d'ordre deux pour assurer la convergence de la surface vers l'origine en un temps fini. Toutes les commandes et les approches proposées sont illustrées et validées par simulations.

Mots clés : Diagnostic, machine asynchrone, FFT, ondelette, commande vectorielle, commande par mode glissant, estimateur, observateur.

Abstract: The work presented in this thesis is focused on the study of the sliding mode control of the induction machine at healthy and faulty state. Some defects of the machine are considered in this work such as broken rotor bars, inter-turn short circuit and mixed eccentricity of the rotor. Two principal methods are used for the detection of these faults: methods of diagnosis without and with knowledge model. One is based on the extraction of information by means of the processing of the measured signals (current, speed etc...). The second method is based on the follow-up of the parameters and variables of the machine, by means of observations algorithms (extended Kalman filter, adaptive and sliding mode). The classical law IP control can be insufficient since it is less robust in particular when the demands for accuracy and other dynamic characteristics of the system are strict. The sliding mode control shows that the performance is better around the operating point, both with respect to parametric variations and external disturbances. To reduce or eliminate the phenomenon of chattering, of the solutions was proposed by replacing the discontinuous term (sign function) by a continuous function (saturation, integral etc...). The use of the latter produces a static error in the presence of disturbances, the algorithm twisting of the sliding mode of order two to ensure the convergence of surface towards the origin in a finished time. All controls and proposed approaches are illustrated and validated by simulations.

Keywords: Diagnosis, asynchronous machine, FFT, wavelet, vector control, sliding mode control, estimator, observer.

ملخص

إن العمل المقدم في هذه المذكرة يندرج حول دراسة التحكم بنمط الانزلاق للمحركات الغير متزامنة في حالة حدوث أعطاب. في هذا العمل نؤخذ بعين الاعتبار أعطاب المحركات كالتالي: الكسر في أعمدة الدوار، دائرة قصر في لفائف المحرك والانحراف المختلط من الدوار. نستخدم مجموعتين رئيسيتين للكشف عن الأعطاب في المحركات الغير متزامنة، طرق التشخيص بدون علم مسبق بالنموذج و بمعرفة مسبقة به. ويستند الأول على استخراج المعلومات عن طريق قياس الإشارات (التيار، سرعة الخ...). ويستند الأسلوب الثاني على مراقبة المعلمات والمتغيرات من الجهاز و ذلك باستعمال خوارزميات (موسع فلتير كالمان، والتكيفية و وضع انزلاقي). و يجوز للقانون أن يضبط بي الكلاسيكية لكن مثل هذه القوانين لا تكون كافية لأنها أقل قوة خصوصا عندما يكون الطلب على دقة والخصائص الحيوية الأخرى لنظام أكثر صرامة. يبين أن التحكم عن طريق الوضع الإنزلاقي له أداء أفضل في جميع نواحي التشغيل أو التحكم، سواء فيما يتعلق بالاختلافات والاضطرابات الخارجية. لخفض أو القضاء على ظاهرة الضوضاء، اقترح حل استبدال الوظيفة المتقطعة (وظيفة العلامة) بوظيفة مستمرة (التشبع، تكامل الخ...). استخدام هذا الأخير ينتج عنه خطأ ثابت في الدقة ووجود اضطراب أيضا، خوارزمية تويستينك من الدرجة الثانية لتأمين التقارب بين السطح إلى الأصل في الوقت محدود. جميع التحكمات والنهج المقترحة مبينة ومصادق عليها من قبل المحاكاة.

كلمات مفتاحية

التشخيص، محرك غير متزامن، التحليل الطيفي، الموجيات، متجه التحكم، التحكم بالانزلاق الوضعي، مقدر، مراقب.

Liste des figures

Figure 1.1: Diagramme des différents concepts de maintenance	05
Figure 1.2: Principales étapes de conception d'un dispositif de surveillance	07
Figure 1.3: Causes internes de défauts de la machine asynchrone à cage	08
Figure 1.4: Causes externes de défauts de la machine asynchrone à cage	08
Figure 1.5: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone	09
Figure 1.6: Répartition des défauts selon la référence [29]	11
Figure 1.7: Répartition des défauts liés au stator	11
Figure 1.8: Différents court circuits au stator de la machine	12
Figure 1.9: Répartition des défauts rotorique selon la référence [29]	12
Figure 1.10: Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneaux de court-circuit	13
Figure 1.11: Défauts d'excentricité	14
Figure 1.12: Dimensions du roulement à bille	15
Figure 1.13: Méthodes du diagnostic des défauts	17
Figure 1.14: Principe de la méthode du modèle	19
Figure 1.15: Principe des méthodes de classification	19
Figure 2.1: Structure de la cage du rotor	23
Figure 2.2: Induction magnétique produite par une maille rotorique	24
Figure 2.3: Schéma électrique équivalent des mailles rotorique k	27
Figure 2.4: Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres adjacentes (1 et 2) (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique	33
Figure 2.5: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes	34
Figure 2.6: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes	34
Figure 2.7: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes	36
Figure 2.8: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes	37
Figure 2.9: Excentricité mixte dans une machine asynchrone	38
Figure 2.10: Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique	41
Figure 2.11: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut	42

d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)

Figure 2.12: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)	42
Figure 2.13: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)	43
Figure 2.14: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)	43
Figure 2.15: Modèle général de court-circuit dans le repère de Park lié au rotor de la machine asynchrone	45
Figure 2.16: Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut de court circuit de 12.5 % de spires (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique de la phase a (d): courant statorique de la phase b (e): courant statorique de la phase c	46
Figure 2.17: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	47
Figure 2.18: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	47
Figure 2.19: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	47
Figure 2.20: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	48
Figure 3.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état	55
Figure 3.2: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte	58
Figure 3.3: Schéma d'un onduleur de tension triphasé	59
Figure 3.4: Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans la repère (α , β)	60
Figure 3.5: Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de: (a): 1 kHz (b): 2 kHz	61
Figure 3.6: Fonctionnement sain de la machine (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant i_{ds} (d): courant i_{qs} (e): flux (Φ_{dr} , Φ_{qr}) (f): courant statorique	63
Figure 3.7: Test de la robustesse aux basses vitesses	63
Figure 3.8: Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge à l'état sain et en défaut de deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a, b): vitesse de rotation (c, d): courant i_{qs} (e, f): courant statorique	64
Figure 3.9: FFT de la vitesse (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	65
Figure 3.10: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	65
Figure 3.11: FFT du courant i_{qs} (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées	65

adjacentes

Figure 3.12: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	66
Figure 3.13: Approximations et détails du courant i_{qs} obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	67
Figure 3.14: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c): ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	68
Figure 3.15: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c): ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	68
Figure 3.16: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c), ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	69
Figure 3.17: Courants statorique i_{sa} (a): machine saine (b): machine avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	70
Figure 3.18: Courants statorique i_{sb} (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	70
Figure 3.19: Courants statorique i_{sc} (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	70
Figure 3.20: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec court-circuit entre spires (12.5%)	71
Figure 3.21: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	71
Figure 4.1: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase	75
Figure 4.2: Commande équivalente u_{eq}	78
Figure 4.3: Définition de la fonction sign	80
Figure 4.4: Définition de la fonction saturation (SAT)	81
Figure 4.5: Fonction sign de la commande avec un seul seuil	81
Figure 4.6: Fonction sign de la commande adoucie	82
Figure 4.7: CSV rendu continue	82
Figure 4.8: Convergence de l'algorithme Twisting dans le plan (S, \dot{S})	85
Figure 4.9: Schémas générale de la structure de commande par MG	92
Figure 4.10: Commande "relais" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique	96
Figure 4.11: Commande discontinue de type "saturation" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique	96
Figure 4.12: Commande discontinue de type "intégrale" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique	97
Figure 4.13: Commande par modes glissants d'ordre 2 (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique	98

Figure 4.14: Inversion de la vitesse (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique	98
Figure 4.15: Réponse aux basses vitesses (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique	99
Figure 4.16: Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique	100
Figure 4.17: CMG d'ordre deux pour une machine avec défaut de deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique	101
Figure 4.18: FFT de la vitesse (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	101
Figure 4.19: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes	101
Figure 4.20: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	102
Figure 4.21: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	102
Figure 4.22: Enveloppe du courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	103
Figure 4.23: Approximations et détails de l'enveloppe du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes	103
Figure 4.24: Défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique	104
Figure 4.25: Défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique	104
Figure 4.26: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	105
Figure 4.27: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c): défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	106
Figure 4.28: Approximations et détails du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (c): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$)	106
Figure 4.29: Défaut de court circuit entre spires (12.5 %) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique i_a (c): courant statorique i_b (d): courant statorique i_c	107
Figure 4.30: FFT du courant i_a (a): machine saine (b): machine avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	108
Figure 4.31: Courants de la phase i_a (a): machine saine (b): machine avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)	108
Figure 4.32: Approximations et détails du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec court-circuit entre spires (12.5%)	109

Figure 5.1: Observateur (partie essentielle dans la commande)	110
Figure 5.2: Schéma général du filtre de Kalman discret	123
Figure 5.3: Entrées/sorties de l'observateur adaptatif du flux	125
Figure 5.4: Courant réels et estimés et leurs erreurs	138
Figure 5.5: Estimation de la résistance rotorique et statorique (a): R_r (b): R_s	139
Figure 5.6: Estimation de la résistance rotorique équivalente (a, c): R_{rdd} (b, d): R_{rqq}	140
Figure 5.7: Estimations de la résistance statorique (R_s)	140
Figure 5.8: Estimations de la résistance statorique (R_s)	141
Figure 5.9: Grandeur électriques et mécanique réelle et estimée pour un fonctionnement sain de la machine (a, c, e, g, i, k): observateur adaptatif (b, d, f, h, j, l): observateur à MG	143
Figure 5.10: Test de l'inversion de la vitesse (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	143
Figure 5.11: Test de la robustesse aux basses vitesses (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	144
Figure 5.12: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	145
Figure 5.13: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	145
Figure 5.14: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	146
Figure 5.15: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	146
Figure 5.16: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut de court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	147
Figure 5.17: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut de court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	147
Figure 5.18: Logique de diagnostic	148
Figure 5.19: Allure du signal résidu	148
Figure 5.20: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	149
Figure 5.21: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	149
Figure 5.22: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	150
Figure 5.23: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	150

Figure 5.24: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	150
Figure 5.25: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	151
Figure 5.26: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	152
Figure 5.27: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	152
Figure 5.28: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	152
Figure 5.29: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	153
Figure 5.30: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	153
Figure 5.31: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	153
Figure 5.32: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1et2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	155
Figure 5.33: Valeurs moyennes des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	155
Figure 5.34: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	155
Figure 5.35: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	156
Figure 5.36: Estimation de la résistance rotorique (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	157
Figure 5.37: Estimation de la résistance statorique (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	157
Figure 5.38: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rdd} (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	158
Figure 5.39: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rqq} (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	158
Figure 5.40: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rdd} (cassure adjacente de deux barres rotorique) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	158
Figure 5.41: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rqq} lors du démarrage en défaut (cassure adjacente de deux barres rotorique) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	159
Figure 5.42: Estimations de la résistance statorique (R_s) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG	159

- Figure 5.43:** Estimations de la résistance statorique (R_s) lors du démarrage en défaut (court-circuit) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG 160
- Figure 5.44:** Estimations de la résistance statorique (R_s) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG 160
- Figure 5.45:** Estimations de la résistance statorique (R_s) lors du démarrage en défaut (excentricité mixte) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG 160

Liste des tableaux

Tableau 2.1: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique	34
Tableau 2.2: Bandes des fréquences associées aux détails et approximées	36
Tableau 2.3 : Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)	43
Tableau 2.4: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de court circuit	47
Tableau 3.1: Fréquence de défaut calculées et déduites pour le cas d'une cassure adjacente de deux barres	66
Tableau 3.2: Bandes des fréquences associées aux détails et approximées	66
Tableau 3.3: Fréquences de défaut calculées et déduites pour un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)	68
Tableau 3.4: Fréquences de défaut calculées et déduites pour un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,6$, $\varepsilon_d = 0,2$)	69
Tableau 3.5: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de court circuit	71
Tableau 4.1: Fréquence de défaut calculées et déduites pour le cas d'une cassure adjacente de deux barres	102
Tableau 4.2: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)	105
Tableau 4.3: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,6$, $\varepsilon_d = 0,2$)	105
Tableau 4.4: Fréquence de défaut calculées et déduites pour un défaut de court circuit	108
Tableau 5.1: Variation des paramètres du modèle de la MAS selon les défauts	138
Tableau 5.2: Amplitude des RMS des résidus r_1 pour les différents défauts	154
Tableau 5.3: Amplitude des RMS des résidus r_2 pour les différents défauts	154
Tableau 5.4: Amplitude des valeurs moyennes des résidus r_1 pour les différents défauts (observateur adaptatif)	156
Tableau 5.5: Amplitude des valeurs moyennes des résidus r_1 pour les différents défauts (observateur à MG)	156

Notations et symboles

f_{cc}	fréquence de court-circuit [Hz]
f_s	fréquence d'alimentation [Hz]
g	Glissement
k	entier naturel (=1, 2, 3...)
p	nombre de paires de pôles
f_{bc}	fréquence de barre cassée [Hz]
f_{exe}	fréquence d'excentricité [Hz]
f_{roul}	fréquence des roulements [Hz]
f_v	fréquences caractéristiques des vibrations [Hz]
D_b	diamètre de la bille [m]
D_p	diamètre du palier [m]
β	angle de contact [rd]
f_{rot}	fréquence de rotation du rotor [Hz]
n_b	nombre d'éléments roulants
N_s	nombre de spires statoriques par phase
i_s	courant d'une phase statorique [A]
θ'	position [rd]
e_0	épaisseur de l'entrefer [m]
μ_0	perméabilité magnétique de l'air [$H.m^{-1}$]
B_s	induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
R	rayon moyen de l'entrefer [m]
l	longueur active du circuit magnétique [m]
L_{sp}	inductance propre statorique [H]
L_{sf}	inductance de fuite rotorique [H]
N_r	nombre de barres rotoriques
L_b	inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{sc}	inductance cyclique statorique [H]
L_{rc}	inductance cyclique rotorique [H]

R_e	résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
i_e	courant dans l'anneau de court-circuit [A]
i_{bk}	courant de la barre k [A]
i_{rk}	courant de maille rotorique k [A]
i_{ek}	courant dans une portion d'anneau k [A]
i_a, i_b, i_c	courants des phases statorique [A]
B_k	induction magnétique dans l'entrefer produit par une maille rotorique k [T]
Φ_{rk}	flux magnétique créé par une maille rotorique k [Wb]
α	angle électrique entre deux mailles rotorique [rd]
N	entier naturel
i_{sn}	courant dans une phase au stator (a, b, c) [A]
M_s	mutuelle entre phase statorique [H]
M_{sr}	mutuelle cyclique entre le stator et rotor [H]
ω_s	pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
V_s	tensions des phases statorique [V]
Φ_s	flux des phases statorique [Wb]
ω	vitesse de rotation mécanique [rd/s]
R_r	résistance de l'enroulement rotorique [Ω]
R_s	résistance de l'enroulement statorique [Ω]
d, q	indices pour les composantes de Park directe et quadrature, respectivement
α, β	indices pour les composantes de Clarke
s, r	indices stator et rotor respectivement
C_e	couple électromagnétique [N.m]
C_r	couple mécanique résistant [N.m]
J	moment d'inertie [Kg.m ²]
θ	position du rotor [rd]
R_{bk}	résistance de la barre k [Ω]
R_{bfk}	résistance de la barre défailante k [Ω]
R_b	résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
O_s	centre du stator
O_c	centre autour duquel tourne la trace O_r du rotor
O_r	trace du rotor excentré
ϵ_s	excentration statique

ε_d	excentration dynamique
ϕ_s	angle mesuré sur de la périphérie interne du stator [rd]
H	projection orthogonale de O_r sur la droite (O_sP')
P'	intersection d'un rayon statorique avec l'armature statorique
γ_m	position angulaire instantanée de la droite (O_cO_r) mesurée dans le repère lié au stator [rd]
β_o	écart entre la position du rotor et celle de la droite (O_cO_r)
δ_o	position angulaire de la direction (O_sO_c) [rd]
θ_m	position angulaire instantanée du rotor [rd]
r	rayon de l'armature statorique [m]
r'	rayon de la périphérie du rotor [m]
N_1	intersection de la droite (O_sP) avec le rotor excentré
x	vecteur d'état
u	vecteur de commande
$P(\theta)$	matrice de rotation d'angle θ
$Q(\theta_{cck})$	matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit
$\Phi_{dr,qr}$	flux rotorique diphasées dans le repère (d, q) [Wb]
$\Phi_{\alpha r, \beta r}$	flux rotorique diphasées dans le repère (α, β) [Wb]
T_r	constante de temps rotorique
T_s	constante de temps statorique
σ	coefficient de dispersion de Blondel
L	matrice des gains de correction de l'observateur
y	vecteur de sortie
$i_{ds,qs}$	courant statorique diphasées dans le repère (d, q) (A)
$i_{\alpha s, \beta s}$	courant statorique diphasées dans le repère (α, β) (A)
\wedge	valeurs estimées
r	degré relatif du système
u_{min}, u_{max}	commande minimale, maximale, respectivement
u_{eq}	commande équivalente
u_n	commande discontinue
V	fonction de lyapunov

$S(X)$	loi de commutation.
S	surface de glissement
t	temps [s]
e	erreur sur l'estimation des états
$e_{i\alpha s}, e_{i\beta s}$	erreur sur l'estimation des courants statorique
$e_{\Phi\alpha r}, e_{\Phi\beta r}$	erreur sur l'estimation des flux rotoriques
T_e	Période d'échantillonnage [s]
W	bruit d'état
V_b	bruit de mesure
Q	matrice de covariance de bruit d'état
R_k	matrice de covariance de bruit de mesure
$E\{\}$	espérance mathématique
P	opérateur de Laplace

Sigles utilisés

MAS	machine asynchrone
MCC	machine à courant continu
CSV	commande à structure variable
VSS	système à structure variable
C.M.G	commande par mode glissant
max, min	valeur maximale (minimale)
eq	équivalent
ref	référence
FMM	force magnétique
MLI	modulation de largeur d'impulsion
PI	action proportionnelle et intégrale
FKE	filtre de kalman étendu
TOD	transformée d'ondelette discrète

Sommaire

Remerciements

Dédicace

Résumé

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations et symboles

Sommaire

Introduction générale 01

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.1 Introduction 04

I.2 Concepts et définitions 04

I.3 Principales étapes de conception d'un dispositif de surveillance 05

I.4 Principaux défauts de la machine asynchrone triphasée à cage 07

I.4.1 Défauts internes et externes 07

I.4.1.1 Défauts statorique 11

I.4.1.2 Défauts rotorique 12

I.4.1.3 Défaut d'excentricité 14

I.4.1.4 Défauts des roulements à billes 15

I.5 Aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts 16

I.5.1 Approche signal 17

I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux 17

I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle 18

I.5.2 Diagnostic à base de modèle 18

I.5.3 Méthodes de classification 19

I.5.4 Approche qualitative 19

I.6 Conclusion 19

Chapitre II: Modèle dédié à la simulation des défauts dans la machine asynchrone à cage

II.1 Introduction 21

II.2 Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage 21

II.2.1 Calcul des inductances 22

II.2.1.1 Partie statorique 22

II.2.1.2 Partie rotorique	23
II.2.1.3 Mutuelles inductances entre stator et rotor	25
II.2.2 Mise en équation	26
II.2.2.1 Equations statorique	26
II.2.2.2 Equations rotorique	27
II.3 Modèle de taille réduite de la machine asynchrone à cage	29
II.4 Modèle réduit de la machine tenant compte des défauts rotorique	31
II.4.1 Résultat de simulation du défaut rotorique	32
II.5 Prise en compte du défaut d'excentricité mixte de la machine asynchrone	37
II.5.1 Relation entre les positions mesurées entre le stator et le rotor	38
II.5.2 Approximation de la fonction perméance	40
II.5.2.1 Première approximation: utilisation des polynômes de Legendre	40
II.5.2.2 Deuxième possibilité d'approximation	40
II.5.2.3 Troisième approximation: expression usuelle	40
II.5.3 Résultat de simulation du défaut d'excentricité mixte	41
II.6 Prise en compte du défaut de court-circuit dans le modèle de la machine asynchrone à cage	44
II.6.1 Résultat de simulation du défaut de court circuit statorique	45
II.7 Conclusion	48
 <i>Chapitre III: Commande vectorielle de la machine asynchrone à cage avec défauts</i>	
III.1 Introduction	49
III.2 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux	49
III.2.1 Commande vectorielle directe	50
III.2.2 Commande vectorielle indirecte	50
III.3 Modèle de la machine asynchrone en défaut dédié à la commande	50
III.4 Principe de base de la commande vectorielle	51
III.5 Stratégie de commande	52
III.5.1 Structure de la commande vectorielle	52
III.6 Observateur de Luenberger adaptatif	53
III.6.1 Choix du gain de l'observateur	57
III.7 Organisation fonctionnelle de la commande indirecte	57
III.7.1 Bloc de défluxage	58
III.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI	59
III.7.2.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)	60

III.8 Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS	62
III.8.1 Fonctionnement sain de la machine	62
III.8.2 Fonctionnement en défaut de la machine commandée vectoriellement	63
III.8.2.1 Défaut de cassure de deux barres adjacente rotorique	63
III.8.2.2 Défaut d'excentricité mixte de la machine	67
III.8.2.3 Défaut de court circuit entre spire de la phase statorique de la machine	70
III.9 Conclusion	72
 <i>Chapitre IV: Commande par mode glissant de la machine asynchrone à cage avec défauts</i>	
IV.1 Introduction	73
IV.2 Objectifs de la commande par MG	74
IV.3 Systèmes à structure variables	74
IV.4 Modes de la trajectoire dans le plan de phase	74
IV.5 Commande par modes glissants d'ordre 1	75
IV.5.1 Conception de la commande par MG	75
IV. 5.2 Principe de la commande par MG	76
IV.5.3 Conditions d'existence du MG	77
IV.5.4 Commande équivalente	78
IV.5.5 Commande discontinue de base	79
IV.5.5.1 Commande sign	79
IV.5.6 Broutement (chattering)	80
IV.5.6.1 Solution de couche limite	80
IV.5.6.2 Solution par des lois d'approche	82
IV.5.6.3 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur	83
IV.6 Commande par mode glissant d'ordre deux	83
IV.6.1 Commandes par MG d'ordre 2	84
IV.6.1.1 Algorithme du twisting	84
IV.6.1.2 Algorithme de super twisting	86
IV.7 Commande par MG d'ordre un de la machine asynchrone à cage en défaut	86
IV.7.1 Choix des surfaces de glissements	87
IV.7.2 Conditions de convergence	88
IV.7.3 Loi de commande par MG	88
IV.7.4 Schéma de régulation de la commande par MG d'ordre un	91
IV.7.4.1 Estimation du flux rotorique	92
IV.8 Commande de la machine asynchrone à cage par MG d'ordre deux	92

IV.8.1	Commande par l'algorithme du twisting	93
IV.9	Résultats de simulation de la commande par MG d'ordre un	95
IV.9.1	Cas d'une machine saine	95
IV.9.1.1	Commande de type relais (commande sign)	96
IV.9.1.2	Fonction de saturation	96
IV.9.1.3	Fonction intégrale	97
IV.9.2	Commande par MG d'ordre 2	97
IV.9.2.1	Robustesse pour l'inversion de la vitesse	98
IV.9.2.2	Réponse aux basses vitesses	99
IV.9.2.3	Variation de la résistance rotorique	100
IV.9.3	Cas d'une machine avec défaut	100
IV.9.3.1	Cassure adjacente de deux barres rotorique	100
IV.9.3.2	Défaut d'excentricité mixte	103
IV.9.3.3	Défaut de court-circuit	107
IV.10	Conclusion	109

Chapitre V: Diagnostic des défauts de la machine asynchrone commandée par mode glissant à base des observateurs

V.1	Introduction	110
V.2	Présentation des observateurs	110
V.2.1	Classification des observateurs	111
V.2.1.1	Observateurs déterministes	111
V.2.1.2	Observateurs stochastiques	111
V.2.1.3	Observateurs linéaires	111
V.2.1.4	Observateurs non linéaires	111
V.3	Observabilités des systèmes linéaires	111
V.3.1	Observateurs des systèmes linéaires	112
V.3.1.1	Observateur de Luenberger	113
V.3.1.2	Filtre de Kalman	113
V.4	Observabilités des systèmes non linéaires	113
V.4.1	Observateur des systèmes non linéaires	115
V.4.1.1	Observateur de Luenberger étendu	116
V.4.1.2	Filtre de Kalman étendu (FKE)	116
V.4.1.3	Observateurs à grand gain	116
V.4.1.4	Observateurs adaptatifs	118

V.5 Observateurs à MG	118
V.6 Application du FKE pour la machine asynchrone	119
V.6.1 Modèle d'état étendu de la machine asynchrone	119
V.6.2 Discrétisation du modèle de la MAS	120
V.6.3 Modèle stochastique non linéaire de la MAS	121
V.6.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état	122
V.6.5 Implantation de l'algorithme du FKE discret	122
V.6.5.1 Présentation du FKE standard	122
V.6.5.2 Etapes de l'algorithme du FKE	123
V.6.6 Détermination des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure Q et R_k	124
V.7 Application de l'observateur adaptatif à la MAS	124
V.7.1 Détermination de la matrice de gain L_a	126
V.7.2 Estimation de la vitesse par modèle adaptatif	127
V.7.3 Estimation des paramètres résistifs	128
V.8 Observateur du flux de la MAS par MG	131
V.8.1 Détermination des matrices des gains	132
V.8.1.1 Matrice de gains de correction du stator K_s	132
V.8.1.2 Matrice de gains de correction du rotor K_r	133
V.8.2 Estimation de la vitesse de rotation	134
V.8.2.1 Calcul des paramètres résistifs	135
V.9 Résultats de simulation de la commande par MG de la MAS à base du FKE	137
V.9.1 Fonctionnement sain de la machine	137
V.9.1.1 Diagnostic par identification paramétrique	138
V.9.2 Fonctionnement en défaut de la machine	139
V.10 Résultats de simulation de la commande à MG d'ordre deux de la MAS à base d'observateur adaptatif et à MG	141
V.10.1 Fonctionnement sain de la machine	141
V.10.1.1 Inversion du sens de rotation	143
V.10.1.2 Réponse aux basses vitesses	144
V.10.2 Fonctionnement avec défaut de la machine	144
V. 10.2.1 Génération de résidus	147
V. 10.2.2 Principe du diagnostic: détection et isolation des défauts	148
V.10.2.3 Localisation des défaillances	151
V.10.2.3.1 Valeur efficace	151
V.10.2.3.2 Valeur moyenne	154

V.10.4 Diagnostic par identification paramétrique	157
V.11 Conclusion	161
<i>Conclusion générale</i>	162
<i>Annexes</i>	165
<i>Bibliographie</i>	178

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone à cage d'écurieil est connue pour sa robustesse, sa simplicité de fonctionnement et ses faibles coûts d'achat et de maintenance. Il n'en reste pas moins que, comme toute machine soumise à des efforts mécaniques ou électrodynamiques, elle est sujette à défaillances [1].

Que ce soit dans l'industrie de l'énergie [2], pétrochimique [3], ou toutes industries confondues [4]; qu'il s'agisse de moteurs asynchrones alimentés directement par le réseau électrique ou par l'intermédiaire de convertisseurs statiques [5]. La commande des machines en général, est un problème compliqué à cause des non-linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Il existe de nombreuses méthodes dédiées à la commande des moteurs asynchrone, qui se distinguent grâce aux performances moteur qu'elles offrent, mais aussi par le coût de l'implémentation. À ce jour, la méthode la plus simple reste incontestablement, celle en U/F (la tension sur la fréquence). C'est une commande scalaire classique, qui impose une relation constate entre la tension stator et la fréquence [6]. Elle généralement utilisait sans capteur de vitesse. Cependant, cette commande n'est pas très efficace en termes de réponse de couple et de vitesse, car le couple et le flux sont des grandeurs difficilement mesurables. En revanche, une commande vectorielle offre de bonnes performances moteur durant les phases transitoires et permanentes. Cependant, elle nécessite la connaissance de la vitesse mécanique ainsi que du flux. L'observateur utilisé dans ce travail est un observateur de Luenberger.

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé "chattering" (commutation aux hautes fréquences). Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié [7].

Il existe différentes méthodes pour atténuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction intégrale). Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Une autre méthode consiste à utiliser les modes glissants d'ordre supérieur [8, 9], dont le principe est de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système.

Au cours de ces dernières décennies, la complexité des installations industrielles a augmenté avec le développement technologique. La sûreté de fonctionnement des systèmes technologiques critiques constitue un enjeu important tant sur le plan économique que scientifique. Dans le cadre des systèmes à risques, la capacité à effectuer les tâches pour lesquelles le système a été conçu peut être entravée par l'apparition de phénomènes anormaux. Il peut alors s'en suivre des fonctionnements non désirés, catastrophiques notamment dans le domaine de l'aéronautique, du nucléaire.

Par ailleurs, certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux défauts dans la structure interne de ces moteurs et qui sont d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure des roulements,...) ou électrique et magnétique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barres ou d'anneau, cassure de dents,...) [10-15]. Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement; citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques.

Les tâches de détection et de localisation des défaillances trouvent ainsi tout naturellement leur place dans un tel système de surveillance. Il existe plusieurs procédures de diagnostic. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système [16, 17]. Ainsi, deux principales familles de procédures peuvent être utilisées dans le domaine du diagnostic des machines électriques à savoir les méthodes de diagnostic avec connaissance a priori et sans connaissance a priori.

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse présente la détection des défauts dans la machine asynchrone (avec et sans commande). Deux principales familles de procédures peuvent être utilisées dans le domaine du diagnostic des machines électriques à savoir les méthodes de diagnostic avec ou sans connaissance a priori.

Les méthodes de diagnostic sans connaissance a priori sont basées sur l'extraction d'informations par les biais du traitement des signaux mesurés qui sont (courants, tensions, vitesse, couples, vibrations, température). Ces signaux peuvent fournir des informations significatives sur les défauts (l'utilisation du spectre par le biais de la transformée de Fourier (FFT) et de l'ondelette (TO)) [18].

Les méthodes de diagnostic avec connaissance a priori reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observations (filtre de kalman étendu, adaptatif et par mode glissant). Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de cette méthode réside dans l'intégration d'une connaissance a priori du système et donc un filtrage de l'information [19, 20].

Dans cette thèse, notre travail s'articule principalement autour de cinq chapitres:

- le premier chapitre, est consacré à l'état de l'art du diagnostic de défaut de la machine asynchrone. Une citation des divers défauts pouvant affecter le bon fonctionnement de la machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes de détection et diagnostique de ces défauts sont représentés.

- le second chapitre est consacré à la présentation du modèle de la machine asynchrone dédié à la simulation des divers défauts (rupture des barres, excentricité mixte, court-circuit). En premier lieu, nous présentons le développement du modèle multi enroulement dans une approche analytique. Par l'intermédiaire d'une transformation généralisée, nous introduisons ensuite le modèle diphasé. Ainsi, on présente les résultats de simulation utilisant le modèle de taille réduit de la machine à l'état sain et avec défaut. L'analyse et le traitement du défaut est réalisé à travers l'utilisation de l'analyse spectrale du courant statorique et la vitesse de rotation à base de la transformation de fourrier rapide (FFT) et l'ondelette discrète (TOD).

- le troisième chapitre présente la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à cage en présence des défauts (rupture des barres, excentricité mixte, court-circuit) associée avec onduleur de tension utilisant des régulateurs classiques du type PI où leurs choix dépendent fortement des paramètres de la machine ainsi du mode de fonctionnement à l'état sain.

- le quatrième chapitre présente une étude détaillée de la commande par mode glissant d'ordre un et deux qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande. Une application de ce type de commande est effectuée pour la machine asynchrone à cage en fonctionnement sain et avec défaut.

- le cinquième chapitre présente une étude théorique sur les observateurs qui nous servira comme outil pour la reconstitution de l'état du système à partir des variables d'état, qui sont accessibles à la mesure. Dans ce chapitre un autre type de commande est considéré à savoir le mode glissant d'ordre deux pour la commande de la machine à l'état sain et avec défaut. Les outils d'analyse et de diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation des observateurs (estimation paramétrique et génération de résidus). Enfin, le travail est terminé par une conclusion citons les divers résultats obtenus et les perspectives futures pour l'amélioration de ce modeste travail.

Chapitre I
État de l'art sur le diagnostic de défaut
dans la machine asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'industrie en raison qu'elle présente de nombreux avantages tels que la puissance massique, robustesse, facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc..... Malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels, parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique, portion d'anneau, court-circuit et défaut d'excentricité [21].

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques. En effet, la détection et l'analyse des défauts sont devenues essentielles pour le bon fonctionnement des machines. Ces tâches sont indispensables aussi afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production [22].

I.2 Concepts et définitions [22]

Le mot *diagnostic* peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier adoptée par les instances internationales de normalisation "AFNOR" (association française de normalisation) est la suivante:

le diagnostic est l'identification de la cause probable de là (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test.

La responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance. D'après la norme AFNOR la maintenance est définie ainsi:

la maintenance: ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise.

On peut citer trois types de maintenance:

- **maintenance corrective:** intervient après la détection et la localisation d'un défaut;
- **maintenance préventive:** effectuée dans l'intention de réduire la probabilité de défaillance d'un bien ou la dégradation d'un service rendu. C'est une intervention de maintenance prévue, préparée et programmée avant la date probable d'apparition d'une défaillance.

Le plus souvent, elle est systématique, c'est-à-dire une maintenance préventive effectuée selon un échéancier établi suivant le temps ou le nombre d'unités d'usage;

➤ **maintenance conditionnelle**: alternative à la maintenance systématique, faite l'objet d'une demande croissante dans un grand nombre d'application industrielle. Elle est basée sur la surveillance en continu de l'évolution du système, afin de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive. Elle n'implique pas la connaissance de la loi de dégradation. La décision d'intervention préventive est prise lorsqu'il y a évidence expérimentale du défaut imminent, ou approche d'un seuil de dégradation prédéterminé. Elle impose donc des traitements en ligne, au moins une partie.

La figure (1.1) représente le diagramme des différents concepts de maintenance et les évènements associés.

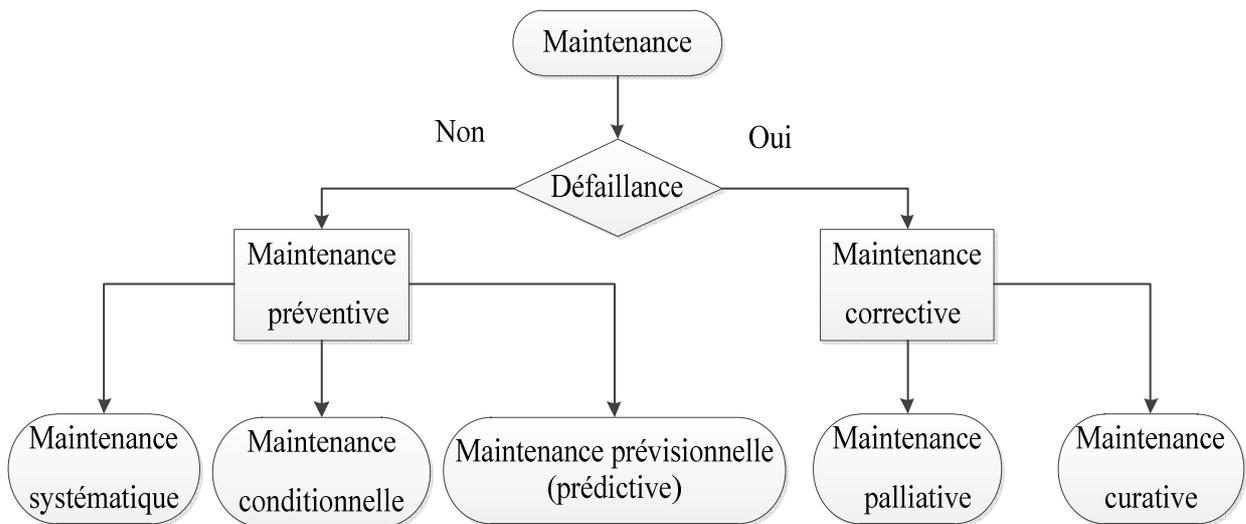


Figure 1.1: Diagramme des différents concepts de maintenance

Pour accomplir ces fonctions, la maintenance nécessite de connaître l'état de fonctionnement des systèmes [23].

La surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance définie comme: un dispositif passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indicateurs.

La surveillance consiste notamment à détecter et à classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. Elle se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic, où la détection caractérisant le fonctionnement du système normal ou anormal.

I.3 Principales étapes de conception d'un dispositif de surveillance [24, 25]

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

✓ Étape 1: Recherche de signatures des défaillances

Dans la mise en place d'un dispositif de surveillance, l'une des premières étapes consiste à s'intéresser aux phénomènes et aux situations critiques pouvant mettre en péril la fonction,

l'environnement et la mission du système. Ceci amène alors à s'interroger sur les phénomènes pouvant conduire à une situation critique et sur les conséquences des défauts à forte probabilité d'occurrence. Cette réflexion fait partie intégrante de la démarche de surveillance. Il est donc important de bien connaître l'objet à surveiller afin d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence des défauts. Dans ce contexte, la surveillance est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié et de l'état des sciences concernées. La difficulté pour le concepteur est alors d'être a priori capable de spécifier quels sont les éléments les plus sensibles d'une installation, *à travers quelles grandeurs va-t-on être le plus à même d'observer les effets des défauts et comment vont se manifester les défauts sur ces grandeurs*. Ce dernier point, que l'on nomme recherche de signatures des défaillances, constitue une étape majeure dans la mise au point d'un dispositif de surveillance. 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.

✓ **Étape 2: Mise au point de méthodes de surveillance (détection)**

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

✓ **Étape 3: Diagnostic des défaillances**

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance (détection) 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.

✓ **Étape 4: Décision d'action**

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

sécurisation, maintenance, ...).

La figure (1.2) synthétise ses différentes étapes.

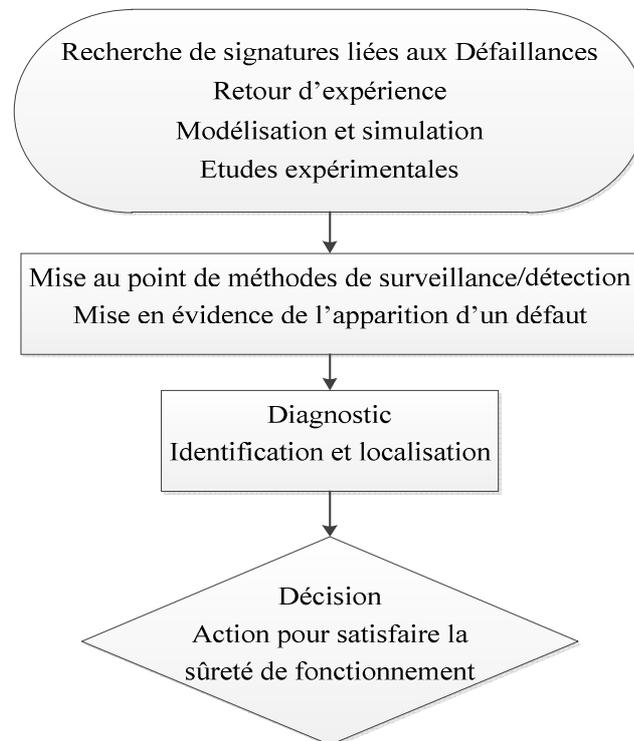


Figure 1.2: Principales étapes de conception d'un dispositif de surveillance

I.4 Principaux défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage

Nous rappelons brièvement les différents défauts de la machine asynchrone triphasée à cage ainsi que leur origine sans pour autant prétendre à l'exhaustivité. Ces défauts apparaissent dans les différentes parties constituant la machine.

I.4.1 Défauts internes et externes [27]

Il existe deux types de défauts principaux: internes et externes. Les causes de ces défauts sont brièvement et respectivement décrites dans les organigrammes des figures (1.3) et (1.4).

Nous pouvons ainsi remarquer que les défauts *internes* dans la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques rotorique et statorique, bobinages statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique, ...) alors que les défauts *externes* sont provoqués, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine.

D'après les organigrammes des figures (1.3) et (1.4), les origines des défauts sont diverses: thermique, mécanique, électrique ou encore environnementale. À titre indicatif, les démarrages fréquents provoquent des courants élevés dans les barres rotorique.

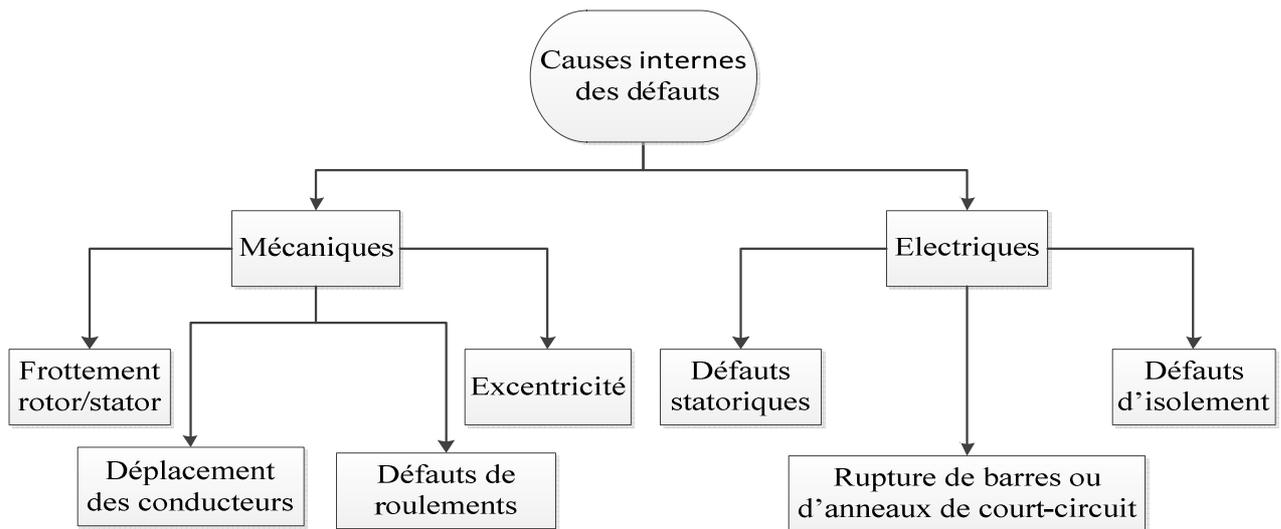


Figure 1.3: Causes internes de défauts dans la machine asynchrone à cage

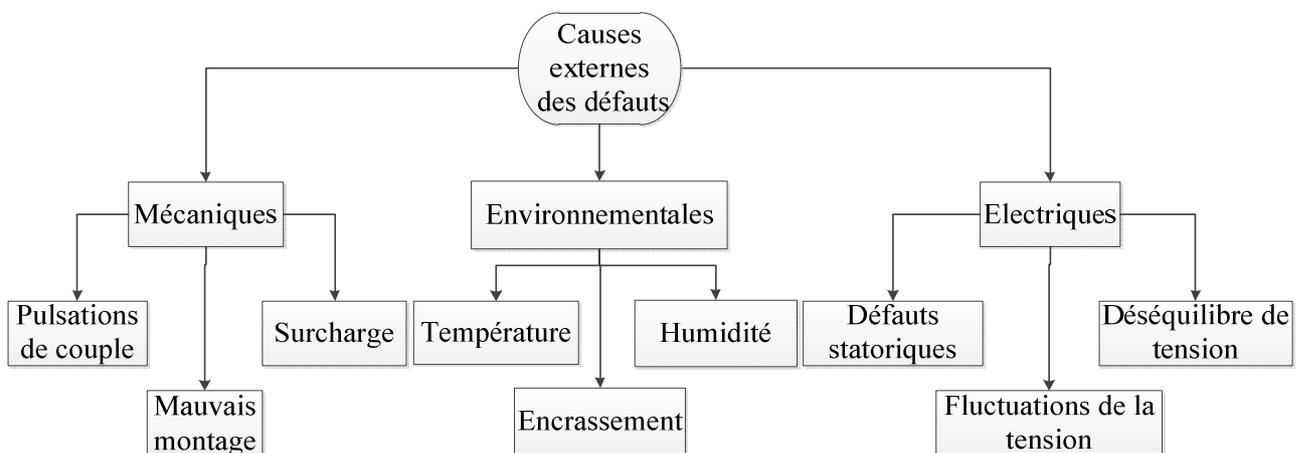


Figure 1.4: Causes externes des défauts dans la machine asynchrone à cage

Celles-ci engendrent par conséquent des sur échauffements et des contraintes *mécaniques* conduisant à terme à des fissures puis à une cassure de barres. Par effet d'avalanche, la barre cassée accélère la rupture des barres adjacentes pouvant aboutir jusqu'à la destruction totale du rotor. De même, les efforts électro dynamiques que subissent les conducteurs des phases se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolation. Sur le plan *électrique*, les fronts de tensions générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène de décharges partielles et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant.

Quant aux origines *environnementales*, l'humidité et les produits corrosifs ou abrasifs sont les plus rencontrés.

Au niveau de l'*entrefer*, les défauts se manifestent par une excentricité statique, une excentricité dynamique ou une excentricité mixte. Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Le défaut

d'excentricité dynamique peut être causé aussi bien par une déformation du cylindre rotorique que par une déformation du cylindre statorique. L'excentricité mixte est une combinaison des deux.

Au niveau de la cage, les défauts se manifestent par la rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit. Les ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, ...), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures).

Au niveau des *paliers*, nous pouvons citer le défaut de décentrage des flasques conduisant généralement à une excentricité statique alors qu'une détérioration de roulements à billes conduit le plus souvent à une excentricité dynamique.

Il est important de signaler que plusieurs études statistiques ont été menées dans le but de quantifier l'impact de chaque type de défaut sur la fiabilité de la machine et leurs pourcentages ont été cités dans plusieurs publications. Les résultats obtenus restent quand même assez différents d'une étude à l'autre. Cependant, toutes les études convergent pour classer les défauts de paliers comme étant les plus fréquents, suivis par les défauts statoriques et en dernier, les défauts de cage rotorique.

La figure (1.5) présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine: la principale source de défauts provient de la mécanique; la deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants; la troisième cause de défauts référencés est le claquage d'isolants conduisant à des courts-circuits.

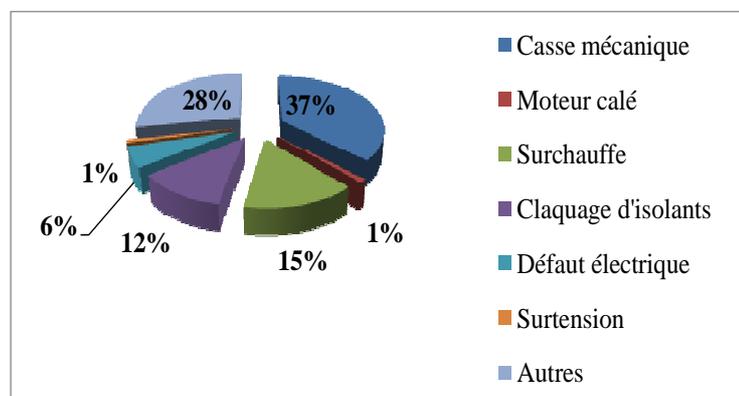


Figure 1.5: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone [27]

L'étude précédente permet de classer les défauts suivant leur localisation:

➤ **Rotor:**

- rupture de barreaux (cassures partielles ou totales des barres);
- cassure de l'anneau de court-circuit de la cage (cassures partielles ou totales des anneaux);
- excentricité statique ou dynamique;

- défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- **Roulements à billes:**
 - trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures;
 - ondulation de leur surface de roulement;
 - attaque des billes;
 - corrosion due à l'eau;
 - défaut de graissage, problème dû à la température;
 - décollement, effritement de surface, provoquée par une surcharge.
- **Stator:**
 - court-circuit entre spires, court-circuit entre bobines de la même phase;
 - ouvertures de phases, court-circuit phase-phase ou phase-terre;
 - coupure d'une phase;
 - défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles);
 - défaut de l'isolation de masse.

Les plus préoccupants de ces défauts sont:

- ✓ défauts statorique;
- ✓ cassures partielles ou bien totales des barres et des portions d'anneaux de court-circuit de la cage rotorique;
- ✓ défauts d'excentricité;
- ✓ défauts de roulements.

Dans la littérature, des statistiques ont été émises concernant les défauts qui peuvent affecter la machine. La classification se fait selon des critères précis mais différents pour chaque auteur, comme par exemple le critère des variations dues à l'amélioration des isolants.

Pour la référence [28], le partage se fera comme suit: 50% pour les défauts statoriques, 20% comme défauts rotoriques, 20% sont des défauts mécaniques et 10% des défauts autres.

Pour la référence [29], (figure 1.6) plus de 50% de défauts affectent les roulements, environ 16% comme des défauts localisés au stator, 5% apparaîtront au rotor et 2.5% seront des défauts de l'axe et d'accouplement.

Dans la référence [30], on trouve une répartition des défauts que peut rencontrer la machine de la manière suivante: les défauts statorique: 40%, les défauts rotorique pour presque 20 %, les pannes du type de mécaniques pour presque 20 % et autres pour environ 10%.

Les statistiques présentées par [31] destinent quand à eux 40 à 50% comme étant des défauts de roulement. 30-40% sont des défauts statorique et enfin nous aurons 5 à 10% de défauts rotorique.

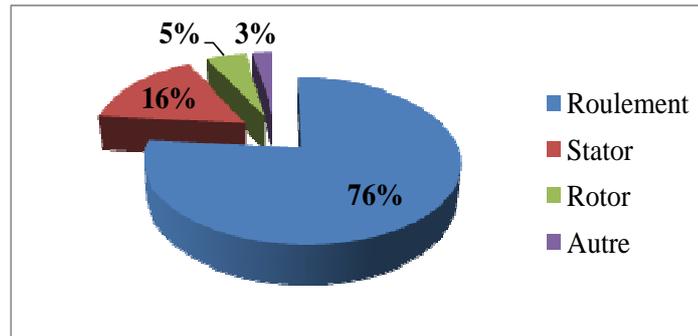


Figure 1.6: Répartition des défauts selon la référence [29]

I.4.1.1 Défauts statorique

Selon la référence [32], la majeure partie des défauts au stator des machines asynchrones est due à des défauts d'isolement (figure 1.7).

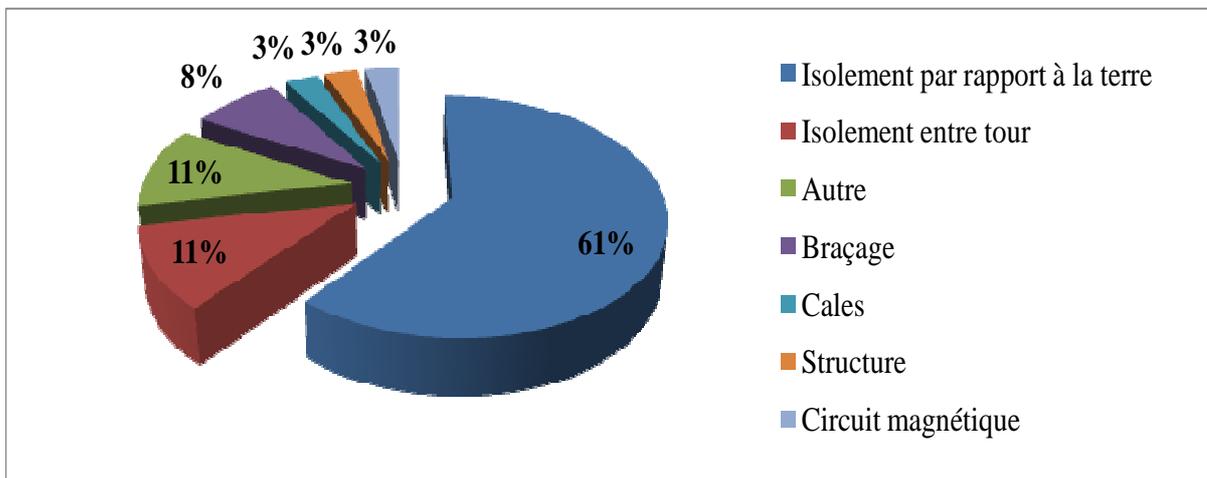


Figure 1.7: Répartition des défauts liés au stator

À partir des études théoriques, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator, les fréquences additionnelles sont données par la relation suivante [33]:

$$f_{cc} = f_s \left[\frac{k(1-g)}{p} \pm m \right] \quad (1.1)$$

où:

f_{cc} : fréquence de court-circuit,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel ($k=1, 2, 3, \dots$ et $m=1, 3, 5$),

p : nombre de paires de pôles.

Les différents courts-circuits qui peuvent apparaître dans la machine sont représentés par la figure (1.8):

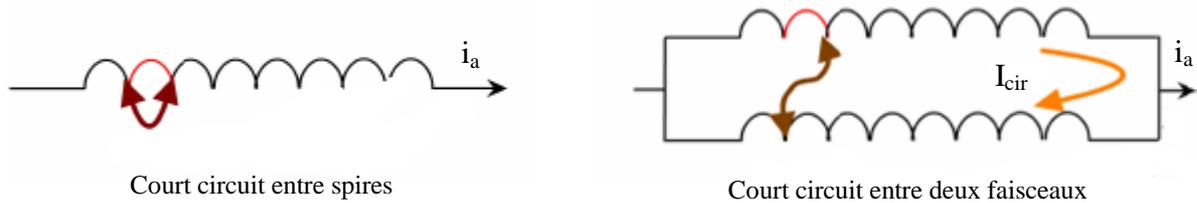


Figure 1.8: Différents court circuits au stator de la machine

avec:

- i_a : courant statorique de la phase a,
- I_{cir} : courant de circulation (court-circuit).

Dans ces deux derniers cas, il peut y avoir existence d'un courant de circulation (I_{cir}) dans ces deux faisceaux, car la différence de potentiel est différente entre les extrémités de ceux-ci, il y'a aussi autres défauts statorique:

- coupure d'une phase;
- défaut d'isolation;
- défauts du circuit magnétique (rupture de tôle).

I.4.1.2 Défauts rotorique

L'analyse du spectre du courant statorique en régime permanent fournit des indications sur les défaillances rotorique telles que les ruptures des barres, d'anneaux de court-circuit ou l'excentricité d'entrefer [33]:

➤ Défaut de cassure des barres

La majorité des défauts au rotor ont trait à la cage. La seconde source de défauts provient d'une déformation de l'axe du rotor (figure 1.9):

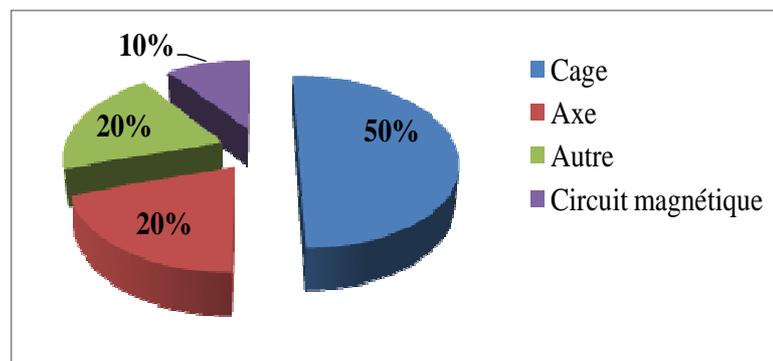


Figure 1.9: Répartition des défauts rotorique selon la référence [29]

La cassure de barre rotorique provoque une dissymétrie du rotor. Le résultat de la dissymétrie réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator et cela à la fréquence de glissement par conséquent, il y'aura création d'un courant supplémentaire dans le bobinage statorique, la relation de la fréquence est donnée sous la forme:

$$f_{bc} = f_s [1 \pm 2.k.g] \quad (1.2)$$

avec:

f_{bc} : fréquence de barre cassée,

f_s : fréquence d'alimentation,

g: glissement,

k: entier naturel.

➤ **Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit [19]**

Les cassures des portions d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux. Les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotorique. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple est donc du courant peuvent entraîner leur cassure. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure des barres.

Suite à l'apparition de ces défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime des défauts. Le courant que conduit une barre cassée se répartit sur les autres barres, ces dernières seront surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et par la suite la rupture d'un nombre plus important des barres dans la machine.

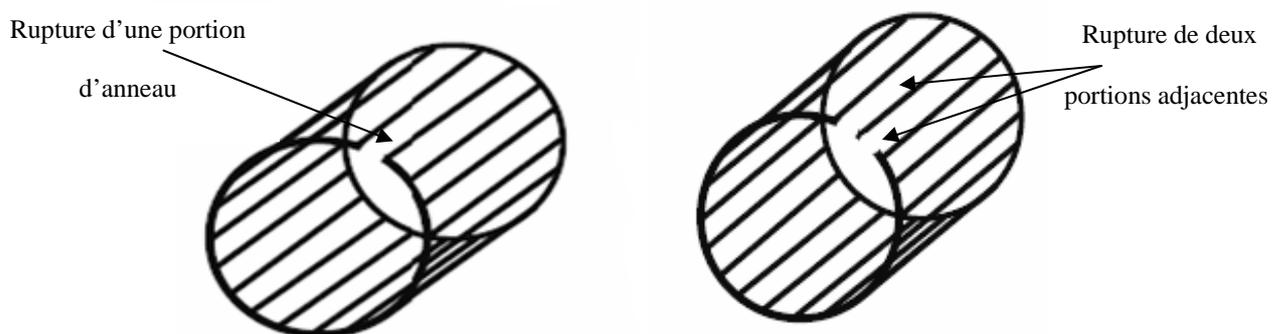


Figure 1.10: Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneaux de court-circuit

I.4.1.3 Défaut d'excentricité

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles celles ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel (figure 1.11):

a) **l'excentricité statique** correspond au cas où le centre de rotation du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator;

b) **l'excentricité dynamique** se manifeste lorsque le centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus le centre de rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator;

c) **l'excentricité mixte** représente la somme des deux phénomènes statique et dynamique.

Les fréquences induites proches, du fondamental, sont données par [33, 34]:

$$f_{\text{exc}} = f_s \left[1 \pm \frac{k(1-g)}{p} \right] \quad (1.3)$$

avec:

f_{exc} : fréquence d'excentricité,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel ($k=1, 2, 3, \dots$),

p : nombre de paires de pôles.

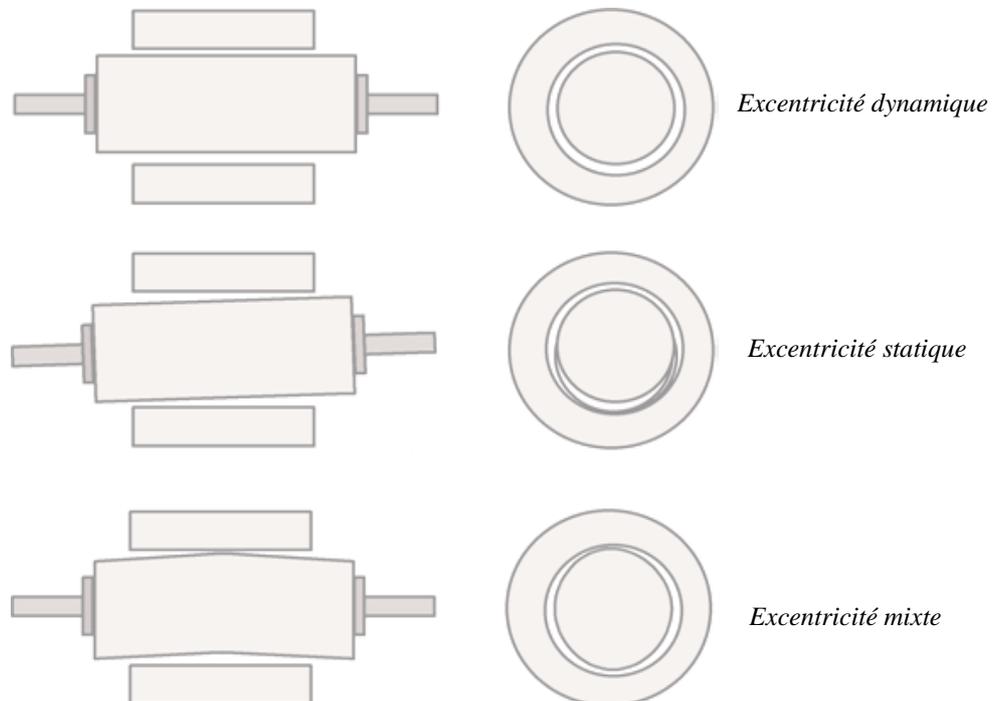


Figure 1.11: Défauts d'excentricité

I.4.1.4 Défauts des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tous types de machines électriques, les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication [35], les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré peuvent créer des perturbations au sein de la machine, nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui pour des vitesses importantes peut provoquer la détérioration de ces derniers, figure (1.12).

La graisse qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut dans certaines applications se rigidifier et causer une résistance à la rotation, les défauts des roulements se manifestent comme défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité, un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur [35].

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique sont basés sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone.

Pour les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par l'expression suivante [35]:

$$f_{\text{roul}} = |f_s \pm k \cdot f_v| \quad (1.4)$$

où:

f_{roul} : fréquence des roulements,

$k=1, 2, 3, \dots,$

f_v : fréquences caractéristiques des vibrations.

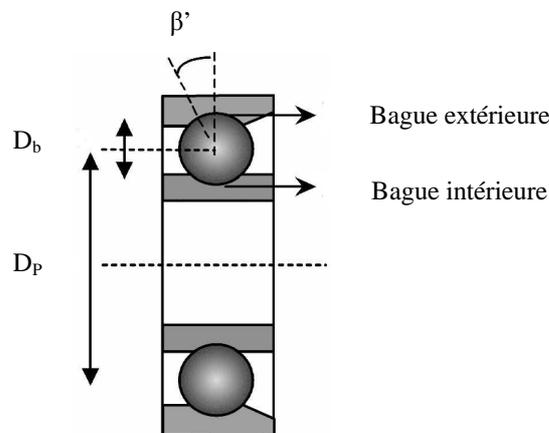


Figure 1.12: Dimensions du roulement à bille

avec:

D_b : diamètre de la bille,

D_p : diamètre du palier,

β' : angle de contact.

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres physiques du roulement.

Selon [35], les fréquences de vibration qui caractérisent les défauts des roulements à billes sont:

• *défaut au niveau d'une bille:*

$$f_b = \frac{D_p}{D_b} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right)^2 \right] \quad (1.5)$$

• *défaut sur la bague intérieure:*

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 + \frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right] \quad (1.6)$$

• *défaut sur la bague extérieure:*

$$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 - \frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right] \quad (1.7)$$

où:

f_{rot} : fréquence de rotation du rotor,

n_b : nombre d'éléments roulants (billes, rouleaux ou aiguilles).

Pour des dimensions courantes où le nombre de billes comprises entre 6 et 12, pour cela, il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes:

$$\begin{cases} f_{b.int} = 0.6n_b f_{rot} \\ f_{b.ext} = 0.4n_b f_{rot} \end{cases} \quad (1.8)$$

I.5 Aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Il est possible de les classer selon le schéma de la figure (1.13).

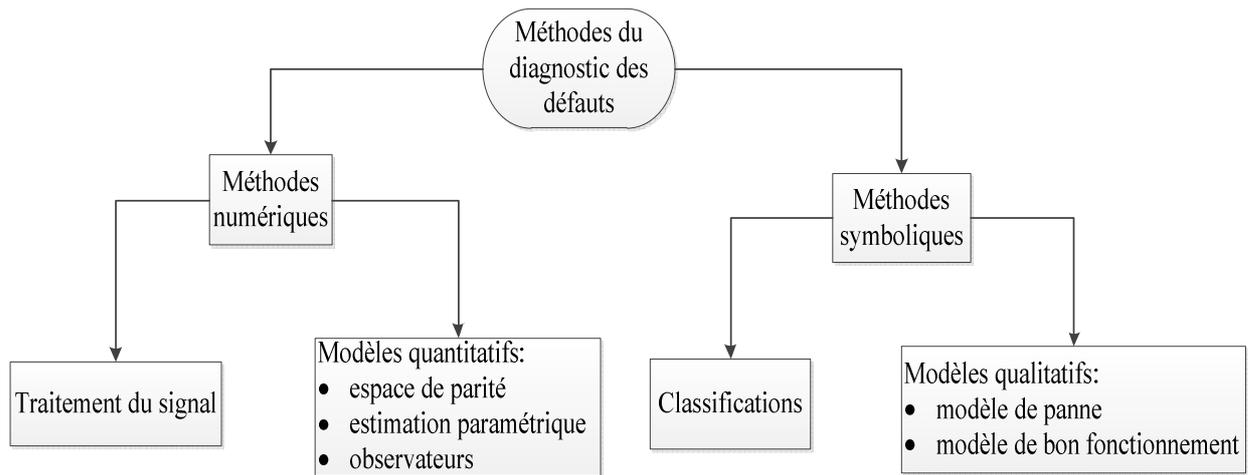


Figure 1.13: Méthodes du diagnostic des défauts

Selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes. Dans le premier cas, on a des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décidé s'il est normal ou anormal. Dans le deuxième cas, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état.

Les méthodes précédentes font alors appel à des procédures d'apprentissage et de reconnaissance de formes ou à l'intelligence artificielle [36]. Vu la diversification dans les techniques de diagnostic, un tour d'horizon sur les techniques les plus utilisées s'impose.

I.5.1 Approche signal

Le diagnostic d'une défaillance ou d'une dégradation fait appel le plus souvent à l'utilisation de signatures. Ces signatures contiennent les informations jugées pertinentes par les spécialistes des matériaux pour la détection d'une défaillance ou d'une dégradation. La complexité des signatures dépend de la nature des systèmes et des matériels à diagnostiquer et varie en fonction de l'anomalie recherchée. Cette approche fait appel à des techniques du traitement de signal.

I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux [37]

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine

À ce jour, c'est l'analyse spectrale des signaux qui est la plus utilisée pour le diagnostic du défaut rotorique. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être:

- courants absorbés;
- flux de dispersion;
- tension d'alimentation;
- couple électromagnétique;
- vitesse rotorique;
- vibrations;
- tension de neutre.

I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle [38]

L'analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence. Parmi ces méthodes, on peut citer:

- transformée de Fourier sur une fenêtre glissante;
- transformée en Ondelettes;
- transformée de Wigner Ville;
- transformée d'Hilbert-Huang.

I.5.2 Diagnostic à base de modèle

Ces méthodes reposent sur l'utilisation de modèles du processus à surveiller incluant ou non l'influence des défauts et des perturbations sur l'état et la sortie. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploiter pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue:

- **surveillance par les observateurs** (estimateurs): ce modèle est décrit sous une représentation de variable d'état [39];
- **surveillance par redondance analytique** (espace de parité): cette méthode consiste à vérifier l'exactitude des équations mathématiques du modèle en se basant sur les sorties du procédé [40];
- **surveillance par estimation paramétrique**: c'est la détermination des vecteurs des paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système [41].

Le principe général du diagnostic à base de modèles analytiques appliqué à la machine asynchrone est illustré sur la figure (1.14).

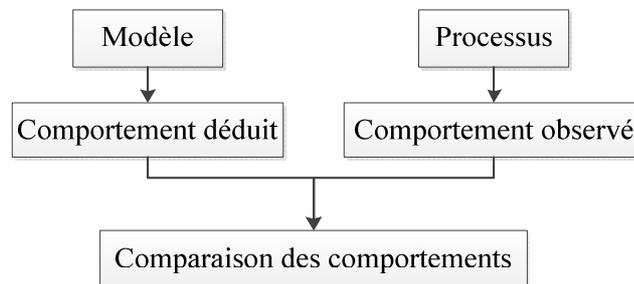


Figure 1.14: Principe de la méthode du modèle

I.5.3 Méthodes de classification

Le rôle d'un système de diagnostic est d'identifier le défaut le plus probable qui a engendré l'apparition d'un symptôme [42]. Ce dernier se traduit par la différence entre des dispositifs en fonctionnement et les mêmes dispositifs fonctionnant sans défaillance. La relation entre les dispositifs et les symptômes passe par une procédure d'apprentissage expérimental. Elle est sauvegardée de façon à avoir une base de données. Le principe des méthodes de classification est illustré sur la figure (1.15).

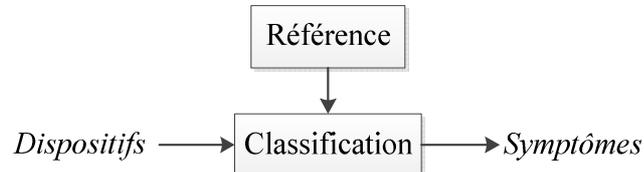


Figure 1.15: Principe des méthodes de classification

I.5.4 Approche qualitative

Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle [21, 43], qui peuvent être regroupées en quatre grandes familles:

- méthodes de reconnaissance des formes;
- diagnostic par systèmes experts;
- diagnostic par logique floue;
- diagnostic par réseaux de neurones.

I.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une présentation de l'état de l'art concernant les méthodes de surveillance des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance d'un processus ont été également définis.

Ensuite, nous avons présenté les différentes défaillances pouvant se manifester dans la machine asynchrone (court-circuit, rupture des barres, excentricité,...).

Comme notre étude est consacrée à l'étude et à la détection des défauts (rupture des barres excentricité et court-circuit) d'un moteur asynchrone à base de modèle mathématique. Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et avec défaut. Ceci fait l'objet du second chapitre.

Chapitre II

Modèle dédié à la simulation des défauts dans la machine asynchrone à cage

II.1 Introduction

Tant dans le domaine du diagnostic que dans celui de la commande des machines électriques, il est intéressant de disposer des modèles capables de représenter le comportement du système en présence de déséquilibres structurels. La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèle analytique pour la machine asynchrone (MAS) recouvre un certain nombre de problèmes qui doivent être résolus. L'un de ces problèmes est la synthèse des modèles décrivant le comportement de la machine.

Donc la modélisation des machines électriques est une étape aussi bien pour le concepteur. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration d'un diagnostic. Un modèle basé sur les équations électriques et mécaniques des circuits est en général suffisant pour faire la synthèse du diagnostic. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable [44].

Nous présentons, dans ce chapitre, un modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil tenant compte des divers défauts. Dans un premier temps, nous détaillons le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain, puis nous introduisons dans ce modèle les diverses défaillances et qui sont: rupture des barres rotorique, excentricité mixte, court-circuit des spires statorique.

II.2 Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage

L'étude de tout système physique nécessite, souvent, une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face aux différentes excitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus le modèle sera simple. Dans ce but, le modèle de la machine asynchrone est élaboré sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices fortes mais généralement admises [45]:

- perméabilité relative du fer très grand;
- distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique;
- pas de saturations, l'effet pelliculaire est considéré nul, courants de Foucault négligeables hors des barres rotorique.

II.2.1 Calcul des inductances [44, 46]

II.2.1.1 Partie statorique

En premier temps, on suppose que les enroulements statorique sont régulièrement distribués autour du périphérique de l'entrefer de telle sorte que l'induction résultante puisse être sinusoïdale, dans ce cas l'expression de la FMM sera:

$$F(\theta') = \frac{2N_s}{\pi \cdot p} i_s \cos \theta' \quad (2.1)$$

avec:

N_s : nombre de spires statorique par phase,

p : nombre de paires de pôles,

i_s : courant d'une phase statorique,

θ' : position.

D'après le théorème d'Ampère on peut écrire:

$$F(\theta') = \oint H dl = \frac{N_s \cdot i_s}{p} \quad (2.2)$$

La décomposition de l'induction sera:

$$B(\theta') = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e_0 \cdot p} i_s \cos p \theta' \quad (2.3)$$

avec:

e_0 : épaisseur d'entrefer (m),

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$: perméabilité magnétique du vide ($H \cdot m^{-1}$).

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression (2.3), on peut écrire:

$$\Phi_s = \iint_s B_s ds = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R \cdot l d\theta' \quad (2.4)$$

avec:

R : rayon moyen à l'entrefer,

l : longueur.

On obtient:

$$\Phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e_0 \cdot p^2} R \cdot l i_s \quad (2.5)$$

Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a" est:

$$\Phi_{sa} = N_s i_{as} \cdot \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e_0 \cdot p^2 \cdot \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos \theta \, d\theta \quad (2.6)$$

Donc l'équation (2.6) peut se mettre sous la forme:

$$\Phi_{sa} = L_{sp} i_{as} \quad (2.7)$$

En utilisant l'équation (2.6), l'inductance principale de la phase "a" s'écrit:

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2 R \cdot l}{e_0 \cdot p^2 \pi} \quad (2.8)$$

Le flux de fuite est donné par :

$$\Phi_{fs} = L_{fs} i_{as} \quad (2.9)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et de l'inductance de fuite tel que:

$$L_{as} = L_{sp} + L_{fs} \quad (2.10)$$

Puisque les enroulements statorique sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont considérées égaux: ($L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s$)

II.2.1.2 Partie rotorique

La figure 2.1 illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent. Le rotor a été décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres et des portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. Ce modèle considère que le rotor est constitué d'autant de phases que de barres et les courants circulant dans les portions d'anneau de court circuit représentent les courants des phases rotorique (figure 2.1) [44, 45].

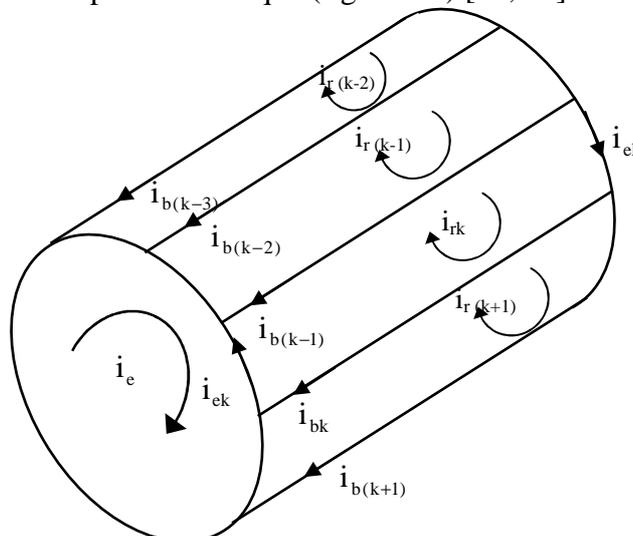


Figure 2.1: Structure de la cage du rotor

La figure (2.2) représente en fonction de θ' , l'allure de l'induction magnétique supposée radiale produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer [44, 45].

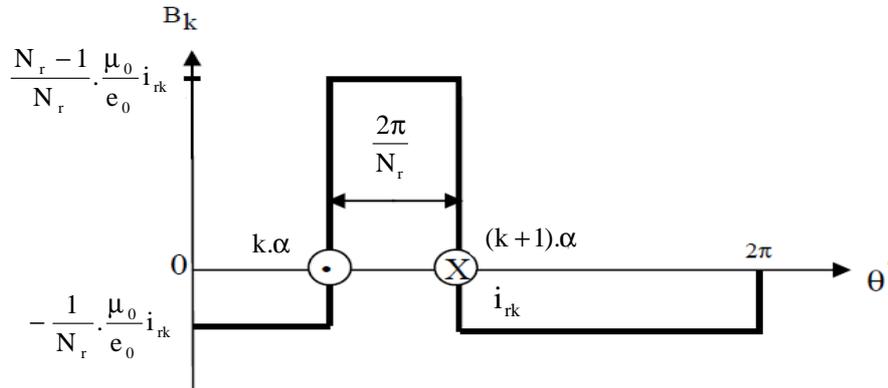


Figure 2.2: Induction magnétique produite par une maille rotorique

avec:

N_r : nombre de barres rotorique,

i_{rk} : courant dans la boucle k, $k=1, \dots, N_r$,

B_k : induction magnétique dans l'entrefer produit par une maille rotorique k.

$$\alpha = p \frac{2\pi}{N_r}.$$

La distribution spatiale du champ dû à la $k^{\text{ème}}$ boucle de courant rotorique, est considérée comme étant rectangulaire, l'inductance principale et l'inductance mutuelle d'une maille rotorique sont données par l'expression du flux propre de la maille "k".

On a donc:

$$\Phi_{\text{rpk}} = \int_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} B_{\text{lrk}} R \cdot l d\theta' \quad (2.11)$$

Donc:

$$\Phi_{\text{rpk}} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e_0} 2\pi \cdot R \cdot l \cdot i_{rk}$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est:

$$L_{\text{rp}} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e_0} 2\pi \cdot R \cdot l \quad (2.12)$$

L'inductance totale de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuites de deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille k, donc l'expression est donnée par:

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_b + 2L_e \quad (2.13)$$

Les mailles rotorique sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer, le flux traversant la $j^{ème}$ maille produit par le courant i_{rk} circulant dans la maille k est donné par:

$$\Phi_{rjk} = \int_{j\alpha}^{(j+1)\alpha} B_{2rk} R.l d\theta' \quad (2.14)$$

$$\Phi_{rjk} = \int_{j\alpha}^{(j+1)\alpha} \left(\frac{-1}{N_r} \frac{\mu_0}{e_0} R.l i_{rk} \right) d\theta'$$

D'après l'équation précédant on obtint l'inductance mutuelle:

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e_0} 2\pi.R.l \quad (2.15)$$

1.2.1.3 Mutuelles inductances entre stator et rotor

L'induction produite par la bobine de la phase n dans la $k^{ème}$ maille rotorique est donnée par:

$$B_{sn} = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e_0} i_{sn} \cos(p\theta' - n \frac{2\pi}{3}) \quad (2.16)$$

avec:

$$n = (1, 2, 3),$$

i_{sn} : courant dans une phase au stator (a, b, c).

Le flux traversant la maille k, est donné par:

$$\Phi_{snrk} = \int_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} B_{sn} R.l d\theta' \quad (2.17)$$

On obtient :

$$\Phi_{snrk} = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e_0 \cdot p} N_s i_{sn} R.l \frac{1}{p} \left[\sin(p\theta' - n \frac{2\pi}{3}) \right]_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} \quad (2.18)$$

L'expression de l'inductance mutuelle stator-rotor est tirée donc de celle du flux:

$$M_{snrk} = -M_{sr} \cos(p\theta' - n \frac{2\pi}{3} + k\alpha) \quad (2.19)$$

avec:

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e_0 \cdot p^2} N_s R.l \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right); \quad \alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$$

II.2.2 Mise en équation

En utilisant les transformations de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statorique (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α , β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor.

Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle θ de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation $g\omega_s$ en régime permanent [44].

II.2.2.1 Equations statorique

On déduit pour l'ensemble des phases statorique les équations matricielles:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$$

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos k\alpha & \dots \\ \dots & \sin k\alpha & \dots \\ \vdots & & \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

avec : $k \in [0, N_r-1]$, $k \in \mathbb{N}$

Donc :

$$\Phi_{ds} = L_{sc} i_{ds} - M_{sr} \left[\cos 0\alpha i_{r0} + \cos 1\alpha i_{r1} + \dots + \cos k\alpha i_{rk} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha i_{r(N_r-1)} \right]$$

De la même façon pour Φ_{qs}

$$\Phi_{qs} = L_{sc} i_{qs} - M_{sr} \left[\sin 0\alpha i_{r0} + \sin 1\alpha i_{r1} + \dots + \sin k\alpha i_{rk} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha i_{r(N_r-1)} \right]$$

Après la dérivation des équations (2.21), on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos k\alpha & \dots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

et :

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{sc} \frac{di_{qs}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \sin k\alpha & \dots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

II.2.2.2 Equations rotorique

Le rotor à cage de la machine asynchrone peut être schématisé par le modèle donné par la figure (2.3):

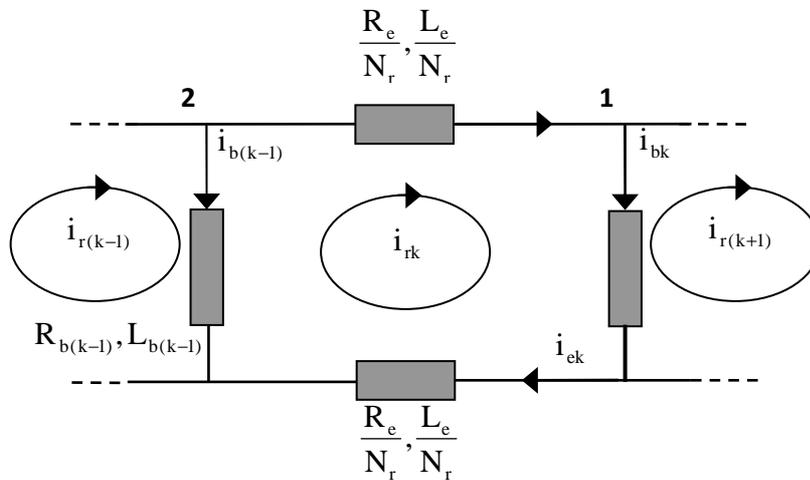


Figure 2.3: Schéma électrique équivalent des mailles rotorique k

i_{rk} représente le courant de maille k et i_{bk} le courant de la barre k .

On écrit:

- Pour le nœud n° 1

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)}$$

- Pour le nœud n° 2

$$i_{b(k-1)} = i_{r(k-1)} - i_{rk}$$

L'équation électrique relative à la maille k est:

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} [i_{r(k-1)} - i_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [i_{rk} - i_e] + R_{bk} [i_{rk} - i_{r(k+1)}] + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0 \quad (2.24)$$

Donc l'équation électrique relative à la maille k devient:

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [i_{rk} - i_e] + R_{bk} i_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0 \quad (2.25)$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par:

$$\Phi_{rk} = L_{rp} i_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} i_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos k\alpha + i_{qs} \sin k\alpha) + \frac{L_e}{N_r} (i_{rk} + i_{ek}) + L_b (-i_{b(k-1)} + i_{bk})$$

avec: $k=0, 1, 2, \dots, N_r-1$.

Le terme en L_{rp} et en M_{rr} respectivement le flux principal, et mutuel avec les autres mailles rotoriques, puis viennent les termes de couplage avec le stator. On remarquera le facteur $\frac{3}{2}$ par rapport à l'équation statorique à cause de la transformation de Clark.

L'équation de l'anneau peut s'écrire [21, 22]:

$$L_e \frac{di_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{di_{rk}}{dt} = - \left(R_e i_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \right) \quad (2.26)$$

Le système complet $[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$ s'écrit sur la forme:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & \frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin k\alpha & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & \frac{L_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{N_r} & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rj} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ i_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega \sin k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega \cos k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(N_r-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-2)} & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & 0 & 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b(N_r-2)} + R_{b(N_r-1)} & \frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_r} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rj} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de Co-énergie:

$$C_e = \frac{3}{2} P [i_{sdq}]_t \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k.\alpha) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k.\alpha) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On a donc:

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin k.\alpha - i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos k.\alpha \right\} \quad (2.29)$$

A ces équations, on ajoute les équations électromagnétiques:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r) \quad (2.30)$$

avec: $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ et θ : position du rotor.

II.3 Modèle réduit de la machine asynchrone à cage

La représentation d'état fait apparaître un système d'ordre très élevé, constitué de nombre de phases statorique, du nombre de phases rotorique et des équations électromécaniques [47].

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à N_r phases en un système (d, q), et elle est écrite de façon suivante:

$$[T_{3n}(\theta_R)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_R & \cos(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & \cos(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_R & -\sin(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & -\sin(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$[T_{3n}(\theta_R)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_R & -\sin \theta_R \\ 1 & \cos(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

avec: $k \in [0 \dots (n-1)]$, $k \in \mathbb{N}$,

θ_R : position des grandeurs rotorique.

Nous pouvons définir un vecteur d'état $[x]$ qui, après l'application de cette matrice de transformation donnera:

$$[x_{odqs}] = [T_{33}(\theta_s)][x_{abcs}] \Rightarrow [x_{abcs}] = [T_{33}(\theta_s)]^{-1}[x_{odqs}] \quad (2.32)$$

$$[x_{odqr}] = [T_{3Nr}(\theta_R)][x_{rk}] \Rightarrow [x_{rk}] = [T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}[x_{odqr}]$$

avec θ_s : position des grandeurs statorique.

Soit la partie statorique:

$$[V] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_s]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][i_{rk}]\} \quad (2.33)$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \{[T_{33}(\theta_s)][R_s][T_{33}(\theta_s)]^{-1}\}[i_{odqs}] + \{[T_{33}(\theta_s)][L_s][T_{33}(\theta_s)]^{-1}\}\frac{d}{dt}[i_{odqs}] \\ &+ \left\{[T_{33}(\theta_s)][L_s]\frac{d}{dt}[T_{33}(\theta_s)]^{-1}\right\}[i_{odqs}] + \{[T_{33}(\theta_s)][M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}\}\frac{d}{dt}[i_{odqr}] \\ &+ [T_{33}(\theta_s)]\frac{d}{dt}\{[M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}\}[i_{odqr}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique:

$$[V_r] = [R_r][i_{rk}] + \frac{d}{dt}\{[L_r][i_{rk}]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][i_s]\} \quad (2.34)$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] &= \{[T_{3Nr}(\theta_R)][R_r][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}\}[i_{odqr}] + \{[T_{3Nr}(\theta_R)][L_r][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}\}\frac{d}{dt}[i_{odqr}] \\ &+ \{[T_{3Nr}(\theta_R)][M_{sr}][T_{33}(\theta_s)]^{-1}\}\frac{d}{dt}[i_{odqs}] + \left\{[T_{3Nr}(\theta_R)]\frac{d}{dt}[M_{rs}][T_{33}(\theta_s)]^{-1}\right\}[i_{odqs}] \end{aligned}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor, $\theta_s = \theta$, $\theta_R = 0$.

Après simplifications nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone

[44]:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

avec:

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos \alpha) \\ R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos \alpha) \end{cases}$$

Pour la partie mécanique, après l'application de la transformation généralisée sur l'expression du couple, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2}PN_r \cdot M_{sr} (i_{ds} \cdot i_{qr} - i_{qs} \cdot i_{dr}) \quad (2.36)$$

II.4 Modèle réduit de la machine tenant compte des défauts rotorique

Les défauts rotorique considérés sont de type ruptures des barres, ils se traduisent par une augmentation de la résistance des éléments présentant un défaut. Ils n'entraînent aucune modification de la topologie du rotor, mais seuls certains éléments de la matrice $[R_r]$ qui sont modifiées. Pour cela, la procédure la plus simple consiste à ajouter à la matrice des résistances $[R_r]$ une nouvelle matrice $[R'_r]$ où les éléments non nuls correspondent aux éléments défectueux. Dans le cas où le défaut concernerait la barre k , la nouvelle matrice de résistances rotorique s'écrit:

$$[R_{rf}] = [R_r] + [R'_r] \quad (2.37)$$

$$\text{où: } [R'_r] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

La nouvelle matrice des résistances rotorique, après transformations, devient :

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = [\mathbf{T}_{2N_r}(\theta_R)] [\mathbf{R}_{rf}] [\mathbf{T}_{2N_r}(\theta_R)]^{-1} = [x_{abcs}] = [\mathbf{T}_{2N_r}(\theta_R)] \{ [\mathbf{R}_r] + [\mathbf{R}'_r] \} [\mathbf{T}_{2N_r}(\theta_R)]^{-1} \quad (2.38)$$

La matrice résistance de défaut devient :

$$[\mathbf{R}_{rfdq}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{rdd} & \mathbf{R}_{rdq} \\ \mathbf{R}_{rqd} & \mathbf{R}_{rqq} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Où les quatre termes de cette matrice sont:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{rdd} = 2\mathbf{R}_b(1 - \cos \alpha) + 2\frac{\mathbf{R}_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \cdot (1 - \cos(2k - 1)\alpha) \\ \mathbf{R}_{rdq} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \cdot \sin(2k - 1)\alpha \\ \mathbf{R}_{rqd} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \cdot \sin(2k - 1)\alpha \\ \mathbf{R}_{rqq} = 2\mathbf{R}_b(1 - \cos \alpha) + 2\frac{\mathbf{R}_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k \mathbf{R}_{bfk} \cdot (1 + \cos(2k - 1)\alpha) \end{cases}$$

où:

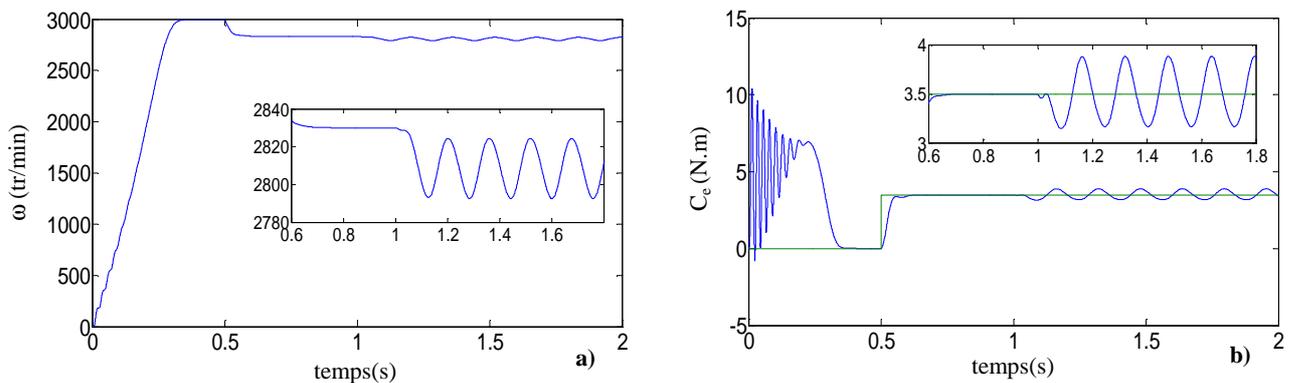
L'indice k caractérise la barre cassée,

\mathbf{R}_{bfk} : résistance d'une barre rotorique cassée.

La sous-matrice relative à la résistance rotorique, est un bon indicateur de la présence d'un défaut rotorique. En effet, en cas de défaut \mathbf{R}_{rdd} et \mathbf{R}_{rqq} ne sont plus égaux comme c'est le cas pour la machine saine. En outre, les termes \mathbf{R}_{rdq} et \mathbf{R}_{rqd} prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut rotorique.

II.4.1 Résultat de simulation du défaut rotorique

Le démarrage de la machine est effectué à vide sous une tension triphasée sinusoïdale équilibrée nominale. À l'instant $t=0,5$ s, on charge la machine avec un couple de 3.5 Nm. Les paramètres de simulation de la machine de puissance 1kW sont présentés dans l'annexe A.



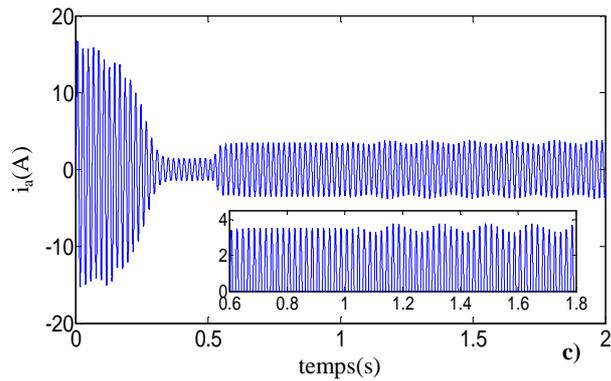


Figure 2.4: Grandeurs électrique et mécanique pour un fonctionnement avec défaut de deux barres adjacentes (1 et 2)
(a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique

Les figures (2.4.a, b et c) montrent l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique ainsi que le courant statorique. On constate que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps de 0.25s. Le couple électromagnétique présente une composante pulsante très importante avec une amplitude de valeur maximale de 11 N.m, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Il y a aussi, un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage.

On note aussi, d'après la figure (2.4), que l'introduction d'un couple de charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y a une augmentation après l'application du couple de charge. On remarque aussi, que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

A l'instant $t=1s$, on provoque un défaut de rupture de deux barres de type adjacentes (1^{ère} et la 2^{ème} barre), on constate d'après la figure (2.4) que des oscillations apparaissent sur la vitesse de rotation et le couple électromagnétique ainsi que d'une modulation d'amplitude sur la courbe du courant statorique, ces oscillations augmentent sensiblement avec le nombre de barres cassées et leurs positions (espacées ou adjacentes [44]).

Il est un peu difficile d'analyser directement les résultats des figures 2.4 pour la détection de la présence d'un défaut, et tout particulièrement quand il s'agit d'une seule barre cassée. Seules des méthodes plus utiles comme l'analyse spectrale des signaux offrent un issu pour le diagnostic de ce type de défaut. Nous présentons dans cette partie, l'analyse spectrale de la vitesse de rotation et du courant statorique, en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT) en régime permanent à charge nominale. Nous montrerons comment cette méthode permet de déterminer le contenu fréquentiel de la vitesse de rotation et du courant statorique et donc de retrouver les raies associées aux défauts des ruptures des barres.

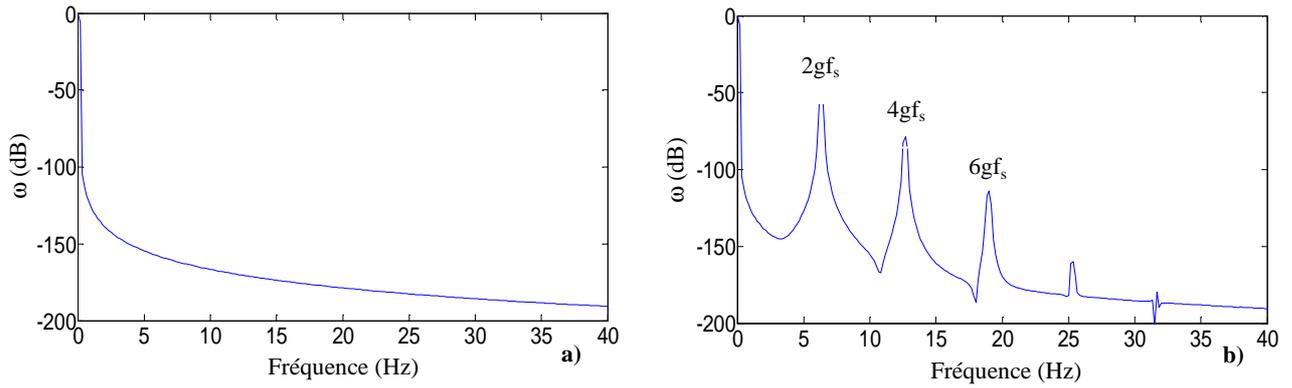


Figure 2.5: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes

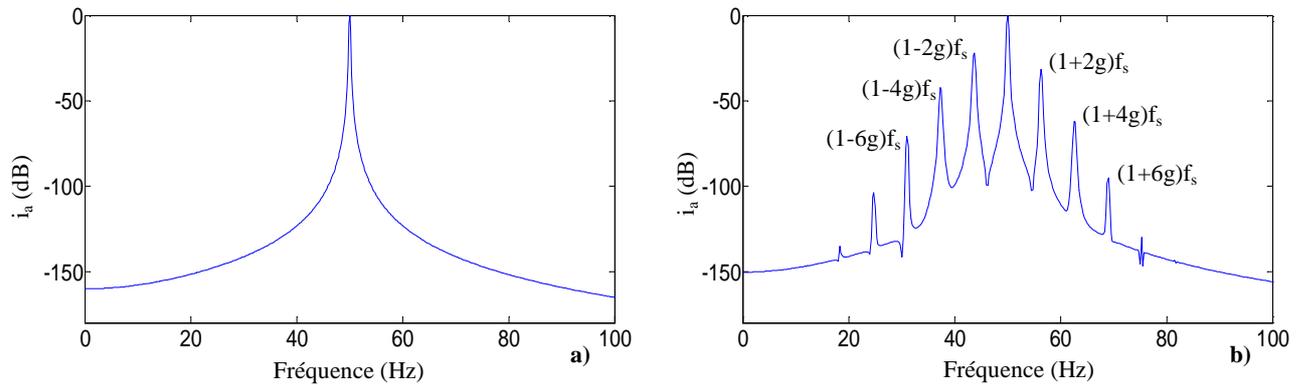


Figure 2.6: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes

On constate selon la figure 2.5.b la présence des harmoniques situés à $2kgf_s$, ce qui donne un bon signe de l'existence du défaut de barres, le degré de sévérité est fonction des amplitudes des raies de défaut. L'analyse spectrale du courant statorique relève ses composantes supplémentaires qui apparaissent en situation de défaut (figure 2.6.b). Nous pouvons affirmer que la manifestation des raies $(1\pm 2k)g)f_s$ (tableau 2.1) est un signe de l'existence de cassures de barres. Nous avons montré que le bon choix de la résolution fréquentielle, permet de séparer les composantes les plus proches du fondamental.

$g=6.33\%$	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	37.4	43.7	56.3	62.6
$f_{déduite}$ (Hz)	37.25	43.75	56.25	62.5
Amplitude (dB)	-42.05	-21.92	-31.75	-61.86

Tableau 2.1: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique

Lorsque la machine passe vers un nouveau mode de fonctionnement (anomalies), la détection précoce de l'évolution vers ce mode non désiré permet d'anticiper le diagnostic et d'éviter les risques à partir l'analyse spectrale des signaux, l'analyse spectrale de ces performances a permis de détecter et de quantifier la valeur des défauts survenue sur la partie rotorique de la machine. L'inconvénient majeur de ce procédé est que la longueur de la fenêtre étant fixée, il n'est pas possible d'analyser

simultanément des phénomènes dont les échelles de temps sont différentes. Une autre technique d'analyse qui ne privilégie aucune échelle particulière, mais qui généralise à toutes les échelles l'analyse locale des fréquences obtenues par la méthode de Gabor devient plus que nécessaire. En 1982, J.Morlet ouvre la voie conduisant à la solution en construisant l'analyse en ondelettes.

La transformée par la technique ondelette est introduite dans le but de surmonter les difficultés mentionnées précédemment. Une technique de fenêtrage avec une taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal du courant statorique en régime transitoire ou permanent.

L'analyse par les ondelettes permet l'utilisation de longs intervalles de temps dont on veut plus de précision dans les basses fréquences et de courtes régions pour les hautes fréquences. Les ondelettes permettent de décomposer un signal en une petite onde (ou vague) qui a un début et une fin et représente une fonction (ou un signal) comme des dilatations (dilater est ici à prendre dans le sens étirer et comprimer et des translations d'une ondelette initiale que l'on nomme ondelette mère).

L'ondelette Daubechies-40 (db40) est utilisée souvent comme une ondelette mère car cette fonction d'échelle réduira au minimum le recouvrement entre les bandes de fréquences qui ne peuvent pas être évitées [48-52]. Le diagnostic des défauts sur la base d'analyse du courant statorique à l'aide de la transformée en ondelettes (DWT) dépend de:

- extraction des informations des signaux transitoires ou permanents;
- type de l'ondelette;
- ordre de l'ondelette;
- niveau de décomposition.

On se propose d'une étude de l'ondelette de haut niveau résultant de l'analyse. Le nombre approprié de niveaux de la décomposition dépend de la fréquence d'échantillonnage f_e du signal à analyser. Pour chacune des approches de diagnostics basés sur la décomposition en ondelettes, le nombre de niveau doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement. À partir de la relation 2.40, on peut calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaire pour obtenir un signal d'approximation et les détails [53]. En effet, le niveau de décomposition du signal d'approximation qui inclut les harmoniques autour du fondamental, est le nombre entier exprimé par la relation:

$$N_L > \frac{\log(f_e / f_s)}{\log(2)} + 1 \quad (2.40)$$

Donc pour une fréquence d'échantillonnage de $f_e=10$ kHz, la fréquence d'alimentation $f_s=50$ Hz, le nombre de décomposition est:

Si on prend un nombre N_L supérieur ou égal à 9, cela nous permet d'avoir une bonne interprétation de ce phénomène, puisque la variation de ces signaux reflète clairement l'évolution de l'harmonique associé aux barres du rotor cassées pendant le régime transitoire. La théorie des ondelettes a été prouvée d'être un outil puissant pour l'analyse des processus transitoires [53], où on décompose le signal courant en un ensemble de signaux, chacun de ces signaux contient les informations du signal original dans une certaine bande de fréquence, pour les détails contient les hautes fréquences du signal original inclus dans l'intervalle $[2^{-(l+1)}f_e, 2^{-l}f_e]$, pour les approximations qui contient les basses fréquences du signal original est incluse dans l'intervalle $[0, 2^{-(n+1)}f_e]$.

avec : n : détail de signal et $l \in [1, n]$

Quand une barre cassée est présente sur la machine, une caractéristique harmonique avec une fréquence particulière apparaît durant le processus de démarrage, l'évolution de cette harmonique se reflète clairement dans les basses fréquences du signal en ondelettes résultant de l'analyse, un fait qui permet la détection de ce type de défaillance dans la machine, puisque cette variation particulière n'apparaît pas pour les mêmes fonctionnements de la machine, soit dans des conditions saines ou avec défaut. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures 2.8, 2.14 et 2.20, où la fréquence d'échantillonnage est de 10^4 d'où les fréquences de chaque niveau sont illustrées sur le tableau 2.2:

Niveau de l'ondelette	Bande de fréquence
Approximée 9 (a9)	[0 19.53]Hz
Détail 9 (d9)	[19.53 39.06]Hz
Détail 8 (d8)	[39.06 78.12]Hz
Détail 7 (d7)	[78.12 156.24]Hz

Tableau 2.2: Bandes des fréquences associées aux détails et approximations

Le démarrage de la machine asynchrone comporte la période qu'elle vient après la mise sous tension. Pendant cette période, la machine accélère de l'arrêt à la vitesse évaluée. Pour la machine à l'état sain, le courant de démarrage a une amplitude variable.

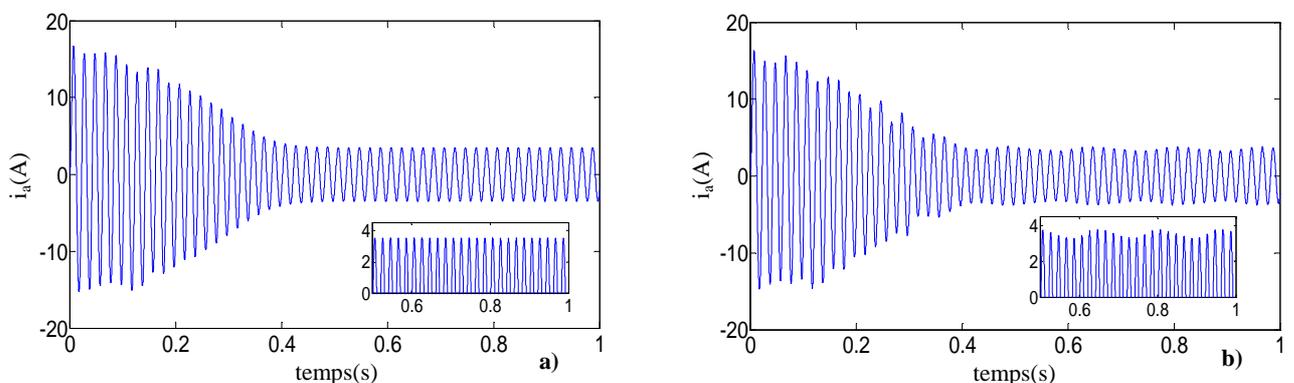


Figure 2.7: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes

La figure 2.7 montre l'évolution du courant d'une phase statorique durant le régime de démarrage au régime permanent à l'état sain et avec défaut où l'augmentation des amplitudes du courant est très visible entre le cas sain et le cas de défaut (figure 2.7.a et b).

La figure 2.8 compare le TOD (transformée d'ondelette discrète) du courant du démarrage lorsqu'il s'agit de la machine saine (figure 2.8.a) et de la machine avec deux barres cassées adjacentes (figure 2.8.b).

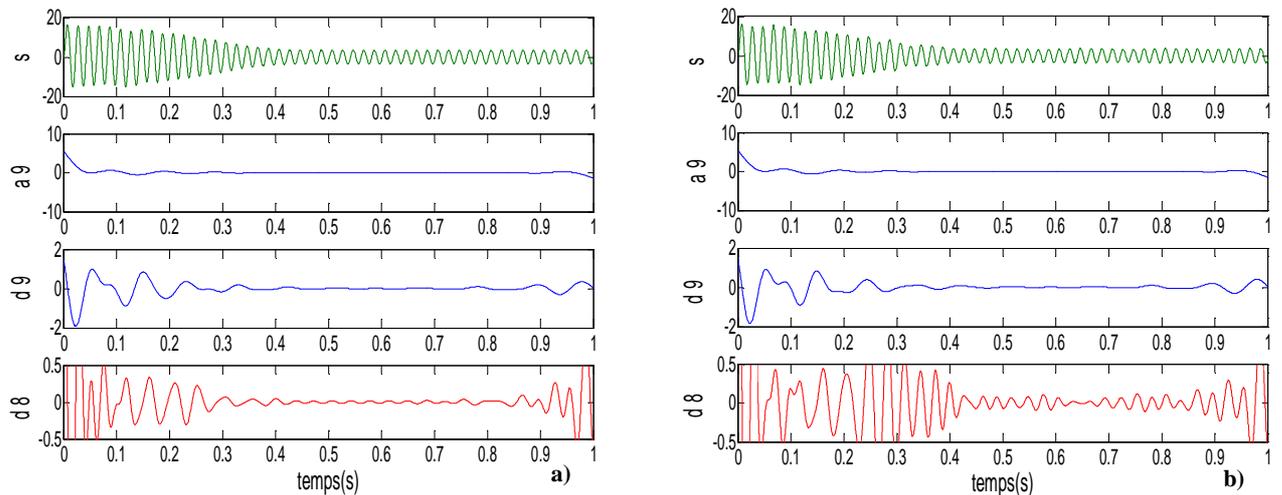


Figure 2.8: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes

La comparaison des signaux de détail et d'approximation est obtenu pour la machine en saine (figure 2.8.a) et avec défaut (figure 2.8.b). On remarque des perturbations qui se manifestent sous forme d'oscillation au coefficient d8, augmentée à l'état de défaut. cette augmentation est due à l'effet que les bandes de fréquence correspondantes sont affectées par le défaut.

II.5 Prise en compte du défaut d'excentricité mixte de la machine asynchrone [54]

Le défaut d'excentricité est parmi les défauts majeurs très rencontrés dans la pratique; sa présence est traduite par la non-uniformité de l'entrefer. Il existe trois types d'excentricités qui sont soit statique, dynamique ou mixte [55].

Dans le cas d'une excentricité statique, le centre du rotor n'est pas confondu avec celui du stator, mais l'épaisseur minimale de l'entrefer reste fixe. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator et l'épaisseur minimale de l'entrefer est fonction de la position du rotor. Il est à noter qu'en pratique, ces deux types d'excentricité se manifestent en même temps, ce qui donne naissance à ce qui est appelée excentricité mixte [56].

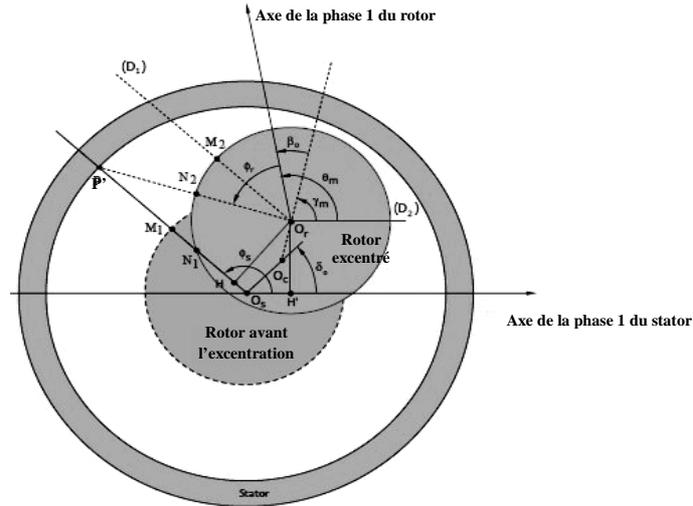


Figure 2.9: Excentricité mixte dans une machine asynchrone

Dans le cas d'excentricité mixte, le rotor tourne autour de sa trace O_r qui tourne à son tour autour d'un point O_c différent du centre O_s du stator. Cette situation est représentée sur la figure (2.9), ce qui signifie qu'elle est la superposition d'une excentricité statique et d'une excentricité dynamique [54]. On distingue deux degrés d'excentricité:

- statique, défini par:

$$\varepsilon_s = \frac{O_s O_c}{e_0} \tag{2.41}$$

- dynamique, défini par:

$$\varepsilon_d = \frac{O_c O_r}{e_0} \tag{2.42}$$

avec:

O_s : centre du stator,

O_c : centre autour duquel tourne la trace O_r du rotor,

O_r : trace du rotor excentré,

e_0 : l'entrefer moyen de la machine.

II.5.1 Relation entre les positions mesurées entre le stator et le rotor [54]

Soit H' est la projection orthogonale de O_r sur l'axe de la première phase du stator (figure 2.9), alors:

$$O_r H = O_s O_r \sin \left[\phi_s - (\vec{O_s H}, \vec{O_s O_r}) \right] \tag{2.43}$$

avec:

ϕ_s : angle mesuré sur de la périphérie interne du stator,

H : projection orthogonale de O_r sur la droite $(O_s P')$,

P': intersection d'un rayon statorique avec l'armature statorique.

Soit Θ l'angle entre l'axe de la phase du stator et la droite (O_s, O_r):

$$\Theta = (\vec{O_s H}, \vec{O_s O_r}) \quad (2.44)$$

En considérant le triangle (O_s, H', O_r), on peut expliciter Θ :

$$\tan \Theta = \frac{O_r H'}{O_s H'} = \frac{O_s O_c \sin \delta_0 + O_c O_r \sin \gamma_m}{O_s O_c \cos \delta_0 + O_c O_r \cos \gamma_m}$$

γ_m désigne la position angulaire instantanée de la droite ($O_c O_r$) mesurée dans le repère lié au stator.

Soit β_0 l'écart entre la position du rotor et celle de la droite ($O_c O_r$). β_0 dépend de la position initiale du rotor avant chaque démarrage. Pendant que le rotor tourne, β_0 demeure constant puisque le rotor est régi par un même champ tournant. Quand la machine s'arrête, β_0 prend une nouvelle valeur.

Soit δ_0 la position angulaire de la direction ($O_s O_c$). Dans la plupart des cas, les auteurs supposent toujours que $\delta_0 = \beta_0 = 0$ alors qu'il ne s'agit qu'un cas particulier. En réalité:

$$\theta_m - \gamma_m = C^{te} = \beta_0 \quad (2.45)$$

avec:

θ_m : position angulaire instantanée du rotor.

Certains auteurs comme Dorrell et Nandi supposent que $\beta_0 = 0$, ce qui ne sont qu'un cas particulier. Il s'ensuit que :

$$\Theta = \arctan \left[\frac{\epsilon_s \sin \delta_0 + \epsilon_d \sin(\theta_m - \beta_0)}{\epsilon_s \cos \delta_0 + \epsilon_d \cos(\theta_m - \beta_0)} \right] \quad (2.46)$$

En considérant une nouvelle le même triangle (O_s, H', O_r):

$$O_s O_r = \sqrt{O_s H'^2 + H' O_r'^2} \quad (2.47)$$

soit:

$$O_s O_r = e_0 \sqrt{\epsilon_s^2 + \epsilon_d^2 + 2\epsilon_s \epsilon_d \cos(\theta_m - \delta_0 - \beta_0)} = \epsilon e_0 \quad (2.48)$$

La quantité:

$$\epsilon = \sqrt{\epsilon_s^2 + \epsilon_d^2 + 2\epsilon_s \epsilon_d \cos(\theta_m - \delta_0 - \beta_0)} \quad (2.49)$$

Apparaît comme le degré global de la superposition d'une excentration statique et d'une excentration dynamique. Contrairement aux degrés d'excentrations statique et dynamique, ϵ dépend d'une manière périodique de la position. On constate que $\epsilon_{\min} = |\epsilon_d - \epsilon_s|$ tandis que $\epsilon_{\max} = |\epsilon_d + \epsilon_s|$.

II.5.2 Approximation de la fonction perméance

Physiquement, la longueur effective de l'entrefer est la longueur de la ligne de champ. Pour une machine excentrée, cette ligne est a priori une courbe dont la longueur exacte est difficile à déterminer. Ce problème nous amène à approcher la longueur des lignes de champs par des segments. Nous consacrons cette sous-section à la présentation des formes possibles de la fonction d'entrefer et de la fonction perméance associée. [54, 57].

II.5.2.1 Première approximation: utilisation des polynômes de Legendre

En tenant compte de la relation (2.52), on vérifie que la fonction d'entrefer se généralise par :

$$e(\phi_s) = e_0 \sqrt{1 - 2\varepsilon \cos(\phi_s - \Theta) + \varepsilon^2} \quad (2.50)$$

La fonction perméance est donc:

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_0 \sqrt{1 - 2\varepsilon \cos(\phi_s - \Theta) + \varepsilon^2}} \quad (2.51)$$

II.5.2.2 Deuxième possibilité d'approximation

En deuxième possibilité en remarquant que:

$$(\vec{O}_s \vec{O}_r, \vec{O}_s \vec{P}') = \phi_s - \Theta \quad (2.52)$$

Et en tenant compte de la relation (2.48), on arrive à l'expression de la fonction d'entrefer:

$$e(\phi_s) = r - \varepsilon e_0 - \sqrt{r'^2 - 2\varepsilon^2 e_0^2 \sin^2(\phi_s - \Theta)} \quad (2.53)$$

avec:

r : rayon de l'armature statorique,

r' : désigne le rayon de la périphérie du rotor,

$$r'^2 = \vec{O}_s \vec{N}_1^2 + \vec{O}_s \vec{O}_r^2 - 2 \vec{O}_s \vec{O}_r \cdot \vec{O}_s \vec{N}_1,$$

N_1 : intersection de la droite ($O_s P'$) avec le rotor excentré.

La fonction perméance vaut alors:

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{r - \varepsilon e_0 - \sqrt{r'^2 - 2\varepsilon^2 e_0^2 \sin^2(\phi_s - \Theta)}} \quad (2.54)$$

II.5.2.3 Troisième approximation: expression usuelle

La fonction d'entrefer s'écrit:

$$e(\phi_s) = e_0 [1 - \varepsilon \cos(\phi_s - \Theta)] \quad (2.55)$$

En regroupant les excentrations statique et dynamique, la fonction perméance devient:

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_0 [1 - \varepsilon \cos(\phi_s - \Theta)]} \quad (2.56)$$

Le développement en série de Fourier s'écrit comme suit:

$$\Lambda(\phi_s) = \frac{1}{e_0} \sum_{k=0}^{+\infty} \Lambda_k \cos[k(\phi_s - \Theta)] \quad (2.57)$$

Les coefficients sont:

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \\ \Lambda_k = 2\Lambda_0 \left(\frac{\varepsilon}{1+\sqrt{1-\varepsilon^2}} \right)^k, \quad k=1,2,\dots \in N \end{cases} \quad (2.58)$$

La première forme de la fonction fait intervenir moins de paramètres, il est donc naturel de choisir la première approximation qui est la plus simple, et qui est par ailleurs admise par de nombreux auteurs.

II.5.3 Résultat de simulation du défaut d'excentricité mixte

On introduit dans le modèle de la machine un défaut d'excentricité caractérisé par $\varepsilon_s = 20\%$, $\varepsilon_d = 10\%$. (ε_s : excentricité statique, ε_d : excentricité dynamique).

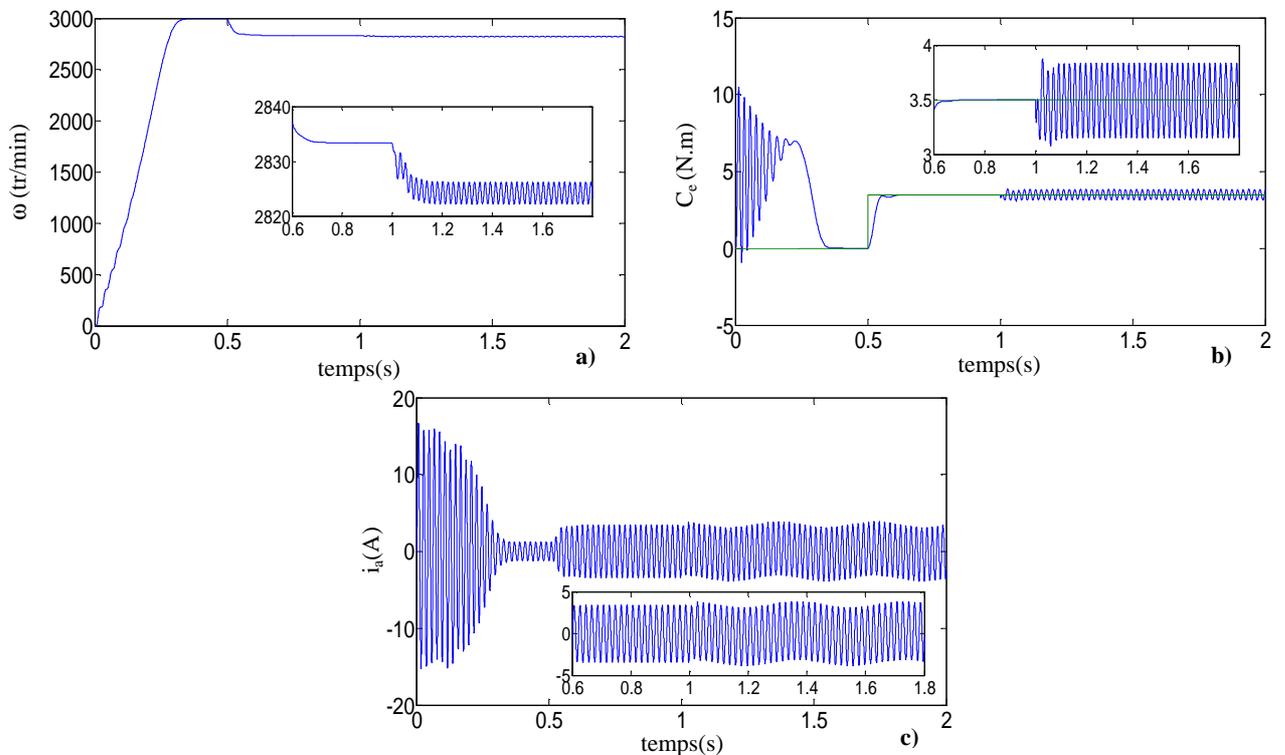


Figure 2.10: Grandeur électrique et mécanique pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$) (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique

On remarque lorsque la machine présente un défaut de type excentricité mixte:

- des oscillations qui apparaissent sur les courbes de vitesse et du couple (figure 2.10.a et b) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine;
- l'amplitude du courant statorique i_a n'est plus constante (figure 2.10.c), ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre.

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies dans le spectre du signal. L'analyse spectrale de la vitesse de rotation et du courant statorique par FFT en régime permanent en charge ($Cr=3.5N.m$) est illustrée par les figures suivantes:

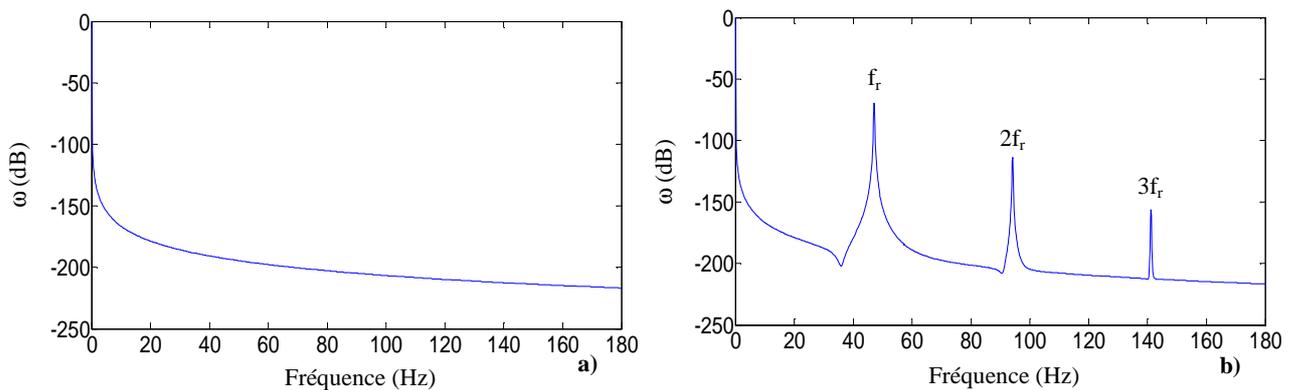


Figure 2.11: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)

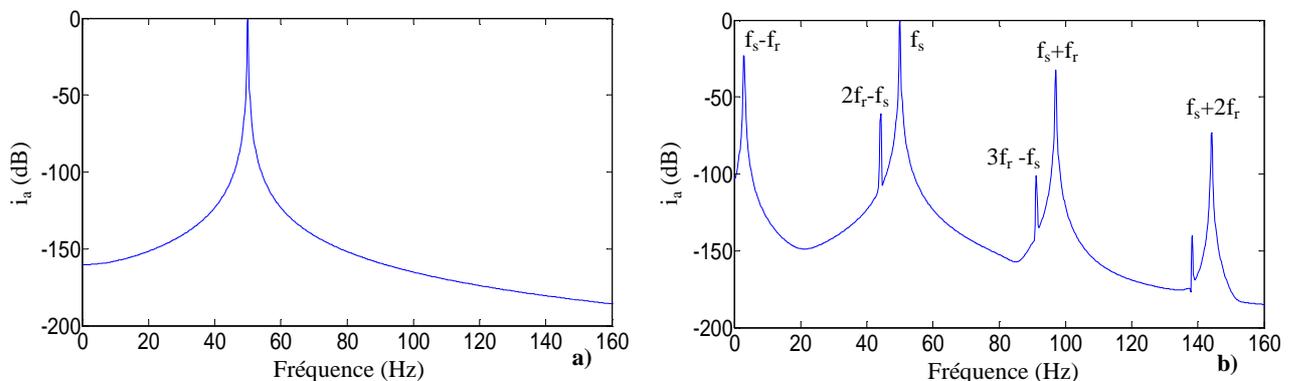


Figure 2.12: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)

D'après les figures (2.11.a et b). On constate la présence des harmoniques situées à $k.f_r$ (avec $k=1, 2, 3, \dots$), ce qui donne un signe de l'existence du défaut.

La visualisation des raies dans le courant statorique permet d'expliquer le défaut en évidence et d'obtenir plus d'informations sur le défaut (figure 2.12.b).

On remarque que les fréquences $f_{exc(M)} = |mf_s \pm k.f_r|$ des raies latérales déduites des courbes de l'analyse spectrale du courant statorique correspondent aux valeurs théoriques (calculées) de ces fréquences.

avec:

$k = 1, 2, 3, \dots$ un entier, $m = 1, 3, 5, \dots$,

$f_{\text{exe}(M)}$: fréquence d'excentricité mixte.

$C_r = 3.5 \text{ N.m}$, ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)

$m=1, k=1, 2, \dots$	$f_s - f_r$	$f_s + f_r$	$f_s + 2f_r$	$f_s - 2f_r$	$f_s - 3f_r$
f calculée (Hz)	2.94	97.06	144.12	44.12	91.18
f déduite (Hz)	2.833	97	144.2	44.17	91.17
Amplitude (dB)	-23.11	-32.62	-73.13	-60.99	-98.22

Tableau 2.3 : Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)

La figure (2.13) représente le courant statorique de la phase (a), le démarrage de la machine s'effectue en charge sous tension nominale et en présence au démarrage du défaut.

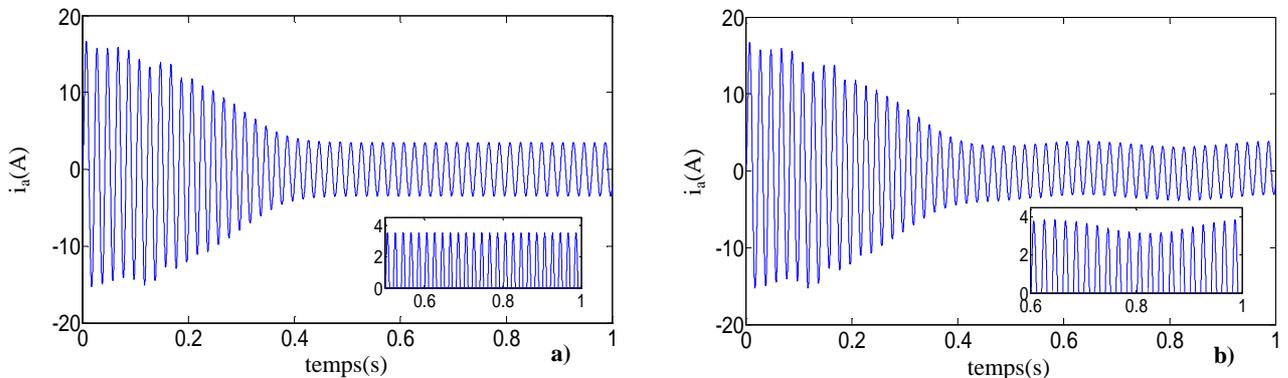


Figure 2.13: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)

La comparaison entre le cas sain et de défaut, montre une augmentation de l'amplitude d'oscillation du courant statorique. L'ondelette mère "Daubechies" de différent ordre est utilisée pour décomposer le courant statorique. Les figures (2.14.a et b) représentent les signaux de détail et d'approximation (a9, d9 et d8) obtenus par la décomposition en multi niveau.

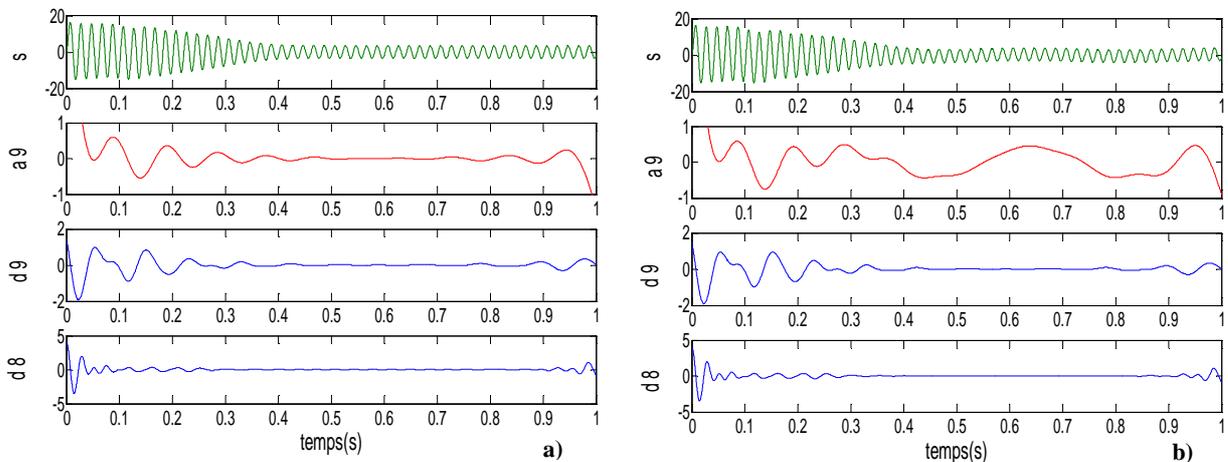


Figure 2.14: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\varepsilon_s = 0,2$, $\varepsilon_d = 0,1$)

Sur la figure 2.14, on peut observer que l'évolution dans les bandes de fréquence d'observation du signal associé au défaut d'excentricité mixte peut être analysée en utilisant les coefficients a9, d9 et d8 ou en utilisant seulement le coefficient a9 qui fournit toute l'information dans la bande de fréquence qui contient les informations reliées aux défauts.

II.6 Prise en compte du défaut de court-circuit dans le modèle de la machine asynchrone à cage

Le modèle d'état de la machine asynchrone tenant compte du défaut de court-circuit s'obtient en associant le vecteur d'état formé des courants statorique et rotorique avec une entrée et sortie constituée respectivement par des tensions et des courants statorique d'axe d et q. Le modèle d'état de la machine asynchrone peut être donc défini par le système d'équations non linéaires suivantes [58, 59]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (2.59)$$

avec:

$$[x] = [i'_{ds} \quad i'_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T, [y] = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T, [u] = [V_{ds}, V_{qs}]^T, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & a_2\omega & -a_3R_r & -a_4\omega & 0 \\ -a_2\omega & -a_1 & a_4\omega & -a_3R_r & 0 \\ -a_5 & a_6\omega_r & -a_7R_r & -a_8\omega_r & 0 \\ -a_6\omega_r & -a_5 & a_8\omega_r & -a_7R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_9 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} a_{10} & 0 & a_{11} & 0 & 0 \\ 0 & a_{10} & 0 & a_{11} & 0 \end{bmatrix}^T$$

et:

$$a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_{sc}}, \quad a_2 = \frac{1}{\sigma}, \quad a_3 = \frac{N_r M_{sr}}{2\sigma L_{sc} L_{rc}}, \quad a_4 = \frac{N_r M_{sr}}{2\sigma L_{sc}}, \quad a_5 = \frac{3M_{sr} R_s}{2\sigma L_{sc} L_{rc}}, \quad a_6 = \frac{3M_{sr}}{2\sigma L_{rc}}, \quad a_7 = \frac{1}{\sigma L_{rc}},$$

$$a_8 = \frac{3M_{sr}^2 N_r}{4\sigma L_{sc} L_{rc}}, \quad a_9 = \frac{R_e}{\sigma L_e}, \quad a_{10} = \frac{1}{L_{sc} \sigma}, \quad a_{11} = \frac{3M_{sr}}{2\sigma L_{sc} L_{rc}}, \quad \sigma = 1 - \frac{3M_{sr}^2 N_r}{4L_{sc} L_{rc}}$$

où :

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2}{3} \frac{\eta_{cck}}{R_s} P(-\theta) Q(\theta_{cck}) P(\theta) \quad (2.60)$$

avec:

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}, \quad Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

- $P(\theta)$: matrice de rotation d'angle θ ,
- $Q(\theta_{\text{cck}})$: matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit (si le court-circuit se produit sur la phase a_s (resp. b_s et c_s), alors l'angle θ_{cck} est égal à 0 rad (resp. $\frac{2\pi}{3}$ et $-\frac{2\pi}{3}$),

et : $\eta_{\text{cc}} = \frac{\eta_{\text{cc}}}{\eta_s} = \frac{\text{Nombre de spires en court - circuit}}{\text{Nombre de spires sur une phase saine}}$

Comme les trois phases sont référées par les angles 0, $\frac{2\pi}{3}$ et $-\frac{2\pi}{3}$, il suffit donc de définir trois bobinages de court-circuit dont les rapports sont respectivement $\eta_{\text{cc}1}$, $\eta_{\text{cc}2}$ et $\eta_{\text{cc}3}$ correspondant aux phases a_s , b_s et c_s du stator

La figure (2.15) illustre le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime transitoire dans le repère de Park avec fuites totalisées au stator, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit sur une ou plusieurs phases.

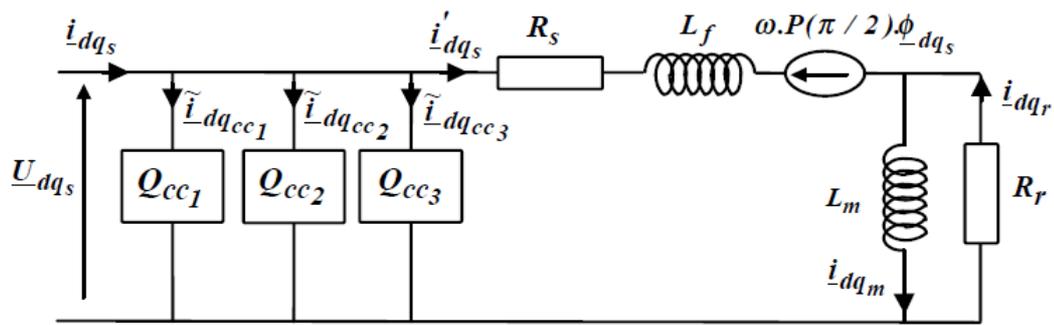
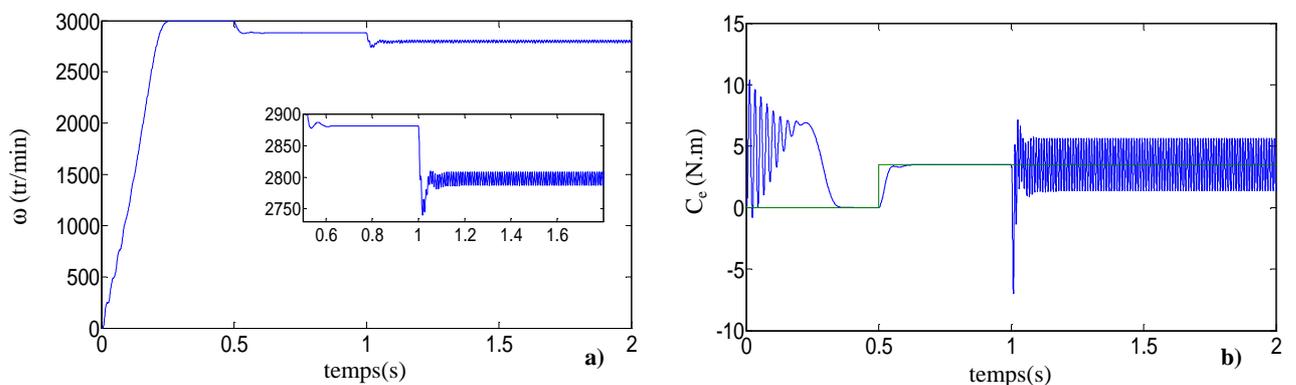


Figure 2.15: Modèle général de court- circuit dans le repère de Park lié au rotor de la machine asynchrone

II.6.1 Résultat de simulation du défaut de court circuit statorique

La simulation numérique est effectuée en régime établi du fonctionnement de la machine afin de pouvoir remarquer clairement le comportement exact de cette dernière vis-à-vis du défaut appliqué (Défaut de type court-circuit entre spires de 12.5% sur la phase a).



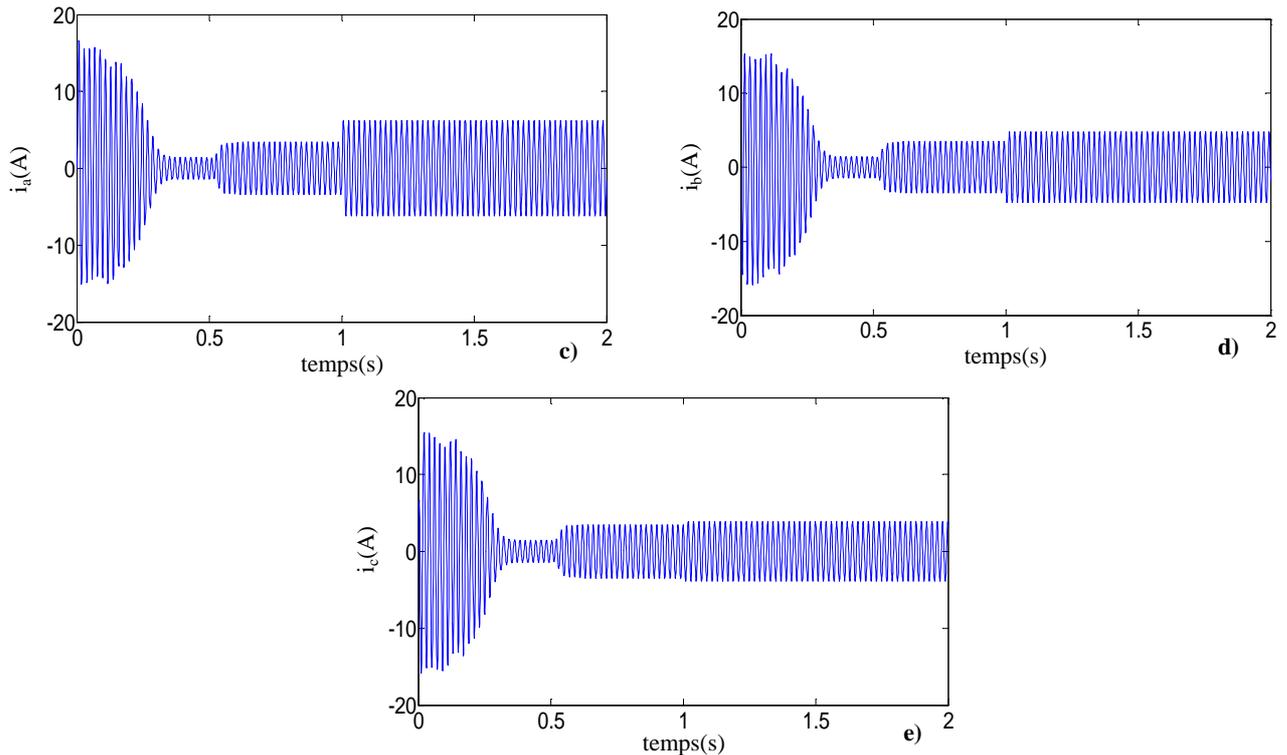


Figure 2.16: Grandeur électrique et mécanique pour un fonctionnement avec défaut de court circuit de 12.5 % de spires (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique de la phase a (d): courant statorique de la phase b (e): courant statorique de la phase c

La figure 2.16 montre l'allure de différentes grandeurs de la machine lorsqu'on applique le défaut statorique à l'instant 1s. Les figures 2.16.a et 2.16.b montrent à leur l'existence de grandes ondulations dans les allures de la vitesse et du couple électromagnétique. Ceci sous-entend d'intenses vibrations mécaniques. La figure 2.16.c montre que le courant (phase a) du fonctionnement à vide et en charge de la machine augmente avec défaut où s'est produit le défaut et d'une augmentation moins importante pour les deux autres phases (figures 2.16.d et e).

Dans ce cas l'analyse spectrale est effectuée sur la vitesse de rotation et le courant statorique de la machine à l'état sain et avec défaut de court-circuit de 12.5 % de spires à la phase a_s (figure 2.17, 2.18), on remarque:

- en fonctionnement sain de la machine (figure 2.17.a et 2.18.a), aucune raie latérale autour de la fondamentale n'est n'observée.

En fonctionnement avec défaut, on remarque:

- la présence des harmoniques $2.k.f_s$ (avec $k=1, 2, 3, \dots$) (100Hz) dans la courbe de la vitesse de rotation (figure 2.17.b).

- la présence des harmoniques $m.f_s$ (avec $m=1, 3, 5, \dots$) (150Hz) dans la courbe du courant statorique (figure 2.18.b), est un signe de l'existence du défaut (tableau 2.4).

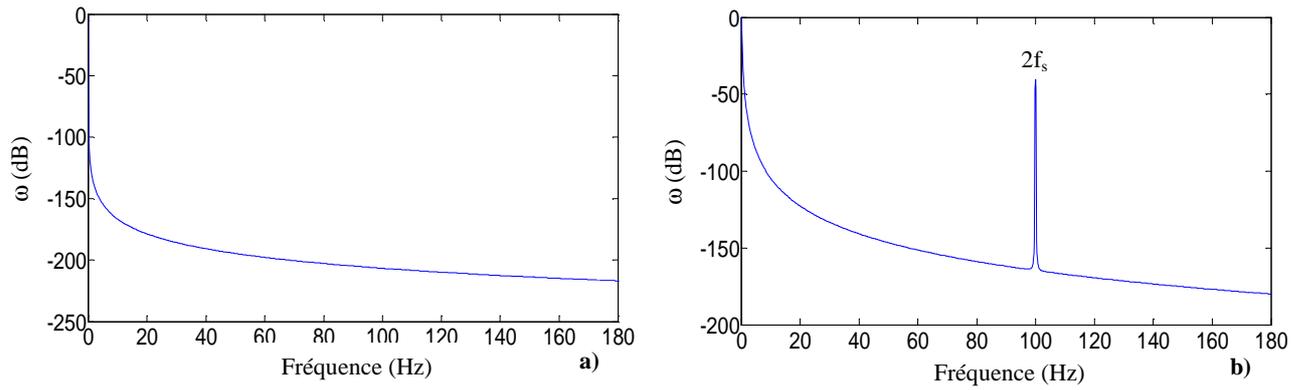


Figure 2.17: FFT de la vitesse de rotation (a): moteur sain (b): moteur avec un court-circuit entre spires (12.5%)

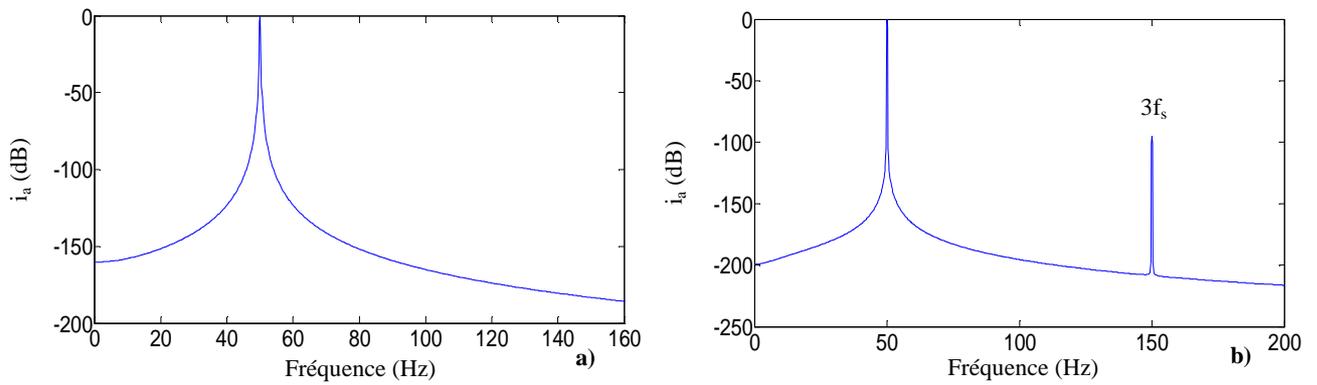


Figure 2.18: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec un court-circuit entre spires (12.5%)

$\eta_{cc} = 12.5\%$	$3.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	150
$f_{déduite}$ (Hz)	150
Amplitude (dB)	-95.2

Tableau 2.4: Fréquence de défaut calculée et déduite, cas d'un défaut de court circuit

Les résultats de simulation du courant statorique correspondant pour un fonctionnement en charge et avec défaut de court-circuit entre spires (au démarrage) sont illustrés sur la figure (2.19):

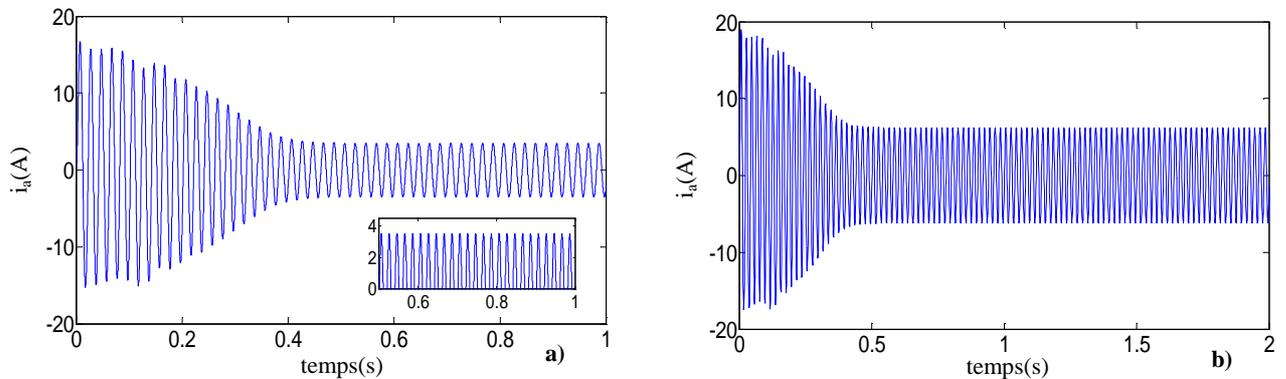


Figure 2.19: Courant de démarrage statorique (a): moteur sain (b): moteur avec un court-circuit entre spires (12.5%)

Les figures 2.20.a et 2.20.b contiennent la transformée d'ondelette discrète Daubechies-40 à l'état sain et défaut du courant statorique.

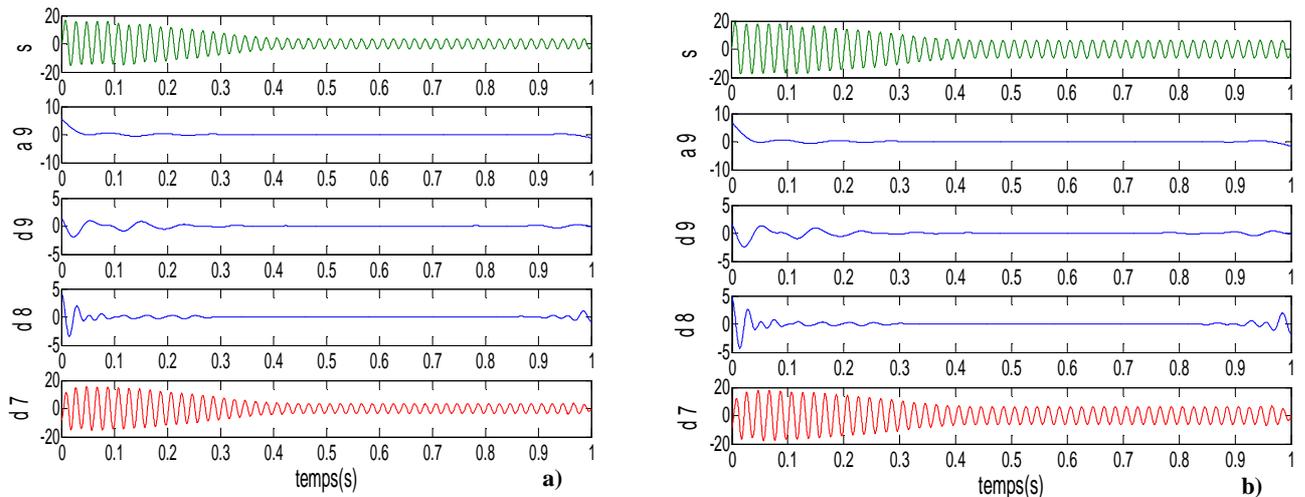


Figure 2.20: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

Pour la machine défectueuse, on peut voir comment l'amplitude de coefficient (détail) d7 est augmentée par rapport à la machine saine.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation en vue de la simulation des divers défauts de la machine asynchrone à savoir le défaut de rupture des barres rotorique, l'excentricité mixte et le court-circuit entre spires de l'enroulement statorique est effectuée.

Deux techniques de détection à base de l'approche signal sont utilisées pour le diagnostic des divers défauts de la machine. L'une est à base de l'analyse spectrale FFT utilisé en régime stationnaire. La seconde est basée sur la transformée en ondelette discrète qui est considéré comme un outil idéal pour la détection des défauts à l'état non stationnaire.

Comme la machine est utilisée dans les entraînements à vitesses variables, la présence d'une commande paraît nécessaire, le fonctionnement à l'état dégradé de la machine permettant d'assurer la continuité du service de la machine. Un premier type de commande est celui du contrôle vectorielle indirecte sera considérée dans le troisième chapitre.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone à cage avec défauts

III.1 Introduction

L'objectif de la commande vectorielle par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celles d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement. Cette approche est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972. Elle donne des performances bien meilleures en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque-là, on n'utilisait que la commande scalaire. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [60, 61].

La difficulté dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c.à.d. qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures: stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers des charges et donnent donc des performances dynamiques appréciables [62].

Dans ce chapitre, une commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à sera considérée à l'état sain et avec divers défauts, utilisant des régulateurs classiques de type PI. Un observateur de type Luenberger est utilisé pour l'estimation en boucle fermée des états de la machine asynchrone à temps continu basé sur un mécanisme d'adaptation de vitesse.

III.2 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux [63]

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant direct et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple. La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{ds} suivant le flux rotorique et i_{qs} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On peut a priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. D'où on peut imposer les conditions de l'orientation du:

- flux rotorique: $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$;

- flux statorique: $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$;
- flux d'entrefer: $\Phi_{dg} = \Phi_g$ et $\Phi_{qg} = 0$.

On distingue deux types de commande vectorielle directe et indirecte.

III.2.1 Commande vectorielle directe

Elle nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position. Celui-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose inconvénients parmi ces inconvénients:

- ✓ non fiabilité de la mesure du flux:
 - problème du filtrage du signal mesuré;
 - précision de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- ✓ coût de production élevé (capteurs + flux).

III.2.2 Commande vectorielle indirecte

Elle n'utilise pas l'amplitude de flux de rotor, mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux:

- ✓ le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées;
- ✓ le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température. En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

III.3 Modèle de la machine asynchrone en défaut dédié à la commande [64]

Le modèle utilisé de la machine asynchrone à cage est celui élaboré au chapitre deux. Les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au champ tournant.

Pour la mise en équation, on considère les mêmes hypothèses et les mêmes transformations (Clark et Park) utilisées dans le second chapitre.

Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par la relation (3.1):

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{sc} \cdot i_{ds} - \frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_{sc} \cdot i_{qs} - \frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot i_{ds} + L_{rc} \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qr} = -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot i_{qs} + L_{rc} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (3.1)$$

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application:

- axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta = 0$): étude des grandeurs statorique;
- axes liés au stator ($\theta_s = 0$): étude des grandeurs rotorique;
- axes liés au champ tournant: étude de la commande.

C'est cette dernière orientation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux axes de flux.

Les équations de la machine s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} - \omega_g \cdot \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_g \cdot \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

III.4 Principe de base de la commande vectorielle [64]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la machine asynchrone à cage, est donnée par:

$$C_e = p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} (\Phi_{qr} i_{ds} - \Phi_{dr} i_{qs}) \quad (3.3)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, en écrit:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Le couple donnée par l'expression (3.3) devient :

$$C_e = -p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \Phi_{dr} i_{qs} \quad (3.5)$$

Ou encore moyennant une constante K_t' prés, l'expression du couple devient:

$$C_e = K_t' \Phi_{dr} i_{qs}$$

avec:

$$K_t' = -p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}}$$

La théorie de la commande vectorielle permet d'assimiler la machine à induction à une machine à courant continu à excitation séparée.

III.5 Stratégie de commande

La principale difficulté de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [65].

III.5.1 Structure de la commande vectorielle [64]

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d , du repère lié au champ tournant ($\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$), les équations de la machine deviennent ainsi:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\Phi_r}{dt} = -R_r i_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_g \Phi_r \Rightarrow \omega_g = -\frac{R_r i_{qr}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (3.6)$$

avec:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_{rc}} (\Phi_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds}) \\ i_{qr} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{L_{rc}} i_{qs} = \frac{M'}{L_{rc}} i_{qs} / M' = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases}$$

On a alors:

- évolution du flux s'écrit:

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{3}{2} M_{sr} i_{ds} \quad (3.7)$$

- pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = -\frac{3}{2} \frac{M_{sr} R_r i_{qs}}{L_{rc} \Phi_r} \quad (3.8)$$

avec:

$$T_r = \frac{L_{rc}}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Pour une MAS à cage alimentée en tension, V_{ds} et V_{qs} représentent les variables de commande, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} - (\omega_s \sigma L_{sc} i_{qs} - \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}^2} R_r \Phi_r) \\ V_{qs} = \sigma L_{sc} \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_{sc} i_{ds} - \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}} \omega_s \Phi_r + \frac{3 N_r M_{sr}^2}{4 L_{rc} T_r} i_{qs} \end{cases} \quad (3.9)$$

avec:

$$\sigma = 1 - \frac{3 N_r M_{sr}^2}{4 L_{sc} L_{rc}} : \text{coefficient de la fuite totale.}$$

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{ds}, V_{qs}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (i_{qs}) et le flux rotorique par la composante (i_{ds}).

À partir d'équation (3.9), nous avons :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_{ds} - E_d \\ V_{qs} = U_{qs} - E_q \end{cases} \quad (3.10)$$

À partir du système d'équations (3.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \sigma L_{sc} i_{qs} - \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}^2} R_r \Phi_r \\ E_q = -\omega_s \sigma L_{sc} i_{ds} + \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (3.11)$$

III.6 Observateur de Luenberger adaptatif

La mise en équation d'état du modèle de la machine est utilisée pour concevoir l'observateur pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de

prendre un repère d'axes liés au stator. Donc, le modèle de la MAS est mis sous forme d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (3.12)$$

avec:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha s} \\ \mathbf{i}_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} : \text{Vecteur d'état, } \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\alpha s} \\ \mathbf{V}_{\beta s} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de commande, } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[A]: Matrice d'évolution d'état du système,

[B]: Matrice de système de commande.

où:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{-3M_{sr}}{2T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{-3M_{sr}}{2T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec:

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{2}{3 \cdot M_{sr}} \right) \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_{sc}} \end{cases}, T_s = \frac{L_{sc}}{R_s}$$

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la figure (3.1). L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}\varepsilon_Y(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (3.13)$$

où:

ε_Y : étant un écart de l'observation défini par : $\varepsilon_Y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$;

L: Matrice des gains de correction de l'observateur;

^ désigne les valeurs estimées.

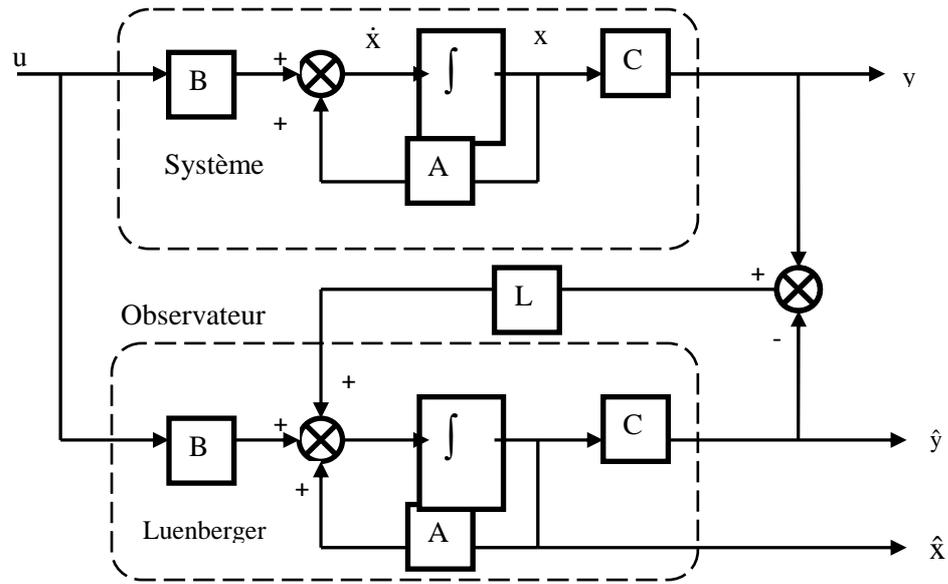


Figure 3.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

L'observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système.

Comme la vitesse est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de Lyapunov. [68]

L'observateur d'état se présente comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(\hat{\omega})\hat{x}(t) + Bu(t) + L\varepsilon_y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.14)$$

avec: $[\hat{x}] = [\hat{i}_{\alpha s} \quad \hat{i}_{\beta s} \quad \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad \hat{\Phi}_{\beta r}]^T$, $\hat{y} = [\hat{i}_{\alpha s} \quad \hat{i}_{\beta s}]^T$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par:

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (3.15)$$

La substitution de (3.12) et (3.14) dans l'expression (3.15) donne:

$$\dot{e} = Ax - \Delta A\hat{x} - A\hat{x} - L(Cx - C\hat{x}) = (A - LC)e - \Delta A\hat{x} \quad (3.16)$$

avec: $\Delta A = \hat{A}(\hat{\omega}) - A(\omega)$

L'expression (3.16) possède un terme non linéaire ($\Delta A\hat{x}$), le théorème de placement de pôle n'est suffisant à lui seul pour garantir la stabilité, ce qui conduit à l'application du théorème de

Lyapunov. On définit une fonction de Lyapunov suivante afin d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse:

$$V(x) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (3.17)$$

où: λ est une constante positive.

Pour assurer la stabilité, on démontre que $\dot{V}(x)$ est définie négative.

Si on dérive l'eq 3.17 par rapport au temps on obtient:

$$\dot{V}(x) = \dot{e}^T e + e^T \dot{e} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (3.18)$$

La substitution de l'eq 3.16 dans (3.18) donne:

$$\dot{V}(x) = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e - 2(e^T \Delta A \hat{x}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (3.19)$$

Finalement la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimé par:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e - 2c (\Delta\omega) (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) \\ & - 2 (\Delta\omega) (e_{\Phi\beta r} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\Phi\alpha r} \hat{\Phi}_{\beta r}) + \frac{2 (\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\text{où: } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad c = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{2}{3M_{sr}}\right), \quad e_{i\alpha s} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}, \quad e_{i\beta s} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}, \quad e_{\Phi\alpha r} = \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r},$$

$$e_{\Phi\beta r} = \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de l'eq 3.20 donne:

$$e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e < 0 \quad (3.21)$$

$$(e_{\Phi\beta r} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\Phi\alpha r} \hat{\Phi}_{\beta r}) = 0 \quad (3.22)$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de Lyapunov, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (3.20):

$$2c (\Delta\omega) (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2 (\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (3.23)$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de vitesse, donc:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda c (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) \quad (3.24)$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite sous la condition que la vitesse reste constante, mais en pratique, elle change rapidement. Pour activer l'estimation de la vitesse, on remplace l'intégrale par un PI. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors:

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + k_i \int (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (3.25)$$

avec: k_p et k_i qui sont des constantes positives.

III.6.1 Choix du gain de l'observateur

La matrice du gain est choisie de manière à imposer une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système. Habituellement, les pôles de l'observateur sont placés tels que l'erreur d'observation diminue le plus rapidement possible [69].

La matrice de gain L est définie comme suite:

$$L = \begin{bmatrix} g_{L1} & g_{L2} & g_{L3} & g_{L4} \\ -g_{L2} & g_{L1} & -g_{L4} & g_{L3} \end{bmatrix}^T \quad (3.26)$$

où :

$$g_{L1} = (k_g - 1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_{sc}} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right); \quad g_{L2} = (k_g - 1) \hat{\omega};$$

$$g_{L3} = \left(\frac{1 - k_g^2}{a_{33}} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{a_{33}}{T_r} \right) + \left(\frac{k_g - 1}{a_{33}} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right); \quad g_{L4} = \frac{(k_g - 1)}{a_{33}} \hat{\omega}.$$

$$\text{avec: } \sigma = 1 - \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{sc} \cdot L_{rc}}, \quad a_{33} = -\frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot \sigma L_{sc} \cdot L_{rc}}$$

La constante de proportionnalité k_g est au moins égale à l'unité ($k_g \geq 1$) (annexe D.2).

III.7 Organisation fonctionnelle de la commande indirecte

La figure (3.2) représente le schéma bloc complet d'une régulation de vitesse de la machine asynchrone utilisant la commande vectorielle indirecte. L'estimation de la vitesse rotorique est obtenue par l'introduction d'un observateur de Luenberger, lois de commande sont obtenues en exprimant que dans les ($\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$) équations d'état de la machine dans le repère lié au champ tournant.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{ds} , i_{qs} , le bloc de calcul de θ et les transformations de Park directe et inverse. La vitesse est régulée au travers d'une boucle externe.

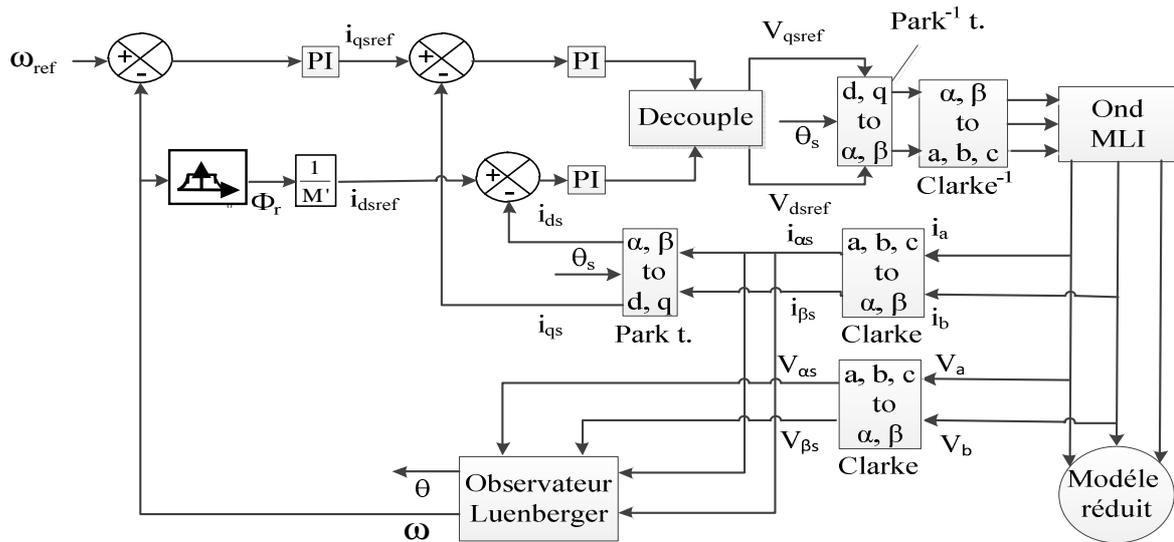


Figure 3.2: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

Les consignes selon l'axe d servent à imposer le flux rotorique, alors que celles selon l'axe q permettent de contrôler le couple électromagnétique. Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants i_{dsref} et i_{qsref} , deux boucles externes, l'une lente pour réguler le flux et l'autre plus lente pour la régulation de vitesse (annexe D.1). La sortie du régulateur de vitesse représente i_{qsref} . La composante i_{dsref} est obtenue grâce au régulateur de flux. La sortie du régulateur de i_{qs} délivre la tension de référence V_{qsref} . En parallèle, la sortie du régulateur de i_{ds} donne la tension de référence V_{dsref} . Notons que V_{dsref} et V_{qsref} sont obtenues après l'ajout des termes de compensation. Les deux tensions de référence V_{dsref} et V_{qsref} sont alors transformées en grandeurs statorique $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$ à l'aide d'une rotation d'angle (θ) , puis en grandeurs triphasées à l'aide de la transformation de Clarke. On a utilisé un observateur de Luenberger pour estimer la vitesse rotorique.

III.7.1 Bloc de défluxage

Pour le fonctionnement à des vitesses variables, on utilise le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, et détroit pour les vitesses supérieures à cette vitesse. La fonction de défluxage qui impose la consigne de flux Φ_r est donnée par:

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{r\text{nom}} & \text{si } |\omega| < \omega_{\text{nom}} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{r\text{nom}}}{\omega} \cdot \omega_{\text{nom}} & \text{si } |\omega| > \omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (3.27)$$

$\Phi_{r\text{nom}}$: flux rotorique nominal.

ω_{nom} : vitesse rotorique nominal.

III.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [70].

- $S_{a,b,c} = 1$: interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (3.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [71]:

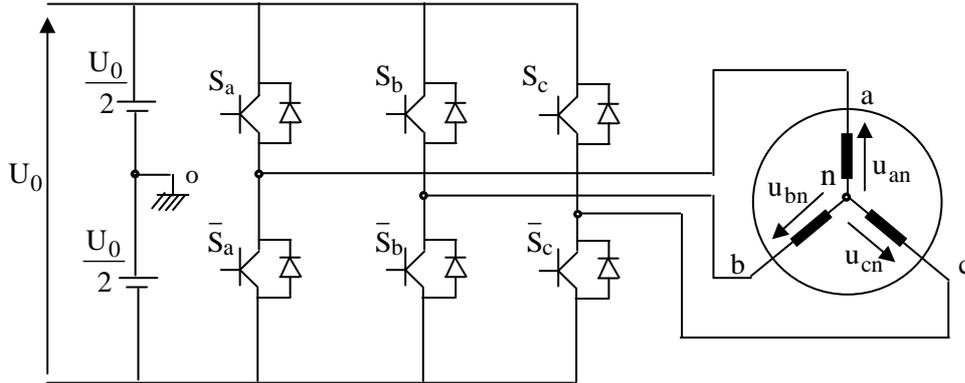


Figure 3.3: Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- la commutation des interrupteurs est instantanée;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (3.28)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (3.29)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$$

La substitution de l'équation (3.28) dans l'équation (3.29) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (3.30)$$

En remplaçant l'équation (3.30) dans l'équation (3.28), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (3.31)$$

alors:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (3.32)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (1 1 1)$ et $(0 0 0)$ correspondent au vecteur nul. La figure (3.4) montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

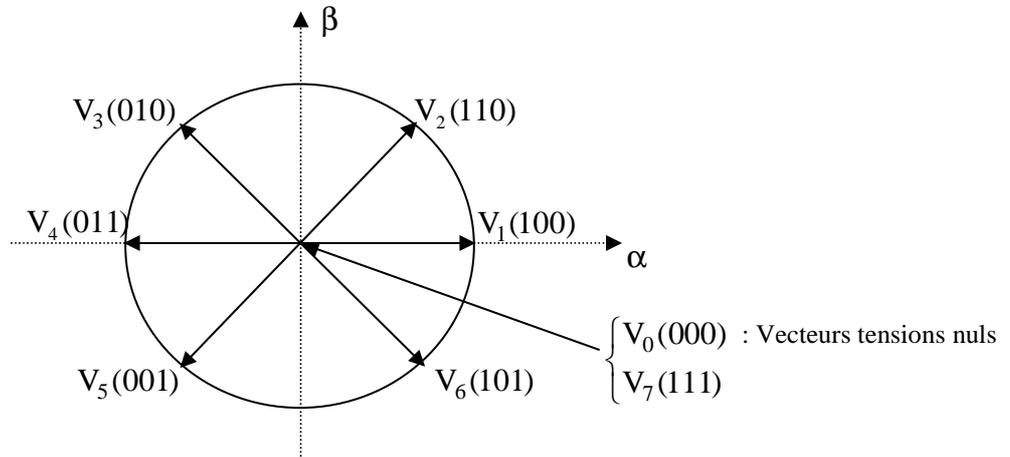


Figure 3.4: Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans la repère (α, β)

III.7.2.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux:

- signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;

• signal porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire (plein onde) si [70, 71]:

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (3.33)$$

Les figure (3.5) représente deux signaux à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 3.5.a) et 2kHz (figure 3.5.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.

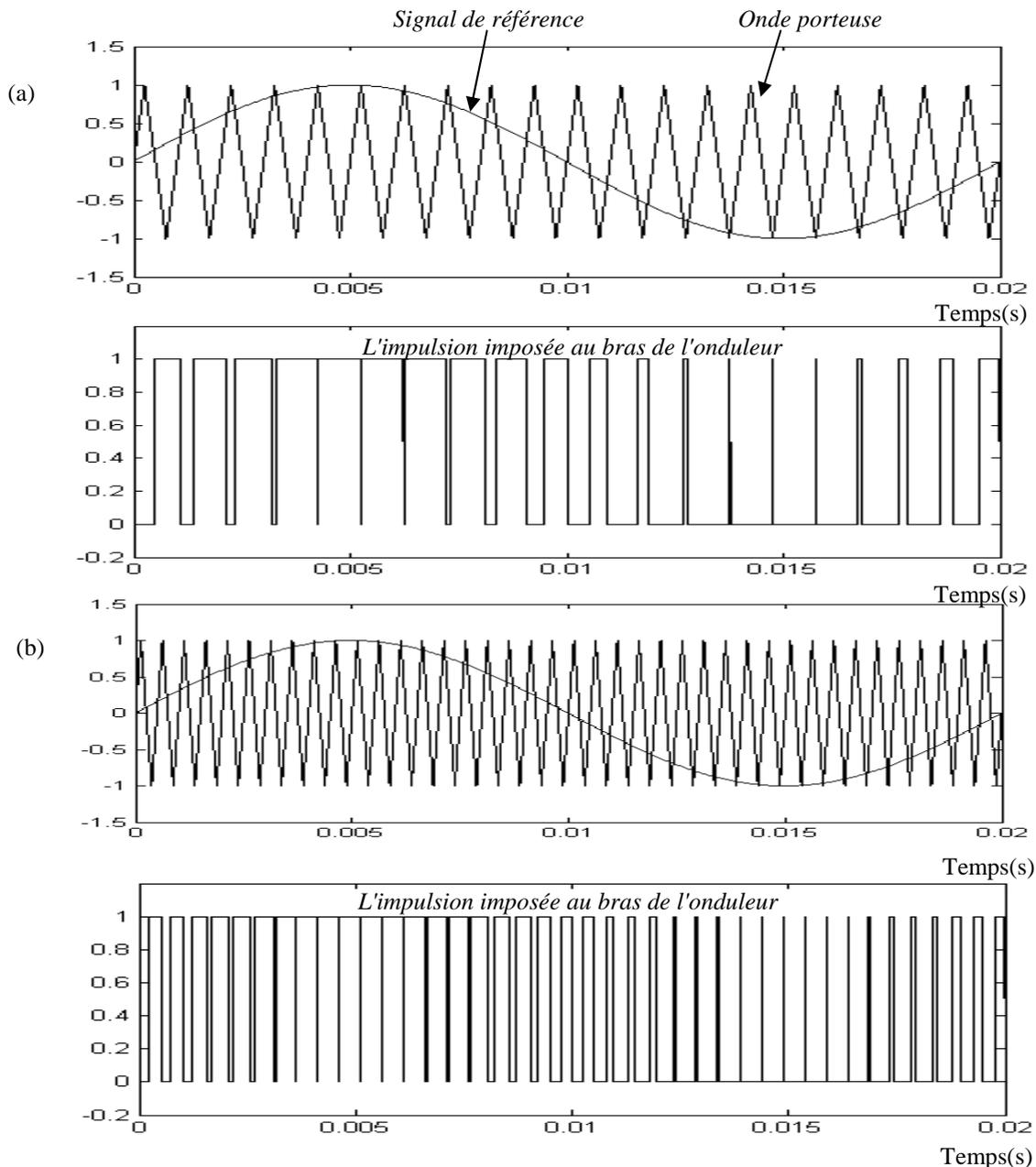


Figure 3.5: Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de: (a): 1 kHz (b): 2 kHz

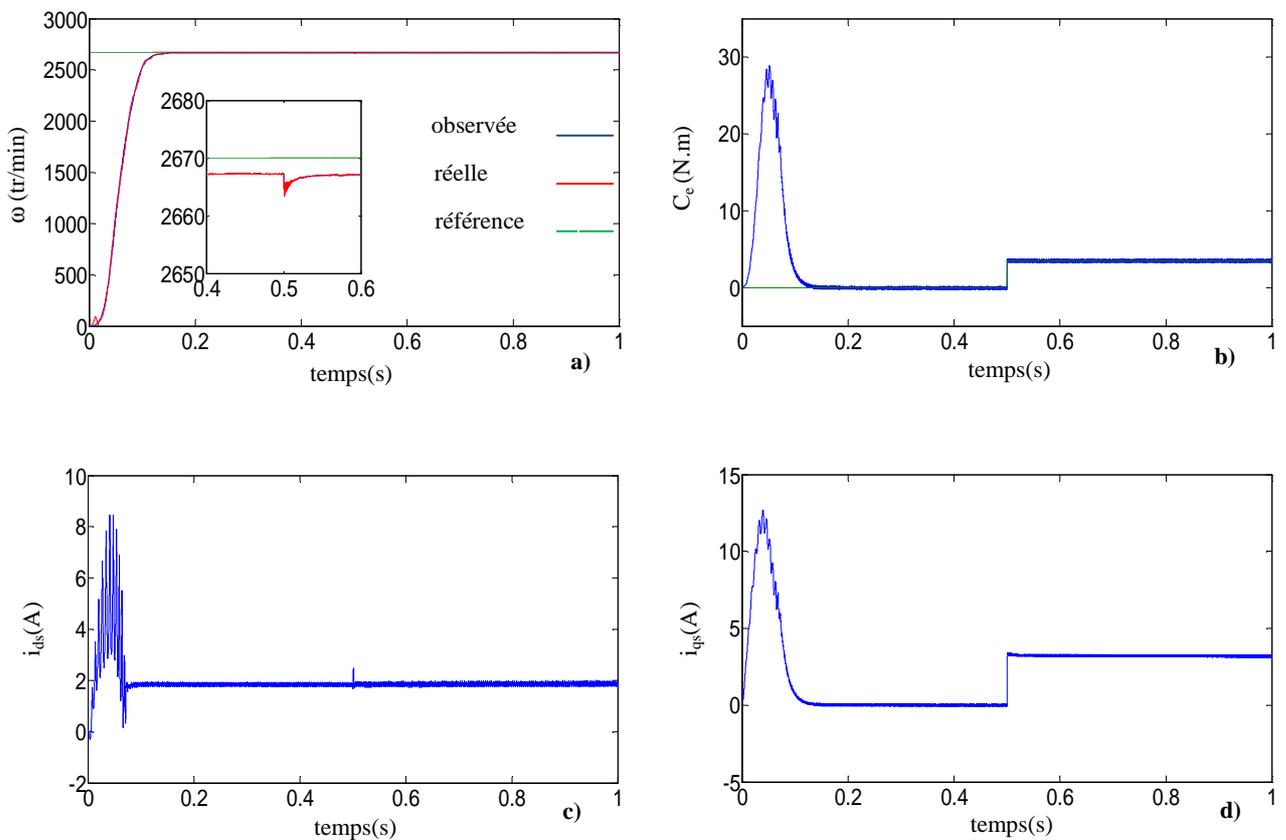
La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [70].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est la réduction de la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique ainsi la minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

III.8 Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS

III.8.1 Fonctionnement sain de la machine

- *Démarrage à vide avec introduction du couple de charge*: la simulation est effectuée en utilisant le modèle réduit en considérant que la machine est à l'état sain, la machine démarre à vide, l'application du couple de charge est réalisé à l'instant $t=0.5s$, pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min.



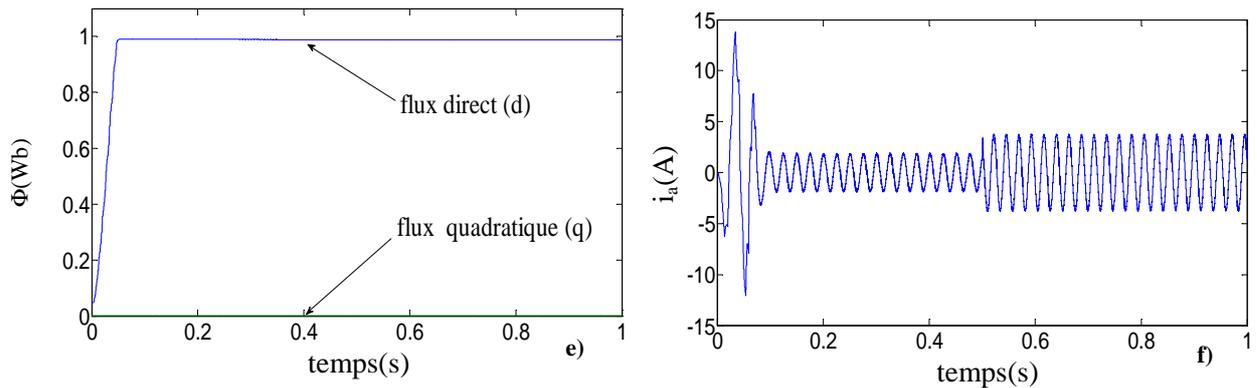


Figure 3.6: Fonctionnement sain de la machine (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant i_{ds} (d): courant i_{qs} (e): flux (Φ_{dr} , Φ_{qr}) (f): courant statorique

Les résultats de la figure 3.6 montrent le bon découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. En fonctionnement en charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

- **Fonctionnement à basse vitesses:** pour mettre en évidence l'effet de l'observateur de vitesse sur les performances de la commande, une simulation à basse vitesses 30 rad/s et -30 rad/s (286.62 tr/min) est effectuée à l'instant $t=1\text{s}$ (figure 3.7). On constate, que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence.

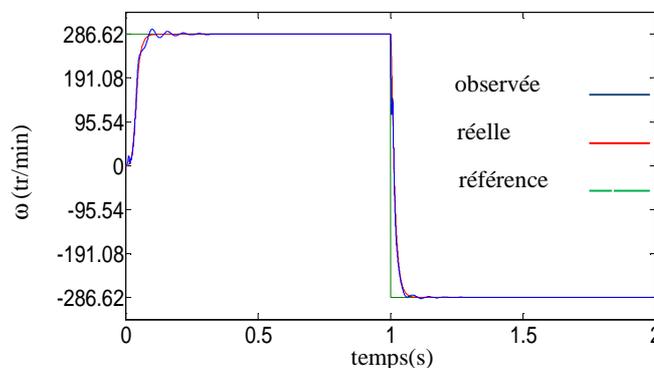


Figure 3.7: Test de la robustesse aux basses vitesses

III.8.2 Fonctionnement en défaut de la machine commandée vectoriellement

III.8.2.1 Défaut de cassure de deux barres adjacente rotorique

La figure 3.8 représente les courbes de vitesse, du courant de phase statorique (i_a) et du courant quadrature i_{qs} (i_{qsref}) de la machine en charge à l'état sain et avec défaut de deux barres adjacentes de la cage rotorique. Le test est effectué pour une vitesse de référence égale 2670 tr/min

et à charge nominale.

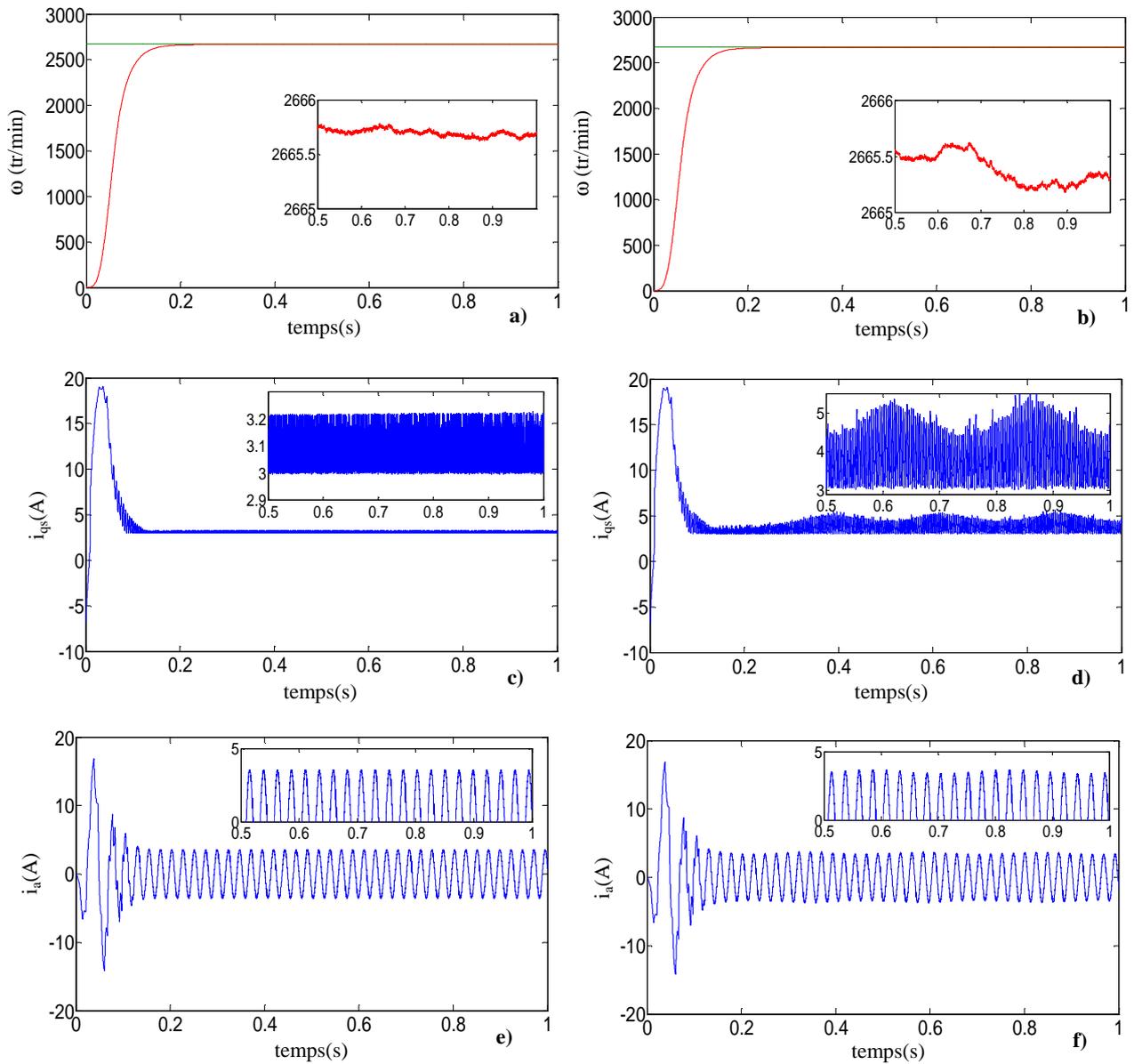


Figure 3.8: Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement en charge à l'état sain et en défaut de deux barres cassées adjacentes (1 et 2); (a, b): vitesse de rotation (c, d): courant i_{qs} (e, f): courant statorique

On remarque d'après les figures (8.a, c, e) pour le fonctionnement sain de la machine et figures (8.b, d, f) pour le fonctionnement en défaut que:

- l'amplitude du courant statorique i_a n'est plus constante (petite différence);
- les courants i_{qs} présentent une différence significative;
- la vitesse n'est pas affectée par le défaut, en raison que l'effet de vitesse est compensé par le contrôle et la régulation.

Pour mettre en évidence l'effet du défaut, une analyse spectrale est donc nécessaire. Les figures (3.9, 3.10 et 3.11) représentent respectivement l'analyse spectrale de la vitesse, du courant de la phase statorique et du courant en quadrature i_{qs} à l'état sain et en défaut de deux barres adjacentes (1 et 2).

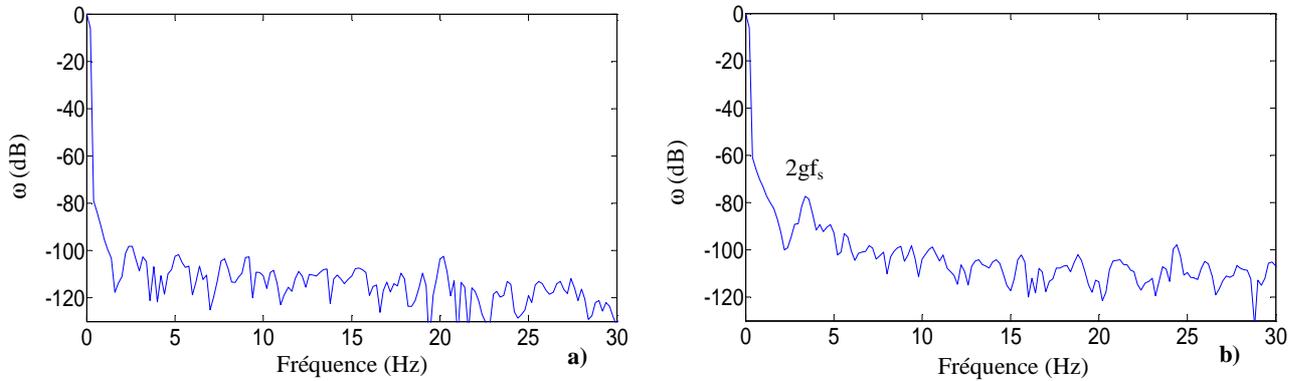


Figure 3.9: FFT de la vitesse (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

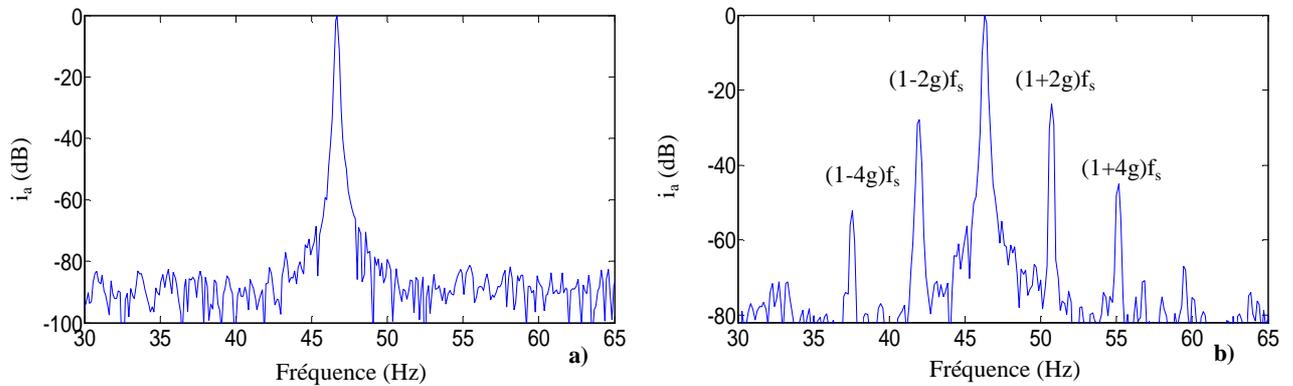


Figure 3.10: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

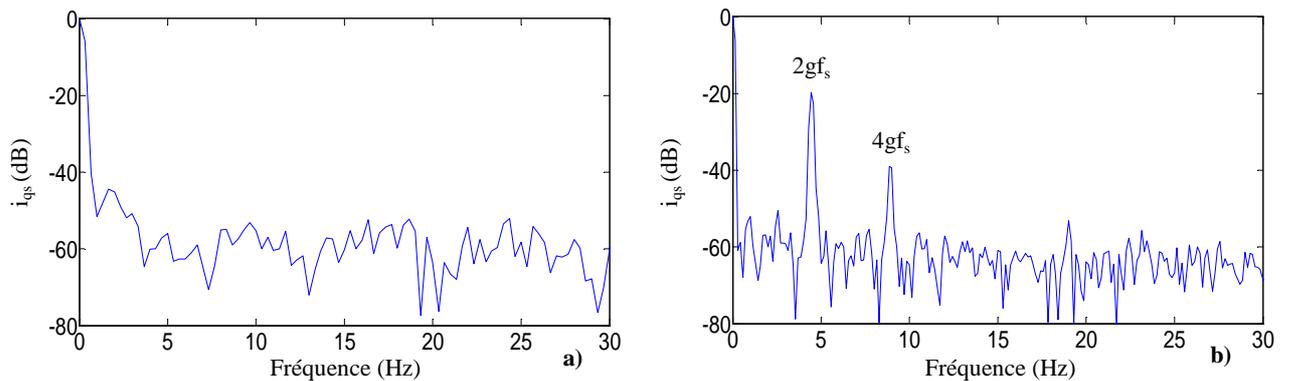


Figure 3.11: FFT du courant i_{qs} (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

L'identification de la présence de défauts de cassure des barres par l'analyse spectrale de la vitesse (figure 9.b) est très difficile, en raison que l'amplitude des raies du spectre sont très faibles.

L'analyse du courant de phase statorique figure 3.10.b, montre l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant aux raies de défaut situées à $(1\pm 2k)g f_s$, tableau 3.1.

L'analyse du courant en quadrature du courant i_{qs} (figure 3.11.b) montre l'apparition des raies à $2gf_s$ du fondamentale, l'amplitude de ces harmoniques est affectée par le gain du régulateur de vitesse. L'effet des harmoniques d'alimentation est faible dans le cas d'utilisation d'un onduleur à MLI.

$g=4.853\%$	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	37.691	42.2305	51.3094	55.8489
$f_{déduite}$ (Hz)	37.83	42.27	51.31	55.73
Amplitude (dB)	-52.5	-26.67	-23.62	-44.82

Tableau 3.1: Fréquences de défaut calculées et déduites pour le cas d'une cassure adjacente de deux barres

On remarque que les fréquences situées à $(1\pm 2.k.g).f_s$ du tableau 3.1 des raies latérales déduites des courbes de l'analyse spectrale du courant de phase statorique correspondent aux ceux des valeurs théoriques (calculées).

Les différentes bandes de fréquences obtenues par la décomposition en ondelettes multi niveau en connaissant $f_c=100$ kHz et $f_s=50$ Hz, donne $n=12$ (tableau 3.2):

Niveau de l'ondelette	Bande de fréquence
Approximée 12 (a12)	[0 - 12.20] Hz
détail 12 (d12)	[12.20 - 24.41] Hz
détail 11 (d11)	[24.41 - 48.82] Hz
détail 10 (d10)	[48.82 - 97.65] Hz

Tableau 3.2: Bandes des fréquences associées aux détails et approximées

L'analyse du courant statorique par l'ondelette à l'état sain de la machine et avec défaut de deux barres cassées adjacentes est représentée par les (figure 3.12.a et b).

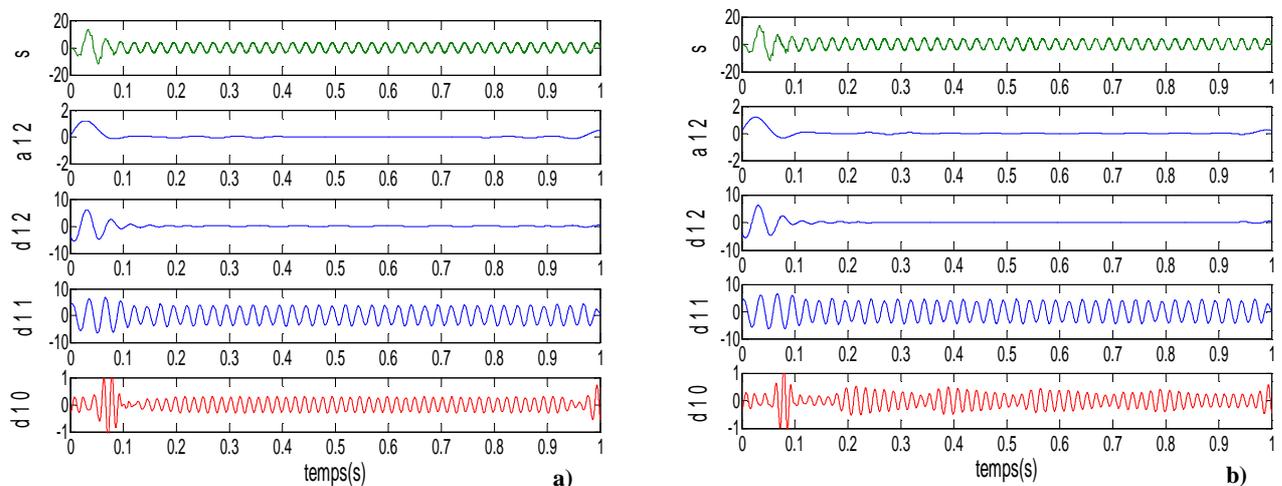


Figure 3.12: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

L'information de cette perturbation (défaut) se manifeste sous forme d'oscillation au détail 10 (d10) (figure 3.12.b)

L'analyse du courant en quadrature i_{qs} à base de l'ondelette pour un fonctionnement sain en charge et avec défaut de cassure des barres adjacentes sont illustrés sur la figure (3.13).

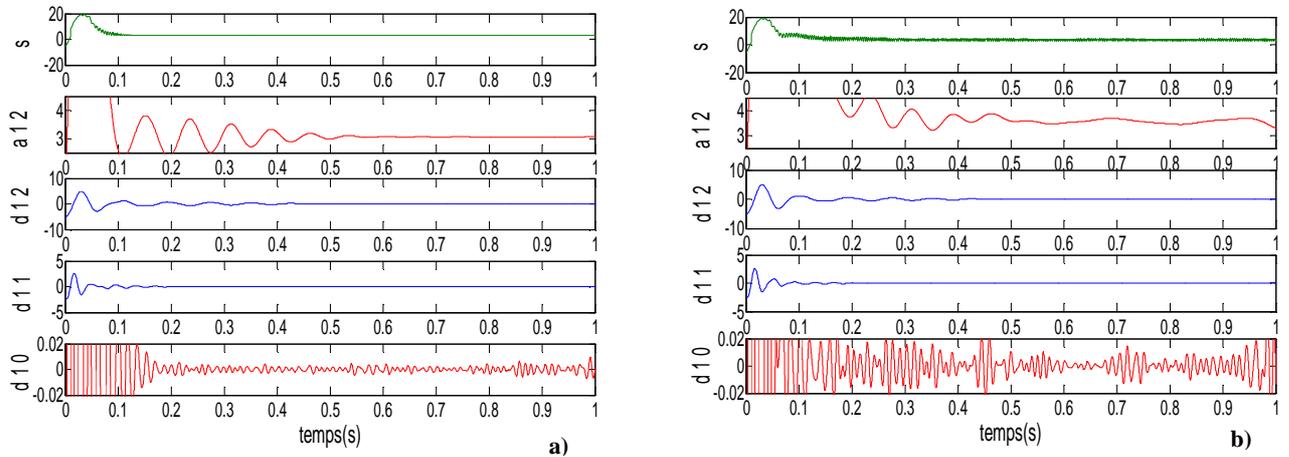


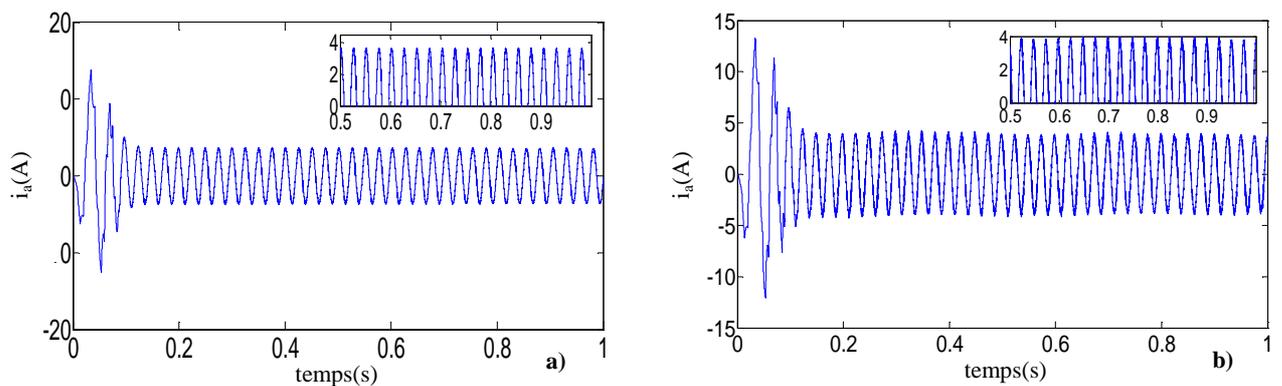
Figure 3.13: Approximations et détails du courant i_{qs} obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

Si la machine présente un défaut de deux barres cassées adjacentes (figure 3.13.b), l'effet du défaut se manifeste par des oscillations au niveau des signaux d'approximation a12 qui varient avec l'évolution de la fréquence ainsi, il ya apparition des oscillations de faible amplitude au niveau d10. Les niveaux faibles des signaux rendent la détection du défaut en cas de cassure de barre pour une machine commandée vectoriellement par l'analyse directe de la vitesse et du courant statorique très délicate.

On remarque que l'effet du défaut sur le courant en quadrature i_{qs} apparait d'une manière claire à travers l'analyse par ondelette.

III.8.2.2 Défaut d'excentricité mixte de la machine

Le défaut de type excentricité mixte est introduit au démarrage de la machine asynchrone commandée vectoriellement chargée initialement. Les figures 3.14.a, b et c illustrent les courants statorique de la machine à l'état sain et avec un défaut.



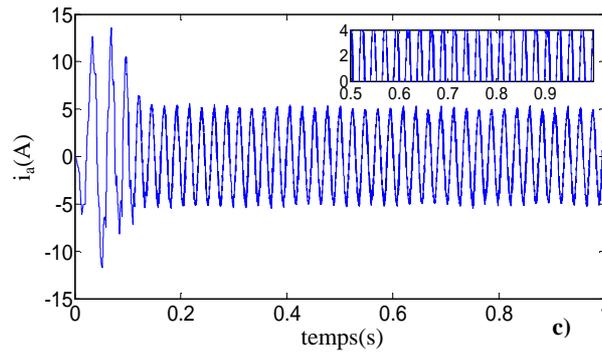


Figure 3.14: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$) (c): ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

On remarque que le défaut d'excentricité mixte provoque une perturbation très lisible sur le courant de phase statorique de la machine.

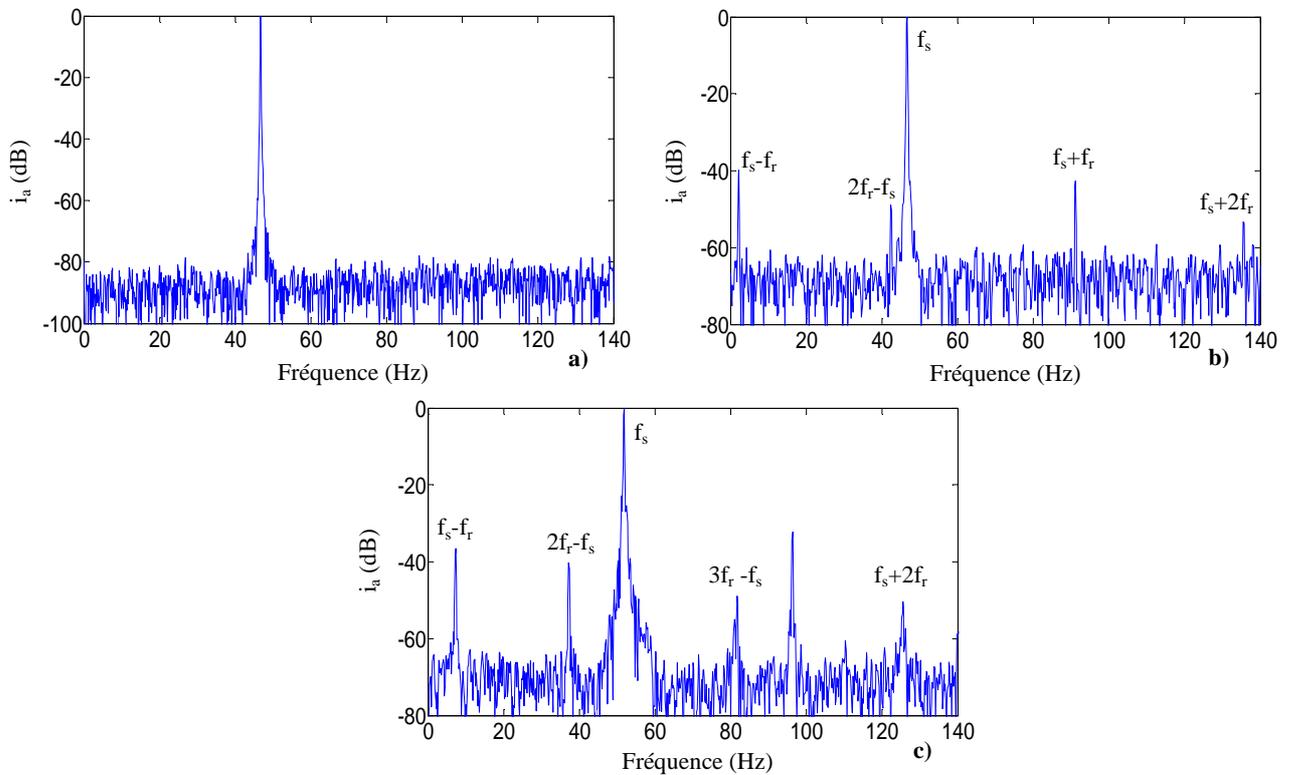


Figure 3.15: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$) (c): ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

L'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent permis de mettre en évidence l'effet et la présence du défaut du type excentricité mixte (figure 15.b et c), tableaux (3.3 et 3.4), où les rais de défaut sont situés aux fréquences proches de $f_{exc(M)} = |mf_s \pm k.f_r|$.

Cr=3.5, ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$), (m=1)

k=1,2...	f calculée (Hz)	f déduite (Hz)	Amplitude (dB)
$f_s - f_r$	2.17	2.167	-39.78
$f_s + f_r$	91.17	91.17	-42.59
$f_s + 2f_r$	135.67	135.7	-53.59
$2f_r - f_s$	42.33	42.33	-49

Tableau 3.3: Fréquences de défaut calculées et déduites pour un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$)

Cr=3.5, ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$), (m=1)

k=1,2...	f calculée (Hz)	f déduite (Hz)	Amplitude (dB)
$f_s - f_r$	7.33	7.333	-36.48
$3f_r - f_s$	81.67	81.67	-49.03
$f_s + 2f_r$	125.15	125.5	-50.27
$2f_r - f_s$	37.17	37.17	-40.23

Tableau 3.4: Fréquences de défaut calculées et déduites pour un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

Les tableaux (3.3 et 3.4) illustrent les valeurs des fréquences déduites des figures (3.15.b et c) et calculées sont très proches justifiant ainsi la présence du défaut.

La figure (3.16) compare le TO (transformée en ondelette) du courant statorique lors du démarrage en charge et la machine est considérée à l'état sain (figure 3.16.a) et en défaut (figure 3.16.b et c).

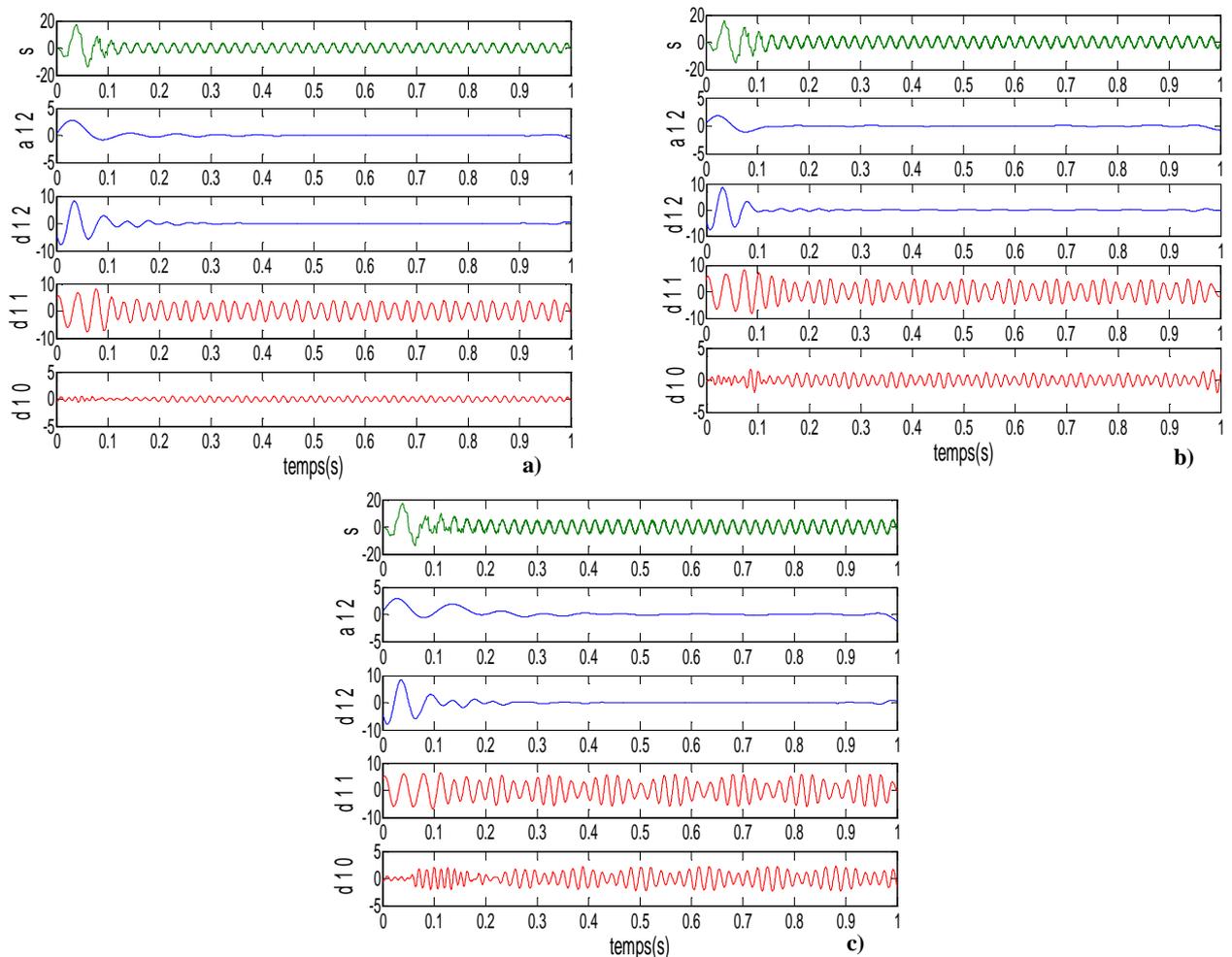


Figure 3.16: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40

(a): machine saine (b): machine avec d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$) (c): ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

La comparaison des signaux de détail et d'approximation montre que l'amplitude des coefficients d10 et d11 augmentée en cas de défaut.

III.8.2.3 Défaut de court circuit entre spire de la phase statorique de la machine

Les figures 3.17, 3.18, 3.19 illustre les résultats pour le cas d'un défaut de court circuit entre spire de 12.5% de la phase statorique de la machine commandée vectoriellement.

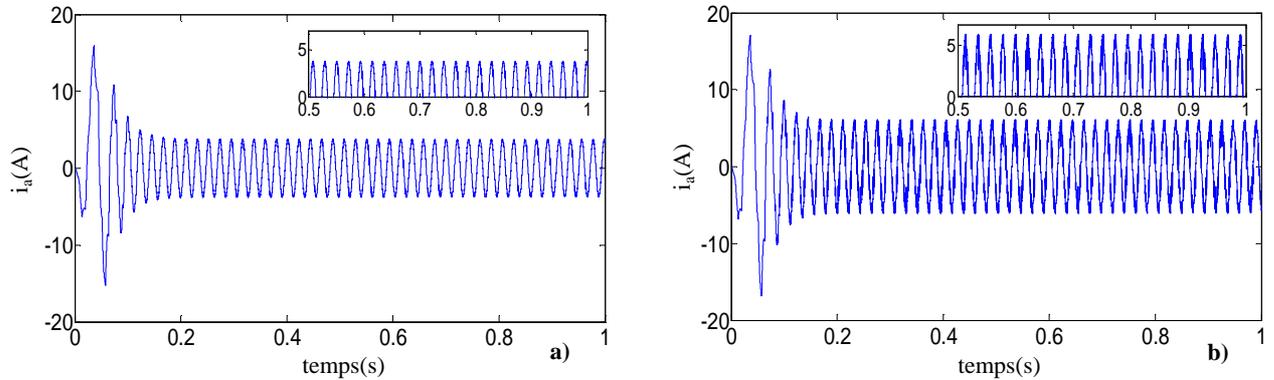


Figure 3.17: Courant statorique i_{sa} (a): machine saine (b): machine avec court-circuit entre spires (12.5%)

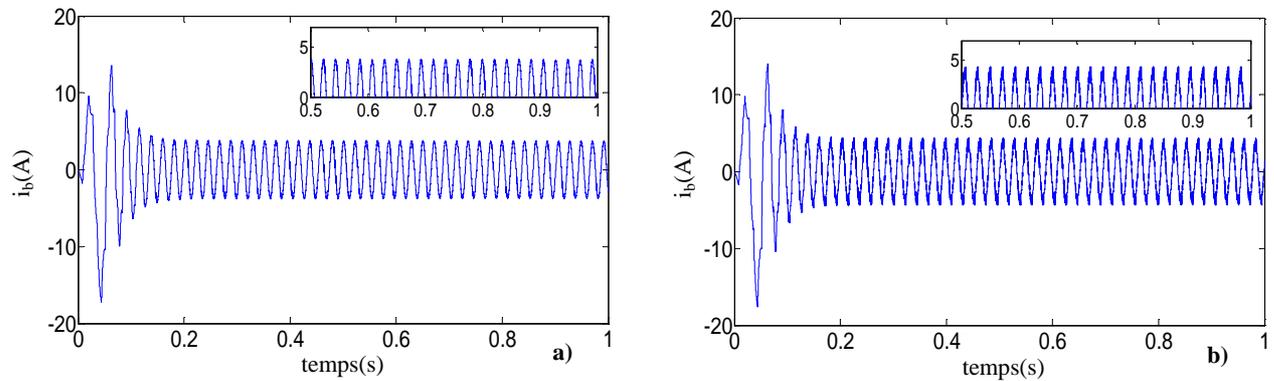


Figure 3.18: Courant statorique i_{sb} (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

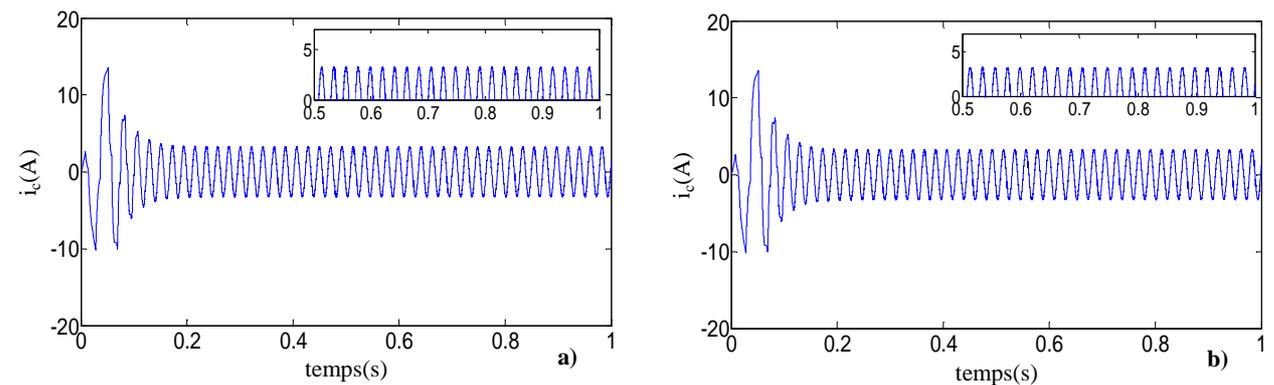


Figure 3.19: Courant statorique i_{sc} (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

Le défaut de court circuit introduit se manifeste par une augmentation de l'amplitude de la phase "a" (zone du court circuit). Les amplitudes des deux autres phases sont affectées d'une manière différente.

L'analyse spectrale du courant statorique de la phase affecté par le défaut est donnée par la figure 3.20.a et b.

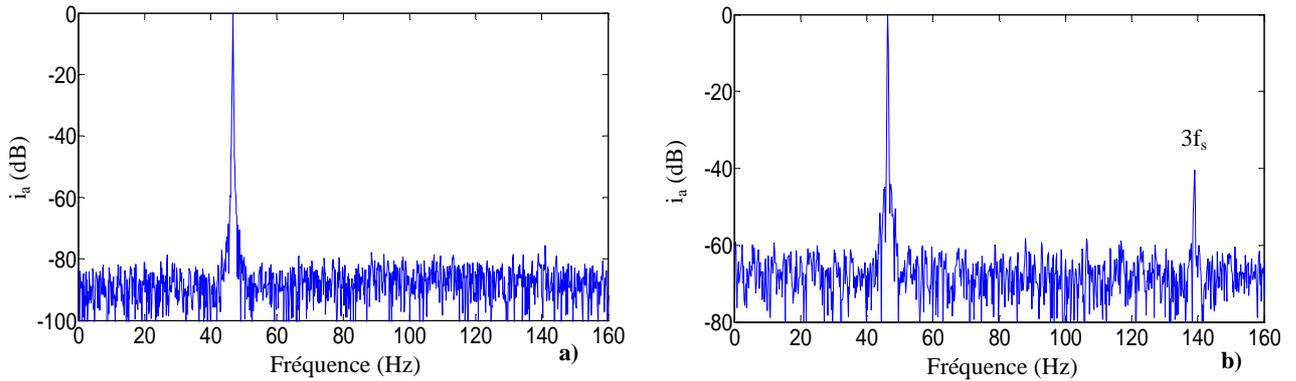


Figure 3.20: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec court-circuit entre spires (12.5%)

On remarque la présence des harmoniques de rang $m.f_s$ (138.99 Hz tableau 3.5), qui correspondent aux raies de défaut de court circuit.

$\eta_{cc} = 12.5\%$	$3.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	138.99
$f_{déduite}$ (Hz)	139
Amplitude (dB)	-40.47

Tableau 3.5: Fréquence de défaut calculée et déduite, cas d'un défaut de court circuit

L'analyse par ondelette du courant statorique de la phase en défaut est illustrée sur les figures (3.21.a et b), les signaux de détail et d'approximation (a12, d12, d11, d10 et d9) du courant statorique obtenus par la décomposition en multi niveau.

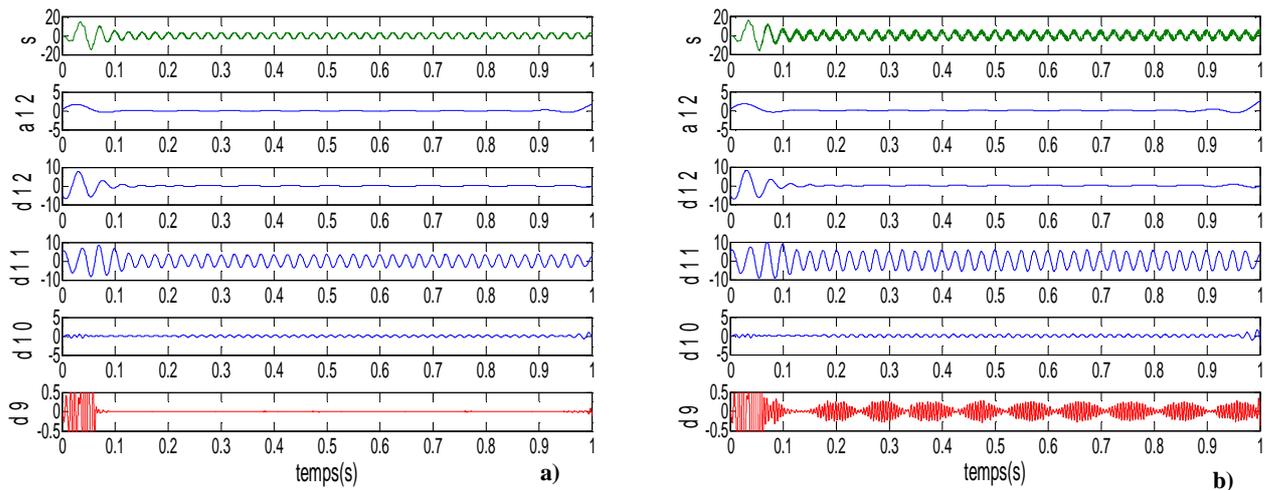


Figure 3.21: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): moteur sain (b): moteur avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

L'effet du défaut se manifeste d'une manière très clair sur d_9 (figure 3.21 b). L'analyse par la transformée d'ondelettes constitue donc un outil efficace pour la détection du défaut de court circuit entre spires.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude en vue du diagnostic des divers défauts de machine asynchrone à cage commandée vectoriellement est présentée. Les défauts considérés sur le modèle réduit de la machine sont les ruptures des barres rotorique, l'excentricité mixte et le court-circuit entre spire de l'enroulement statorique.

Les techniques de détection des défauts considérées sont à base de l'analyse spectrale du courant statorique, vitesse et courant en quadrature utilisant la transformée de Fourier rapide FFT en régime stationnaire et la transformée de l'ondelette (TOD) en régime variable ou non stationnaire. L'utilisation de la technique des ondelettes nous a permis une analyse meilleure entre les perturbations et le défaut de la machine surtout lorsque l'alimentation n'est pas parfaitement sinusoïdale.

L'avantage de l'utilisation du courant statorique pour l'analyse et le diagnostic offre au bon signe pour la détection du défaut. La variation des paramètres provoqués par le défaut de type cassure des barres, excentricité mixte et court-circuit affecte la commande envisagée à travers les diverses oscillations qui apparaissent au niveau des caractéristiques électriques et mécaniques.

La régulation par PI dans ces conditions trouve des limitations provoquées par les oscillations qui affectent la robustesse de la commande. Pour remédier à ce problème, on considère un deuxième type de commande, en l'occurrence la commande par mode glissant et qui sera objet du quatrième chapitre.

Chapitre IV

Commande par mode glissant de la machine asynchrone à cage avec défauts

IV.1 Introduction

En général, de nombreux systèmes en particulier les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non-linéarités (frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [72].

Les lois de commande utilisant les régulateurs du type PID donnent des résultats acceptables dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités [73]. L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non-linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant.

Cependant, le système en boucle fermée ne glisse pas parfaitement sur la surface de glissement à cause de la commande discontinue qui produit du chattering. Sa présence dégrade la stabilité et la qualité de poursuite des trajectoires et sollicite de manière énergétique les actionneurs. Pour réduire ce phénomène et assurer l'asservissement de la vitesse et du flux de la machine. De nombreuses solutions ont été proposées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. Il existe des méthodes comme celle de la couche limite (boundary layer) qui consiste à remplacer la fonction "sign" de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un proche voisinage de S (surface) [74, 75], et saturée en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en résulte n'est plus confiné dans S , mais dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive (μ) réglé pour avoir un bon compromis entre réductions du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus μ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction sign, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

Une seconde solution proposée est l'utilisation d'une commande par modes glissants d'ordre deux par application de l'algorithme du twisting afin d'assurer la convergence de la surface et sa dérivée vers l'origine dans un temps fini. Cette méthode a été un domaine de recherche important pour plusieurs auteurs.

Dans ce chapitre, une stratégie de contrôle latéral d'une machine asynchrone à cage à base de la commande par mode glissant d'ordre supérieur, et plus particulièrement l'algorithme du twisting

pour minimiser phénomène de chattering est utilisée pour le contrôle de vitesse à l'état sain et défaillant.

IV.2 Objectifs de la commande par MG

L'objectif de la commande par mode glissant (MG) se résume en deux points essentiels:

- synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- déterminer une loi de commande (commutation) $u(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.3 Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion du système à structures variables intervient. Il en découle les définitions suivantes:

- **Définition 1**

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [17].

- **Définition 2**

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (4.1)$$

où: f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes et $i \in [1, n]$.

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

IV.4 Modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par (MG) consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [76] (figure.4.1).

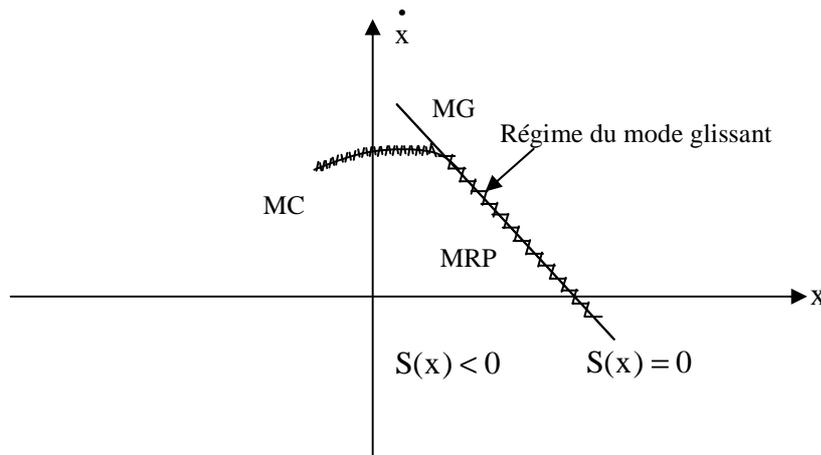


Figure 4.1: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

- **Mode de convergence (MC)**: durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- **Mode de glissement (MG)**: durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.

- **Mode de régime permanent (MRP)**: il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

IV.5 Commande par modes glissants d'ordre 1

La commande par mode glissant d'ordre 1 (SMC) est une commande à structure variable pouvant changer de structure et commutant entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique $S(x)$.

Le principe de la commande est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes: convergence vers la surface et le glissement le long de celle-ci (figure 4.1).

IV.5.1 Conception de la commande par MG

Les avantages de la commande MG sont importants et multiples à savoir la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc, ce qui lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: continue représentant la dynamique du système durant le MG et discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets

d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre:

- choix de la surface;
- établissement des conditions d'existence de la convergence;
- détermination de la loi de commande.

IV.5.2 Principe de la commande par MG

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduite à des équations différentielles de la forme [77], [78]:

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \cdot u(x, t) \quad (4.2)$$

où:

x : vecteur d'état $\in \mathbb{R}^n$,

f : vecteur de fonctions de x et $t \in \mathbb{R}^n$,

B : matrice de fonctions de x et $t \in \mathbb{R}^{n \cdot m'}$,

u : vecteur de commande $\in \mathbb{R}^{m'}$,

F : fonction continue par morceaux, ayant des discontinuités sur une surface S ,

m' et n : rang de la fonction avec $m' \neq n$.

Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J Stoline [79] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [79]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4.3)$$

avec :

$$e(x) = x_{\text{ref}} - x$$

où:

$e(x)$: écart de la variable à régler,

λ_x : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$S(x)=0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

Après le choix de la surface "S", le vecteur de commande "u" dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur $S_i(x)=0$, est donné par [80], [81]:

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m' \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m' \end{cases} \quad (4.4)$$

L'équation (4.4) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande u dépend du signe de la surface $S(x)$. La surface $S(x)=0$ s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

IV.5.3 Conditions d'existence du MG [82]

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. La deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse. Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov $V(x, t)$ définie positive. C'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.

La fonction de Lyapunov est définie comme suit:[83, 84]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.5)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si:

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (4.6)$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Tant que l'Eq. 4.6 est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x, t)$. Elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande.

D'autre part, comme on l'a mentionné ci-dessus (figure 4.1), il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{\max} et u_{\min} . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par: grandeur de commande équivalente " u_{eq} ", d'où la condition d'existence de mode glissant [85]:

$$u_{\min} \leq u_{\text{eq}} \leq u_{\max} \quad (4.7)$$

IV.5.4 Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'Eq. 4.2.

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_n soit :

$$u = u_{\text{eq}}(t) + u_n \quad (4.8)$$

Utilisons des équations (4.2) et (4.8) permet de obtenir la commande équivalente u_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x, t) + B(x, t)u_{\text{eq}}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ B(x, t)u_n \right\} \quad (4.9)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(x) = 0$). Ainsi on obtient:

$$u_{\text{eq}} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad u_n = 0 \quad (4.10)$$

En portant u_{eq} dans l'Eq. 4.1, on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (4.11)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement [85].

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{\max})$ et $u^-(u_{\min})$ (figure 4.2).

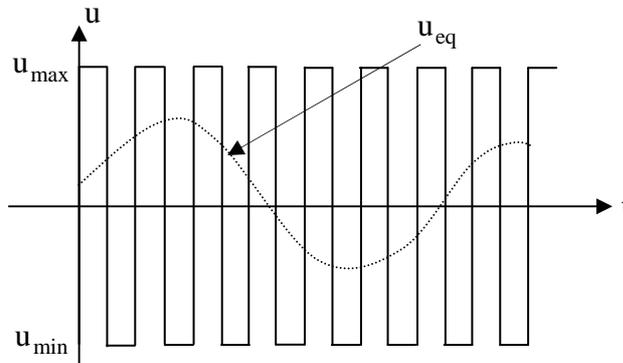


Figure 4.2: Commande équivalente u_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré Eq. 4.6, la condition est vérifiée, le système d'écrit par l'Eq. 4.2 est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions du régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement $S_i(x)=0$.

IV.5.5 Commande discontinue de base

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement S . Celle-ci est attractive si seulement si $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe. Durant le mode de convergence, on remplace le terme u_{eq} par sa valeur donnée par l'équation (4.10) dans l'équation (4.9). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (4.12)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} < 0 \quad (4.13)$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \frac{|S(x)|}{S} \quad (4.14)$$

où: K est un gain positif.

En remplaçant l'expression (4.14) dans (4.13), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (4.15)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

IV.5.5.1 Commande sign

Plusieurs choix pour la commande discontinue " u_n " peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_n]$ avec la fonction sign par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

u_n s'exprime donc comme:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (4.17)$$

Où: K est un gain positif.

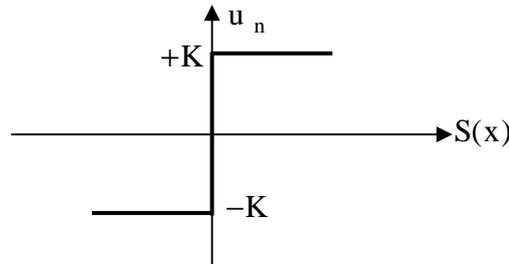


Figure 4.3: Définition de la fonction sign

IV.5.6 Broutement (chattering) [86]

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering". Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable).

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de *couche limite*, *fuzzy sliding mode*, *mode glissant d'ordre supérieur*, *lois d'approche*, etc.....

IV.5.6.1 Solution de couche limite

Elle est connue sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction sign par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation:

$$\begin{cases} \text{Sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{Sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ \text{Sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (4.18)$$

μ : un paramètre petit et positif.

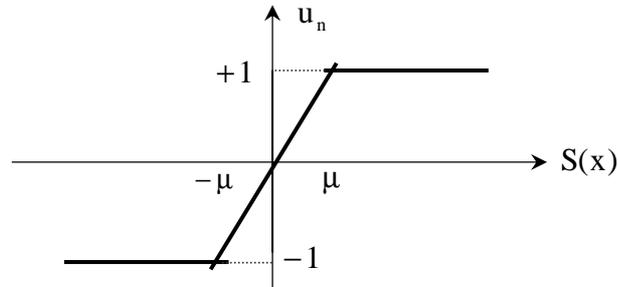


Figure 4.4: Définition de la fonction saturation (SAT)

✓ **Commande avec un seul seuil:** caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (4.19)$$

avec e : paramètre positif et petit.

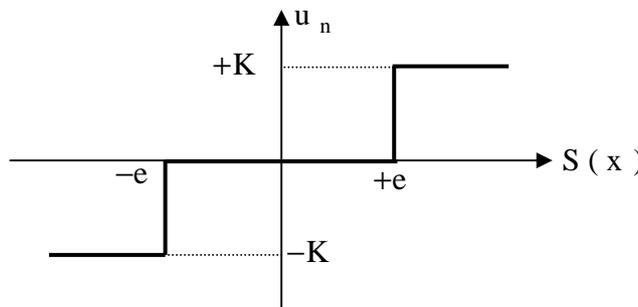


Figure 4.5: Fonction sign de la commande avec un seul seuil

✓ **Commande adoucie:** pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors u_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors

u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1 - e_2}$) (figure 4.6).

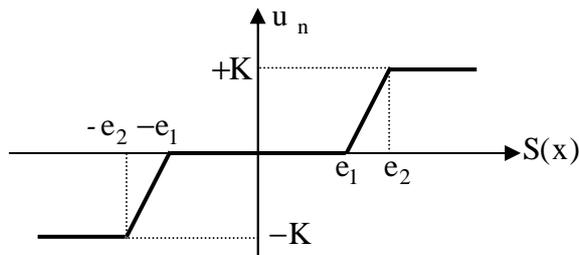


Figure 4.6: Fonction sign de la commande adoucie

✓ **Commande intégrale:** Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue u_n . Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale.

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + 1} + h \tag{4.20}$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

où:

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations.

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente).

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

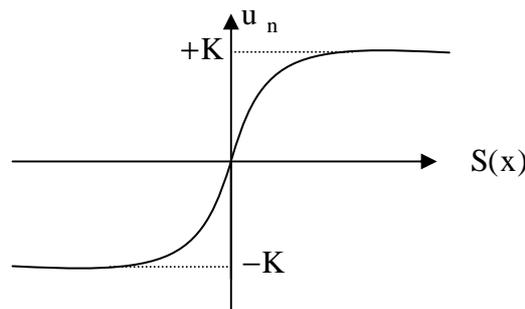


Figure 4.7: CSV rendu continue

IV.5.6.2 Solution par des lois d'approche [86]

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est loin de la surface de glissement, plus cette composante est grande et tend à ramener le vecteur vers la surface et

inversement. Par conséquent, il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans toutefois affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. Gao et Hung ont proposé notamment deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations.

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci en est éloigné. De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue sign (S) et permet par conséquent une réduction des commutations sur la commande.

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit:

$$\dot{S} = -\kappa |S|^\rho \text{sign}(S) \quad (4.21)$$

où: ρ est un réel strictement compris entre 0 et 1 et $\kappa > 0$.

IV.5.6.3 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur [87]

Les MG d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering.

IV.6 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définit S et la convergence de $S = \frac{dS}{dt} = 0$ en un temps fini.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (4.22)$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie S, il faut maintenir S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini ($S = \dot{S} = 0$). La dérivée de S est donnée par:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \dot{x} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (4.23)$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x)f(t, x)v \quad (4.24)$$

avec:

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial S}{\partial x} \dot{S}(t, x, u)f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (4.25)$$

Le problème posé revient à la stabilisation en temps fini du système auxiliaire du second ordre modélisé par l'Eq. 4.22. Où v représente l'entrée du système (u) si le degré relatif égale deux ou sa dérivée (\dot{u}) par rapport au temps si le degré relatif égal un.

Par exemple si le degré relatif est égal à 1, le système est décrit par le modèle d'Eq 4.21 par l'expression:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x)\dot{u} \quad (4.26)$$

Dans ce cas les algorithmes discontinus sont appliqués à la dérivée par rapport au temps \dot{u} , qui devient la nouvelle commande du système considéré et u comme une variable d'état. De cette façon l'entrée u du système devient continue.

Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. Les plus utilisés dans la littérature sont le twisting et le super twisting [88, 89].

IV.6.1 Commandes par modes glissants d'ordre 2

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits [90, 91]. Parmi ces algorithmes, on cite:

- algorithme du twisting;
- algorithme du Super twisting;
- algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie).

IV.6.1.1 Algorithme du twisting [89]

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la figure 4.8. L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant.

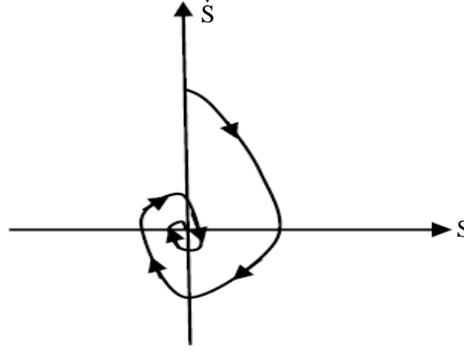


Figure 4.8: Convergence de l'algorithme twisting dans le plan (S, \dot{S})

La loi de commande est donnée par le théorème suivant:

Théorème [89]:

Considérant le système d'Eq 4.22 et la surface de glissement S , la loi de commande:

$$\mathbf{u}_{tw} = \begin{cases} -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

Est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à S où α_m et α_M vérifiant:

$$\begin{cases} \alpha_m > 4 \frac{K_M}{S_0} \\ \alpha_M > \frac{C_0}{K_m} \\ K_m \alpha_M - C_0 > K_M \alpha_m + C_0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Il existe des constantes positives S_0 , K_m , K_M , et C_0 telle que (propriétés de convergence en temps fini [8]):

$$|S(t, x) < S_0|$$

alors:

$$0 < K_m \leq \frac{\partial \dot{S}(t, x)}{\partial u} \leq K_M,$$

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial S}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| < C_0$$

IV.6.1.2 Algorithme de super twisting

Cet algorithme a été développé pour l'asservissement de systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990.

Elle a été étudiée par Levant dans [89]. Le super twisting n'utilise pas d'informations sur \dot{S} ceci peut être vu comme un avantage. Il est composé de deux parties, une partie discontinue u_2 et une partie continue u_1 tel que $u_{st}(t) = u_1(t) + u_2(t)$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -\alpha \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.29)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_a |S_0|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda_a |S|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (4.30)$$

avec: $0 < \vartheta < 0.5$

La condition suffisante pour engendrer la convergence en temps fini est:

$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_m} \\ \lambda_a^2 \geq \frac{4C_0}{K_m^2} \frac{K_M(\alpha + C_0)}{K_m(\alpha - C_0)} \end{cases}$$

IV.7 Commande par MG d'ordre un de la machine asynchrone à cage en défaut

Le modèle utilisé est le modèle de la machine asynchrone à cage chapitre (2). Mais les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator, et qui sera qualifié de modèle $(\alpha\text{-}\beta)$. Le modèle est donné par [92, 93]:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u(t) \quad (4.31)$$

avec:

$$\begin{cases} u = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \\ x = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \Phi_{\alpha r} \quad \Phi_{\beta r} \quad \omega]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \end{cases}$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor ω , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\lambda_1 \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{\alpha s} \\ \dot{x}_2 = -\lambda_1 \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{\beta s} \\ \dot{x}_3 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (4.32)$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_1 = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_{sc}} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{2}{3 \cdot M_{sr}} \right) \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_{sc}} \\ \eta = -\frac{3 \cdot p \cdot M_{sr} \cdot N_r}{4 \cdot J \cdot L_{rc}} \end{array} \right.$$

IV.7.1 Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, où de la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ pour la vitesse ω

$$S_1 = K_1 \cdot (\omega - \omega_{ref}) + (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \quad (4.33)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse:

$$\varepsilon_\omega = \omega - \omega_{ref}$$

On aura:

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\omega + \dot{\varepsilon}_\omega \quad (4.34)$$

➤ pour le flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (4.35)$$

Avec l'erreur en flux:

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref}$$

On aura:

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (4.36)$$

où: K_1 et K_2 sont des gains positifs.

IV.7.2 Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\omega - \omega_{ref}) + K_1 \cdot (\omega - \omega_{ref}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

Par conséquent, pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors, pour suivre ω_{ref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i = 0$).

IV.7.3 Loi de commande par MG

Le but consiste à générer une loi de commande $[V_{\alpha s}, V_{\beta s}]^t$ en utilisant la théorie du contrôle par MG. Les états considérés pour le contrôle de la machine asynchrone sont: la vitesse et le flux rotorique (ω, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (4.38)$$

Sa dérivée correspondante donne:

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4$$

Les surfaces de glissement seront alors:

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \omega_{ref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\omega}_{ref}) \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) \end{cases} \quad (4.39)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\omega}_{ref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\omega}_{ref}) \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}) \end{cases}$$

En utilisant le système d'Eq 4.32, les dérivés correspondants seront:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{array} \right. \quad (4.40)$$

$$\text{avec: } M = -\frac{3}{2} M_{sr}$$

Le développement de calcul nous donne:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K_1 \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\omega}_{ref} - \frac{\dot{C}_r}{J} - \ddot{\omega}_{ref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{\beta s} - x_4 \cdot V_{\alpha s}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{\beta s} + x_3 \cdot V_{\alpha s}) \end{array} \right. \quad (4.41)$$

tels que:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right.$$

Le système d'Eq 4.41 peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante:

$$\left[\begin{array}{c} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} F_1 \\ F_2 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{array} \right] \quad (4.42)$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\omega}_{ref} - \frac{1}{\eta \cdot J} \cdot \dot{C}_r - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\omega}_{ref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right.$$

Sous la forme condensée (4.42) sera de la forme:

$$\dot{S} = F + D_u \cdot V_s \quad (4.43)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; D_u = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}; V_s = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir:

$$\dot{S} = -K_v \cdot \text{sign}(S) \quad (4.44)$$

En égalisant les équations (4.43) et (4.44), on aura :

$$V_s = -D_u^{-1} \cdot K_v \cdot \text{sign}(S) - D_u^{-1} \cdot F \quad (4.45)$$

la loi de commande est donnée par:

$$V_s = V_{eq} + V_c \quad (4.46)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D_u^{-1} \cdot F \\ V_c = -D_u^{-1} \cdot K_v \cdot \text{sign}(s) \end{array} \right.$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha eq} \\ V_{\beta eq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

➤ la loi de commande équivalente est définie donc comme:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha eq} \\ V_{\beta eq} \end{bmatrix} = -D_u^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

➤ aussi que la loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = -D_u^{-1} \cdot \begin{bmatrix} K_{v1} & 0 \\ 0 & K_{v2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir K_{v1} et K_{v2} suffisamment grand:

$$\begin{cases} K_{v1} > |F_1| \\ K_{v2} > |F_2| \end{cases} \quad (4.50)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible:

$$[D_u] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (4.51)$$

alors :

$$D_u^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

IV.7.4 Schéma de régulation de la commande par MG d'ordre un

La nature non linéaire des machines à induction nécessite une commande non linéaire. Deux grandeurs indépendantes décrivent le fonctionnement du moteur à induction vitesse de rotation et flux rotorique.

La tâche principale de la commande par MG, offre une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergences et de stabilités. La surface de commutation est atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

La figure (4.9) représente le schéma bloc complet d'une régulation de la vitesse de la machine asynchrone par MG.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse. Le niveau " u_{\min} , u_{\max} " à l'entrée du processus est une fonction du signe (saturation, un seul seuil,...etc) de la fonction de commutation $S(x)$. Elle dépend d'un état du processus et en générale, elle correspond à un polynôme de 1^{er} ou 2^{ème} ordre.

Malgré les variations paramétriques ou certaines perturbations externes. Le processus est forcé pour glisser sur une trajectoire dans l'espace d'état. Les consignes selon l'axe α servent à imposer le flux rotorique et celles selon l'axe β permettent de contrôler le couple électromagnétique. La sortie du régulateur de SMC délivre la tension de référence $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$.

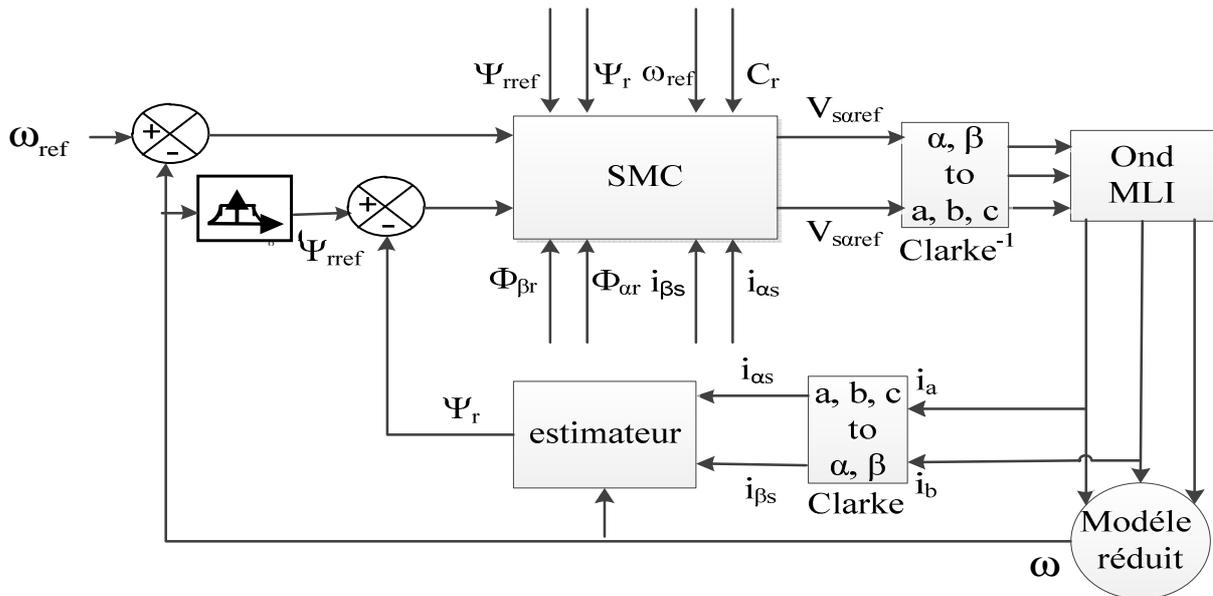


Figure 4.9: Schémas générale de la structure de commande par MG

Le flux rotorique peut être reconstitué par un estimateur en boucle ouverte, il est obtenu à partir du modèle de la machine asynchrone dans les coordonnées du stator.

IV.7.4.1 Estimation du flux rotorique

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [94].

Dans ce cas, le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère (α, β) [94]:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} = -\frac{3.M_{sr}}{2.T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha r} - \omega \Phi_{\beta r} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} = -\frac{3.M_{sr}}{2.T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\beta r} - \omega \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (4.53)$$

Le modèle du flux est donné par:

$$\|\Phi_r\| = \sqrt{\Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2} \quad (4.54)$$

IV.8 Commande de la machine asynchrone à cage par MG d'ordre deux [95, 96]

Pour concevoir une commande par MG d'ordre deux garantissant des performances robustes en présence de variations paramétriques et de perturbations, on considère le modèle du moteur asynchrone donné par la forme:

$$\dot{x} = \widehat{f}(x) + \Delta f(x) + (\widehat{g}(x) + \Delta g(x)) \cdot u \quad (4.55)$$

Où $\widehat{f}(x)$ et $\widehat{g}(x)$ constituent les parties nominales et Δf et Δg représentent les incertitudes tels que:

$$f(x) = \begin{bmatrix} \widehat{f}_1(x) + \Delta f_1 \\ \widehat{f}_2(x) + \Delta f_2 \\ \widehat{f}_3(x) + \Delta f_3 \\ \widehat{f}_4(x) + \Delta f_4 \\ \widehat{f}_5(x) + \Delta f_5 \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} \widehat{g}_1(x) + \Delta g_1 & 0 \\ 0 & \widehat{g}_2(x) + \Delta g_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les composantes de la fonction $f(x)$ sont des fonctions non linéaires.

$$\text{avec: } f(x) = \begin{bmatrix} -\lambda_1 \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 \\ -\lambda_1 \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 \\ -\frac{3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ -\frac{3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{k_0}{J} x_5 - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & \Phi_{\alpha r} & \Phi_{\beta r} & \omega \end{bmatrix}^T$$

IV.8.1 Commande par l'algorithme du twisting

Pour élaborer la loi de commande selon l'algorithme du twisting, on choisit la surface de glissement S de telle sorte que le degré relatif soit égal à deux.

$$e = S = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega - \omega_{ref} \\ \Psi_r - \Psi_{ref} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

avec:

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2$$

ω_{ref} et Ψ_{ref} correspondent aux trajectoires de références.

L'algorithme de twisting est appliqué à la commande u pour forcer les trajectoires du système à évoluer au bout d'un temps fini sur la surface S et générer un régime glissant d'ordre deux tel que $S = \dot{S} = 0$

La dérivée seconde de S permet d'obtenir:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \dot{\omega}_{\text{ref}} + \Delta f_5 \\ \ddot{e}_1 = \widehat{N}_1(x) + \Delta N_1 + (\widehat{d}_1(x) + \Delta d_1)u \\ \dot{e}_2 = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) - \dot{\Psi}_{\text{ref}} \\ \ddot{e}_2 = \widehat{N}_2(x) + \Delta N_2 + (\widehat{d}_2(x) + \Delta d_2)u \end{cases} \quad (4.57)$$

avec:

$$\begin{cases} \widehat{N}_1 = \eta \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_2 - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) - \ddot{\omega}_{\text{ref}} - \frac{1}{J} \cdot \dot{C}_r \\ \widehat{N}_2 = \frac{2}{T_r} \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} \right) \cdot \Psi_r + M \cdot \frac{2}{T_r} \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + \left(-\frac{3}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_1 + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - \ddot{\Psi}_{\text{ref}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \widehat{d}_1 = \begin{bmatrix} -\eta \delta \cdot x_4 & \eta \delta \cdot x_3 \end{bmatrix} \\ \widehat{d}_2 = \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot \delta}{T_r} M \cdot x_3 & \frac{2 \cdot \delta}{T_r} M \cdot x_4 \end{bmatrix} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta N_1 = \eta (x_3 \Delta f_2 + x_2 \Delta f_3 - x_1 \Delta f_4 - x_4 \Delta f_1) + \Delta f_5 \\ \Delta N_2 = -\frac{1}{T_r} (4x_3 - 2Mx_1) \Delta f_3 - \frac{1}{T_r} (4x_4 - 2Mx_2) \Delta f_4 + \frac{2}{T_r} M (x_3 \Delta f_1 + x_4 \Delta f_2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta d_1 = \begin{bmatrix} x_3 \Delta g_1 & -x_4 \Delta g_2 \end{bmatrix} \\ \Delta d_2 = \frac{2}{T_r} M \begin{bmatrix} x_3 \Delta g_1 & x_4 \Delta g_2 \end{bmatrix} \end{cases}$$

tels que:

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases}$$

Le système (4.56) peut être réorganisé dans la forme suivante:

$$\ddot{S} = N(x) + d(x)u = \widehat{N}(x) + \Delta N + (\widehat{d}(x) + \Delta d)u \quad (4.58)$$

avec:

$$N(x) = \begin{bmatrix} \widehat{N}_1(x) \\ \widehat{N}_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta N_1 \\ \Delta N_2 \end{bmatrix}, d(x) = \begin{bmatrix} \widehat{d}_1(x) \\ \widehat{d}_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix}$$

On suppose que $|\Delta N_1|$, $|\Delta N_2|$, $|\Delta d_1|$ et $|\Delta d_2|$ sont bornés. Le couple de charge C_r doit aussi être borné ainsi que sa première dérivée. La commande finale proposée utilisant le retour d'état statique est donnée par:

$$u = \widehat{d}^{-1}(x) [-\widehat{N}(x) + v] \quad (4.59)$$

$\widehat{d}(x)$ est inversible et $v = [v_1 \ v_2]$ considérée comme la nouvelle commande du système.

En remplaçant u , l'équation (4.58) s'écrit:

$$\ddot{S} = (\Delta N - \Delta d \widehat{d}^{-1} \widehat{N}) + (1 + \Delta d \widehat{d}^{-1}) v \quad (4.60)$$

Supposons que les fonctions suivantes sont bornées, $\forall v$, telle que:

$$\begin{cases} 0 < K_{mi} \leq (1 + \Delta d_i \widehat{d}_i^{-1}) \leq K_{Mi} \\ \left| (\Delta N_i - \Delta d_i \widehat{d}_i^{-1} \widehat{N}_i) \right| < C_{0i} \end{cases}, i=1, 2 \quad (4.61)$$

avec: K_{mi} , K_{Mi} , et C_{0i} des constantes positives.

Dans ces conditions, il est possible d'appliquer l'algorithme du twisting. La commande v est alors définie par :

$$v_i = \begin{cases} -\alpha_{mi} \text{sign}(S) & \text{si } S_i \dot{S}_i \leq 0 \\ -\alpha_{Mi} \text{sign}(S) & \text{si } S_i \dot{S}_i > 0 \end{cases} \quad i=1,2 \quad (4.62)$$

où: α_{mi} , α_{Mi} sont des constantes positives vérifiant les conditions suivantes [89]:

$$\begin{cases} 0 < \alpha_{mi} < \alpha_{Mi} \\ \alpha_{mi} > 4 \frac{K_{Mi}}{S_0} \\ \alpha_{Mi} > \frac{C_{0i}}{K_{mi}} \\ K_{mi} \alpha_{Mi} - C_{0i} > K_{Mi} \alpha_{mi} + C_{0i} \end{cases}$$

IV.9 Résultats de simulation de la commande par MG d'ordre un

IV.9.1 Cas d'une machine saine

La commande par MG induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de chattering. Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié. Dans le but de réduire les broutements (phénomène de chattering haute fréquence), nous pouvons imposer une variation de la valeur de la commande (ordre un) en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement.

IV.9.1.1 Commande de type relais (commande sign)

La fonction "relais" est définie par: $u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$. Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long. Si K est très grand, le temps de réponse sera rapide, mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

La figure 4.10 représente les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour une référence de (157 rad/s), l'application de charge de 3.5 Nm est effectuée à l'instant $t = 0.5$ s.

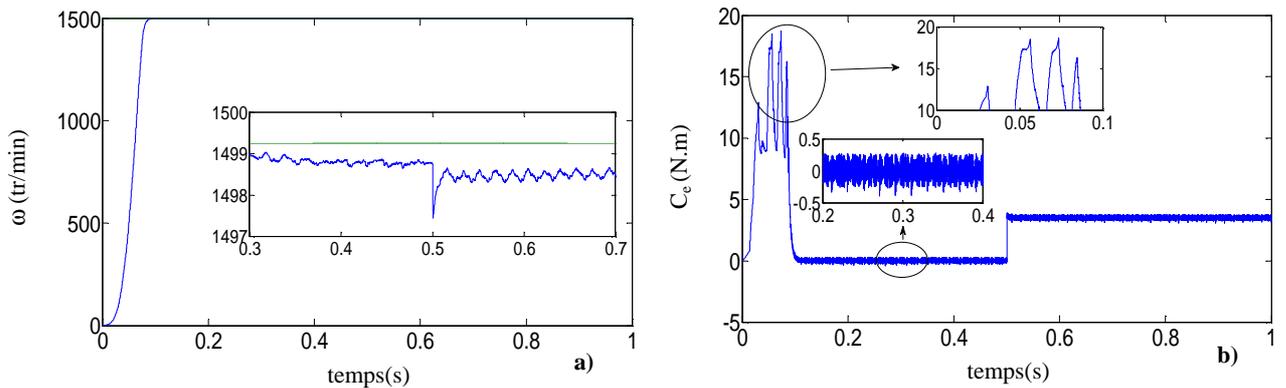


Figure 4.10: Commande "relais" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

Les oscillations de haute fréquence et d'amplitude élevée que l'on remarque sur les courbes de la vitesse et du couple (figure 4.10) sont dues à la partie discontinue de la commande qui prend des valeurs importantes.

IV.9.1.2 Fonction de saturation

Les résultats sont représentés sur la figure suivante (figure 4.11) sont obtenus en remplaçant la fonction "relais" par une fonction de saturation (sat).

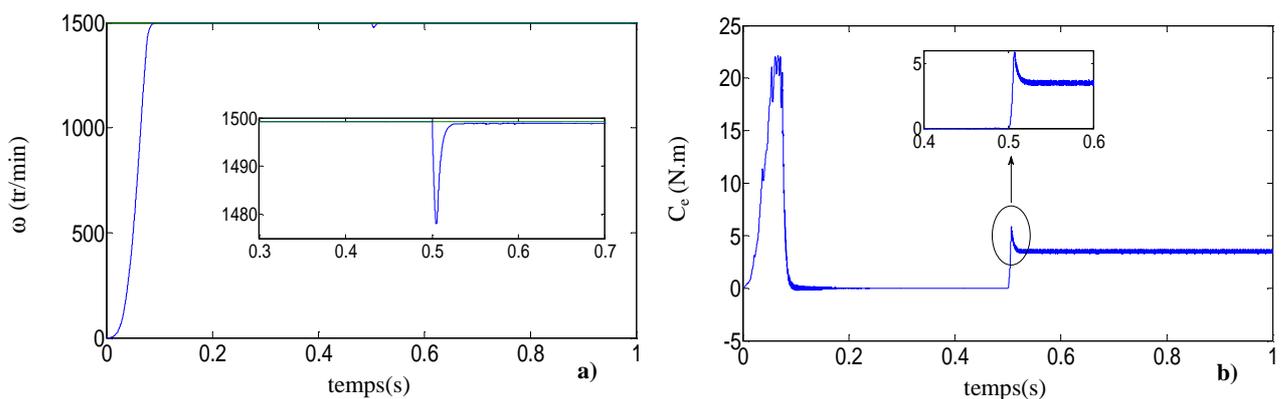


Figure 4.11: Commande discontinue de type "saturation" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

On y remarque qu'il n'y a plus d'oscillations sur la réponse du couple. La vitesse chute à des valeurs considérables. Le couple électromagnétique subit un pic provoqué par la perturbation de la

charge. Pour palier, cet inconvénient, le recours à une autre forme de commande dite intégrale est obligatoire.

IV.9.1.3 Fonction intégrale

La figure 4.12 illustre résultats de simulation en utilisant la fonction intégrale.

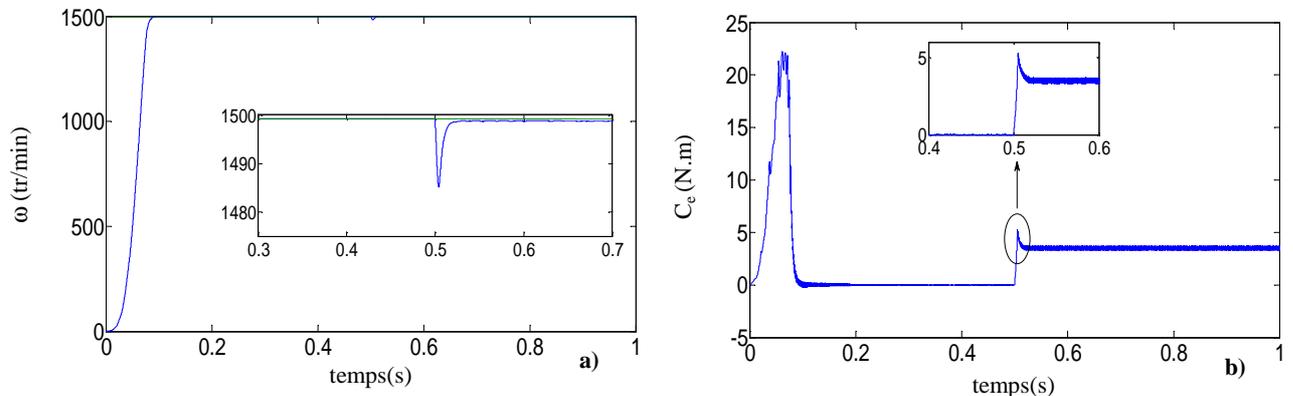


Figure 4.12: Commande discontinue de type "intégrale" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

On remarque qu'il n'y a plus d'oscillations sur le couple. On constate que la vitesse garde toujours sa forme et l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

IV.9.2 Commande par MG d'ordre 2

La commande par MG montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, l'inversion de vitesse et la variation paramétrique [7, 8]. De plus, cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple.

Cependant, la discontinuité de la commande engendre des oscillations de fréquence élevée une fois atteint le régime glissant, phénomène connu sous le nom de chattering.

Ce phénomène est le plus grand défaut des commandes par MG, car il peut causer une perte de précision, et surtout une usure prématurée des actionneurs ou du système, en plus de générer un bruit sur des systèmes mécaniques. On peut y remédier en changeant la loi de commande maintenant le système sur la surface de glissement pour supprimer les discontinuités, ou tout au moins réduire leur amplitude. Mais ces méthodes ont un prix: elles réduisent la robustesse.

De plus, une question reste en suspens: quel comportement faut-il imposer au système pendant la phase de glissement, autrement dit, comment choisir la surface de glissement ?

La théorie de la commande par MG d'ordre supérieur a émergé dans les années 80, entre autres pour apporter une nouvelle réponse à ces deux problèmes.

La figure (4.13) représente les résultats de simulation de la commande par modes glissants d'ordre 2 de l'essai à vide et en charge.

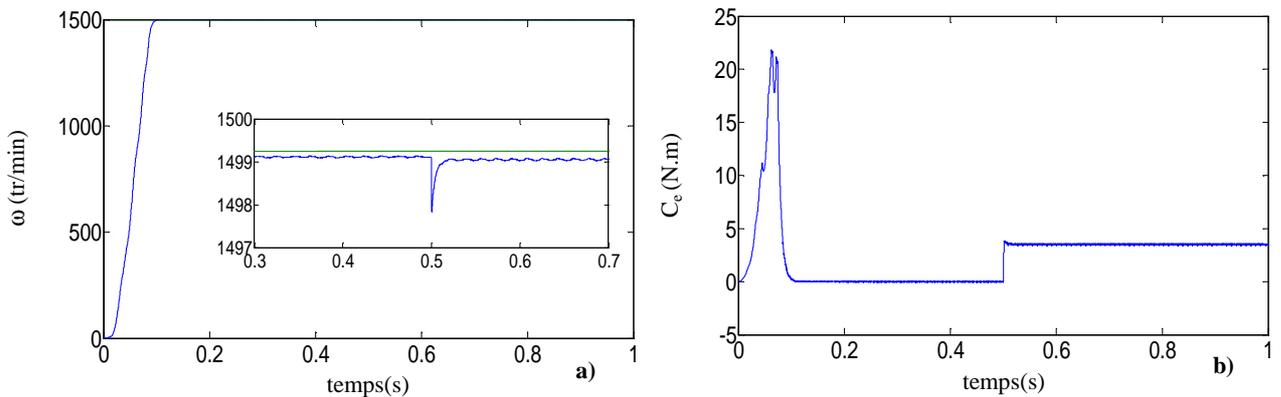


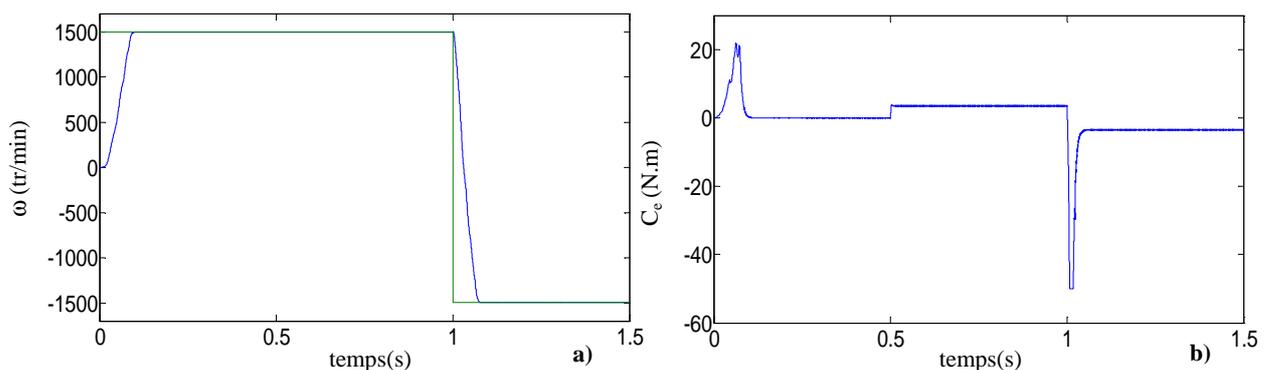
Figure 4.13: Commande par modes glissants d'ordre 2 (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

Dans ce travail, on introduit la commande par MG d'ordre 2, en plus de conserver la robustesse, les modes glissants d'ordre supérieur se distinguent par rapport à ceux d'ordre un, par leur aptitude à atténuer le chattering. Si la fonction de la commande u_n comme un relais, les grandeurs électriques et mécaniques moins robustes que si la fonction de la commande u_n comme une intégrale. À travers ces comparaisons, la commande par MG d'ordre 2 est la meilleure solution, elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations aux hautes fréquences.

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par MG d'ordre 2, on effectue des tests de robustesse à savoir l'inversion de vitesse, réponse aux basses et les variations paramétriques.

IV.9.2.1 Robustesse pour l'inversion de la vitesse

La figure (4.14) illustre le test d'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement acceptable (figure 4.14.a). L'allure du couple électromagnétique (figure 4.14.b) et du courant statorique (figure 4.14.c) présentent des pics provoqués par cette inversion avant de se stabiliser à la valeur désirée.



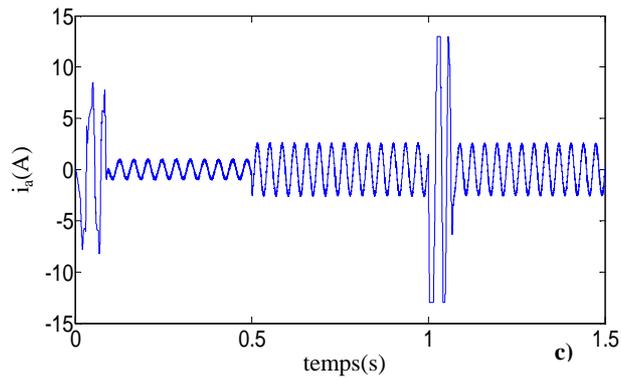


Figure 4.14: Inversion de la vitesse (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique

IV.9.2.2 Réponse aux basses vitesses

Dans des applications à faible vitesse, la commande trouve des difficultés dans ce régime. Un test de simulation est effectué en admettant que la machine tourne en charge à la vitesse 15 rad/s (143.18 tr/min) et -15 rad/s (-143.18 tr/min).

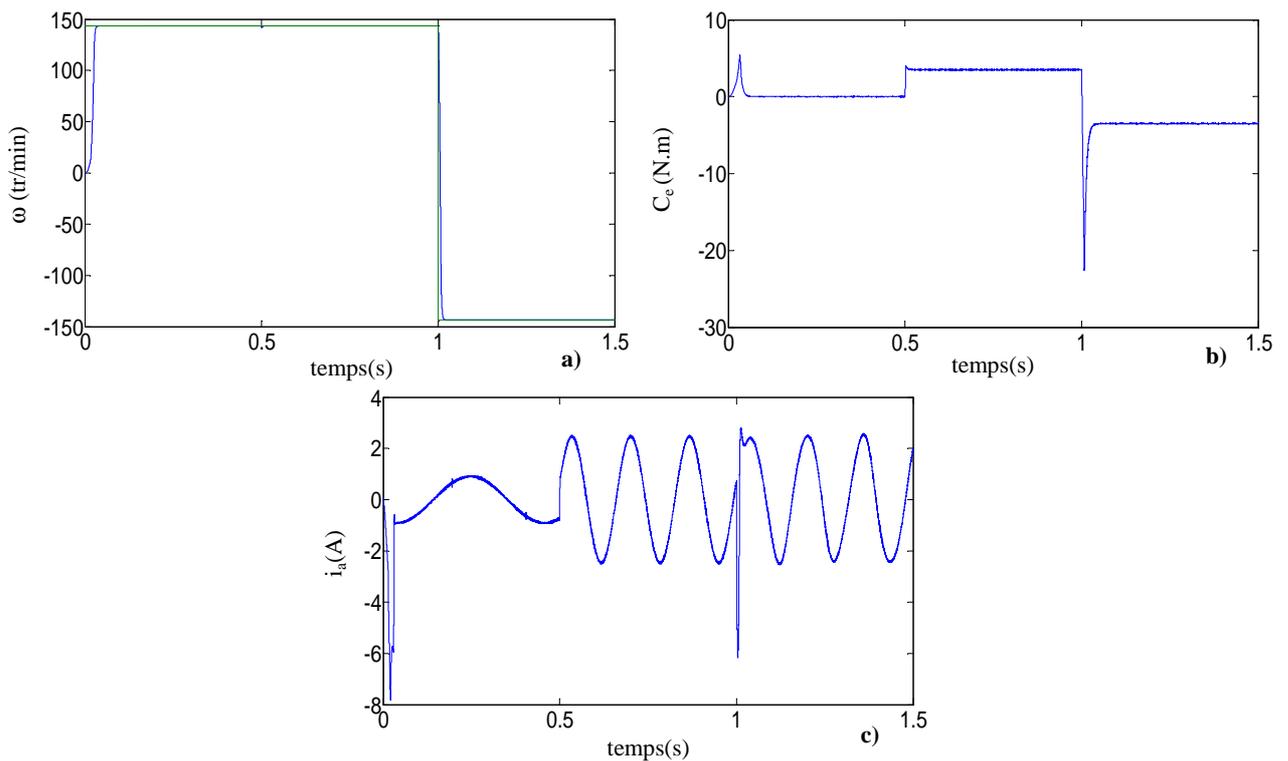


Figure 4.15: Réponse aux basses vitesses (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique (c): courant statorique

Le problème de fonctionnement à faible vitesse est assuré par l'action de régulateur de type glissant montrant sa bonne aptitude de régulation.

IV.9.2.3 Variation de la résistance rotorique

Le test de robustesse est considéré en effectuant un accroissement de 50% de la résistance rotorique provoquée par un échauffement (À $t=1s$) (figure 4.16).

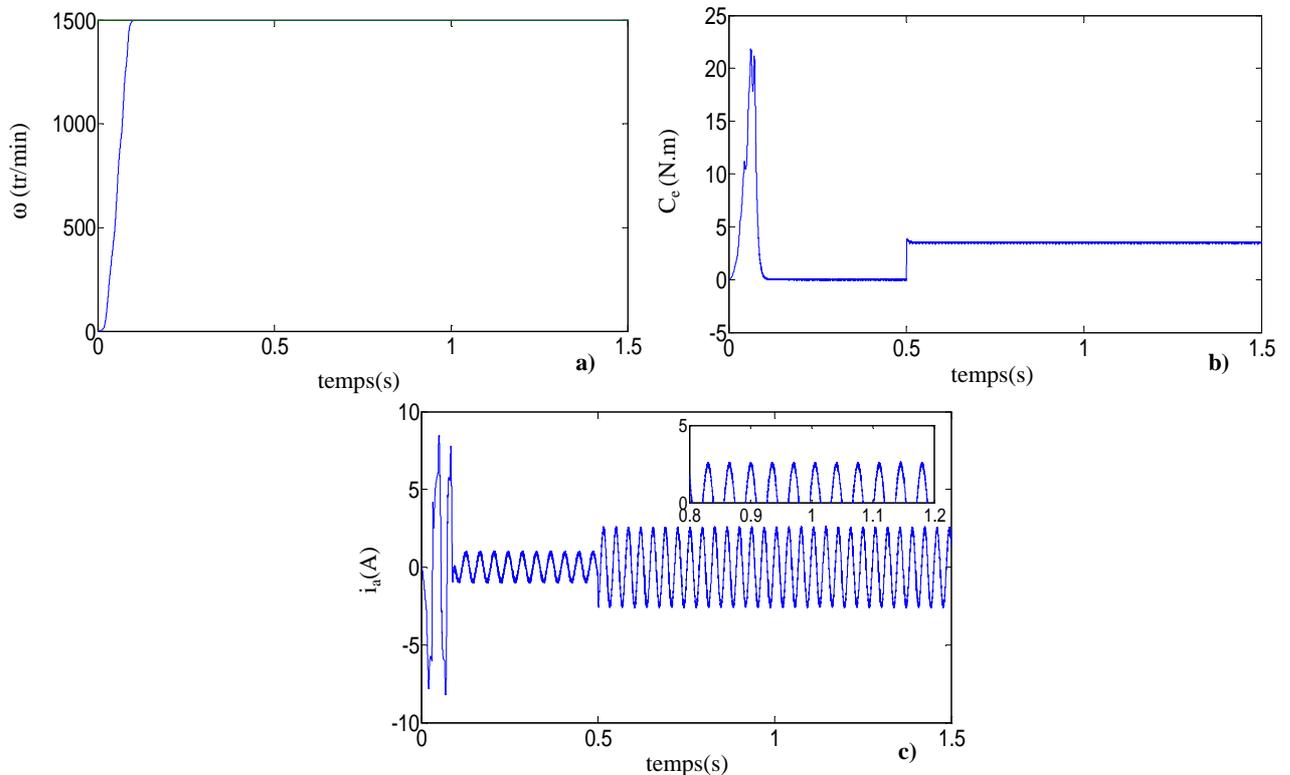


Figure 4.16: Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

La figure 4.16 montre qu'au moment de la variation aucune action considérable ne se manifeste, ce qui justifie la bonne régulation assurée par la technique du MG.

IV.9.3 Cas d'une machine avec défaut

IV.9.3.1 Cassure adjacente de deux barres rotorique

- *Défaut en régime permanent*

La figure 4.17 représente les caractéristiques de vitesse et du courant de la commande à MG d'ordre deux pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min et un fonctionnement défaillant de type cassure adjacente de deux barres effectuées à l'instant $t=1s$.

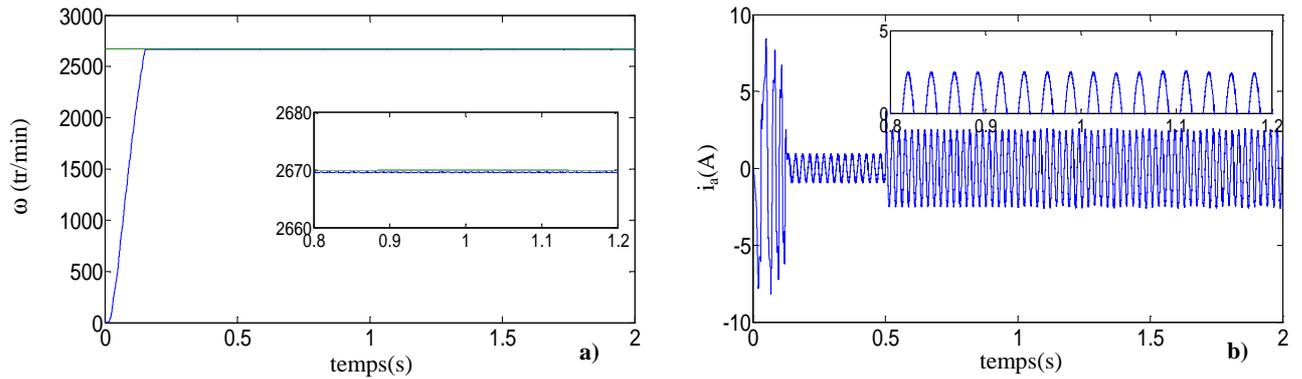


Figure 4.17: CMG d'ordre deux pour une machine avec défaut de deux barres cassées adjacentes (1 et 2)
 (a): vitesse de rotation (b): courant statorique

L'analyse spectrale de la vitesse et du courant de la phase statorique i_a à l'état sain et avec défaut de rupture de deux barres adjacentes (1^{ère} et la 2^{ème} barre) est illustrée par les figures (4.18 et 4.19).

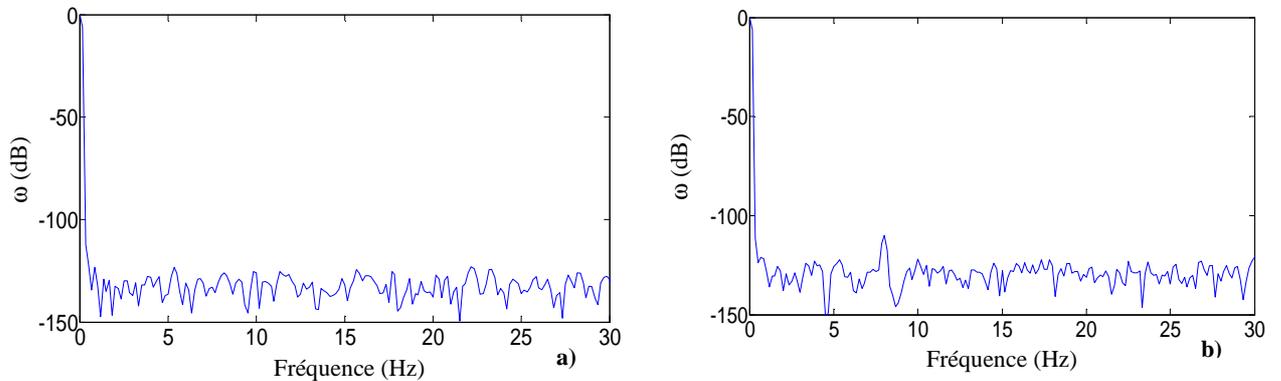


Figure 4.18: FFT de la vitesse (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

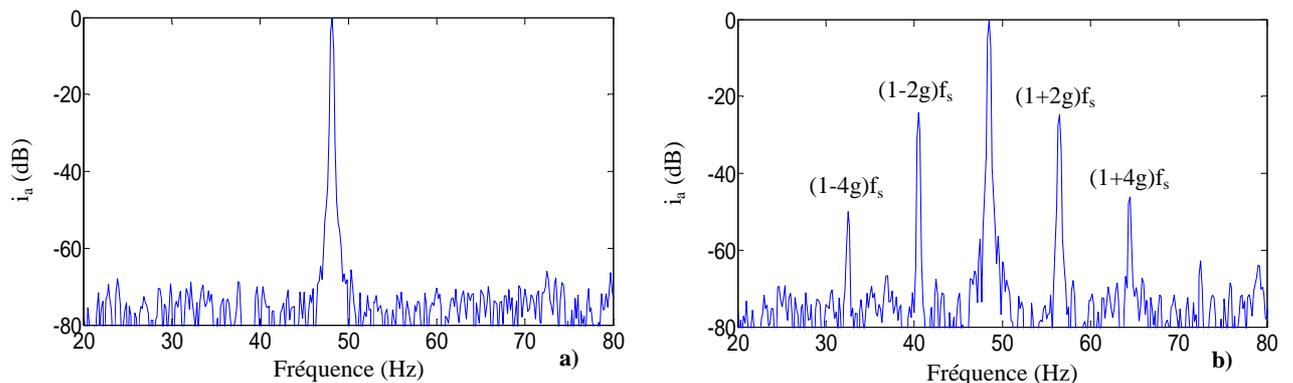


Figure 4.19: FFT du courant statorique (a): moteur sain (b): moteur avec deux barres cassées adjacentes

Le spectre de la vitesse (figure 4.18.b) ne donne aucune information sur la présence du défaut, puisque les amplitudes des ondulations sont très réduites due à l'action de la boucle de régulation. Par contre l'analyse du courant statorique (figure 4.19.b) montre l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant approximativement aux raies données par l'expression $(1 \pm 2k) f_s$ (Eq 1.2 chapitre 1).

Les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches tableau 4.1.

$g=8.24\%$	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	32.5144	40.5072	56.4928	64.4856
$f_{déduite}$ (Hz)	32.5	40.5	56.5	64.5
Amplitude (dB)	-50.08	-24.27	-24.59	-46.28

Tableau 4.1: Fréquences de défaut calculées et déduites pour le cas d'une cassure adjacente de deux barres

• Défaut en régime transitoire

On considère que la machine est chargée et présente d'un défaut de cassure de deux barres adjacentes au démarrage, les résultats de simulation sont illustrés par les figures (4.20.a et b):

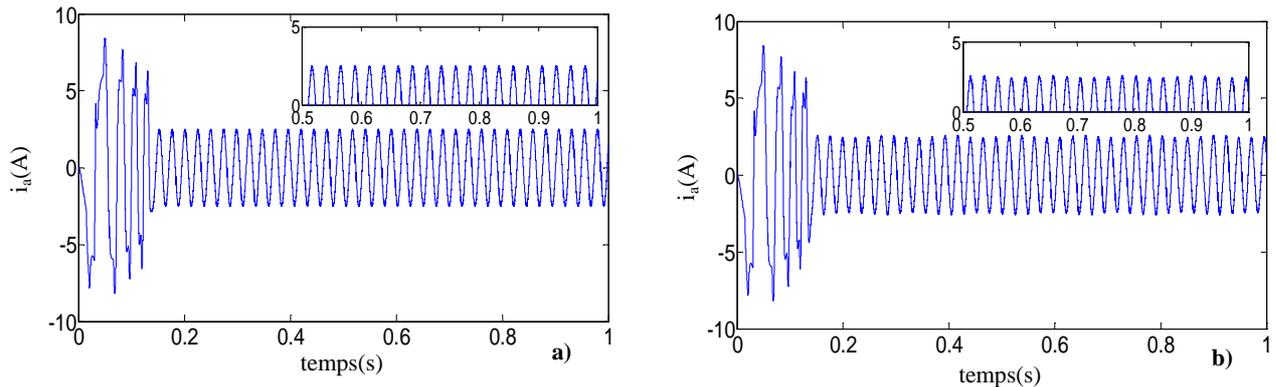


Figure 4.20: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

On remarque que lorsque la machine présente un défaut de type cassures de barres adjacentes (1 et 2), une apparition des faibles ondulations sur l'allure du courant statorique (figure 4.20.b).

L'analyse de la non-stationnarité qui se produisait dans le courant lors le défaut, est effectuée par la décomposition des deux signaux en multi niveau par la transformée en ondelettes discrète en utilisant l'ondelette mère Daubechies. Les figures (4.21.a et b) représentent les signaux de détail et d'approximation obtenus (a12, d12, d11 et d10).

On constate d'après les figures (4.21.a et b) que l'extraction du fondamental a un effet très important dans le diagnostic de défaut. Cet effet est interprété par l'augmentation des amplitudes dans les bandes d10 en cas de défaut.

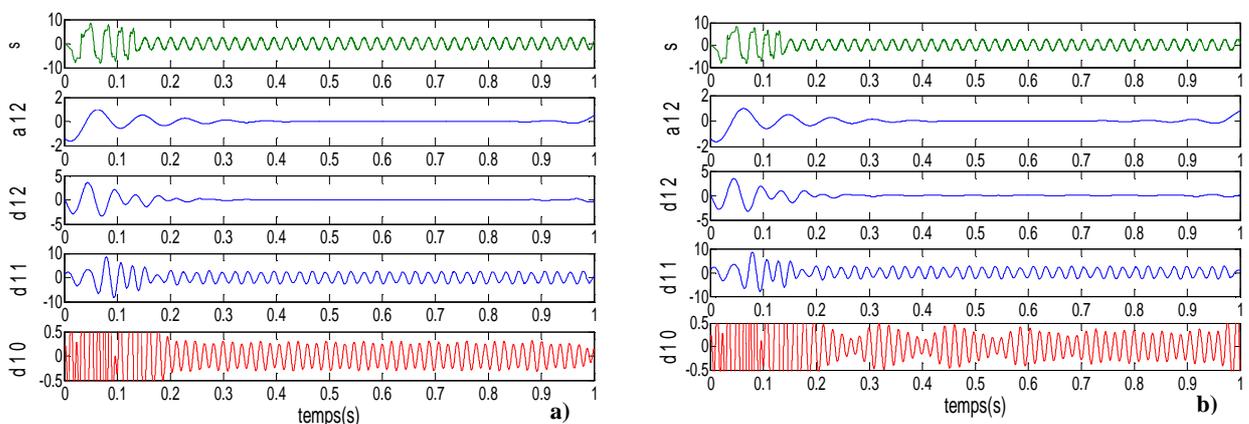


Figure 4.21: Approximations et détails du courant statorique obtenus par l'ondelette db40 (a): machine saine, (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

Pour éliminer la composante fondamentale (50 Hz), on utilise l'enveloppe de Hilbert qui offre au bon signe pour la détection du défaut. La figure (4.22.a et b) présente l'enveloppe de signal du courant de démarrage statorique de la machine à l'état sain et avec un défaut.

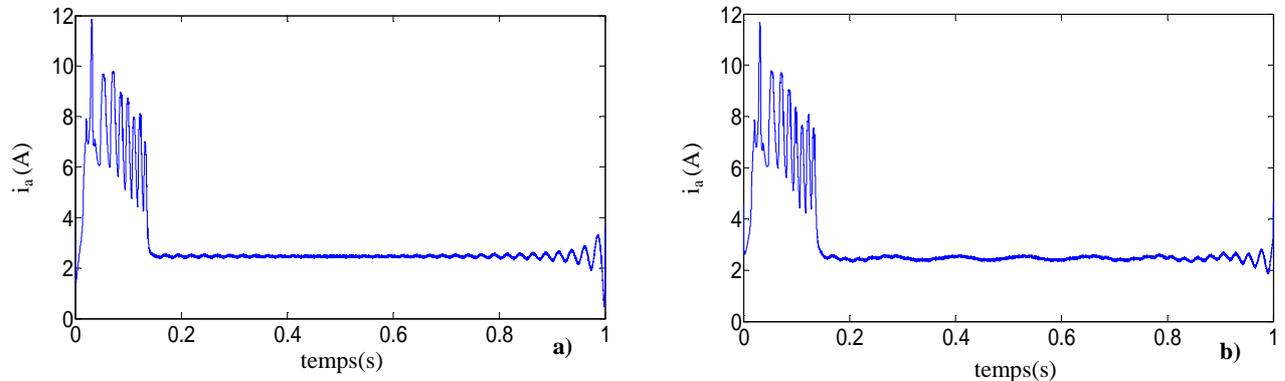


Figure 4.22: Enveloppe du courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

On remarque qu'il y a augmentation de l'amplitude de modulation du courant statorique. L'analyse par ondelette de l'enveloppe du courant statorique en régime transitoire est donnée effectuée sur la figure (4.23 a et b).

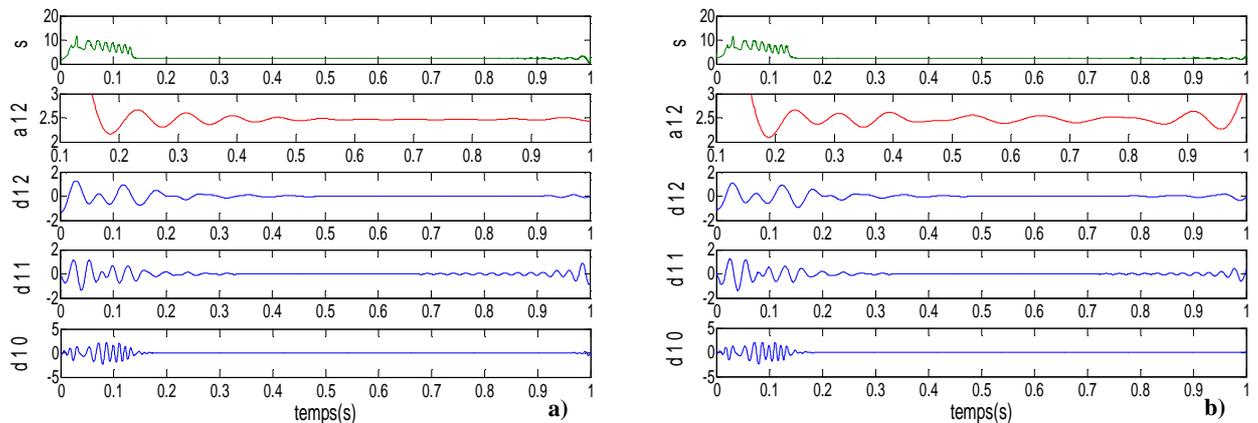


Figure 4.23: Approximations et détails de l'enveloppe du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec deux barres cassées adjacentes

À partir de l'analyse de la figure (4.23.a et b), montre la présence des oscillations à l'approximation a12 est un signe de l'existence du défaut.

IV.9.3.2 Défaut d'excentricité mixte

- **Défaut en régime permanent**

Les figures (4.24, 4.25) illustrent les caractéristiques de vitesse et du courant statorique pour une commande à MG d'ordre deux à vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min de la machine

présentant deux défauts d'excentricités mixtes respectivement de ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) et ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$) à l'instant $t=1s$.

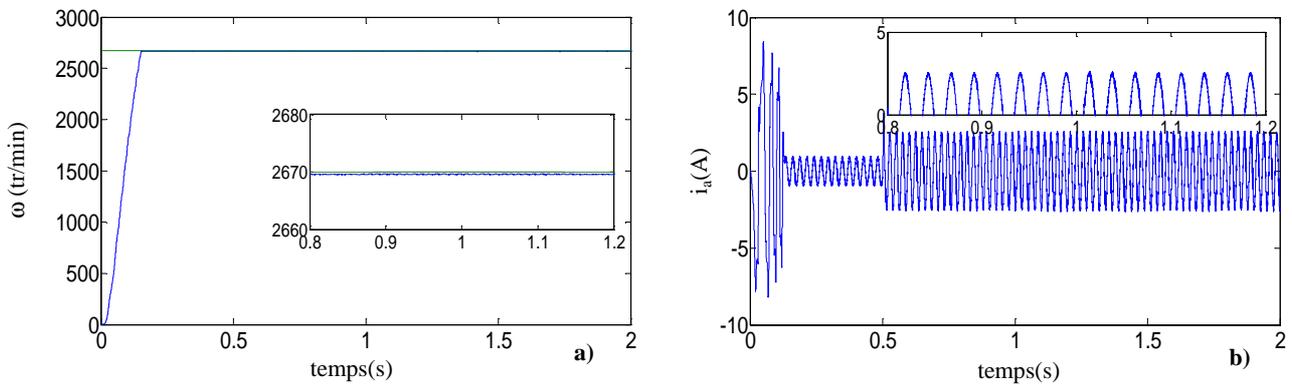


Figure 4.24: Défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s=0,2$, $\epsilon_d = 0,1$) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique

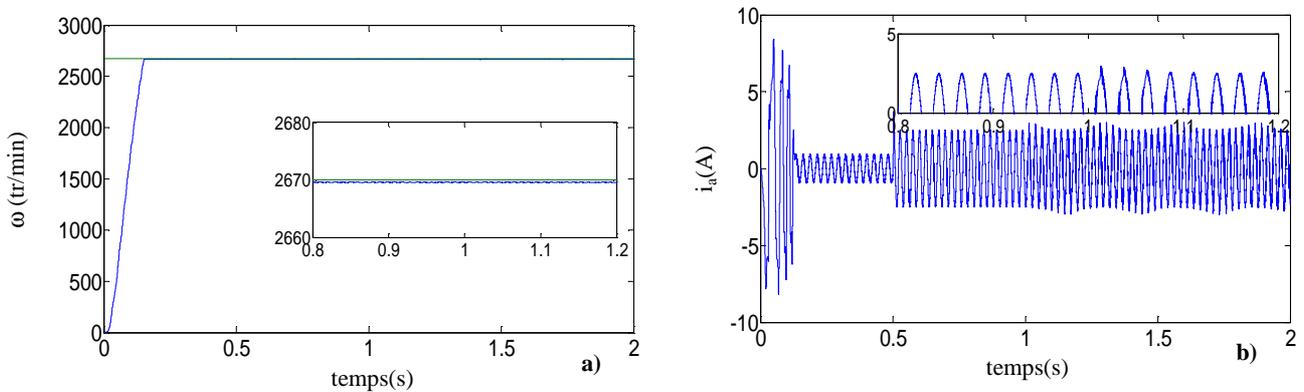
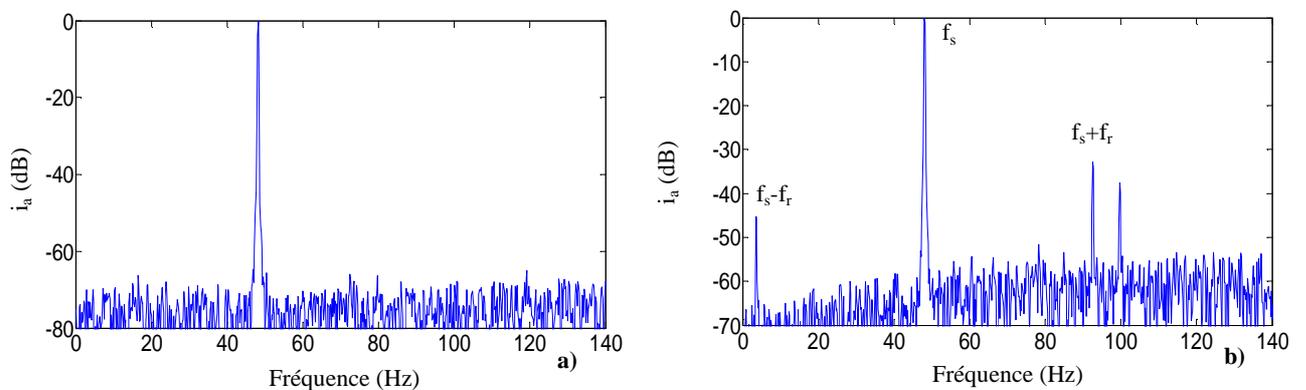


Figure 4.25: Défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s=0,6$, $\epsilon_d = 0,2$) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique

L'analyse spectrale du courant statorique à l'état sain et avec défaut est illustrée par la figure (4.26.a, b et c). L'effet du défaut se manifeste par la présence des raies des harmoniques à fréquences $f_{exc(M)} = |mf_s \pm k.f_r|$ et qui sont considérables en cas ($\epsilon_s = 0,6$, $\epsilon_d = 0,2$) (tableaux 4.2 et 4.3).



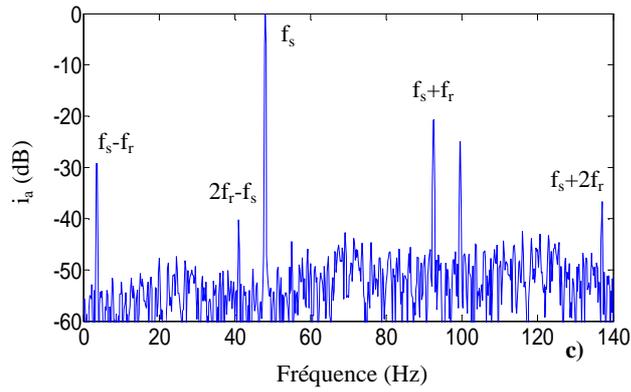


Figure 4.26: FFT du courant statorique (a): machine saine (b): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$) (c): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

On note aussi que les fréquences calculées ainsi celles déduites du spectre sont proches (tableaux 4.2 et 4.3).

$C_r = 3.5, (\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1), (m=1)$

k=1,2...	f calculée (Hz)	f déduite (Hz)	Amplitude (dB)
$f_s - f_r$	3.5	3.5	-45.21
$f_s + f_r$	92.5	92.5	-32.92

Tableau 4.2: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2, \epsilon_d = 0,1$)

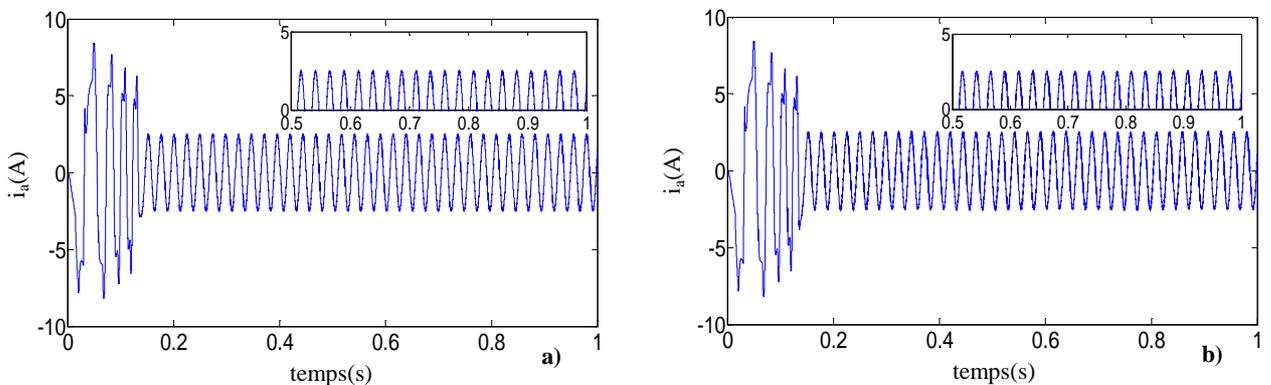
$C_r = 3.5, (\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2), (m=1)$

k=1,2...	f calculée (Hz)	f déduite (Hz)	Amplitude (dB)
$f_s - f_r$	3.5	3.5	-27.8
$f_r + f_s$	92.5	92.5	-19.33
$f_s + 2f_r$	137	137	-36.27
$2f_r - f_s$	41	41	-39.86

Tableau 4.3: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,6, \epsilon_d = 0,2$)

• **Défaut en régime transitoire**

On considère que la machine est chargée et présente un défaut d'excentricité au démarrage, les résultats de simulation sont illustrés par les figures (4.27.a, b et c):



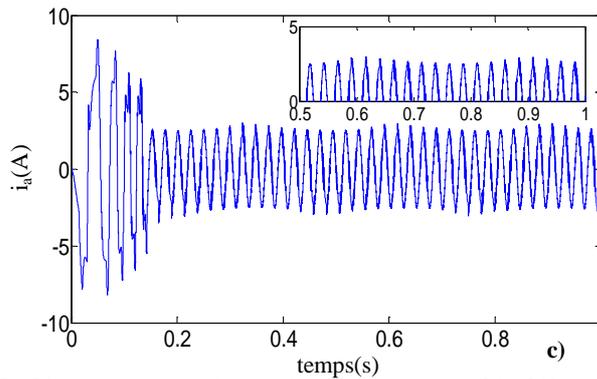


Figure 4.27: Courant de démarrage statorique (a): machine saine (b): défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$) (c): défaut d'excentricité ($\mathcal{E}_s=0,6$, $\mathcal{E}_d = 0,2$)

On remarque que le courant de démarrage de la machine augmente avec le défaut de type excentricité mixte. La décomposition en ondelette mère "Daubechies" d'ordre 40 (db40) avec 12 niveaux de décomposition est illustrée sur les figures (4.28.a, b et c), (a12, d12, d11 et d10).

La comparaison des signaux de détail et d'approximation obtenus pour la machine saine et avec défauts (figures 4.28.a, b, c) montre la présence des perturbations qui se manifestent sous forme d'oscillation au coefficient (d9), augmentée à l'état de défaut.

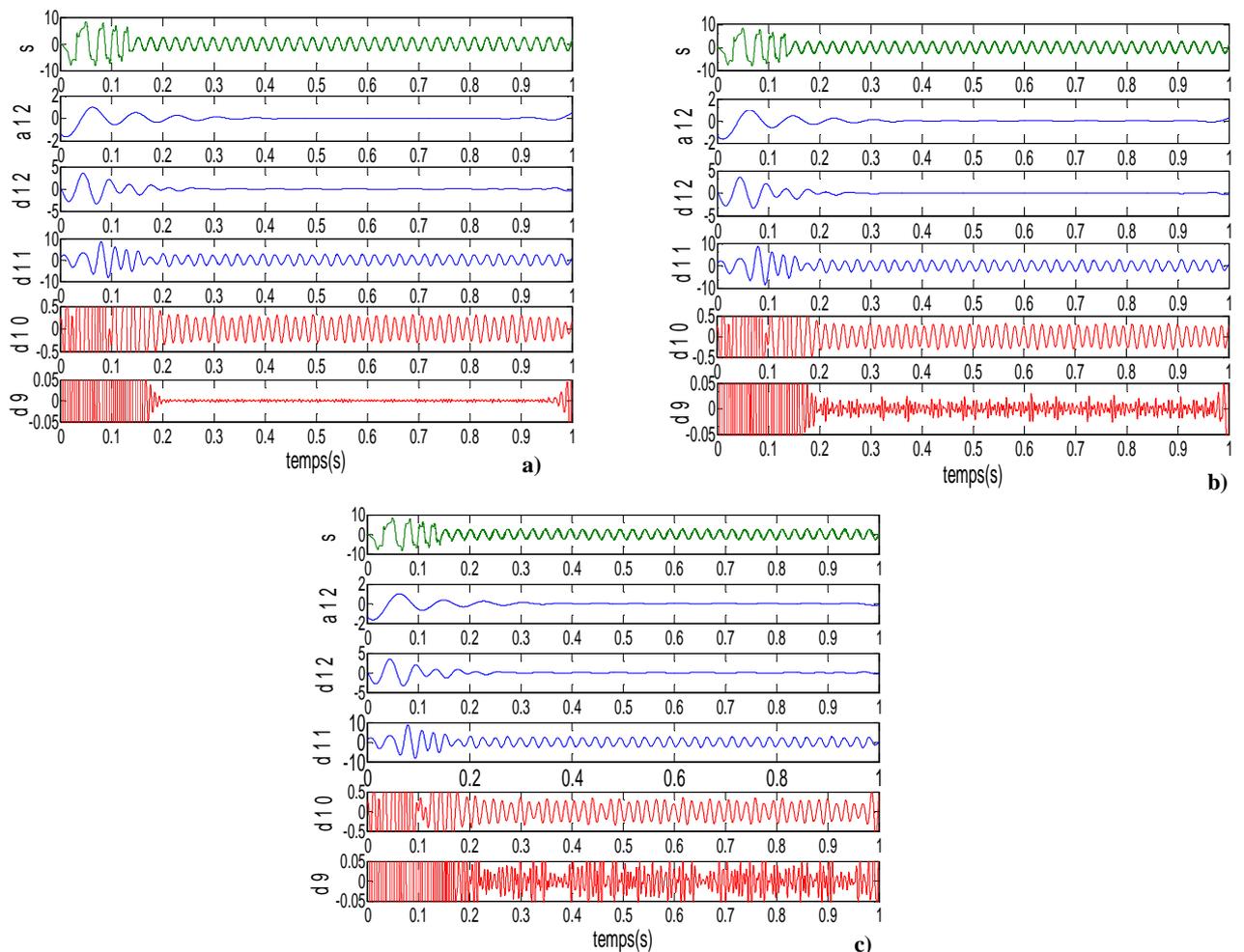


Figure 4.28: Approximations et détails du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$) (c): machine avec défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,6$, $\mathcal{E}_d = 0,2$)

IV.9.3.3 Défaut de court-circuit

- *Défaut en régime permanent*

Les figures (4.29) illustrent les caractéristiques de vitesse et du courant statorique pour une commande à MG d'ordre deux à vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min de la machine présentant un défaut de court circuit entre spire de 12.5 % de la phase a à l'instant $t=1$ s.

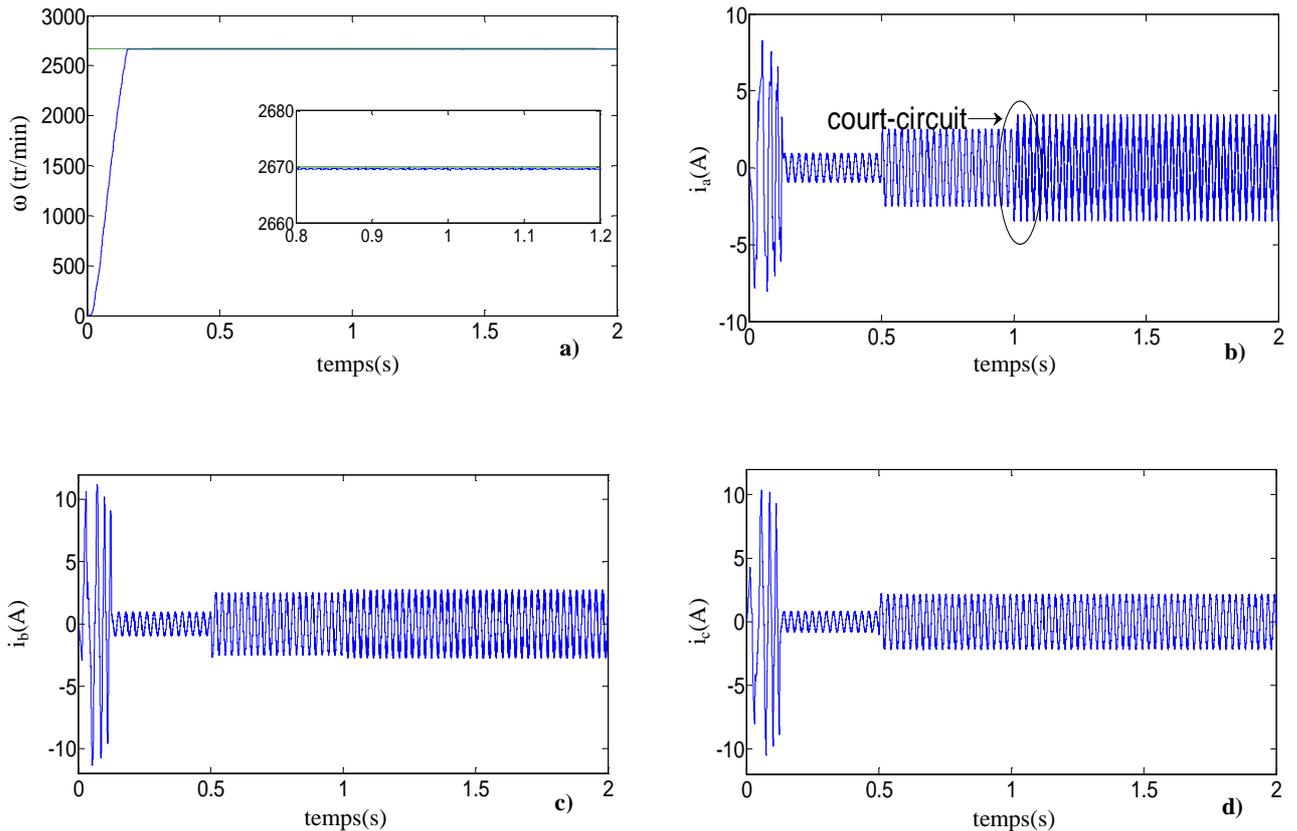


Figure 4.29 Défaut de court circuit entre spires (12.5 %) (a): vitesse de rotation (b): courant statorique i_a (c): courant statorique i_b (d): courant statorique i_c

La présence d'un défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique "a" montre que:

- aucun effet qui se manifeste sur la courbe de la vitesse de rotation (figure 4.29.a);
- l'augmentation de l'amplitude de la phase "a" (figure 4.29.b);
- les amplitudes des autres phases b et c sont affectées d'une manière déférentes (figure 4.29.c et d).

L'analyse spectrale du courant statorique de la phase a est illustré sur la figure (4.30).

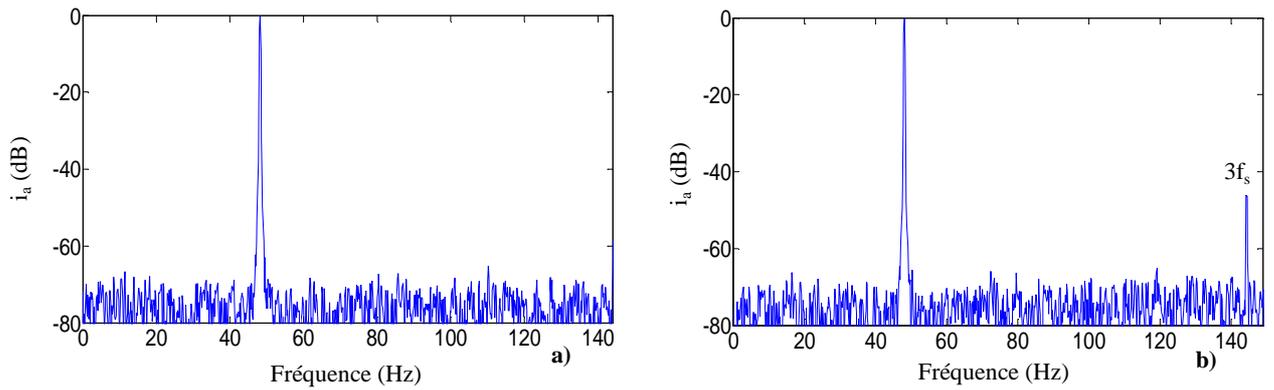


Figure 4.30: FFT du courant i_a (a): machine saine (b): machine avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

L'effet du défaut de court-circuit entre spires (figures 4.30.b), se manifeste par la présence d'une nouvelle composante de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamental à 144 Hz ($m.f_s$), (tableau 4.4).

$\eta_{cc} = 12.5\%$	$3.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	144
$f_{déduite}$ (Hz)	144.2
Amplitude (dB)	-46.51

Tableau 4.4: Fréquence de défaut calculée et déduite pour un défaut de court circuit

On note à partir le tableau (4.4), que les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches justifiant ainsi les présences du défaut.

- **Défaut en régime transitoire**

On considère que la machine est chargé et présente un défaut de court circuit entre spire de la phase a au démarrage, les résultats de simulation sont illustrés par les figures (4.31.a et b):

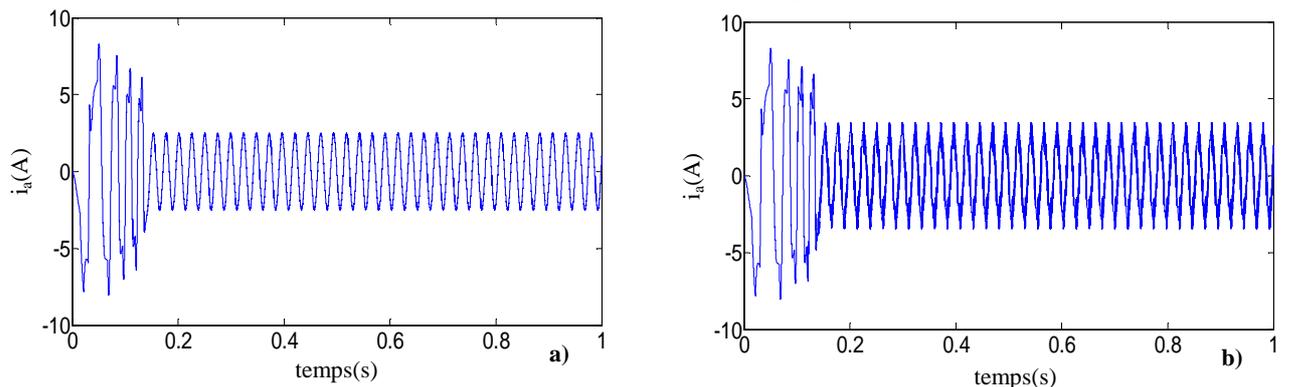


Figure 4.31: Courants de la phase i_a (a): machine saine (b): machine avec défaut de court-circuit entre spires (12.5%)

On remarque une augmentation importante du courant dans la phase (a), provoqué par le défaut. Les figures (4.32.a et b) représentent respectivement les résultats d'analyse du courant statorique de la phase (a) par l'ondelette.

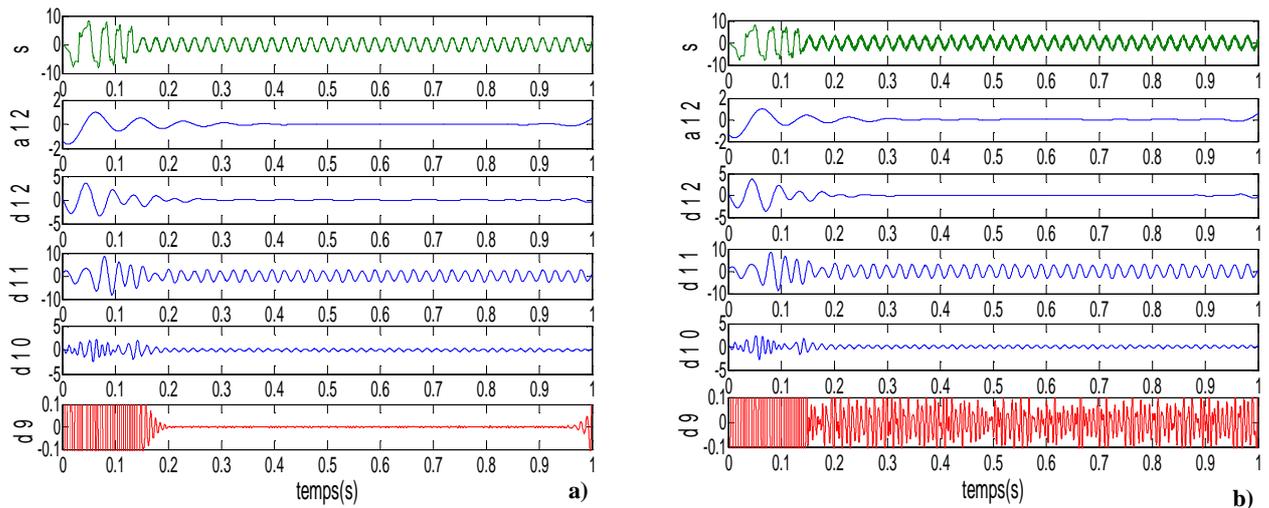


Figure 4.32: Approximations et détails du courant statorique par l'ondelette db40 (a): machine saine (b): machine avec court-circuit entre spires (12.5%)

On constate de l'analyse par ondelette permet d'extraire et de localiser le point de la non-stationnarité dans les signaux non stationnaires. La non-stationnarité qui accompagne court-circuit entre spires de la phase statorique (a) est extraite dans le détail d9.

IV.10 Conclusion

La commande par MG offre de meilleures performances autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à des variations paramétriques et des perturbations extérieures. La commande classique des systèmes en MG d'ordre un présente, en général, l'inconvénient majeur du phénomène de chattering. Pour atténuer ou éliminer celui-ci, des solutions ont été proposées en remplaçant le terme discontinu (fonction signe) par une fonction continue (saturation, intégrale etc ...). L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations, l'algorithme twisting du mode glissant d'ordre deux pour assurer la convergence de la surface vers l'origine en un temps fini.

Dans cette partie, on a représenté l'influence du défaut sur le courant statorique, une étude analytique de défaut nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence des défauts sur les performances de la machine. Une analyse spectrale par FFT et par technique d'ondelette est utilisé sur le courant statorique. Les méthodes sans modèle (sans connaissance a priori) se basent sur l'analyse des signaux d'acquisition. Elles ont l'avantage de l'indépendant de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. D'autre part, n'effectuant pas de filtrage de l'information, celle-ci reste intégrale et riche. Cependant, les informations pertinentes pour le diagnostic, liées aux défauts, peuvent être noyées dans les bruits. Pour éviter ces problèmes, la méthode de diagnostic reposant sur la connaissance d'un modèle (avec connaissance a priori) capable de décrire précisément le fonctionnement du système à surveiller, qui sera objet du cinquième chapitre.

Chapitre V

Diagnostic des défauts de la machine asynchrone commandée par mode glissant à base des observateurs

V.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse au problème de la synthèse des observateurs pour la machine asynchrone commandée par MG d'ordre deux. Un observateur d'une façon générale est une structure qui permet d'estimer l'état d'un système à partir des entrées et sorties mesurables.

Dans la majorité des cas, un observateur est utilisé dans un but de commande. Il peut aussi être utilisé dans le domaine de la détection et de l'isolation de défauts, ou encore pour filtrer des mesures bruitées [97, 98].

Dans ce chapitre, on considère les observateurs utilisés pour la surveillance et la détection des défauts de type: ruptures des barres, excentricité mixte et court-circuit entre spires d'une phase statorique d'une machine asynchrone commandée par MG d'ordre deux.

V.2 Présentation des observateurs

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, qui est souvent implanté sur le calculateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant du système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance a priori du modèle [99].

Il permet de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système. Le besoin d'information sur l'état interne du système est motivé par le fait qu'elle est une étape importante voire indispensable à plusieurs niveaux [100]:

- commande du procédé, qui nécessite obligatoirement la connaissance de son état interne;
- surveillance du procédé, à travers les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du procédé;
- modélisation (identification) du procédé, au moyen de l'estimation des grandeurs constantes qui paramétrisent le modèle.

Ceci est illustré clairement par la figure 5.1:

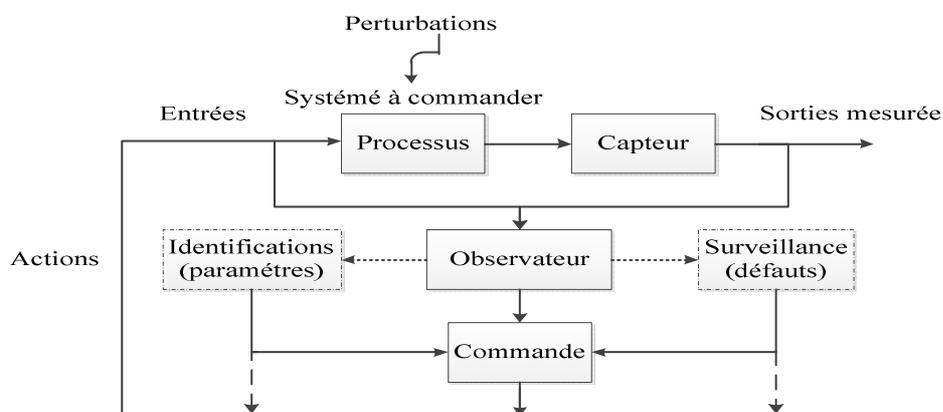


Figure 5.1: Observateur (partie essentielle dans la commande)

V.2.1 Classification des observateurs

V.2.1.1 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état: l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs on peut citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires [101] ou l'observateur par modes glissants.

V.2.1.2 Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système, ce qui est souvent le cas (filtre Kalman).

V.2.1.3 Observateurs linéaires

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger et filtre Kalman se basent sur cette approche.

V.2.1.4 Observateurs non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires (machine asynchrone). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté.

V.3 Observabilités des systèmes linéaires

Un système linéaire stationnaire est un système de la forme:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (5.1)$$

où $x \in N$, $N \subset \mathbb{R}^n$, N étant un ouvert dense de \mathbb{R}^n , $u(t) \in \mathbb{R}^m$ et $y(t) \in \mathbb{R}^q$ et où A et B sont des matrices à valeurs réelles constantes et m, n et q: rang de la fonction.

Les notions brièvement exposées ici se trouvent plus détaillées dans [102]. Les définitions liées à l'observabilité sont:

- **Définition 1:** Le système représenté sur la figure 5.1 est observable si, étant donné l'instant t_0 , il existe un instant t_1 fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système [102].

Différents critères ont été développés pour définir l'observabilité d'un système linéaire. On applique généralement le test du rang de la matrice d'observabilité, définie par:

$$\Theta_r = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

La condition du rang s'énonce comme suit.

• **Définition 2:** Le système représenté sur la figure 5.1 est observable si et seulement si le rang de la matrice Θ_r est égal à n . On dit alors que la paire (C, A) est observable.

Un autre critère est celui énoncé dans [103]: Le système représenté sur la figure 5.1 est complètement observable si et seulement si:

$$\text{rang} \begin{pmatrix} P.I - A \\ C \end{pmatrix} = n \quad (5.3)$$

En somme, pour un système linéaire donné, l'observabilité peut être vérifiée par le critère de rang. L'observabilité des systèmes linéaires est donc:

- indépendante de l'entrée u ;
- caractérisée par la connaissance de y et de ses dérivées temporelles à un ordre inférieur à n .

V.3.1 Observateurs des systèmes linéaires

Une solution simple et optimale au problème de l'estimation de l'état des systèmes linéaires a été proposée par Luenberger dans le cadre déterministe et par Kalman dans le cadre stochastique.

Dans les deux cas, on considère le modèle dynamique du système linéaire défini par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + W \\ y(t) = Cx(t) + V_b \end{cases} \quad (5.4)$$

où:

$x \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état,

$u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée,

$y \in \mathbb{R}^q$ dénote le vecteur de sortie.

Les matrices A , B et C ont des dimensions appropriées.

$W \in \mathbb{R}^r$ et $V_b \in \mathbb{R}^q$ sont deux bruits blancs gaussiens d'espérance nulle, respectives Q et R_k

avec:

Q, R_k : matrices de covariance.

Ces bruits sont supposés non corrélés. Les conditions initiales sont définies par $x(0) = x_0$.

V.3.1.1 Observateur Luenberger

On suppose que le système (5.1) est observable. La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, où les bruits W et V_b sont nuls, Luenberger propose l'observateur suivant pour le système d'Eq 5.4 [104]:

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (5.5)$$

avec:

L : matrice des gains de correction de l'observateur,

En posant e l'erreur entre l'état réel et l'état estimé, tel que $e = x - \hat{x}$, on obtient l'équation de la dynamique de l'erreur d'observation:

$$\dot{e} = \dot{x} - \hat{\dot{x}} = (A - LC)e \quad (5.6)$$

La stabilité d'un tel observateur est obtenue en choisissant les valeurs propres de $A - LC$ dans la partie gauche du plan complexe. La convergence de l'erreur d'estimation de l'observateur est alors exponentielle et sa vitesse dépend du choix du gain L .

V.3.1.2 Filtre de Kalman

La théorie de l'observation de Kalman nécessite la résolution d'une équation de Riccati. Kalman utilise les propriétés statistiques des bruits W et V_b et propose la structure d'observateur suivant [105]:

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (5.7)$$

En minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation P_k , on obtient l'expression du gain de l'observateur :

$$L = P_k C^T R_k^{-1} \quad (5.8)$$

P_k est solution de l'équation de Riccati:

$$AP_k + P_k A - P_k C^T R_k^{-1} C P_k + L Q L^T = 0 \quad (5.9)$$

Sous certaines conditions, on peut montrer que la matrice P_k tend vers une limite et que le filtre est stable, ce qui permet éventuellement de conserver pour L sa valeur en régime permanent [105].

V.4 Observabilités des systèmes non linéaires

Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles non linéaires décrits sous la forme suivante (représentation d'état explicite):

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.10)$$

Les fonctions f et h sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables sur x .

L'entrée u est localement bornée et mesurable.

La définition de l'observabilité utilisée pour les systèmes linéaires n'est plus suffisante pour prouver l'observabilité d'un système non linéaire. La stabilité et l'observabilité d'un système non linéaire ne dépendent pas seulement de l'état comme dans le cas linéaire, elles dépendent en plus de l'entrée, comme l'illustre l'exemple suivant:

- **Définition 3:** Deux états initiaux $x_1(t_0)$ et $x_2(t_0)$ sont dits indistinguables si, $\forall t \in [t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u([t_0, t_1])$ du système [107].

L'indistinguabilité étant une relation d'équivalence, soit $I(x)$ la classe d'équivalence de x . La définition de l'indistinguabilité introduit celle de l'observabilité:

- **Définition 4:** Le système non linéaire Eq 5.10 est observable en x_0 si l'ensemble des points indistinguables de x_0 est réduit à x_0 , i.e. $I(x_0) = x_0$. Le système d'Eq 5.10 est observable si, pour tout $x \in N$, un ouvert dense de \mathbb{R}^n , $I(x) = x$ [107].

La définition de l'observabilité d'un système non linéaire n'exclut pas nécessairement l'existence d'entrées pour lesquelles deux états seraient indistinguables. Cette observabilité globale laisse souvent la place au concept plus faible d'observabilité locale. Tout comme pour les systèmes linéaires, il est nécessaire de trouver un test caractérisant l'observabilité pour les systèmes non linéaires. Introduisons à cet effet, l'espace d'observabilité générique.

- **Définition 5:** L'espace d'observabilité générique noté O est défini par $O = \chi \cap (Y + U)$, avec [107]:

$$\begin{cases} \chi = \text{Span}_{\kappa_f} \{dx\} \\ U = \text{Span}_{\kappa_f} \{du^{(v)}, V_b \geq 0\} \\ Y = \text{Span}_{\kappa_f} \{dy^{(w)}, W \geq 0\} \end{cases} \quad (5.11)$$

où: κ_f est l'ensemble des fonctions méromorphes [107].

- **Définition 6:** Le système non linéaire Eq 5.10 est génériquement observable si et seulement si [107]:

$$\dim O = n \quad (5.12)$$

Si la condition de rang d'observabilité générique, est vérifiée cela signifie que le système est observable sauf en des singularités qui peuvent apparaître en des points isolés de l'espace d'état et des entrées. Générique signifie alors que les conditions sont valables partout sauf en un nombre fini de points.

Dans la pratique, l'étude des formes canoniques d'observabilité sera considérée pour montrer l'observabilité des systèmes non linéaires. Ces formes proposées dans [108] sont obtenues par transformations de coordonnées d'état.

Supposons que la condition d'observabilité générique soit satisfaite pour le système d'Eq 5.10. La condition suffisante ci-dessous pourra alors être vérifiée:

$$\text{rang}_{\mathcal{E}_{\kappa_f}} \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h \end{pmatrix} = n \quad (5.13)$$

avec:

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x)$$

Cela signifie que l'état x peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées. En effet, en considérant que:

$$\bar{Y} = [y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}] = [h(x), L_f h(x), \dots, L_f^{(n-1)} h(x)] = G(x) \quad (5.14)$$

Le théorème des fonctions inverses permet localement d'inverser l'équation ci-dessus et d'obtenir $x = G^{-1}[\bar{Y}]$. Une transformation de coordonnées d'état pourra être définie par : $z = \bar{Y}^T$.

Cependant, la garantie de construction d'observateurs pour systèmes non linéaires observables n'est pas certaine. En effet, contrairement aux systèmes linéaires, l'existence d'un observateur pour un système non linéaire ne repose pas nécessairement sur ses propriétés d'observabilité. Un système non linéaire peut être observable sans pour autant que l'on puisse synthétiser un observateur.

V.4.1 Observateur des systèmes non linéaires

Une fois l'observabilité du système non linéaire Eq 5.10 est assurée, on passe à la synthèse de l'observateur. La plupart des observateurs synthétisés pour les systèmes non linéaires et qui existent dans la littérature ont la structure suivante [109]:

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + \vartheta(y(t), \hat{x}(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.15)$$

C'est-à-dire une copie du modèle plus un terme correcteur $\vartheta(y, \hat{x})$ qui établit la convergence de l'état estimé \hat{x} vers l'état réel x en un temps fini.

En général le gain d'observation et la stabilité de l'observateur synthétisé pour les systèmes non linéaires dépendent de l'entrée [110].

V.4.1.1 Observateur Luenberger étendu

L'observateur Luenberger étendu intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer [104].

Dans le premier cas un modèle linéarisé est nécessaire et le gain de l'observateur est calculé par placement de pôles. Ce type d'observateur ne peut être utilisé que lorsqu'on est sûr que l'état restera au voisinage de l'état d'équilibre.

Pour cette raison, l'utilisation de cet observateur peut être compromise par les instabilités qui peuvent se révéler si l'on s'éloigne du point de fonctionnement.

Dans le deuxième cas, les méthodes de changement de coordonnées ne concernent qu'une classe restreinte de systèmes non linéaires.

En effet, beaucoup d'approches utilisant les changements de coordonnées nécessitent l'intégration d'un ensemble d'équations aux dérivées partielles non linéaires, ce qui est souvent très délicat à réaliser. De ce fait, l'utilisation de solutions approchées est envisageable.

V.4.1.2 Filtre de Kalman étendu FKE

Le FKE est l'une des techniques d'estimation les plus étudiées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires.

Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre.

Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires [105].

V.4.1.3 Observateurs à grand gain

Les techniques à grand gain peuvent être appliquées sans transformation du système initial. Dans ce cas, la conception de l'observateur se fait directement à partir de la structure du système. Cette technique utilise la théorie de stabilité de Lyapunov pour adapter les techniques développées dans le cas linéaire. La méthode présentée dans [111] donne des conditions suffisantes de convergence de l'état estimé vers l'état réel du système, pour la classe des systèmes non linéaires décrits par le modèle suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(u(t), x(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (5.16)$$

La dynamique de l'état comporte une partie linéaire non commandée et une partie non linéaire commandée, vérifiant en général la condition de Lipschitz par rapport à x

$$\|f(x_1) - f(x_2)\| \leq k_L \|x_1 - x_2\| \quad (5.17)$$

avec: k est la constante de Lipschitz.

L'observateur à grand gain possède la structure suivante:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + f(\hat{x}, u) + L(y - C\hat{x}) \quad (5.18)$$

L'appellation à grand gain provient de la structure de l'observateur lorsque la fonction non linéaire possède une grande constante de Lipschitz, la moindre erreur entre l'état réel et l'état estimé va se répercuter et croître. Par conséquent, le gain L de l'observateur Eq 5.19 doit être important pour compenser cette amplification de l'erreur.

La dynamique de l'erreur d'estimation $e = x - \hat{x}$ se déduit des Eq 5.16 et Eq 5.18:

$$\dot{e} = (A - LC)e - f(x, u) + f(\hat{x}, u) \quad (5.19)$$

Il a été démontré dans [111] que si le gain L est choisi telle que:

$$k_L < \frac{\lambda_{\min}(Q_L)}{\lambda_{\max}(P_L)} \quad (5.20)$$

où k_L est la constante de Lipschitz de $f(x,u)$, $\lambda_{\min}(Q_L)$ et $\lambda_{\max}(P_L)$ sont les valeurs propres maximales et minimales. Q_L est une matrice symétrique définie positive et P_L est une matrice définie positive, solution de l'équation de Lyapunov:

$$(A - LC)^T P_L + (A - LC) = -Q_L$$

Alors le système de l'Eq 5.18 représente un observateur asymptotique du système non linéaire Eq 5.16. La synthèse de l'observateur consiste à ajuster les matrices P_L , Q_L et L de façon à garantir l'égalité Eq 5.21. Ensuite, on vérifie si la condition de l'Eq 5.20 est satisfaite. Ainsi, malgré l'intérêt du résultat, cette méthode n'est pas constructive, elle ne donne aucune indication sur le choix d'un gain satisfaisant la condition Eq 5.19. Cette approche a été étendue par plusieurs auteurs. Pour simplifier le problème on peut remplacer la matrice Q_L par une matrice identité; et cela revient à choisir un gain L qui satisfait:

$$k_L < \frac{1}{\lambda_{\max}(P_L)} \quad (5.21)$$

Ces techniques dites à grand gain sont très répandues dans la littérature. Il s'agit

principalement de techniques de vérification, qui permettent d'établir des conditions suffisantes de convergence de l'état estimé vers l'état réel. La structure de l'observateur non linéaire est une structure de Luenberger étendue au cas non linéaire.

V.4.1.4 Observateurs adaptatifs

Pour les modèles paramétriques on a parfois besoin d'estimer conjointement l'état et les paramètres inconnus. Un tel algorithme porte le nom d'observateur adaptatif [110].

Un observateur adaptatif est donc, un algorithme récursif qui permet d'estimer l'état d'un système dynamique ou ses paramètres inconnus ou les deux conjointement. Les études sur les observateurs adaptatifs ont été motivées par la commande adaptative et plus récemment par la détection et le diagnostic des pannes dans des systèmes dynamiques. Dans le cas linéaire la conception des observateurs adaptatifs est étudiée depuis les années 70 et l'observateur proposé intègre l'erreur de sortie avec adaptations des paramètres ou des observateurs à convergence exponentielle basés sur la minimisation d'un critère spécifique. Pour les systèmes non linéaires on distingue deux approches principales: la première concerne des systèmes non linéaires qui sont intrinsèquement associées à une forme canonique, éventuellement après une transformation de coordonnées non linéaire et une injection de sortie. La deuxième concerne des systèmes ayant une forme plus au moins générale. Des algorithmes sont proposés pour estimer asymptotiquement l'état malgré les paramètres inconnus. Dans [110] propose des observateurs adaptatifs basés sur l'existence d'une fonction de Lyapunov pour des systèmes non linéaires possédants une forme générale affine par rapport aux paramètres inconnus:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, u, t) + g(x, u, t)\theta_d \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.22)$$

où:

θ_d est un vecteur de paramètres à estimer.

$f(x, u, t)$, $g(x, u, t)$ et $h(x)$ sont des fonctions non linéaires.

V.5 Observateurs à mode glissant

La synthèse des observateurs à MG est basée sur la théorie des systèmes à structure variable introduite par Fillipov dans les années 60 et Utkin à la fin des années 70. Ces observateurs ont ceci de particulier que le terme correctif est une fonction discontinue sign définie par [108]:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} x & \text{si } x > 0 \\ -x & \text{si } x < 0 \\ \text{non définie en } x = 0 \end{cases} \quad (5.23)$$

Pour un système de la forme générale:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (5.24)$$

Un observateur à mode glissant s'écrit sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{u}) + \mathbf{L} \cdot \text{sign}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}(t)) \end{cases} \quad (5.25)$$

où \mathbf{L} est une matrice de gain de dimension $n \times p$ et:

$$\text{sign}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) = \begin{pmatrix} \text{sign}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \text{sign}(y_2 - \hat{y}_2) \\ \vdots \\ \text{sign}(y_p - \hat{y}_p) \end{pmatrix}$$

V.6 Application du FKE pour la machine asynchrone

Le FKE est un observateur stochastique qui donne une estimation optimale des états pour les systèmes non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [112]:

- sélection du modèle de la MAS;
- discrétisation du modèle du système;
- détermination des matrices de covariances des bruits \mathbf{Q} , \mathbf{R}_k et d'état \mathbf{P}_k ;
- implantation de l'algorithme du FKE.

V.6.1 Modèle d'état étendu de la machine asynchrone

Le FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système. L'estimation des variables d'état pour la détection des défauts a besoin d'un modèle dynamique multi-enroulements adéquats de la machine asynchrone. Le modèle réduit est obtenu en utilisant la transformation de PARK. Lorsqu'un paramètre, (résistances équivalentes \mathbf{R}_{rdd} , \mathbf{R}_{rqq} et la résistance statorique \mathbf{R}_s) sont inconnus, une autre équation doit être ajoutée au modèle de la machine. Pour estimer les résistances équivalentes et la résistance statorique, on introduit les équations:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{rdd}(k_d + 1) = \mathbf{R}_{rdd}(k_d) \\ \mathbf{R}_{rqq}(k_d + 1) = \mathbf{R}_{rqq}(k_d) \\ \mathbf{R}_s(k_d + 1) = \mathbf{R}_s(k_d) \end{cases} \quad (5.26)$$

avec:

$$k_d: \text{temps, } k_d \in \mathbb{Z}.$$

Donc, le modèle d'état étendu du système est décrit par [113]:

- L'équation différentielle d'état

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (5.27)$$

avec:

$$A = \begin{bmatrix} -R_s a_{12} & a_2 \omega & -a_3 R_{rdd} & -(a_3 R_{rdq} + a_4 \omega) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 \omega & -R_s a_{12} & -(a_3 R_{rqd} - a_4 \omega) & -a_3 R_{rqq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_s a_{13} & a_6 \omega & -a_7 R_{rdd} & -(a_7 R_{rdq} + a_8 \omega) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_6 \omega & -R_s a_{13} & -(a_7 R_{rqd} - a_8 \omega) & -a_7 R_{rdd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} a_{10} & 0 & a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{10} & 0 & a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$u = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T, \quad y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T, \quad x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad i_e \quad R_{rdd} \quad R_{rqq} \quad R_s]^T$$

où:

$R_{rdd}, R_{rqq}, R_{rdq}, R_{rqd}$ représentent les résistances équivalentes des barres rotorique.

$a_2, a_3, a_4, a_6, a_7, a_8, a_9, a_{10}$ et a_{11} sont définis dans le paragraphe (II.8).

$$\text{et: } a_{12} = \frac{1}{\sigma L_{sc}}, \quad a_{13} = \frac{3M_{sr}}{2\sigma L_{sc} L_{rc}}$$

Donc, le modèle de la machine asynchrone est représenté par le système non linéaire suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x(t), u(t), t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$

V.6.2 Discrétisation du modèle de la MAS

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu. Le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [114].

En supposant que la période d'échantillonnage T_e est assez petite devant le temps de réponse on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par:

$$\dot{x}(t) = \{x[(k_d + 1)T_e] - x[k_d T_e]\} / T_e \quad (5.28)$$

avec: $k_d T_e \leq t \leq (k_d + 1)T_e$

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets ($k_d T_e$) est nécessaire pour l'implantation du FKE en temps réel.

En supposant que l'entrée de commande $u(k_d T_e)$ est constante entre les instants d'échantillonnage actuel $[k_d T_e]$ et précédent $[(k_d-1)T_e]$, donc le modèle d'état discret est exprimé par [113]:

$$\begin{cases} x[(k_d + 1)T_e] = x[k_d T_e] + T_e g\{x[k_d T_e], u[k_d T_e], k_d T_e\} \\ y[k_d T_e] = Cx[k_d T_e] \end{cases} \quad (5.29)$$

D'où, on peut écrire:

$$\begin{cases} x(k_d + 1) = f[x(k_d), u(k_d), k_d] \\ y(k_d) = Cx(k_d) \end{cases} \quad (5.30)$$

où: $(k_d T)$ est remplacé par (k_d) pour but de simplification de notation.

La forme complète des Eq 5.30 est la suivante:

$$\begin{cases} x(k_d + 1) = A_d x(k_d) + B_d u(k_d) \\ y(k_d + 1) = C_d x(k_d) \end{cases} \quad (5.31)$$

$$\text{avec : } A = \begin{bmatrix} 1 - T_e R_s a_{12} & a_2 \omega T_e & -a_3 R_{rdd} T_e & -(a_3 R_{rdq} + a_4 \omega) T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 \omega T_e & 1 - T_e R_s a_{12} & -(a_3 R_{rqd} - a_4 \omega) T_e & -a_3 R_{rqd} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_s a_{13} T_e & a_6 \omega T_e & 1 - T_e a_7 R_{rdd} & -(a_7 R_{rdq} + a_8 \omega) T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_6 \omega T_e & -R_s a_{13} T_e & -(a_7 R_{rqd} - a_8 \omega) T_e & 1 - T_e a_7 R_{rdd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - T_e a_9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

et

$$B_d = \begin{bmatrix} a_{10} & 0 & a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{10} & 0 & a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

V.6.3 Modèle stochastique non linéaire de la MAS

En pratique la MAS ne peut pas être représentée parfaitement par le modèle d'Eq 5.30. Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [115, 116]:

$$\begin{cases} x(k_d + 1) = A_d x(k_d) + B_d u(k_d) + W(k_d) \\ y(k_d) = C_d x(k_d) + V_b(k_d) \end{cases} \quad (5.32)$$

$W(k)$, $V_b(k)$ sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisées par leurs valeurs moyennes nulles.

Les bruits du système $W(k)$ et $V_b(k)$ sont caractérisés par:

$$\begin{cases} E\{W_i\} = 0 \text{ et } E\{V_{bj}\} = 0 \quad \forall i, j \\ E\{V_{bi} W_j^T\} = 0 \quad \forall i, j \text{ et } E\{W_i W_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \text{ et } E\{V_{bi} V_{bj}^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \end{cases} \quad (5.33)$$

avec:

$E\{\cdot\}$: espérance mathématique.

V.6.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Le FK considère que la matrice de covariance du vecteur d'état P_k et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes:

$$\begin{cases} \text{cov}(W) = E\{WW^T\} = Q \\ \text{cov}(V_b) = E\{V_b V_b^T\} = R_k \end{cases} \quad (5.34)$$

En supposant que Q et R_k sont diagonaux, les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes. Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

V.6.5 Implantation de l'algorithme du FKE discret

V.6.5.1 Présentation du FKE standard

La prédiction de l'état $\hat{x}(k_d+1/k_d)$ et de la matrice de covariance $P_k(k_d+1/k_d)$ s'écrit:

$$\begin{cases} \hat{x}(k_d+1/k_d) = A_d \hat{x}(k_d/k_d) + B_d u(k_d) \\ P_k(k_d+1/k_d) = A_d(k_d) P_k(k_d/k_d) A_d^T(k_d) + Q \end{cases} \quad (5.35)$$

L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures $y(k_d+1)$ pondérées par le gain de Kalman $K_k(k_d+1)$:

$$\hat{x}(k_d+1/k_d+1) = \hat{x}(k_d+1/k_d) + K_k(k_d+1)[y(k_d+1) - C\hat{x}(k_d+1/k_d)] \quad (5.36)$$

Le gain de Kalman $K_k(k_d+1)$ est déterminé à partir de la matrice de covariance $P_k(k_d+1/k_d)$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R_k :

$$K_k(k_d+1) = P_k(k_d+1/k_d) C^T [C P_k(k_d+1/k_d) C^T + R_k]^{-1} \quad (5.37)$$

et

$$P_k(k_d+1/k_d+1) = (I - K_k(k_d+1)C) P_k(k_d+1/k_d) \quad (5.38)$$

La figure 5.2 représente le schéma général du FK standard discret:

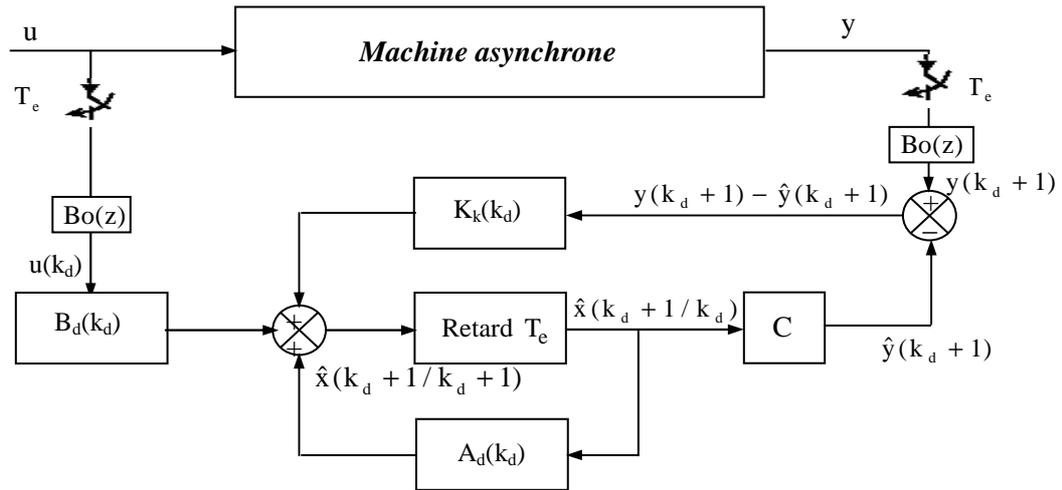


Figure 5.2: Schéma général du filtre de Kalman discret

V.6.5.2 Etapes de l'algorithme du FKE

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du FKE. La première est la prédiction, la seconde la correction (ou le filtrage). Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [114].

- **Phase de prédiction**

- ✓ Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(k_d + 1/k_d) = f(\hat{x}(k_d/k_d), u(k_d), k_d) \quad (5.39)$$

- ✓ Prédiction de la matrice de covariance

$$P_k(k_d + 1/k_d) = A_d(k_d/k_d)P_k(k_d/k_d)A^T(k_d) + Q \quad (5.40)$$

avec:

$$A(k_d) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k_d/k_d)}$$

et:

$$f = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4 \ f_5 \ f_6 \ f_7 \ f_8]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ i_e \ R_{rdd} \ R_{rqq} \ R_s]^T$$

- **Phase de correction**

- ✓ Calcul du gain de Kalman

$$K_k(k_d + 1) = P_k(k_d + 1/k_d)C^T [CP_k(k_d + 1/k_d)C^T + R_k]^{-1} \quad (5.41)$$

- ✓ Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(k_d + 1/k_d + 1) = \hat{x}(k_d + 1/k_d) + K_k(k_d + 1)[y(k_d + 1) - \hat{y}(k_d + 1/k_d)] \quad (5.42)$$

- ✓ Estimation de la matrice de covariance

$$P_k(k_d + 1/k_d + 1) = (I - K_k(k_d + 1)C)P_k(k_d + 1/k_d) \quad (5.43)$$

V.6.6 Détermination des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure Q et R_k

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [117].

Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K_k réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R_k règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R_k.

V.7 Application de l'observateur adaptatif à la MAS

Un observateur adaptatif est un observateur qui estime non seulement les états mais aussi les paramètres d'un système [118]. Il y a deux types d'observateur adaptatif pour le cas de la commande de la machine asynchrone; il peut s'agir soit d'un observateur adaptatif du flux rotorique (cas de l'estimation robuste du flux), ou bien d'un observateur adaptatif de vitesse (cas de commande sans capteur) [66]. Notre but est de faire l'estimation du flux rotorique, ainsi, nous allons expliquer le fonctionnement de l'observateur adaptatif du flux rotorique du moteur asynchrone. Les entrées de cet observateur sont les tensions et les courants statorique et la sortie est le flux rotorique.

Le modèle d'état d'un observateur adaptatif possède une matrice d'état qui fait l'adaptation de ces paramètres. Ainsi, on a non seulement une estimation des variables d'état exprimée par le terme \hat{x} , mais aussi une estimation de la matrice d'état elle-même \hat{A} , car cette matrice d'état évolue aussi en fonction des paramètres du moteur.

Le vecteur d'erreur (e) sera composé seulement des composantes de courant statorique i_{cs}, i_{bs} , qu'on peut déduire à partir de la mesure des courants statorique. Le modèle de l'observateur

adaptatif du flux possède les mêmes entrées et les sorties que ceux de l'observateur de Luenberger. Ainsi, la représentation des entrées et des sorties de cet observateur sera la même que celle de l'observateur de Luenberger:



Figure 5.3: Entrées/sorties de l'observateur adaptatif du flux

Le modèle de l'observateur peut être décrit par les équations suivantes:

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = (A_1 + \omega A_2) \hat{x} + Bu + L_a (i_s - \hat{i}_s) \quad (5.44)$$

où:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_{sc}} I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ 0 & j \end{bmatrix},$$

i_s : courant statorique $i_{\alpha_s}, i_{\beta_s}$,

L_a : Matrice des gains de correction de l'observateur.

On peut écrire l'expression de l'observateur adaptatif du flux comme suivant:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_{sc}} I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ 0 & j \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} L_{a1} I + L'_{a2} j \\ L_{a3} I + L'_{a4} j \end{bmatrix} (i_s - \hat{i}_s) \quad (5.45)$$

avec:

Φ_r : flux rotorique $\Phi_{\alpha_r}, \Phi_{\beta_r}$,

$$M = -\frac{3}{2} M_{sr}, \quad R_t = R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r},$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}: \text{matrice d'identité d'ordre deux,}$$

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}: \text{matrice antisymétrique d'ordre deux,}$$

$L_{a1}, L'_{a2}, L_{a3}, L'_{a4}$ sont des scalaires.

V.7.1 Détermination de la matrice de gain L_a

Suivant Verghese et Sanders dans [119], on choisit les gains L'_{a2} , L'_{a4} proportionnels à la pulsation de rotation, sous la forme:

$$\begin{cases} L_{a2} = \frac{L'_{a2}}{\omega} \\ L_{a4} = \frac{L'_{a4}}{\omega} \end{cases} \quad (5.46)$$

Sachant que le modèle de la machine sous forme d'état est donné par:

$$\frac{d}{dt}x = (A_1 + \omega A_2)x + Bu \quad (5.47)$$

Le système d'équations différentielles décrivant l'évolution de l'erreur d'estimation (e) est obtenu en effectuant la différence entre L'Eq 5.44 et 5.47. Le modèle dynamique résultant de l'erreur d'observation est donc:

$$\frac{d}{dt}e = \left\{ \begin{bmatrix} (L_{a1} - \frac{R_t}{\sigma L_{sc}})I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I \\ (L_{a3} + \frac{M}{T_r})I & -\frac{1}{T_r} I \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} L_{a2}j & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ L_{a4}I & j \end{bmatrix} \right\} e \quad (5.48)$$

où: $e = \begin{pmatrix} i_s - \hat{i}_s \\ \Phi_r - \hat{\Phi}_r \end{pmatrix}$

Alors les erreurs dynamiques deviennent:

$$\frac{d}{dt}e = A_{est}e \quad (5.49)$$

avec:

$$A_{est} = \left[\begin{array}{cc} (L_{a1} - \frac{R_t}{\sigma L_{sc}})I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I \\ (L_{a3} + \frac{M}{T_r})I & -\frac{1}{T_r} I \end{array} \right] + \omega \left[\begin{array}{cc} L_{a2}j & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ L_{a4}I & j \end{array} \right]$$

En posant:

$$\begin{cases} L_{a2} = -T_r (L_{a1} - \frac{R_t}{\sigma L_{sc}}) \\ L_{a4} = -(T_r L_{a3} + M) \end{cases} \quad (5.50)$$

On peut alors écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{\text{est}} = -\frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} L_{a2}I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} I \\ L_{a4}I & -I \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} L_{a2}j & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ L_{a4}I & j \end{bmatrix} \\ A_{\text{est}} = \begin{bmatrix} L_{a2} \left(-\frac{1}{T_r} I + j\omega\right) & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega\right) \\ L_{a4} \left(-\frac{1}{T_r} I + j\omega\right) & -\frac{1}{T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (5.51)$$

soit:

$$A_{\text{est}} = \begin{bmatrix} L_{a2}A' & -\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} A' \\ L_{a4}A' & A' \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

avec:

$$A' = -\frac{1}{T_r} I + j\omega \quad \text{et} \quad L'_a = \begin{bmatrix} L_{a2}I & -\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} I \\ L_{a4}I & I \end{bmatrix}$$

Pour s'assurer de la convergence de l'erreur vers zéro, il faut que les valeurs propres de L'_a , μ_1 et μ_2 soient des réels positifs. Elles sont données dans l'annexe D.3:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_1 = \frac{(1 + L_{a2}) + \sqrt{(1 - L_{a2})^2 - 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}}}{2} \\ \mu_2 = \frac{(1 + L_{a2}) - \sqrt{(1 - L_{a2})^2 - 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}}}{2} \end{array} \right. \quad (5.53)$$

Le choix de μ_1 , μ_2 permet de fixer la dynamique de l'observateur.

V.7.2 Estimation de la vitesse par le modèle adaptatif

Dans [118] un observateur d'ordre complet est proposé pour estimer le flux et la pulsation ω au travers d'une loi d'adaptation.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A}(\omega)\hat{x} + Bu + L_a(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{array} \right. \quad (5.54)$$

Dans la matrice d'état \hat{A} , tous les paramètres sont supposés parfaitement connus et constants, par contre la pulsation ω est inconnue, donc il faut chercher à l'estimer.

De l'Eq 3.25, La vitesse estimée ($\hat{\omega}$) est donc donnée par (paragraphe (III.6)):

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + k_i \int (e_{i\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (5.55)$$

V.7.3 Estimation des paramètres résistifs

Dans cette partie, on considère la résistance statorique et rotorique comme des paramètres inconnus dont le système d'équations de l'observateur est basé sur le modèle du moteur.

Nous allons chercher la formule qui définit l'estimation de la résistance statorique R_s et on en déduira ensuite la résistance rotorique R_r .

Donc, l'observateur adaptatif proposé peut être étendu pour inclure l'évaluation de la résistance statorique. L'observateur peut s'écrire [120]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A}(\hat{x}, \hat{R}_s) \hat{x} + Bu + L_a (i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (5.56)$$

Cette expression montre que la matrice d'état est en fonction des variables d'état estimé ainsi que de la valeur estimée de la résistance rotorique. Pour des raisons de simplifications et pour ne pas alourdir le texte, nous allons remplacer le terme $\hat{A}(\hat{x}, \hat{R}_s) \hat{x}$ qui définit la matrice d'état de l'observateur adaptatif, par le terme \hat{A} . La matrice d'état de l'observateur adaptatif sous forme condensée s'écrit [121];

$$\hat{A} = A + A' \quad (5.57)$$

On a:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\hat{a}I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega \right) \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

avec:

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} : \text{matrice d'identité d'ordre deux.}$$

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{matrice antisymétrique d'ordre deux.}$$

Dans la matrice \hat{A} seul le coefficient \hat{a} dépend de R_s

$$\hat{a} = \frac{L_{rc}^2 \hat{R}_s + M^2 R_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} = \frac{L_{rc}^2 (\hat{R}_s + \Delta R_s) + M^2 R_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2}$$

avec: $\Delta R_s = \hat{R}_s - R_s$

On déduit donc:

$$A' = \Delta A = \begin{bmatrix} -a_{10}\Delta R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{10}\Delta R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

On trouve:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bu + L_a(i_s - \hat{i}_s) \\ \quad \quad \quad = \hat{A}\hat{x} + Bu + L_a Ce \end{cases} \quad (5.60)$$

On pose:

$$G' = -L_a C \quad (5.61)$$

Le système différentiel décrivant l'évolution de e est alors:

$$\frac{d}{dt} e = Ax - \hat{A}\hat{x} + G'e = Ax - (A + \Delta A)\hat{x} - L_a Ce \quad (5.62)$$

d'où:

$$\dot{e} = (A - L_a C)e - \Delta A\hat{x}$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante:

$$V' = e^T e + \frac{(\Delta R_s)^2}{\lambda'} \quad (5.63)$$

où: λ' est un scalaire positif.

Il faut que la dérivée de cette fonction soit négative $\dot{V}' < 0$. Cette dérivée s'écrit:

$$\dot{V}' = 2e^T \dot{e} + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \Delta \dot{R}_s \quad (5.64)$$

Le premier terme s'écrit:

$$2e^T \dot{e} = 2e^T ((A - L_a C)e - \Delta A\hat{x}) \quad (5.65)$$

On trouve:

$$2e^T \dot{e} = 2e^T (A - L_a C)e + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_{sc}} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) \quad (5.66)$$

Et le second terme:

$$2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \Delta \dot{R}_s = 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \dot{R}_s - 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \dot{R}_s \quad (5.67)$$

En remplaçant Les Eq 5.66 et 5.67 dans l'Eq 5.64, on retrouve:

$$\dot{V}' = 2e^T(A - L_a C)e + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_{sc}} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \hat{R}_s - 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \dot{R}_s \quad (5.68)$$

En considérant que la variation de la valeur exacte de R_s est lente vis-à-vis des dynamiques des grandeurs électriques $\dot{R}_s \approx 0$ on trouve finalement:

$$\dot{V}' = 2e^T(A - L_a C)e + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_{sc}} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \hat{R}_s \quad (5.69)$$

La stabilité de l'observateur est garantie pour dérivée de la fonction candidate négative. ($\dot{V}' < 0$). Cette condition est respectée si:

$$2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_{sc}} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) = -2 \frac{\Delta R_s}{\lambda'} \hat{R}_s \quad (5.70)$$

avec:

$$2e^T(A - L_a C)e < 0$$

Soit donc l'estimateur de la résistance R_s :

$$\hat{R}_s = -\frac{\lambda'}{\sigma L_{sc}} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) \quad (5.71)$$

En pratique on utilise une action proportionnelle intégrale:

$$\hat{R}_s = k_{p1} (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) + k_{i1} \int (e_{i\alpha s} \hat{i}_{\alpha s} + e_{i\beta s} \hat{i}_{\beta s}) dt \quad (5.72)$$

où k_{p1} et k_{i1} sont des gains positifs choisis de telle manière à accélérer la convergence de l'estimation de la résistance statorique (R_s).

La loi d'estimation de la résistance rotorique est identique à celle étudiée précédemment dans l'estimation de la résistance statorique [122].

L'équation de l'observateur peut être exprimée par:

$$\dot{\hat{x}} = (A_{R_r}(\hat{R}_r))\hat{x} + Bu + L_a(i_s - \hat{i}_s) \quad (5.73)$$

Le système différentiel décrivant l'évolution de e est alors;

$$\dot{e} = (A - L_a C)e - \Delta A' \hat{x} \quad (5.74)$$

avec:

$$\Delta A' = \begin{bmatrix} a_7 \Delta R_r & 0 & -\frac{a_7 \Delta R_r}{L_{sc}} & 0 \\ 0 & a_7 \Delta R_r & 0 & -\frac{a_7 \Delta R_r}{L_{sc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante:

$$V'' = e^T e + \frac{(\Delta R_r)^2}{\lambda''} \quad (5.75)$$

avec: $\Delta R_r = \hat{R}_r - R_r$

où: λ'' est une constante positive.

Soit donc l'estimateur de la résistance R_r :

$$\hat{R}_r = k_{p2} \left(e_{i\alpha s} (\hat{\Phi}_{\alpha s} - L_{sc} \hat{i}_{\alpha s}) + e_{i\beta s} (\hat{\Phi}_{\beta s} - L_{sc} \hat{i}_{\beta s}) \right) + k_{i2} \int \left(e_{i\alpha s} (\hat{\Phi}_{\alpha s} - L_{sc} \hat{i}_{\alpha s}) + e_{i\beta s} (\hat{\Phi}_{\beta s} - L_{sc} \hat{i}_{\beta s}) \right) dt \quad (5.76)$$

avec: k_{p2} et k_{i2} qui sont des constantes positives.

V.8 Observateur du flux de la MAS par MG

Nous adoptons, pour notre étude, la description de la machine dans le repère stationnaire (α , β) (paragraphe III.6).

L'observateur par mode glissant du flux rotorique est donné par [69]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_{sc}} I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I + j \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_{sc} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (5.77)$$

avec:

$K = \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix}$: Matrice des gains de correction de l'observateur.

$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix}$: Surface de glissement qui représente l'erreur entre les grandeurs de

courant mesurées et celles estimées.

$$m = \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le coefficient α est compris entre 0 et 1, c'est le degré de liberté supplémentaire, utilisé pour régler le comportement dynamique de l'observateur [123].

L'observateur de flux rotorique est basé sur les différentes dynamiques présentes dans le modèle de la machine. Dans le cas des moteurs asynchrone de moyennes et des fortes puissances, cette différence est très prononcée (car le coefficient de dispersion est très inférieur à 1), alors on peut décomposer le modèle électromagnétique en deux sous-systèmes à dynamiques très différentes. L'équation statorique régissant les courants statorique est la partie rapide et l'équation rotorique régissant le flux rotorique forme la partie lente. Dans ces conditions le gain K_s assure l'annulation de la grandeur S (convergence exponentielle du courant statorique estimé vers le courant statorique du moteur). Une fois l'annulation de S atteinte et en considérant: $S=0$ et $\dot{S} = 0$, on obtient un système réduit équivalent (on s'intéresse alors uniquement à l'équation rotorique). Ainsi, le gain K_r aura pour action de fixer la dynamique de convergence de l'erreur d'estimation du flux rotorique (système réduit équivalent) [69].

On considère alors, l'erreur d'estimation des variables d'états donnée par:

$$\begin{bmatrix} \dot{\epsilon}_{is} \\ \dot{\epsilon}_{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega \\ 0 & -\frac{1}{T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{is} \\ \epsilon_{\phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} - \Delta A_{R_s} \begin{bmatrix} i_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} - \Delta A_{R_r} \begin{bmatrix} i_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

Les termes ΔR_s et ΔR_r représentent les erreurs de la modélisation vis-à-vis des paramètres résistifs R_s et R_r , avec:

$$\Delta A_{R_s} = \begin{bmatrix} \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_{sc}} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_{R_r} = \begin{bmatrix} M^2 \frac{R_r - \hat{R}_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} I & -M \frac{R_r - \hat{R}_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} I \\ -M \frac{R_r - \hat{R}_r}{L_{rc}} I & \frac{R_r - \hat{R}_r}{L_{rc}} I \end{bmatrix}$$

V.8.1 Détermination des matrices des gains

Dans un premier temps, On ne considère pas les erreurs de modélisation, c'est-à-dire $\Delta R_s = 0$ et $\Delta R_r = 0$, alors l'équation de l'erreur d'estimation des états se limite à:

$$\begin{bmatrix} \dot{\epsilon}_{is} \\ \dot{\epsilon}_{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{\sigma L_{sr} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{is} \\ \epsilon_{\phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (5.79)$$

V.8.1.1 Matrice de gains de correction du stator K_s

Pour étudier la stabilité du système, on analyse l'évolution de l'erreur, en définissant la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (5.80)$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, V doit être définie négative.

$$\dot{V} = S^T \dot{S} < 0 \Rightarrow \dot{V} = S^T m \dot{\hat{e}}_{is} < 0 \quad (5.81)$$

$$\dot{V} = [S_1 \quad S_2] \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega \right) \epsilon_{\Phi r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (5.82)$$

Si on pose:

$$K_s = m^{-1} \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}; \text{ et } \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{\Phi \alpha r} \\ \epsilon_{\Phi \beta r} \end{bmatrix} \quad (5.83)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov devient négative

$$V = S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sign}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sign}(S_2)) < 0 \quad (5.84)$$

Pour assurer la convergence de S vers zéro on doit vérifier les conditions suivantes:

1. Si $(S_1 > 0)$ alors $G_1 > f_1 + \alpha f_2$; sinon si $(S_1 < 0)$ alors $-G_1 < f_1 + \alpha f_2$
2. Si $(S_2 > 0)$ alors $G_2 > f_2$; sinon si $(S_2 < 0)$ alors $-G_2 < f_2$

Donc: $G_1 > |f_1 + \alpha f_2|$, et $G_2 > |f_2|$. Il ne reste qu'à choisir des valeurs de G_1 et de G_2 suffisamment grandes pour vérifier la convergence de S vers zéro, c'est-à-dire $\hat{i}_s \rightarrow i_s$.

V.8.1.2 Matrice de gains de correction du rotor K_r

Afin de calculer le gain de correction K_r du modèle réduit équivalent, on considère quel' on glisse sur la surface $S(S=0 \text{ et } \dot{S} = 0)$. Cette hypothèse se vérifie d'autant plus, lorsque la dynamique des courants statoriques est beaucoup plus rapide que celle du flux rotorique. En considérant que l'erreur des courants et sa dynamique sont nulles $\epsilon_{is} = 0$; $\dot{\epsilon}_{is} = 0$. On aura alors:

$$\epsilon_{is} = \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega \right) \epsilon_{\Phi r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (5.85)$$

Ce qui permet d'avoir une surface de glissement donnée par (5.86):

$$\begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} = \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} K_s^{-1} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega \right) \varepsilon_{\Phi_r} \quad (5.86)$$

Avec cette dernière expression, on peut exprimer l'équation de l'erreur du flux rotorique par:

$$\dot{\varepsilon}_{\Phi_r} = \left(-\frac{1}{T_r} I + j\omega - K_r K_s^{-1} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \left(\frac{1}{T_r} I - j\omega \right) \right) \varepsilon_{\Phi_r} \quad (5.87)$$

On calcule les gains de correction K_r par identification à un système équivalent avec une dynamique qui assure le comportement désiré :

$$\dot{\varepsilon}_{\Phi_r} = -Z \varepsilon_{\Phi_r} \quad (5.88)$$

avec:

$$Z = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \quad (5.89)$$

où: Z : Matrice gain définie positive (q_1, q_2). On peut retrouver l'expression de K_r par:

$$K_r = \frac{\sigma L_{sc} L_{rc}}{M\beta} \begin{bmatrix} G_1 \left(\frac{q_1}{T_r} - \beta \right) & -G_2 \left(q_1 \omega + \alpha \left(\frac{q_1}{T_r} - \beta \right) \right) \\ G_1 \omega q_2 & G_2 \left(\frac{q_2}{T_r} - \beta - \alpha \omega q_2 \right) \end{bmatrix} \quad (5.90)$$

$$\text{avec: } \beta = \left(\frac{1}{T_r} \right)^2 + \omega^2$$

V.8.2 Estimation de la vitesse de rotation

Dans la matrice d'état, tous les paramètres sont supposés parfaitement connus et constants, par contre la pulsation ω est inconnue. Donc, il faut chercher à l'estimer [124].

On pose :

$$\hat{\omega} = \omega + \Delta\omega \quad (5.91)$$

Ainsi l'erreur d'estimation est alors:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{i_s} \\ \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{\sigma L_{sr} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega \\ 0 & -\frac{1}{T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{i_s} \\ \varepsilon_{\Phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} - (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} 0 & j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ 0 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} \quad (5.92)$$

Dans ces conditions, la dérivée de la fonction V devient:

$$\dot{V} = S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sign}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sign}(S_2)) - S^T m(\omega - \hat{\omega}) \left(j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \hat{\Phi}_r \right) \quad (5.93)$$

Afin de compenser le terme $\left(S^T m(\omega - \hat{\omega}) j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \hat{\Phi}_r \right)$ (car on ne connaît pas son signe), on définit une nouvelle fonction de Lyapunov par:

$$V_1 = V + \frac{(\omega - \hat{\omega})^2}{2\lambda_1} \quad (5.94)$$

avec: $\lambda_1 > 0$

La dérivée de V_1 est :

$$\dot{V}_1 = S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sign}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sign}(S_2)) - S^T m(\omega - \hat{\omega}) j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \hat{\Phi}_r - \frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda_1} \hat{\omega} \quad (5.95)$$

Afin d'assurer $\dot{V}_1 < 0$ et déduire une loi d'adaptation de la vitesse, il suffit de poser:

$$\hat{\omega} = -\lambda_1 S^T m \frac{jM}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \hat{\Phi}_r \quad (5.96)$$

V.8.2.1 Calcul des paramètres résistifs

Dans ce cas, on suppose que:

- les paramètres de la machine sont parfaitement connus sauf R_s , R_r ;
- la vitesse de rotation est mesurée;
- $\Delta R_s \neq 0$ et $\Delta R_r \neq 0$.

Maintenant, la dérivée de la fonction V choisie antérieurement devient:

$$\begin{aligned} \dot{V} = S^T m & \left(\frac{1}{\sigma L_{sc}} \left(\frac{M}{L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{L_{rc}} \omega \right) \varepsilon_{\phi_r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \right) \\ & - S^T m \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_{sc}} I i_s - S^T m M^2 \frac{R_r - \hat{R}_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} I \left(i_s - \frac{\hat{\Phi}_r}{M} \right) \end{aligned} \quad (5.97)$$

La dérivé de la fonction de Lyapunov V sera strictement négative à condition d'annuler les deux termes perturbateurs suivants (car on ne connaît pas leur signe et ils peuvent devenir dominants):

$$S^T m \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_{sc}} i_s \text{ et } S^T m M^2 \frac{R_r - \hat{R}_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} \left(i_s - \frac{\hat{\Phi}_r}{M} \right) \quad (5.98)$$

Afin de compenser des termes on pose une autre fonction:

$$V_2 = \frac{1}{2} S^T S + \frac{(R_s - \hat{R}_s)^2}{2\lambda_2} + \frac{(R_r - \hat{R}_r)^2}{2\lambda_3} \quad (5.99)$$

avec: λ_2, λ_3 qui sont des constantes positives.

La dynamique de la fonction de Lypunov est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sign}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sign}(S_2)) - S^T m \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_{sc}} \dot{I}_s - \\ & S^T m M^2 \frac{R_r - \hat{R}_r}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} I \left(i_s - \frac{\hat{\Phi}_r}{M} \right) - \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\lambda_2} \hat{R}_s - \frac{(R_r - \hat{R}_r)}{\lambda_3} \hat{R}_r \end{aligned} \quad (5.100)$$

Alors, pour compenser les termes perturbateurs il suffit de poser:

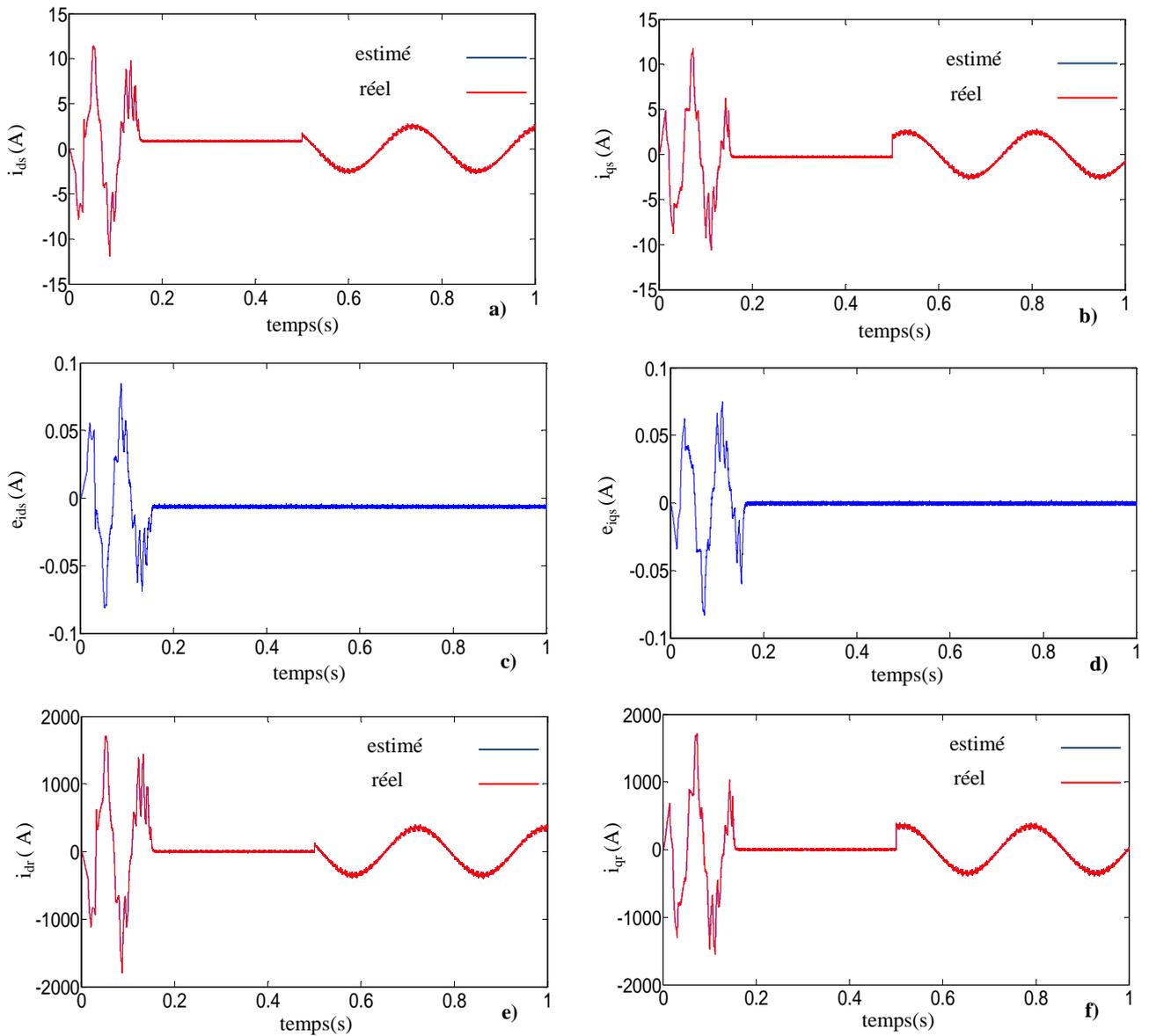
$$\hat{R}_s = -\lambda_2 S^T m \frac{1}{\sigma L_{sc}} \dot{I}_s \quad (5.101)$$

$$\hat{R}_r = -\lambda_3 S^T m \frac{M^2}{\sigma L_{sc} L_{rc}^2} I \left(i_s - \frac{\hat{\Phi}_r}{M} \right) \quad (5.102)$$

V.9 Résultats de simulation de la commande par MG de la MAS à base du FKE

V.9.1 Fonctionnement sain de la machine

Afin de tester l'efficacité du FKE avec estimation de la résistance statorique et rotorique, on procède à la simulation de la commande par MG de la MAS pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min en fonctionnement à vide et en charge.



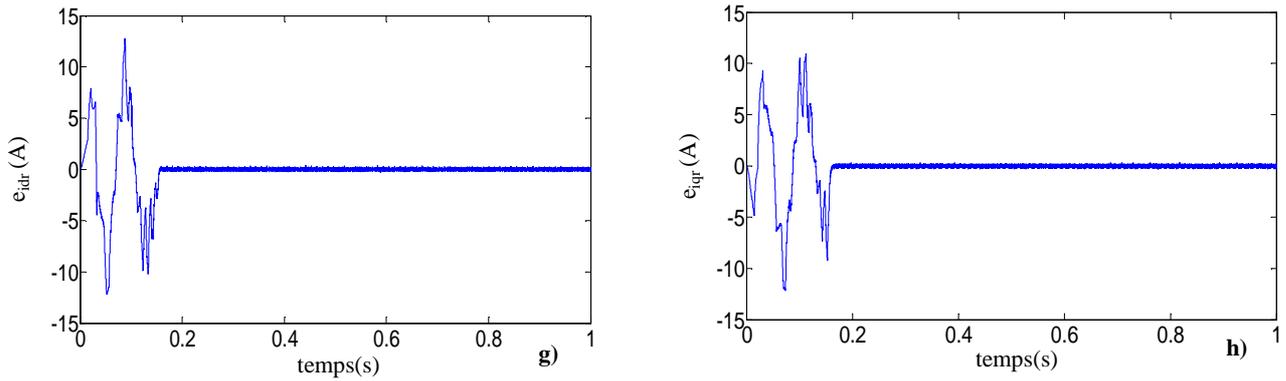


Figure 5.4: Courants réels et estimés et leurs erreurs

Les figures (5.4.a, b, e et f) illustrent les allures des courants statorique et rotorique réels et estimés, où on note que l’estimation se fait d’une façon satisfaisante et que les erreurs d’estimation sont négligeables.

V.9.1.1 Diagnostic par identification paramétrique

L’estimation paramétrique s’avère également bien adaptée au diagnostic. La mise au point d’algorithmes dédiés à l’estimation réaliste des paramètres physiques, en tenant compte de la connaissance a priori de la machine, a permis une avancée prometteuse du diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique. Cette approche étant basée sur l’identification des paramètres de la machine, l’un des objectifs les plus importants concerne la mise au point de modèles mathématiques réellement représentatifs d’un fonctionnement en défaut. En situation de défaut, la machine asynchrone présente, en plus d’un comportement dynamique conventionnel, un comportement dû aux défauts.

Le tableau (5.1) résume la variation des paramètres du modèle de la machine asynchrone à cage d’écureuil selon les défauts. Dans le cas d’un défaut, il y a une modification de tous les paramètres. Un court-circuit spire-spire se produit dans la phase "a", R_{sa} et L_{sa} diminuèrent tandis que (R_{sb}, L_{sb}) et (R_{sc}, L_{cs}) augmentera. C'est l'information "appropriée" pour la localisation de défaut [21, 43].

Type de défaut	Paramètres du modèle (d-q)				Paramètres du modèle triphasé (a, b, c)	
	R_r	R_s	L_{rc}	L_{sc}	$R_{sa}, R_{sb}, R_{cs}, L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}$	
Cassure des barres et des portions d’anneau de court-circuit.	↗	↘	↘	↘		
Court-circuit entre spires D’une phase statorique.	↘	↗	↘	↘	R_{sa}, L_{sa}	↘
					$R_{sb}, R_{sc}, L_{sb}, L_{sc}$	↗
Excentricité	↗	↗	↗	↗		
	Oscillation		Oscillation			

Tableau 5.1: Variation des paramètres du modèle de la MAS selon les défauts

avec:

R_{sa}, R_{sb}, R_{sc} :: résistances statorique des phases a, b, c respectivement;

L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} : inductance statorique des phases a, b, c respectivement

La référence [21] identifie les paramètres du circuit équivalent de la MAS en présence de différents types de défauts. Ses résultats montrent que:

- lors de rupture de barres au rotor, la résistance rotorique augmente et les autres paramètres, c'est à dire la résistance statorique et les inductances statorique et rotorique, diminuent;
- lors d'un court circuit entre spires du bobinage statorique, la résistance statorique augmente et les autres paramètres diminuent.

Sur le même principe, [19] propose un observateur FKE pour détecter les défauts. Les figures suivantes montrent la convergence de la résistance statorique et rotorique vers les variables imposées. Le moteur tourne à une vitesse de 2670 tr/min. Au début de la simulation, la résistance rotorique et statorique du moteur est fixée à sa valeur nominale, A l'instant $t=1s$, une variation de 50% de la résistance rotorique et statorique est effectuée.

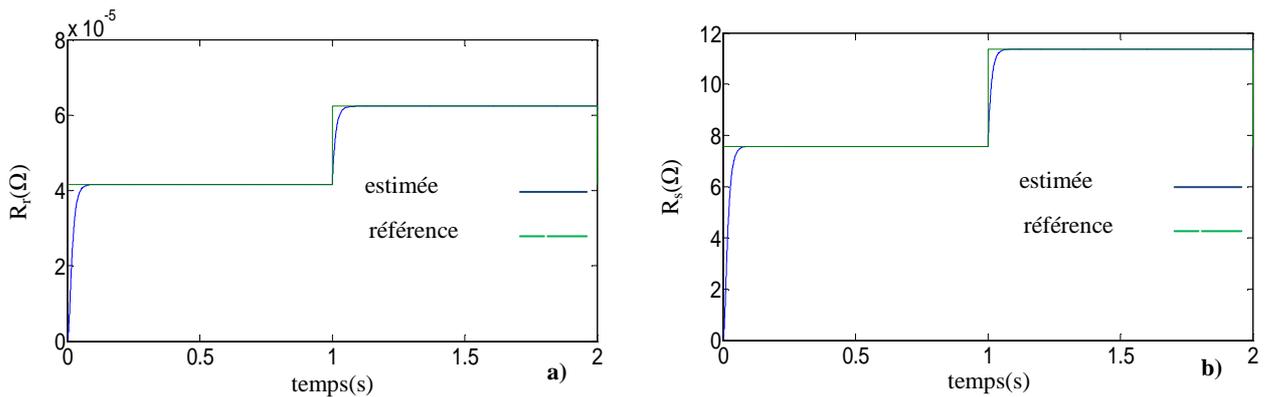


Figure 5.5: Estimation de la résistance rotorique et statorique (a): R_r (b): R_s

Il est clair d'après la figure (5.5) que la résistance statorique et rotorique convergent à la valeur imposée.

V.9.2 Fonctionnement en défaut de la machine

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

On procède à la simulation de la commande par mode glissant de la MAS pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min utilisant FKE pour l'estimation de la résistance rotorique en fonctionnement avec défaut de cassure de deux barres adjacentes ($R_{bfk}=1.5R_b$). Le défaut est introduit:

- à l'instant $t=1s$, où la machine est en charge (figure 5.6.a et b);
- au démarrage en charge de la machine (figure 5.6.c et d).

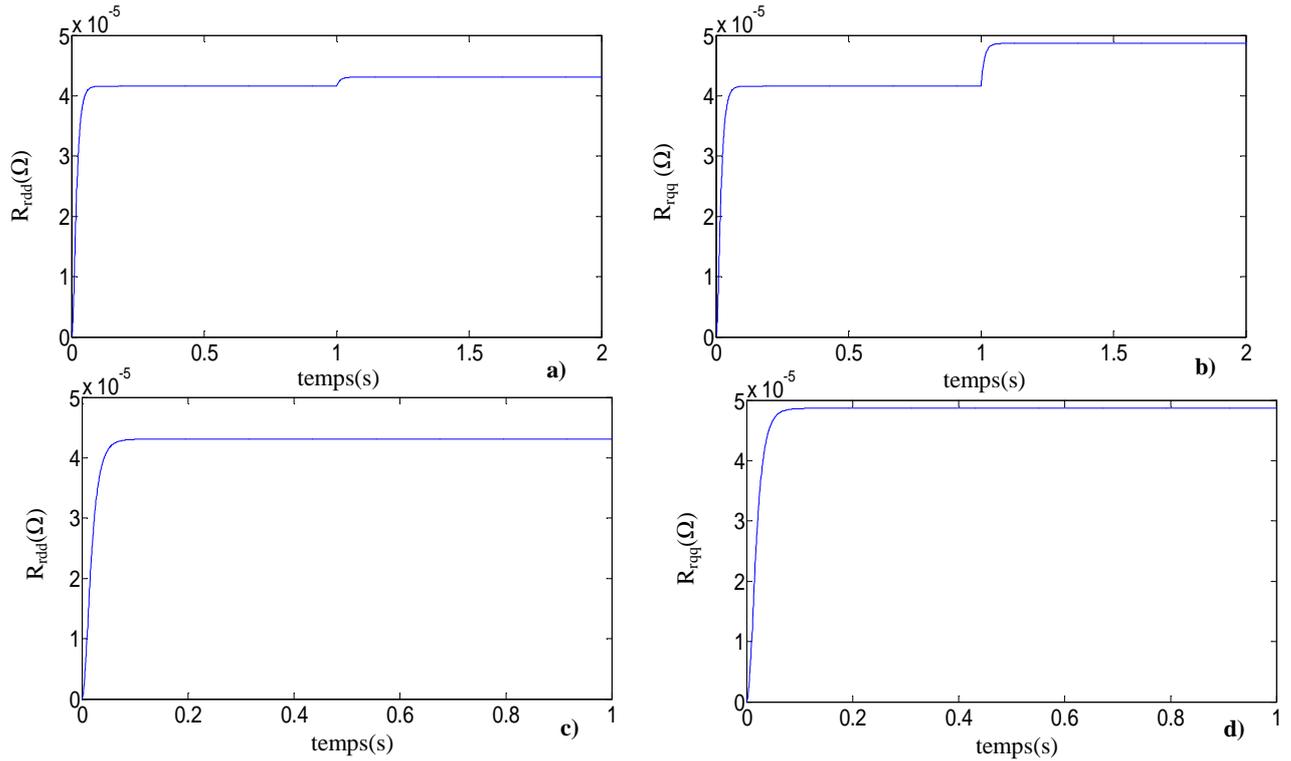


Figure 5.6: Estimation de la résistance rotorique équivalente (a, c): R_{rdd} (b, d): R_{rq}

On remarque que l'estimation des résistances équivalentes rotorique par FKE est peu acceptable, au démarrage ou en régime permanent.

- **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

On procède à la simulation de la commande parMG de la MAS pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min utilisant FKE pour l'estimation de la résistance statorique en fonctionnement avec défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique de 12.5 %. Le défaut est introduit:

- à l'instant $t=1s$, où la machine est en charge (figure 5.7.a);
- au démarrage en charge de la machine (figure 5.7.b).

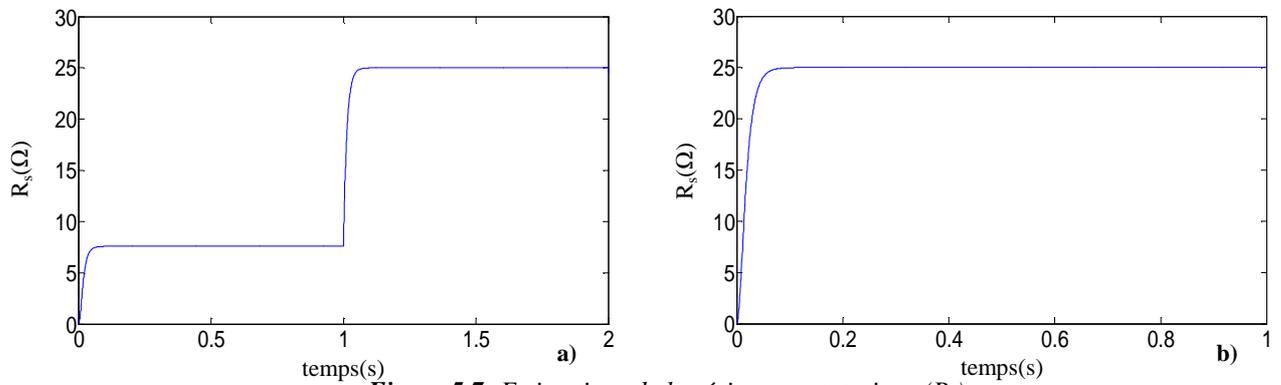


Figure 5.7: Estimations de la résistance statorique (R_s)

La résistance statorique augmente avec le défaut de court-circuit, cette augmentation est aussi importante que le degré de défaut (au démarrage ou en régime permanent).

- **Défaut d'excentricité mixte**

On procède à la simulation de la commande par MG de la MAS pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min utilisant FKE pour l'estimation de la résistance statorique en fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte de degré ($\epsilon_s = 20\%$, $\epsilon_d = 10\%$) où la résistance statorique représente l'inducteur de défaut. Le défaut est introduit:

- à l'instant $t=1s$, où la machine est en charge (figure 5.8 a);
- au démarrage en charge de la machine (figure 5.8.b).

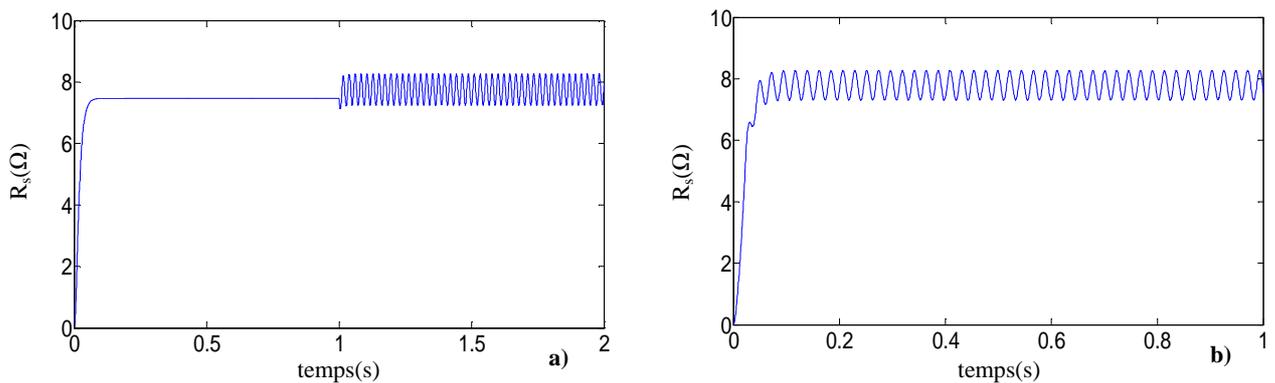


Figure 5.8: Estimations de la résistance statorique (R_s)

Le défaut d'excentricité mixte engendre un déséquilibre du courant dans les phases statorique. Lorsque la machine présente un défaut d'excentricité mixte:

- Les oscillations qui apparaissent sur les courbes de la résistance estimée (figure 5.8.a, b).

L'auteur Shi K. L, dans la référence [125] à fait une étude sur l'estimation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone utilisant l'observateur de Kalman étendu, il a trouvé que l'EKF n'est plus capable de suivre la référence de la vitesse dans le cas où les paramètres de la machine asynchrone sont variables.

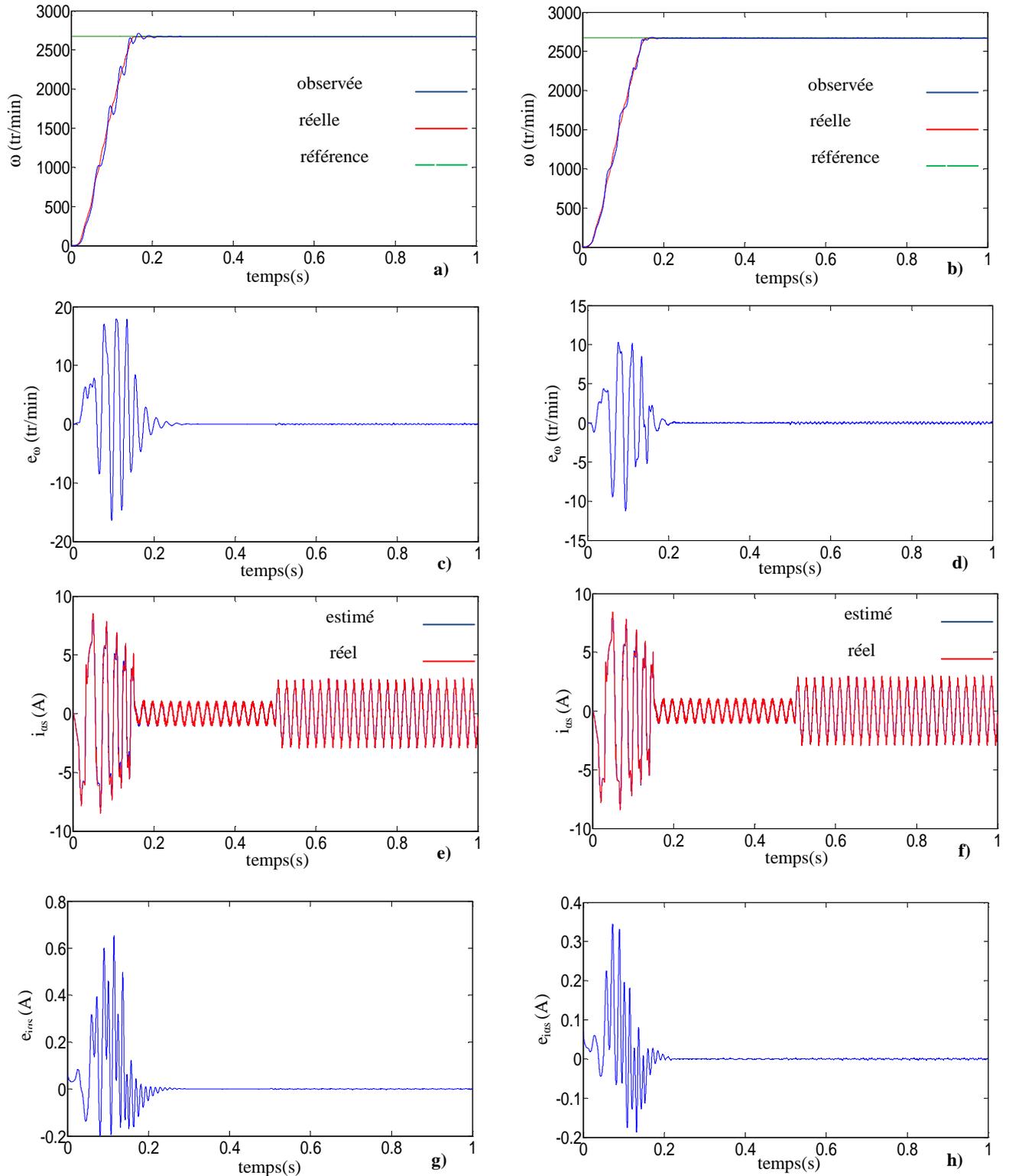
L'observateur adaptatif et MG, simple à construire et déterministe ne prend pas en considération les bruits de mesures ni de l'environnement, donc il ne nécessite pas un temps de calcul long.

V.10 Résultats de simulation de la commande par MG d'ordre deux de la MAS à base d'observateur adaptatif et à MG

V.10.1 Fonctionnement sain de la machine

Dans cette partie, on simule le fonctionnement de la commande par MG d'ordre deux (sans capteur mécanique) raccordé au bloc d'observateur (adaptatif et à MG) pour un fonctionnement à vide et en charge à l'état sain.

Pour avoir le fonctionnement des observateurs utilisés, dans le cas de la machine saine, on présente les résultats de simulation qui sont illustrés par les figures (5.9). Ces résultats représentent l'évaluation des vitesses réelles et estimées, des courants réels et estimés et leurs résidus en fonction temps. En premier lieu, on va tester la machine à vide avec une consigne de vitesse nominale 2670 tr/min, puis on applique un couple de charge de 3.5 Nm à l'instant $t = 0.5$ s.



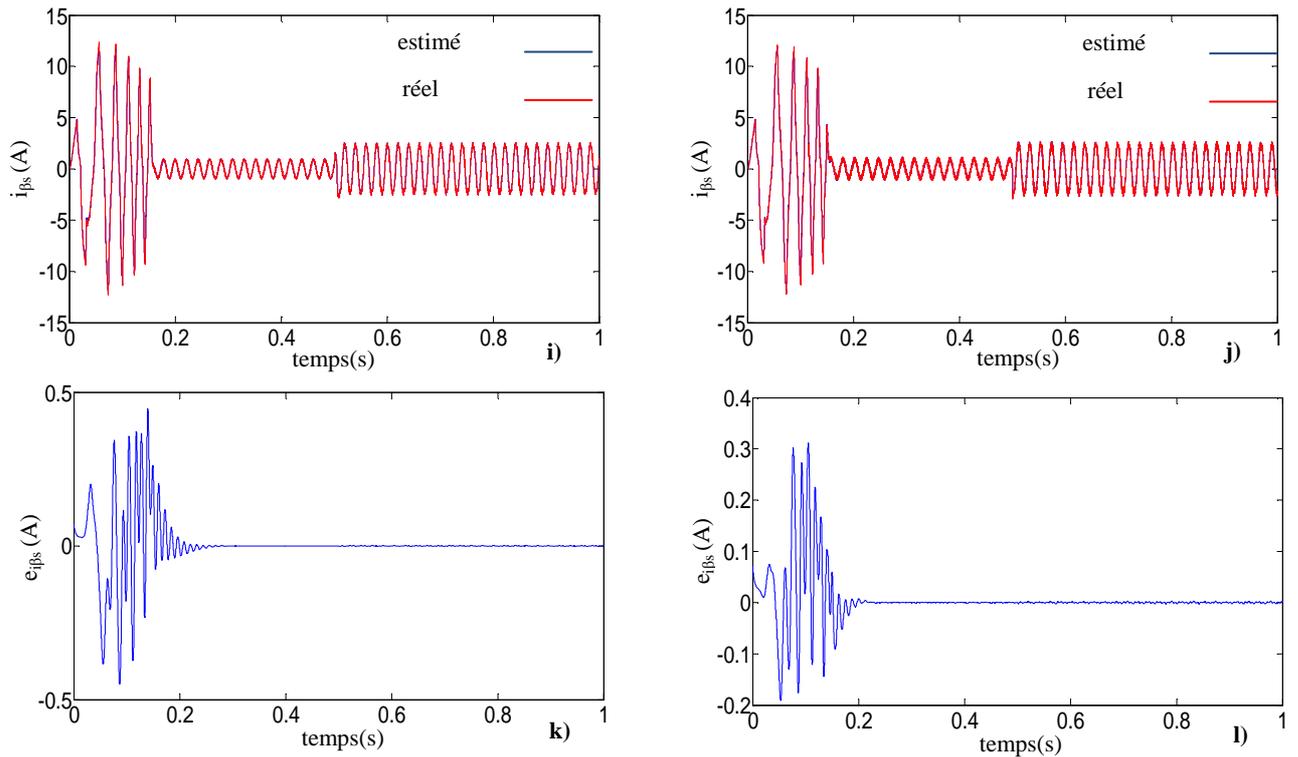


Figure 5.9: Grandeur électrique et mécanique réelle et estimée pour un fonctionnement sain de la machine
(a, c, e, g, i, k): observateur adaptatif (b, d, f, h, j, l): observateur à MG

On remarque sur les figures (5.9.a et b) que la vitesse estimée suit la consigne avec un dépassement négligeable, alors que la vitesse de consigne est parfaitement suivie par la vitesse observée. On constate aussi que le courant statorique $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ estimés suivent bien l'évolution du courant $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ réelle dans la machine asynchrone, ainsi les erreurs d'estimation sont négligeables.

V.10.1.1 Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour illustrer la robustesse de la commande par MG d'ordre deux sans capteur mécanique basé sur un observateur adaptatif et à MG vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de 2670 tr/min à -2670 tr/min à partir de $t = 1$ avec application d'un couple résistant $C_r = 3.5$ N.m à l'instant $t=0.5$ s.

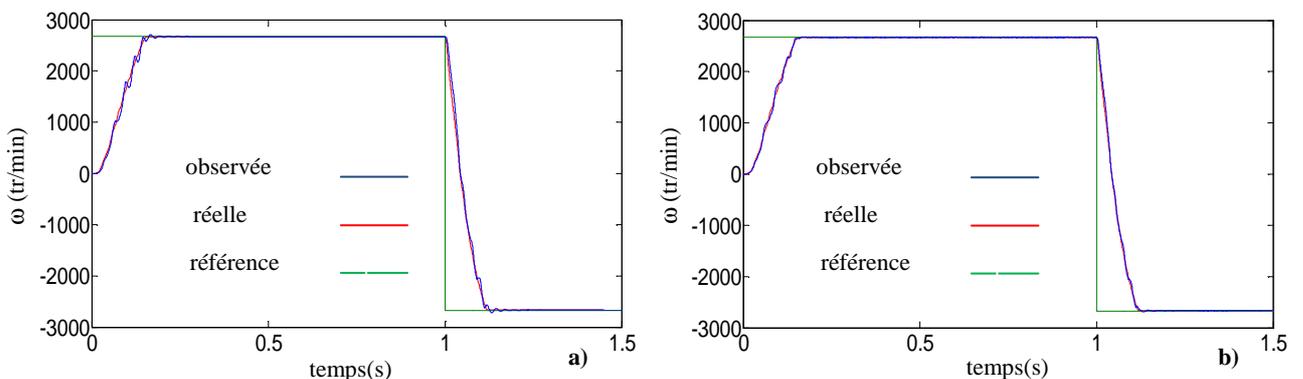


Figure 5.10: Test de l'inversion de la vitesse (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

On constate, d'après (figure (5.10)), que les vitesses estimées par l'observateur adaptatif et à MG suit parfaitement sa référence.

V.10.1.2 Réponse aux basses vitesses

Des simulations ont été effectuées à basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de +30 rad/s à -30 rad/s à partir de l'instant $t=1s$, les résultats sont représentés par la figure (5.11).

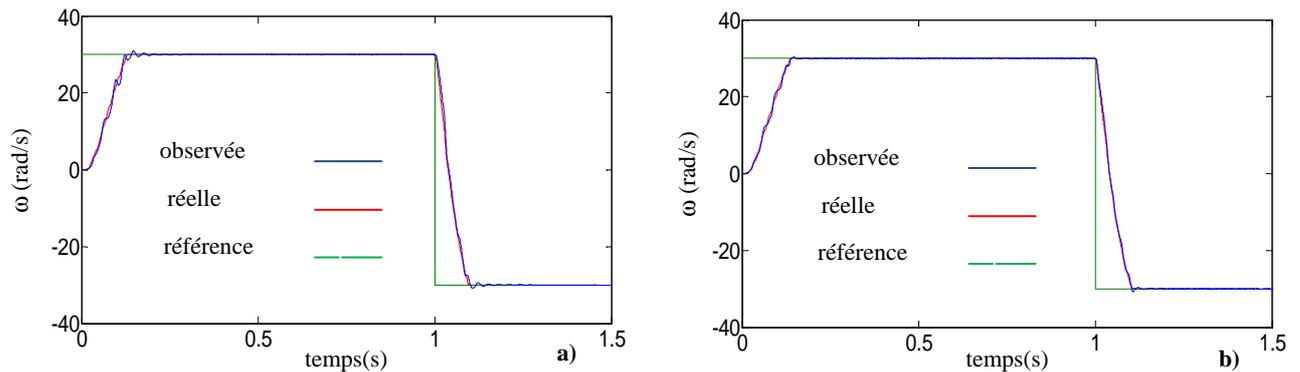


Figure 5.11: Test de la robustesse aux basses vitesses (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

On constate figure (5.11), que la vitesse estimée suit parfaitement sa consigne et que les résultats sont très satisfaisants.

V.10.2 Fonctionnement avec défaut de la machine

Les techniques de détection de défauts les plus répandues en automatique reposent sur la génération de résidus à partir d'un modèle de fonctionnement sain. Le diagnostic des défauts à base d'observateurs est assuré pour le régime stationnaire et cette technique donne aussi un bon pronostic de détection de défauts pour les régimes non stationnaires, car l'observateur ne dépend pas de la nature de signal (périodique ou aléatoire).

Dans cette partie, on a utilisé l'observateur adaptatif et à MG comme indicateurs de défauts.

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

Dans ce cas, on présente l'influence du défaut de type ruptures des barres sur l'observateur adaptatif (figure 5.12.a et 5.13.a) et à MG (figure 5.12.b et 5.13.b) pour une machine commandée par MG d'ordre deux, la simulation est effectuée d'une manière suivante:

- au début une référence de vitesse de 2670 tr/min est imposée, à $t=0.5s$, on applique une charge de 3.5 N.m.
- A $t=1s$, on effectue un défaut de deux barres adjacentes.

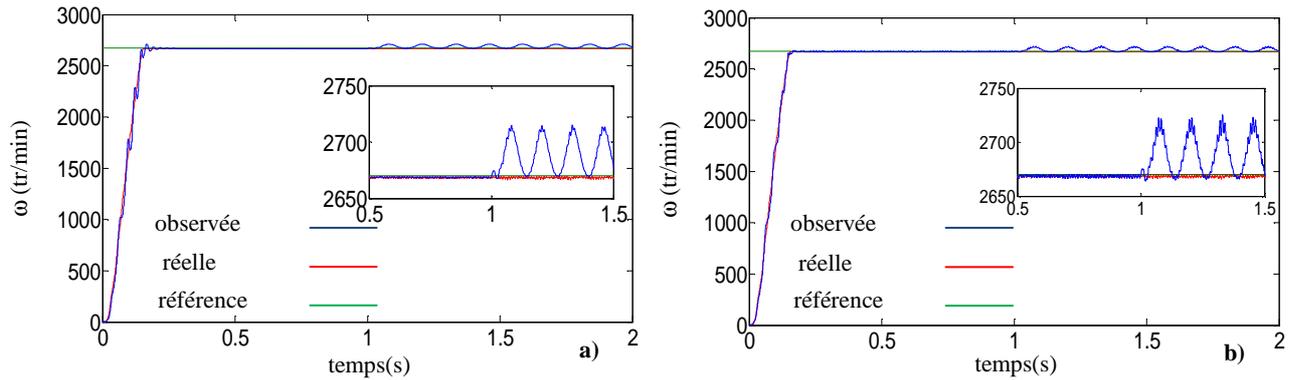


Figure 5.12: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

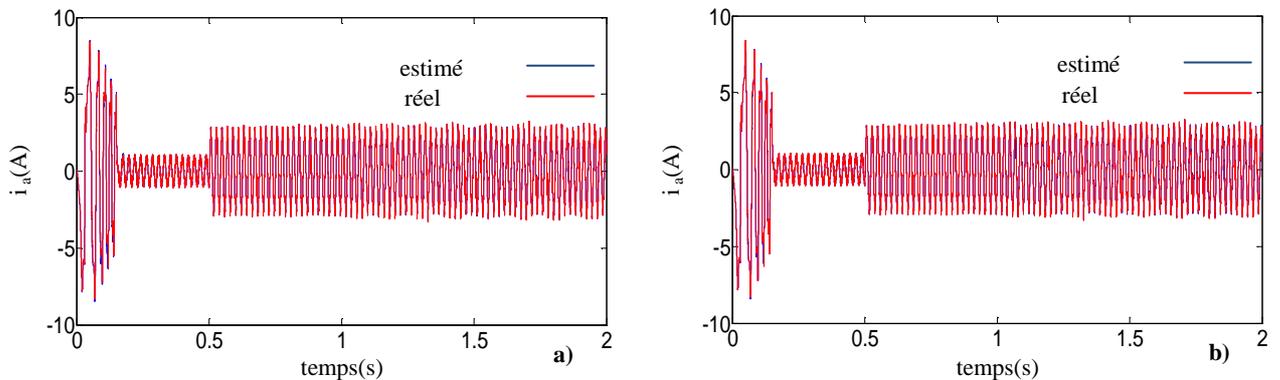


Figure 5.13: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

On remarque que l'effet du défaut de cassure des barre provoque des:

- oscillation sur la vitesse observée (figure 5.12.a et b);
- modulation de l'enveloppe du courant statorique réels et estimés (figure 5.13.a et b);
- la vitesse réelle est peu perturbée par ce défaut.
- **Défaut d'excentricité mixte**

Dans ce cas, on présente l'influence du défaut d'excentricité mixte de degré ($\epsilon_s = 20\%$, $\epsilon_d = 10\%$) sur l'observateur adaptatif (figure 5.14.a et 5.15.a) et à MG (figure 5.14.b et 5.15.b) pour une machine commandée par MG d'ordre deux, la simulation est effectuée d'une manière suivante:

- au début une référence de vitesse de 2670 tr/min est imposée, à $t=0.5s$, on applique une charge de 3.5 N.m;
- A $t=1s$, on effectue un défaut d'excentricité mixte de degré ($\epsilon_s = 20\%$, $\epsilon_d = 10\%$).

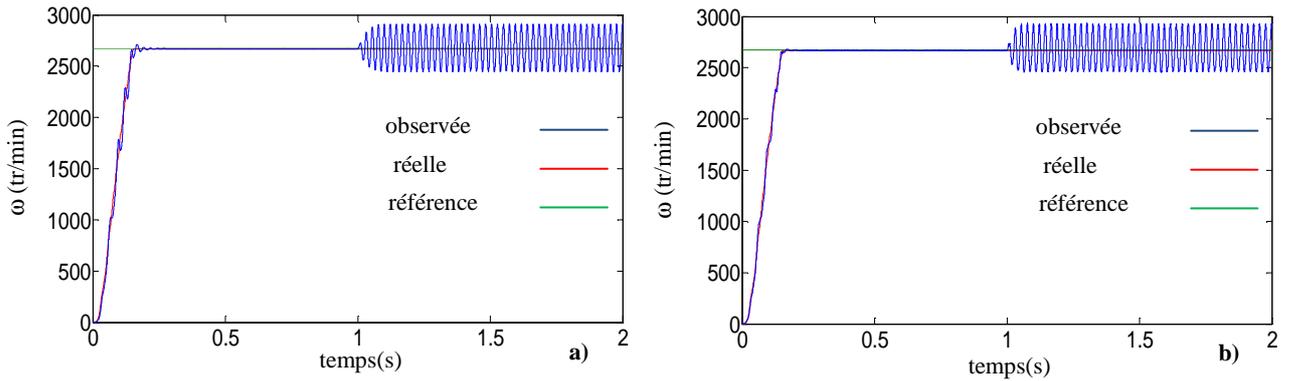


Figure 5.14: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

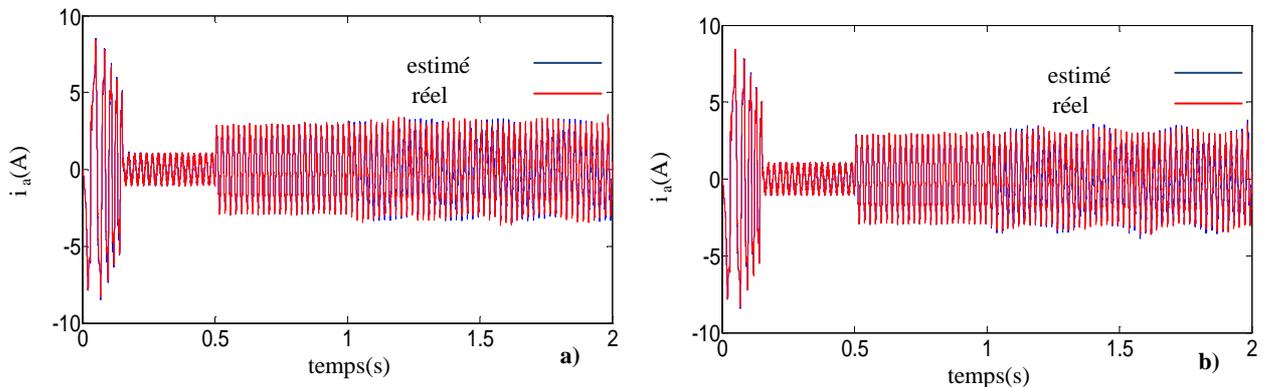


Figure 5.15: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Lorsque la machine présente un défaut, on remarque:

- les oscillations qui apparaissent sur les courbes de vitesse observée (figure 5.14.a et b) et du courant statorique estimé (5.15.a et b) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine.

- **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Dans ce cas, on présente l'influence du défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique de 12.5 % sur l'observateur adaptatif (figure 5.16.a et 5.17.a) et à MG (figure 5.16.b et 5.17.b) pour une machine commandée par MG d'ordre deux, la simulation est effectuée d'une manière suivante:

- au début une référence de vitesse de 2670 tr/min est imposée, à $t=0.5s$, on applique une charge de 3.5 N.m.
- A $t=1s$, on effectue un défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique de 12.5 %.

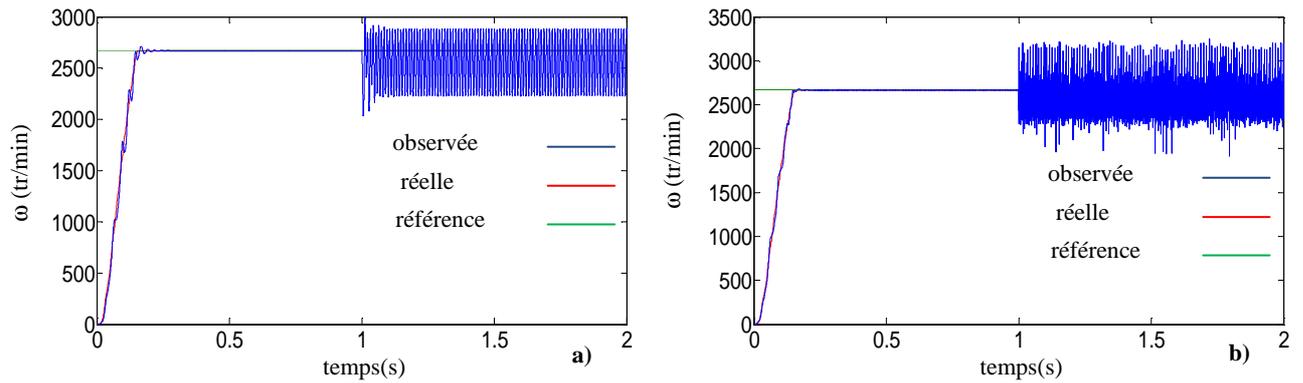


Figure 5.16: Vitesses réelles et estimées pour un fonctionnement avec défaut de court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

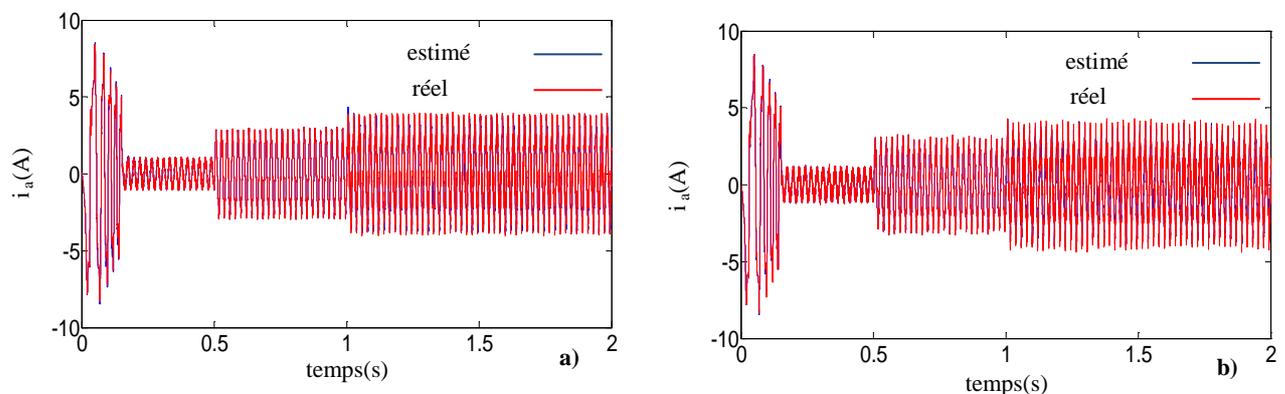


Figure 5.17: Courants réels et estimés pour un fonctionnement avec défaut de court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Lorsque la machine présente un défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique de 12.5 %, on remarque:

- des ondulations importantes dans les allures de la vitesse observée (figure 5.16.a et b);
- une augmentation importante du courant statorique estimé (figure 5.17.a et b).

V.10.2.1 Génération de résidus

De nombreuses méthodes ont été développées pour la génération de résidus [108, 126]. Elles sont regroupées généralement sous deux catégories:

- méthodes basées sur une connaissance du comportement du système;
- méthodes basées sur le modèle mathématique du système.

On ne présente que le second type de méthodes dans cette thèse.

De manière générale, pour la génération des résidus, les méthodes basées sur le modèle reposent sur le concept de redondance analytique. La redondance analytique correspond à l'utilisation des signaux de mesure et de commande disponibles combinés avec le modèle mathématique du système à diagnostiquer.

Quelque soit l'approche utilisée pour générer les résidus, l'estimation paramétrique ou les observateurs d'état, l'équation générale des résidus générés $r(t)$ est une fonction des sorties estimées et des sorties mesurées. Ainsi, pour les observateurs, le résidu s'écrit:

$$r(t) = Z_p (y - \hat{y}) \tag{5.103}$$

Z_p étant pour chaque cas une matrice de pondération.

V.10.2.2 Principe du diagnostic: détection et isolation des défauts

La logique de diagnostic (figure (5.18)) consiste en une prise de décision résultant directement de l'évaluation des résidus $r(t)$. Des résidus nuls indiquent que le système fonctionne normalement. Il s'agira donc de poursuivre la tâche de surveillance du système en temps continu.

Des résidus non nuls indiquent un mauvais fonctionnement du système (figure 5.19). Il s'agira alors d'en comprendre les raisons à travers les étapes de détection et d'isolation qui composent le diagnostic.

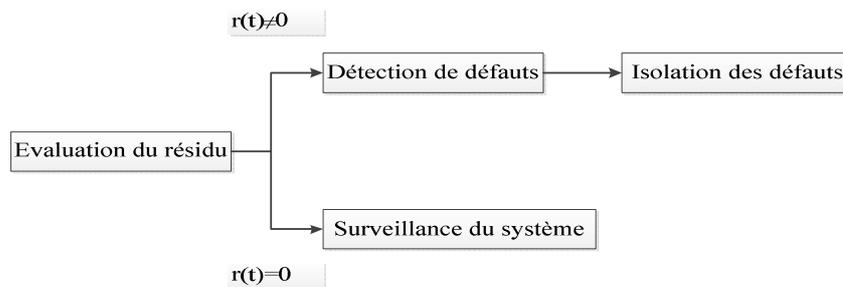


Figure 5.18: Logique de diagnostic

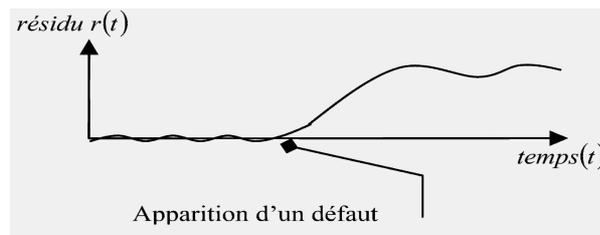


Figure 5.19: Allure du signal résidu

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

Les résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas où la machine est en fonctionnement avec défaut de cassure de deux barres adjacentes sont donnés par les figures (5.20 et 5.21).

avec: r_1 , r_2 sont les résidus générés pour la vitesse de rotation et le courant statorique respectivement.

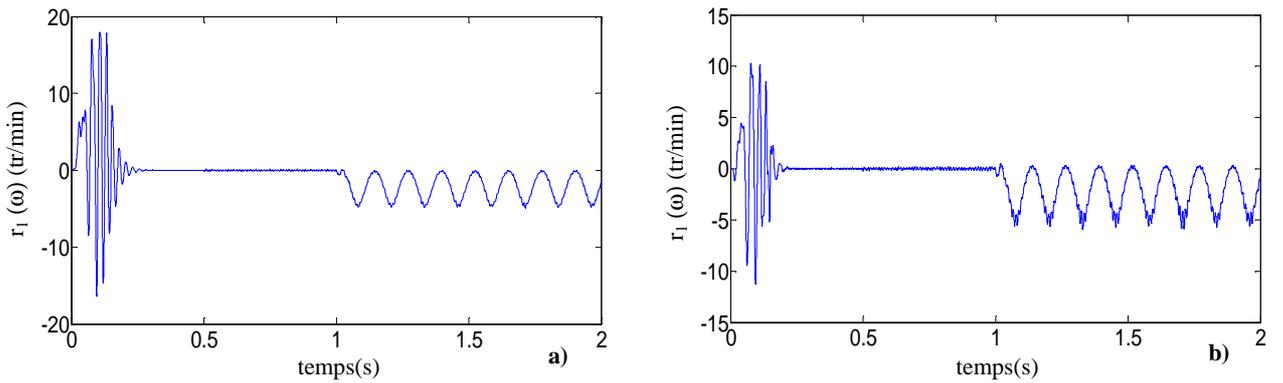


Figure 5.20: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

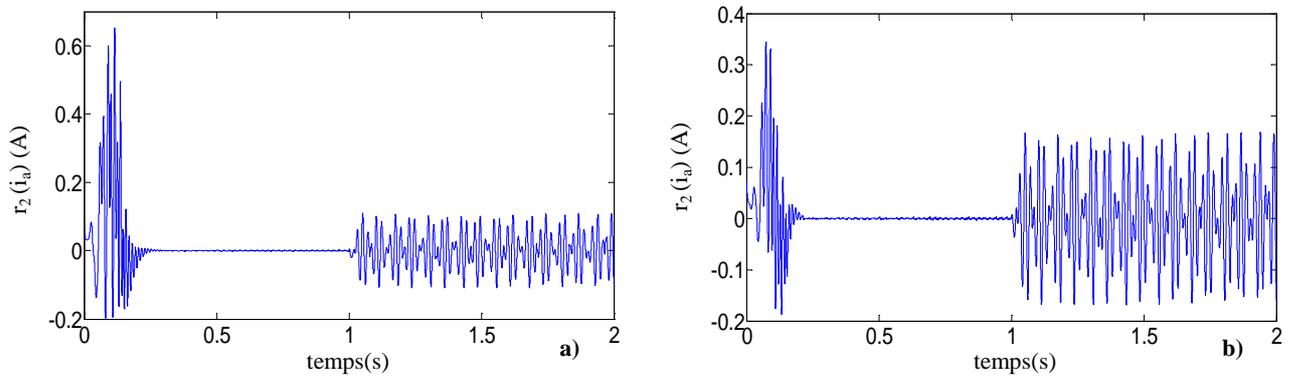


Figure 5.21: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut de deux barres cassées adjacentes (1 et 2)
(a): observateur adaptatif, (b): observateur à MG

D'après les figures (5.20 et 5.21) on voit que les allures des résidus commencent d'une valeur proche de zéro, puis augmentent brusquement à l'instant 1s (défaut) avec des fluctuations permanentes.

- **Défaut d'excentricité mixte**

Les résidus générés par l'observateur adaptatif et par mode glissant dans le cas où la machine en fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte de degré ($\varepsilon_s = 20\%$, $\varepsilon_d = 10\%$) sont donnés par les figures (5.22 et 5.23).

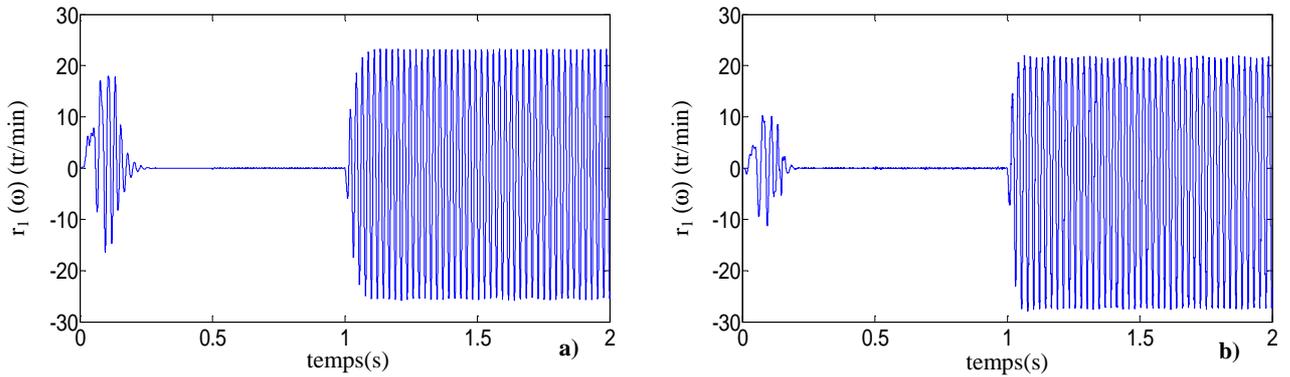


Figure 5.22: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

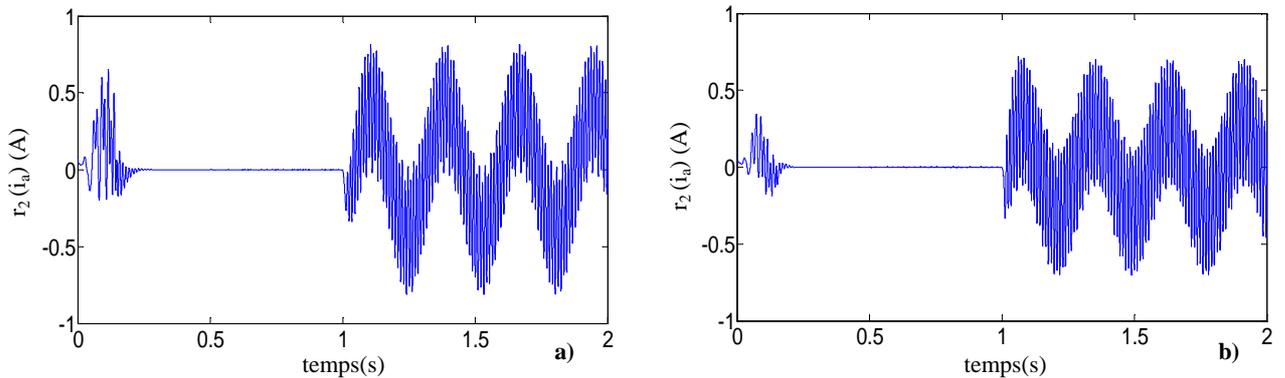


Figure 5.23: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s=0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

A travers les figures (5.22 et 5.23), on constate que les résidus des observateurs décalent de zéro avec une différence d'amplitudes lors l'occurrence de défaut.

- **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Les résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas où la machine est en fonctionnement avec défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique de 12.5 % sont donnés par les figures (5.24 et 5.25).

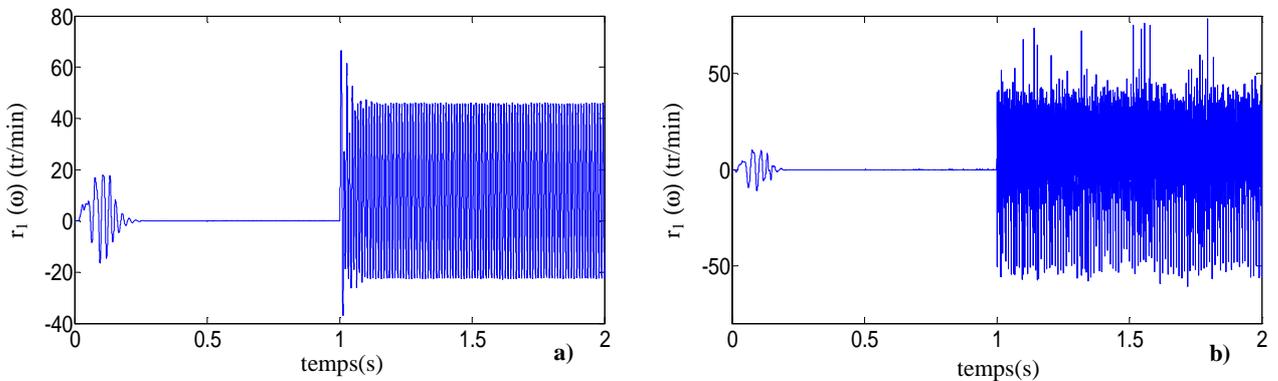


Figure 5.24: Résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

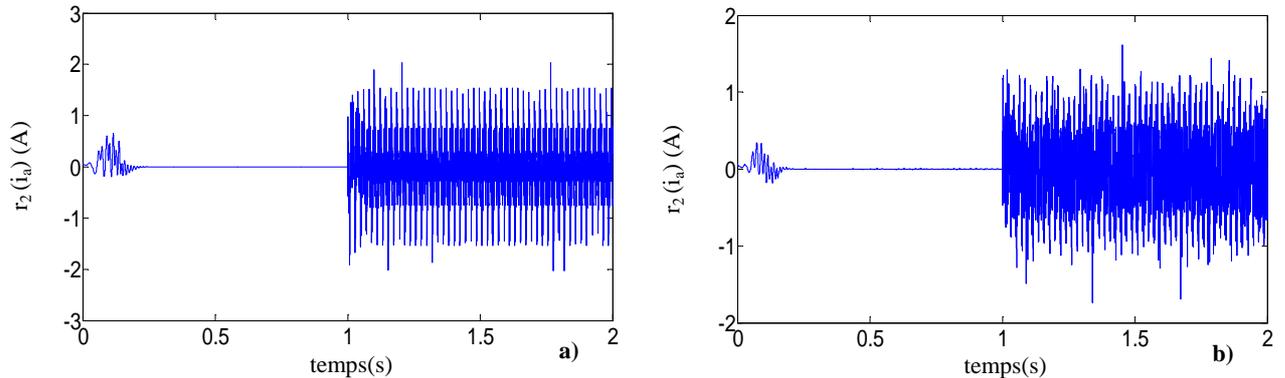


Figure 5.25: Résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

La figure (5.24 et 5.25) montre que les résidus générés par des observateurs augmentent à l'instant d'application de défaut.

V.10.2.3 Localisation des défaillances

Pour la localisation des défauts, on peut utiliser la valeur efficace (RMS: Root Mean Square) pour chaque résidu comme signal détecteur de défaut comme le montrent les figures (5.26 à 5.31) qui représentent les RMS des résidus générés dans le cas d'une deux barres cassées, excentricité mixte et court-circuit respectivement.

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} ((I \text{ ou } \omega_{ri})(t))^2 dt} \quad (5.104)$$

avec: $I(t)$ est le résidu du courant d'entrée (r_2), ω_{ri} est résidu de la vitesse d'entrée (r_1) et T est la période du fondamental.

V.10.2.3.1 Valeur efficace

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

Les figures (5.26 et 5.27) représentent les RMS des résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas d'un défaut de cassure de deux barres adjacentes.

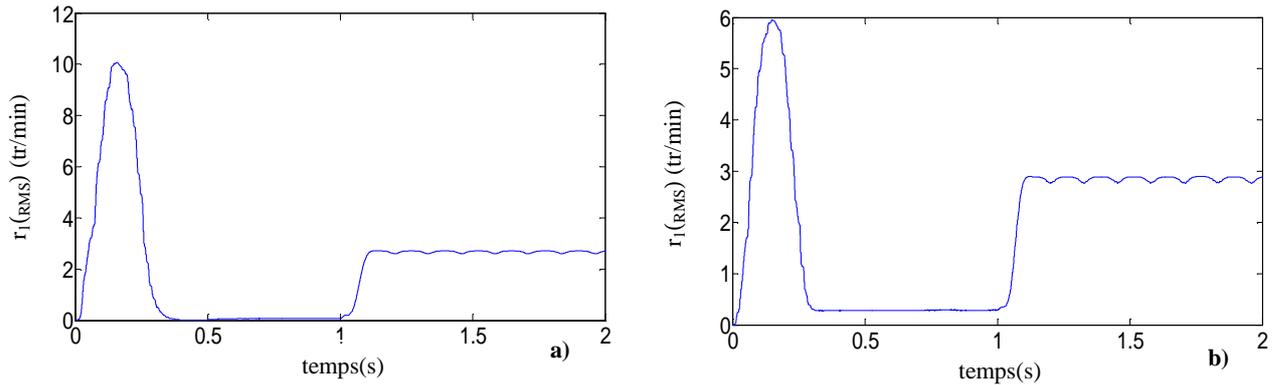


Figure 5.26: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres adjacentes (1 et 2)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

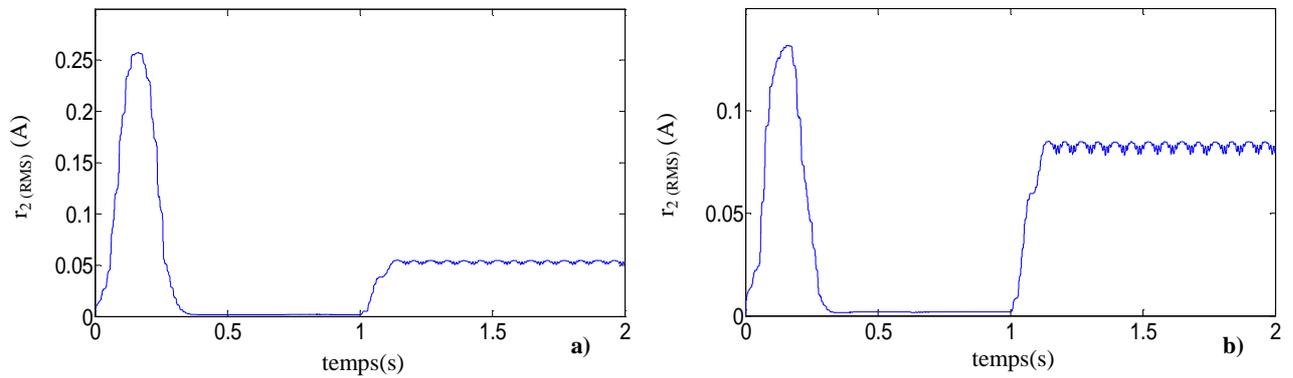


Figure 5.27: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

- **Défaut excentricité mixte**

Les figures (5.28 et 5.29) représentent les RMS des résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte.

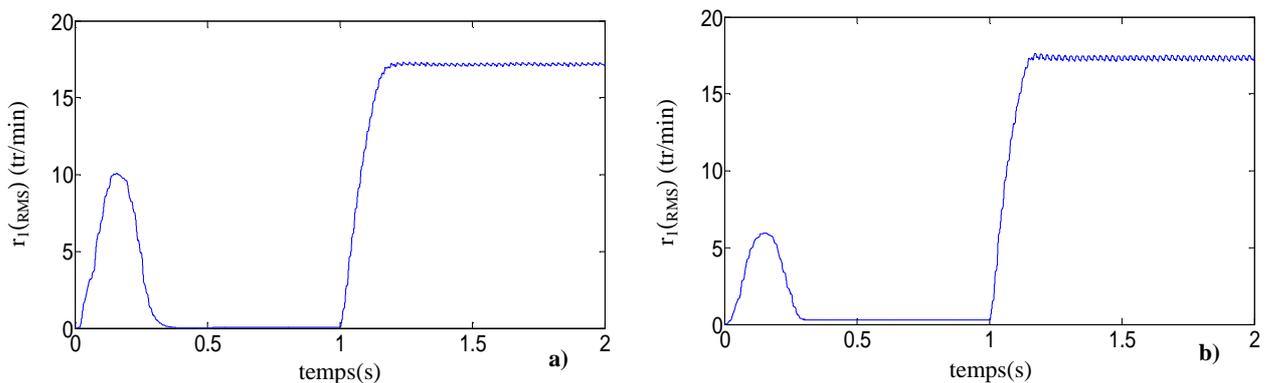


Figure 5.28: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\mathcal{E}_s = 0,2$, $\mathcal{E}_d = 0,1$)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

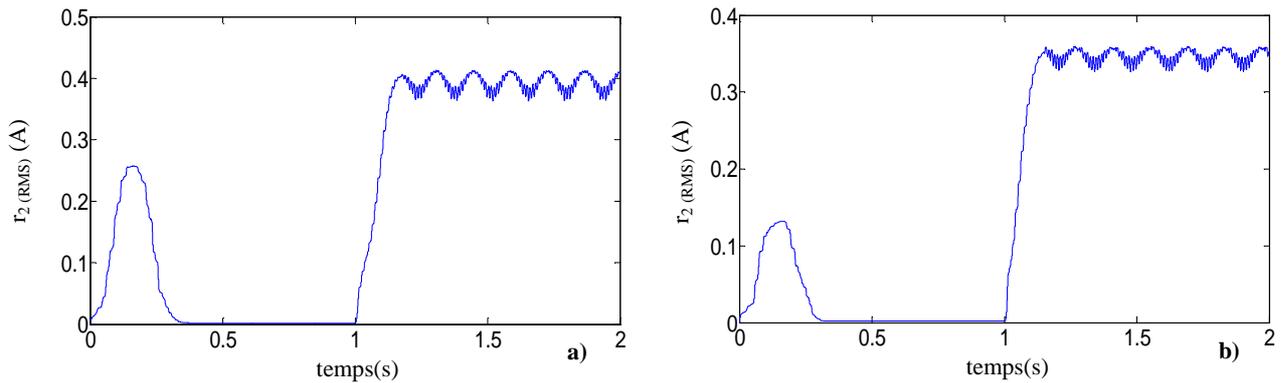


Figure 5.29: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s = 0,2$, $\epsilon_d = 0,1$)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

• **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Les figures (5.30 et 5.31) représentent les RMS des résidus générés par l'observateur adaptatif et par mode glissant dans le cas d'un défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique.

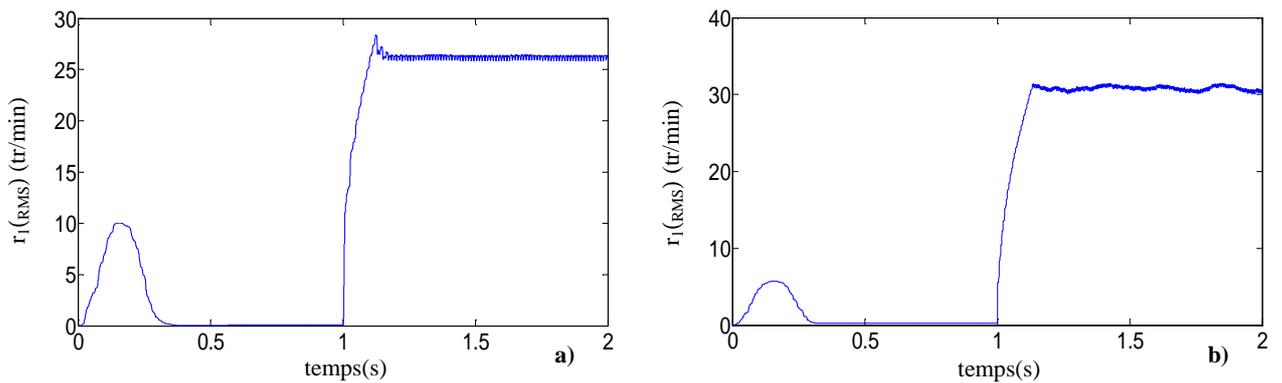


Figure 5.30: RMS des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

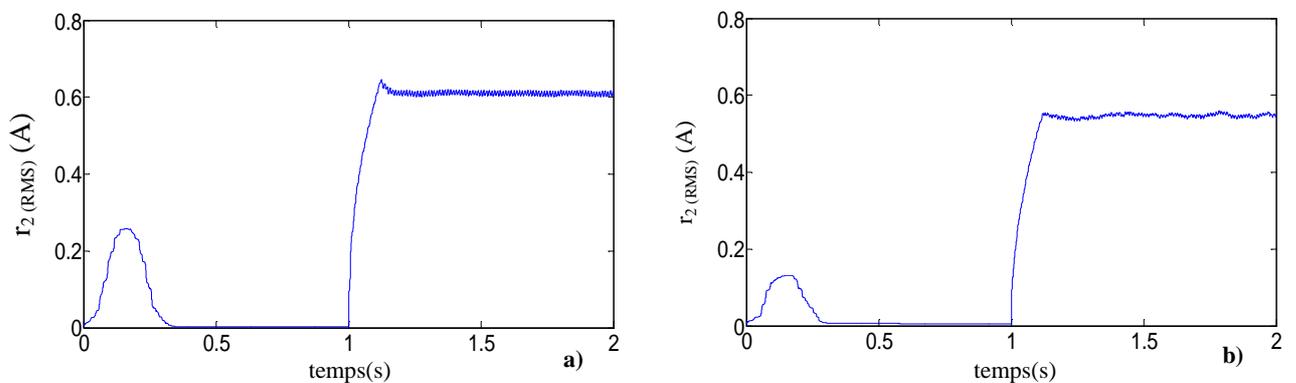


Figure 5.31: RMS des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut de court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a)
 (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Par l'analyse des RMS des résidus, on peut rassembler les informations dans le tableau (5.2 et 5.3) qui résume l'influence des défauts sur chaque résidu.

Etat du moteur (tr/min)	Observateur adaptatif	Observateur à MG
Etat sain	0.07168	0.2808
Cassure adjacente de deux barres rotorique	2.711	2.889
Excentricité mixte	17.22	17.46
Court-circuit	26.35	30.8

Tableau 5.2: Amplitude des RMS des résidus r_1 pour les différents défauts

Etat du moteur (A)	Observateur adaptatif	Observateur à MG
Etat sain	0.001721	0.001792
Cassure adjacente de deux barres rotorique	0.05448	0.08244
Excentricité mixte	0.4118	0.3449
Court-circuit	0.614	0.5547

Tableau 5.3: Amplitude des RMS des résidus r_2 pour les différents défauts

Les résultats des tableaux (5.2 et 5.3) montrent que:

- les deux résidus générés (vitesse et courant), en absence de défauts, convergent vers zéro après une courte phase transitoire ($\{r_1 \leq 0.07168$ et $r_2 \leq 0.001721\}$ pour l'observateur adaptatif, $\{r_1 \leq 0.2808$ et $r_2 \leq 0.001792\}$ pour l'observateur à MG.
- si en simulant un défaut, on remarque que les valeurs d'amplitude des RMS des résidus r_1 et r_2 sont sensibles à ce défaut.

Donc, on peut mettre des marges limitent chaque type de défaut étudié. On peut aussi utiliser la valeur moyenne, le tableau (5.4 et 5.5) qui résume l'influence des défauts sur chaque résidu.

V.10.2.3.2 Valeur moyenne

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

Les figures (5.32 et 5.33) représentent les valeurs moyennes des résidus générés par l'observateur adaptatif et par mode glissant dans le cas d'un défaut de cassure de deux barres adjacentes.

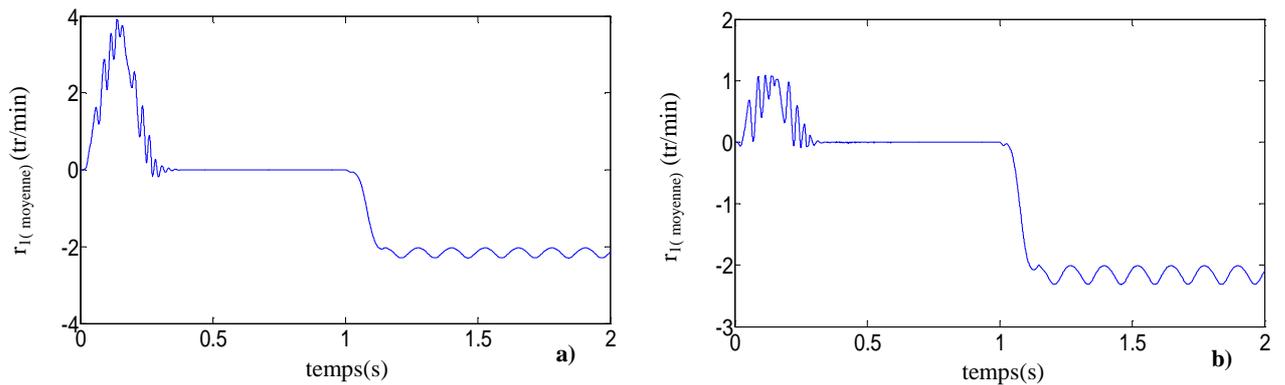


Figure 5.32: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

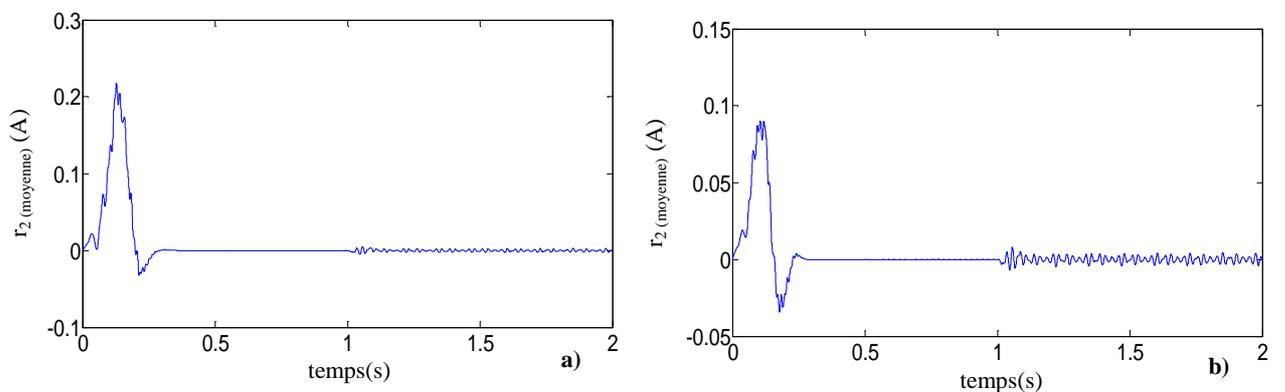


Figure 5.33: Valeurs moyennes des résidus r_2 générés dans le cas d'un défaut deux barres cassées adjacentes (1 et 2) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

La valeur moyenne de la vitesse, nous renseigne sur la présence du défaut (figure 5.32) par contre, la valeur moyenne du courant statorique ne donne pas des informations claires, vu que les amplitudes sont très faibles (tend vers à 0) (figure (5.33)).

- **Défaut excentricité mixte**

Les figures (5.34.a et b) représentent les valeurs moyennes des résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte.

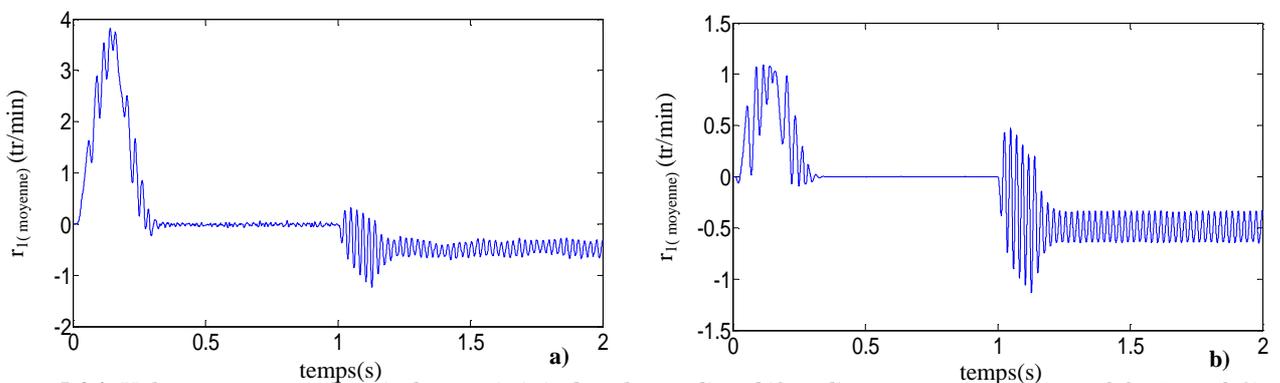


Figure 5.34: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte ($\epsilon_s=0,2$, $\epsilon_d=0,1$) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

- **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Les figures (5.35.a et b) représentent les valeurs moyennes des résidus générés par l'observateur adaptatif et à MG dans le cas d'un défaut de court circuit entre spire de la phase a statorique.

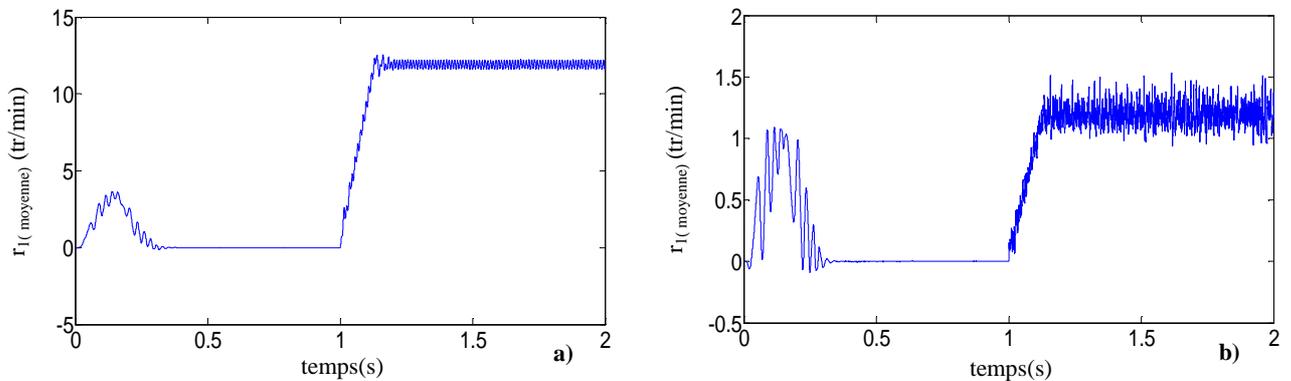


Figure 5.35: Valeurs moyennes des résidus r_1 générés dans le cas d'un défaut court-circuit entre spires (12.5% sur la phase a) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Etat du moteur (tr/min)	Observateur adaptatif
Etat sain	0
Cassure adjacente de deux barres rotorique	-2.16
Excentricité mixte	-0.4642
Court-circuit	11.87

Tableau 5.4: Amplitude des valeurs moyennes des résidus r_1 pour les différents défauts (observateur adaptatif)

Etat du moteur (tr/min)	Observateur par mode glissant
Etat sain	0
Cassure adjacente de deux barres rotorique	-2.143
Excentricité mixte	-0.4891
Court-circuit	1.217

Tableau 5.5: Amplitude des valeurs moyennes des résidus r_1 pour les différents défauts (observateur à MG)

On note à partir des tableaux (5.4 et 5.5), que les valeurs moyennes des résidus pour les différents défauts étudiés par les deux observateurs (observateur adaptatif et observateur à MG) sont très proches justifiant ainsi les présences du défaut.

Pour l'observateur à MG (cas de court-circuit) on a remarqué que: il ya des harmoniques ou bruits supplémentaires dû la commutation rapide de la technique de MG (fonction sign) (figure (5.16, 5.22 et 5.30)). Donc, on peut mettre des marges limitent chaque type de défaut étudié.

V.10.4 Diagnostic par identification paramétrique

Pour étudier l'impact de la résistance statorique et rotorique sur les performances de l'observateur adaptatif et à MG, lors de la variation des paramètres électriques, nous avons également simulé la commande par MG d'ordre deux de la MAS pour une vitesse de référence de $\omega=2670$ tr/min avec une variation de +50% de la résistance statorique et rotorique nominale à l'instant $t=1s$.

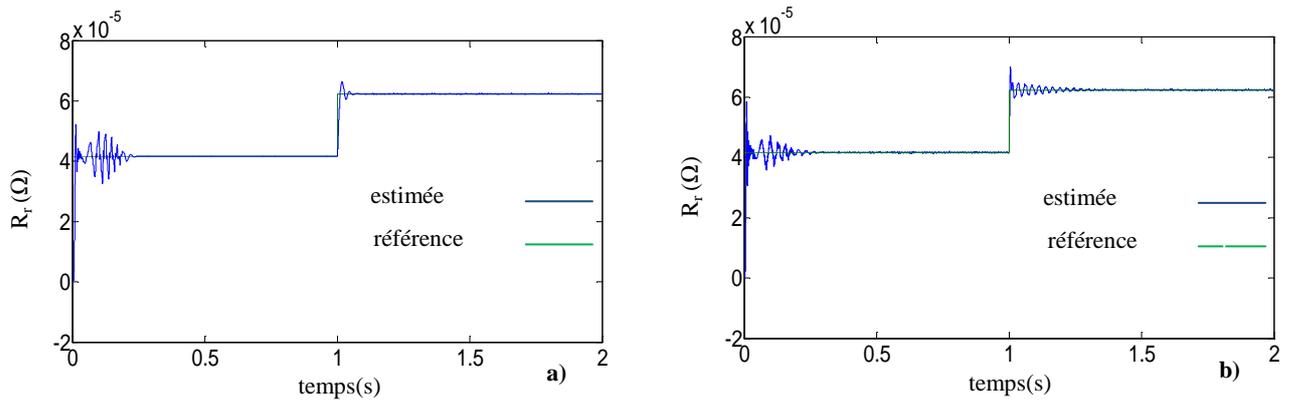


Figure 5.36: Estimation de la résistance rotorique (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

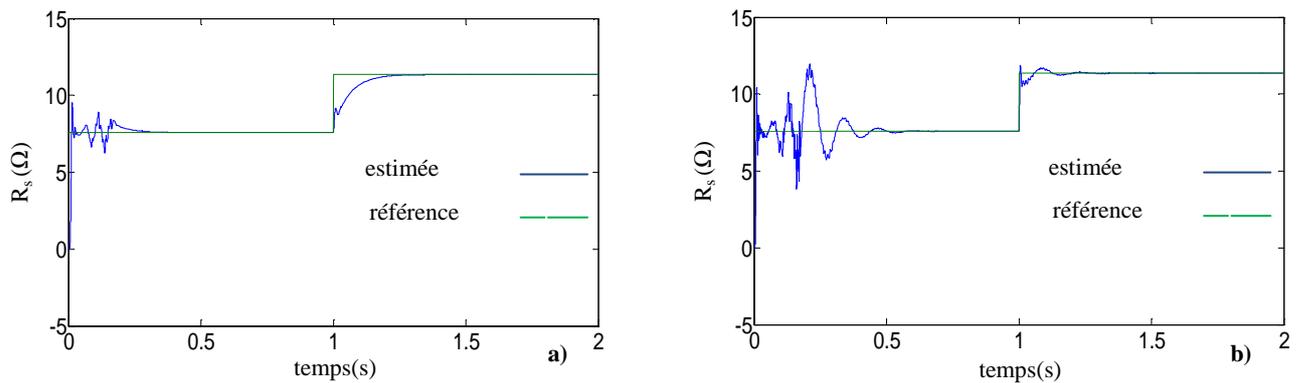


Figure 5.37: Estimation de la résistance statorique (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

D'après les figures (figure 5.36 et 5.37) on constate que:

- Les résistances estimées convergent vers les résistances imposées rapidement et avec une grande précision, où l'erreur d'estimation est parfaitement nulle après un régime transitoire très court.
- Pour l'observateur adaptatif, les résistances estimées (figure 5.36.a et 5.37.a) convergent toujours vers leurs références, mais avec un temps de réponse un peu long par rapport l'observateur à MG.
- L'observateur à MG (figure 5.36.b et 5.37.b) présente des ondulations considérables que l'observateur adaptatif au régime transitoire.

- **Défaut de cassure adjacente de deux barres rotorique**

Dans ce cas, les résultats de simulation correspondant en fonctionnement de la machine avec défaut de cassure de deux barres adjacentes ($R_{bfk}=1.5R_b$) à $t=1s$ où la machine est toujours commandée par MG d'ordre deux.

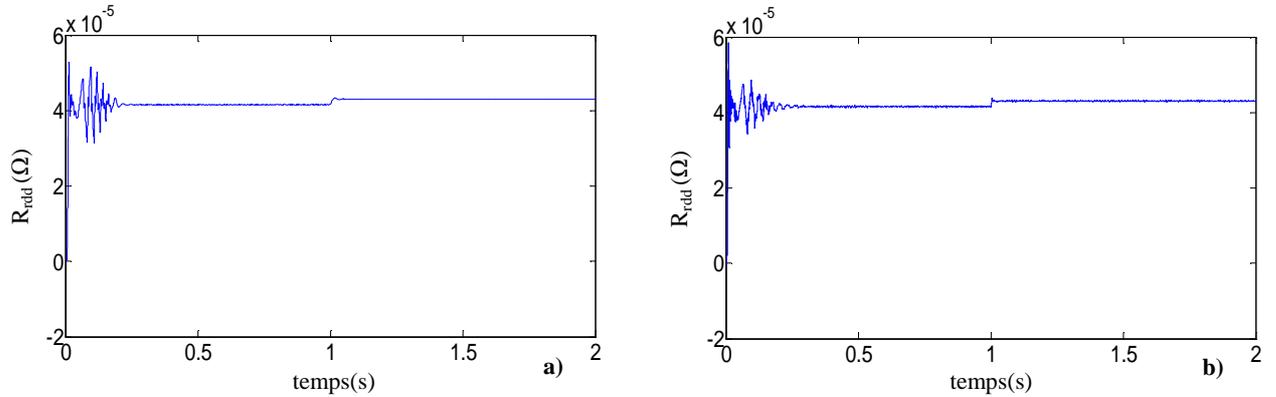


Figure 5.38: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rdd} (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

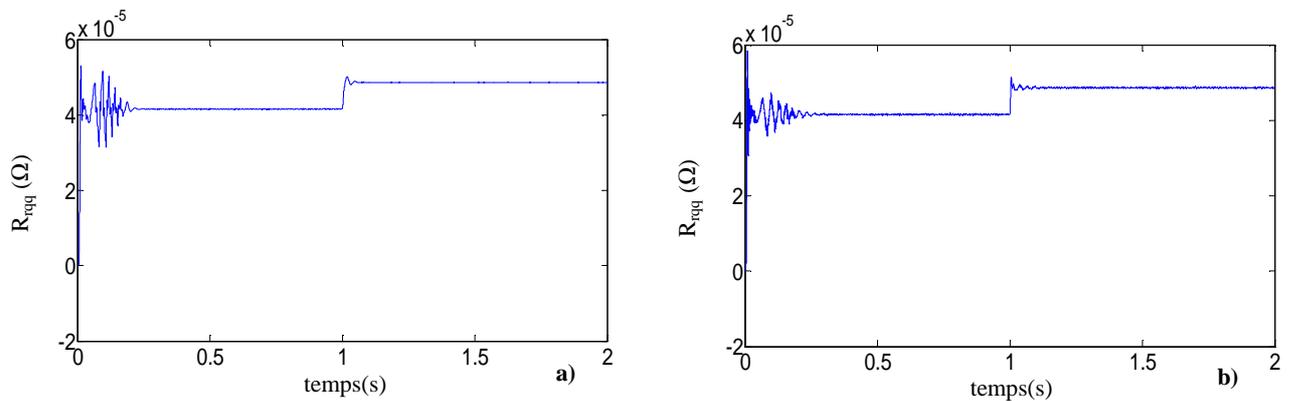


Figure 5.39: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rq} (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

On remarque que la convergence des paramètres résistifs est toujours assurée (figure 5.38 et 5.39). Dans ce cas, les cassures de barre du type adjacent sont introduites au démarrage où la machine est en charge.

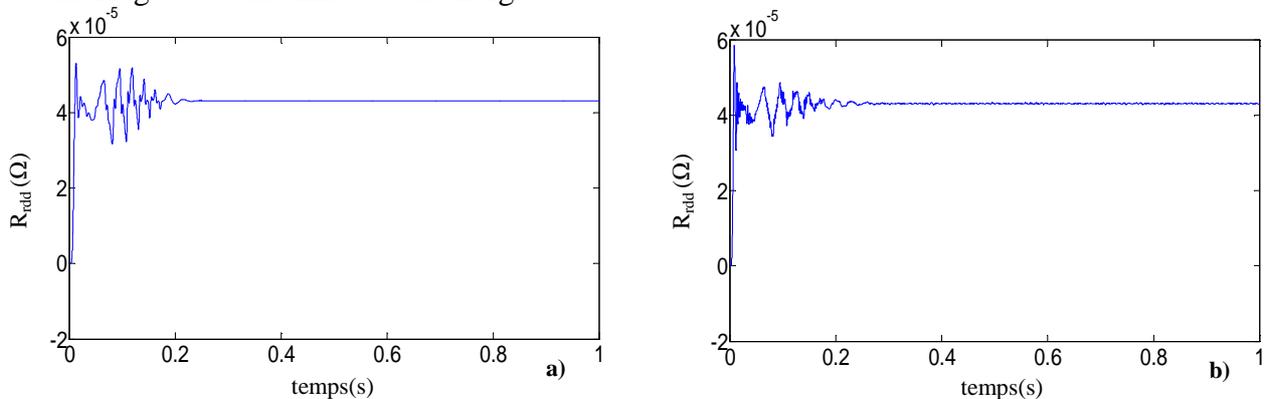


Figure 5.40: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rdd} (cassure adjacente de deux barres rotorique) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

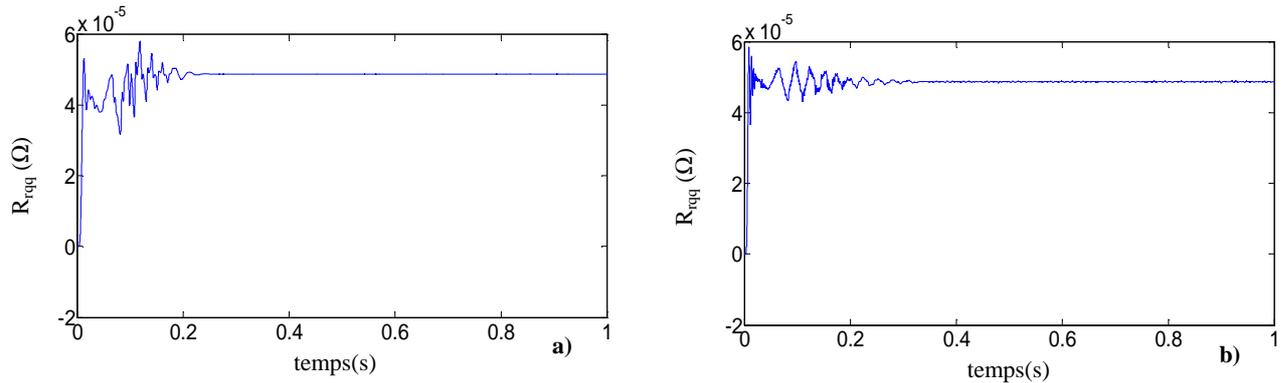


Figure 5.41: Estimation de la résistance rotorique équivalente R_{rqq} lors du démarrage en défaut (cassure adjacente de deux barres rotorique) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Les figures 5.41 et 5.42 montrent l'estimation des résistances rotorique équivalentes. Il est clair que les résistances rotorique équivalentes convergent bien vers leurs valeurs de références (les résistances calculées par équation 2.39) avec des erreurs pratiquement nulles, ce qui démontre le bon comportement des mécanismes d'adaptation des paramètres.

- **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Au début de la simulation, la résistance statorique est égale à sa valeur nominale. À l'instant $t=1s$ la valeur de R_s augmente à une valeur de 25 Ohm, qui correspond à un défaut de type court-circuit de 12.5% sur la phase (a) (figure (5.42)).

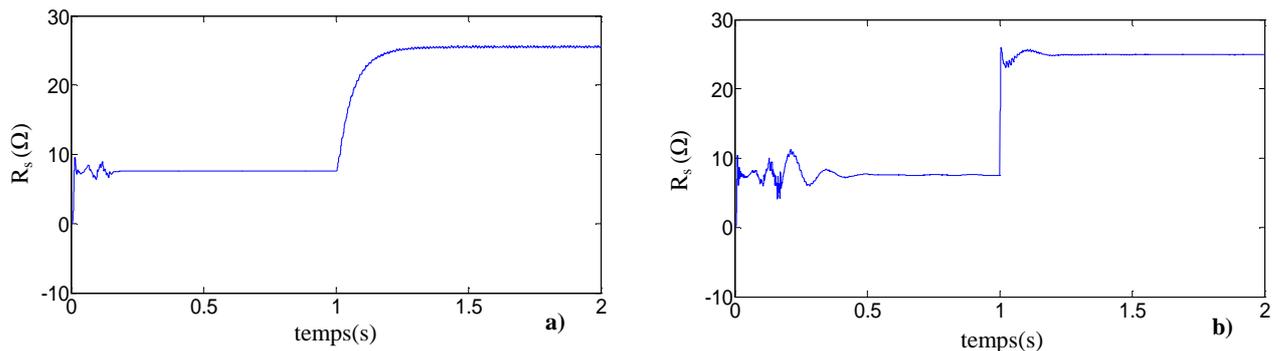


Figure 5.42: Estimation de la résistance statorique (R_s) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

Dans la figure (5.43) le défaut s'effectue au démarrage avec une charge nominale.

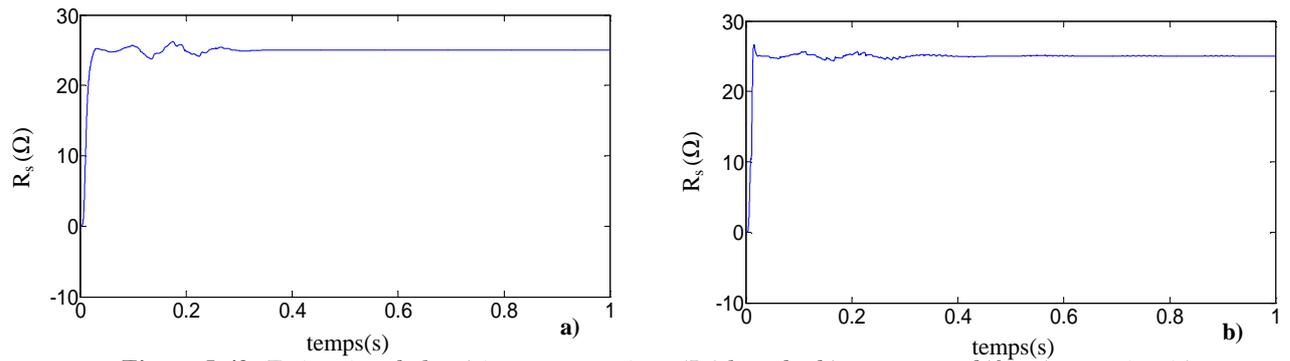


Figure 5.43: Estimation de la résistance statorique (R_s) lors du démarrage en défaut (court-circuit)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

On remarque que les résultats de simulation (figure 5.43), la résistance statorique au démarrage de la machine augmentent avec le défaut court-circuit (même valeur de la figure (5.42)).

• **Défaut d'excentricité mixte**

Les figures suivantes (5.44 et 5.45) présentent la résistance statorique observée de la machine asynchrone commandée par MG d'ordre deux en fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte de degré ($\epsilon_s = 20\%$, $\epsilon_d = 10\%$). Le défaut est introduit:

- à l'instant $t=1s$, où la machine est en charge (figure 5.44);
- au démarrage en charge de la machine (figure 5.45).

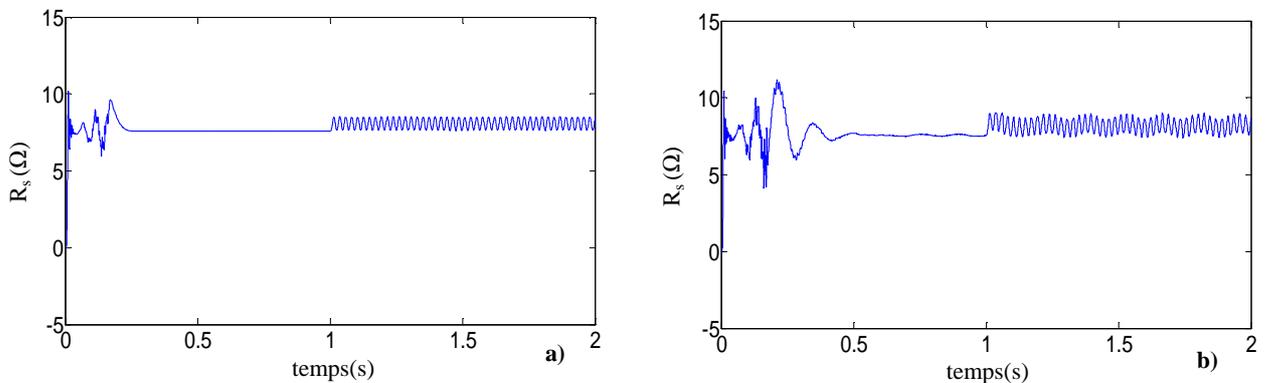


Figure 5.44: Estimation de la résistance statorique (R_s) (a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

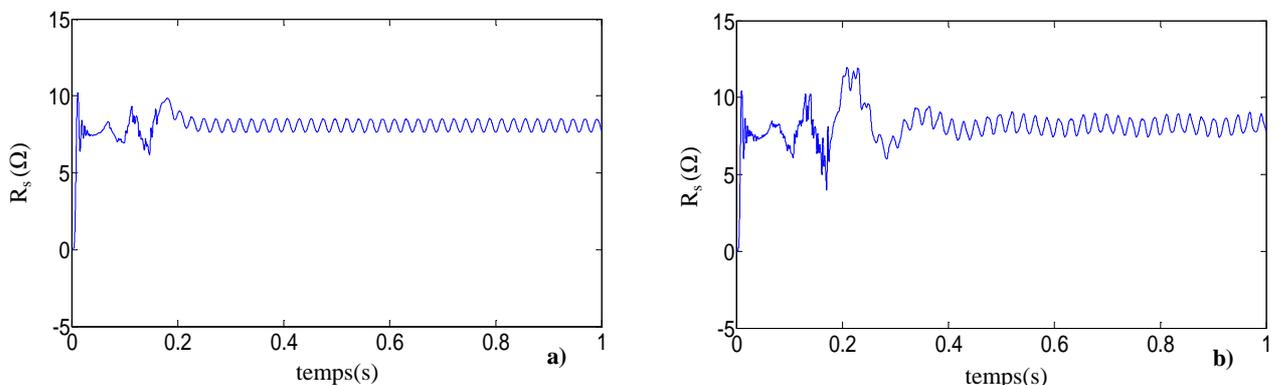


Figure 5.45: Estimation de la résistance statorique (R_s) lors du démarrage en défaut (excentricité mixte)
(a): observateur adaptatif (b): observateur à MG

D'après les figures 5.44 et 5.45, on constate que:

- après une période de convergence, la résistance observée converge vers la même résistance;
- au moment du défaut, une légère oscillation autour de cette valeur est observée;
- l'action du défaut se traduit par des oscillations au niveau de la résistance estimée.

L'avantage, l'utilisation de l'estimation paramétrique offre au bon signe pour la détection du défaut.

V.10 Conclusion

Dans ce chapitre, des procédures de détection et de localisation des défauts sont présentées pour la machine asynchrone. Elle est basée sur l'estimation paramétrique (filtre de kalman étendu, adaptatif et à MG) et sur l'utilisation de la méthode des générations des résidus, les résultats de simulation de l'estimation paramétrique obtenus par les observateurs utilisés, dans le cas sain et en présence des défauts, donnent une image réaliste du déséquilibre présent dans la machine.

Le principe fondamental des méthodes de génération des résidus à l'aide d'observateur est de reconstruire la sortie du système à partir des données accessibles sur le procédé puis comparer cette estimation à la valeur réelle de la sortie.

Les résultats des simulations montrent que les deux résidus générés (vitesse et courant), en absence de défauts, convergent vers zéro après une courte phase transitoire et décalent de zéro lors de l'occurrence d'un défaut, cependant, cette méthode de diagnostic des machines électriques est insuffisante pour localiser le défaut. Ce qui prouve que les observateurs donnent une bonne estimation d'états et une bonne détection des défauts.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les machines asynchrone à cage d'écureuil. L'étude est focalisé sur les moteurs à cage en raison que ces moteurs sont les plus réponsus dans le monde industriel, ainsi que le fait que la structure multi - enroulements du rotor.

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis par la recherche sur le diagnostic des machines asynchrones. Mais la complexité des systèmes mis en jeu et le besoin d'une maintenance préventive nécessitent aujourd'hui un travail préalable de modélisation et de simulation ainsi qu'une détection précoce du défaut. C'est dans cet esprit que nous avons entrepris notre travail, qui a porté sur la modélisation en vue de la simulation des défauts de la machine et la réalisation de nouveaux outils pour leur détection. Les ruptures de barres, l'excentricité mixte et court-circuit sur les phases statorique ont été le centre de notre intérêt dans ce présent travail.

Les techniques et autres outils de diagnostic étant très nombreux, nous les avons classés en deux approches: une approche signale basée sur le traitement de signal des grandeurs mesurables, à savoir le courant et la vitesse et l'autre approche basée sur les modèles des systèmes. On a testé les résultats obtenus par l'application de transformation de Fourier rapide (FFT), l'ondelette discrète (TOD) et les techniques à base des observateurs.

✓ Dans le premier chapitre, nous avons établi un état de l'art des défauts dans la machine asynchrone où nous soulignons différentes méthodes et techniques de détection des divers défauts.

✓ Dans le deuxième chapitre et afin de représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons établit un modèle mathématique multi-enroulement pour la cage rotorique, puis une transformation du modèle multi-enroulements au modèle biphasé, pour la faciliter l'étude de la machine en boucle fermée.

Une simulation des performances de la machine est effectuée (la vitesse de rotation, le couple, le courant statorique) à l'état sain puis avec défaut (ruptures de barres, excentricité mixte et court-circuit).

Les résultats obtenus ont montrés l'influence des défauts sur la vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures.

Les résultats montrent les performances des deux techniques d'analyse du défaut et cela par l'apparition des dans le spectre du courant statorique et de la vitesse de rotation sur FFT et l'apparition d'oscillation sur les courbes des détails à haut niveau sur les ondelettes qui proposent

une analyse très fine des signaux et permet de détecter la non-stationnarité dans les signaux où cette particularité est non disponible dans les techniques classiques comme FFT.

✓ Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone moyennant un réglage classique (régulateur PI de la vitesse), nous remarquons également que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors de variation des grandes variations des amplitudes (changement de consigne, application de couple résistant).

✓ Après dans le quatrième chapitre, nous avons utilisé la commande par mode de glissant d'ordre un et deux et sa théorie, nous avons vu que cette technique est plus robuste. La technique de commande par mode glissement nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à d'autres commandes au niveau de la vitesse, notamment au test de robustesse lors des cassures des barres rotoriques, excentricité mixte et court-circuit.

Au niveau de la commande par mode glissement, la variation des paramètres de la machine n'affecte pas les performances de la commande.

La commande classique des systèmes en mode glissant d'ordre un présente en général, l'inconvénient majeur du phénomène de chattering. Pour les atténuer, des solutions ont été proposées en remplaçant le terme discontinu (fonction signe) par une fonction continue (saturation, intégrale etc ...). L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations, l'algorithme twisting du mode glissant d'ordre deux pour assurer la convergence de la surface vers l'origine en un temps fini.

Nous avons montré que la commande par twisting est plus simple à implanter, en effet elle donne un bon résultat presque l'annulation du chattering.

Les résultats obtenus montrent que la FFT peut indiquer la présence du défaut. Les résultats obtenus aussi par l'analyse du courant statorique par l'ondelette sont acceptables et motivants surtout en régime variable (régime non stationnaire).

✓ Le dernier chapitre porte sur le diagnostic de la machine asynchrone par la technique des observateurs qui sont généralement utilisés pour la commande d'un système. Ils peuvent aussi servir au diagnostic de défaut. Dans ce cas, les signaux estimés fournis par l'observateur serviront non seulement au diagnostic de défauts, mais aussi à la commande du système. L'objectif du diagnostic par observateurs est donc double. L'observateur doit permettre de détecter les défauts tout en étant robuste pour la commande.

En résumé, nous constatons que ces observateurs donnent une bonne estimation d'états et une bonne détection des défauts.

✓ Enfin, pour l'amélioration du modeste travail, on propose quelques perspectives qui sont traduites par:

- implémentation pratique sur la carte électronique Dspace;
- amélioration sur la commande par mode glissant;
- autres types d'observateurs pour le diagnostic: back stepping, mode glissant ordre 2;
- autres méthodes de diagnostic: logique floue, réseaux de neurones;
- utilisation des onduleurs multi-niveaux.
- diagnostic des défauts dans les machines asynchrone à cage d'écureuil, si la machine travaillant avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale (même pour les basses vitesses).

Annexes

Annexe A

Spécification des paramètres

A.1 Paramètres de la machine

Paramètres du moteur utilisé:

P_n	puissance nominale	1.1 kW
V	tension nominale de ligne	220 V
I	Courant nominal	4.6 A
f_s	fréquence d'alimentation	50Hz
p	nombre de paire de pole	1
R	diamètre moyen à l'entrefer	35.76 mm
l	Longueur	65 mm
e_0	épaisseur d'entrefer	0.2 mm
N_r	nombre de barres	16
N_s	nombre de spire par phase	160
R_s	résistance d'une phase statorique	7.58 Ω
R_r	résistance d'une barre rotorique	150 $\mu\Omega$
R_e	résistance d'une portion d'anneau	150 $\mu\Omega$
L_e	inductance de fuite d'anneau de court-circuit	0.1 μH
L_b	inductance de fuite d'une barre rotorique	0.1 μH
L_{fs}	inductance de fuite statorique	26.5 mH
K_0	coefficient de frottement	0
J	moment d'inertie	5.4 10^{-3} kgm ²

.....
 $\alpha = 0.01, G_1 = 5, G_2 = 2, q_1 = q_2 = 100, k_g = 1.05$

$Q = \text{diag}[10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-10} \quad 10^{-16} \quad 10^{-16} \quad 10^{-16}], R_k = \text{diag}[10^{-3} \quad 10^{-3}]$

Annexe B

Techniques de traitement de signal utilisées dans le diagnostic

B.1 Transformée de Fourier rapide (FFT)

Mathématiquement, la transformée de Fourier (TF) est définie comme un produit scalaire. Considérons le signal $X(t)$ à temps continu. Si X est à énergie finie, sa transformée de Fourier à la fréquence f est la suivante:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)e^{-2\pi ift} dt$$

avec:

i : imaginaire pur unitaire.

Sa transformée de Fourier discrète de N points avec une période d'échantillonnage T est donnée par:

$$X(m) = \sum_{k'=0}^{k'=N-1} X(k')e^{-i\frac{2\pi mk'}{N}} \quad \text{pour } 0 \leq m < N$$

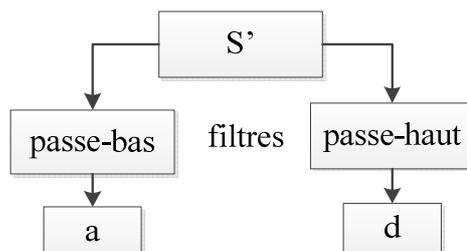
La transformée de Fourier rapide (FFT) est un algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier discrète. L'algorithme de base de cette transformée utilise un nombre de points N égal à une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain en temps de calcul, par rapport à un calcul avec la transformée de Fourier discrète, de $\frac{N}{\log_2(N)}$.

B.2 Transformée en ondelette discrète (TOD)

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète dyadique toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^n$ (n : entier naturel). Il est clair que la transformée en ondelettes discrète est pratique en implémentation sur tout système numérique (PC, DSP, CARTE à μP ...).

Il est à noter que la transformée en ondelette continue TOC est aussi implantable sur les systèmes digitaux avec un lourd calcul provenant de la nature continue du facteur d'échelle et de la dilatation (Toutes les valeurs sont possibles).

La transformation en ondelettes peut aussi être considérée comme un processus de décomposition du signal en approximations et en détails. Le signal d'origine $S'(t)$, traverse deux filtres complémentaires, passe-haut et passe-bas, et émerge en tant que deux signaux respectivement le signal d'approximations (a) et le signal de détails (d) comme le montre la figure suivante:



Dans l'analyse d'ondelette, on parle seulement des approximations et détails.

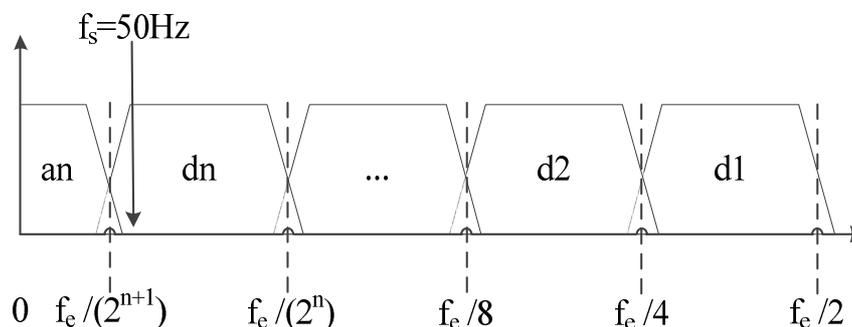
- approximation: est la partie grande échelle, basse-fréquence du signal.
- détail: est la partie petit-échelle, haute-fréquence du signal.

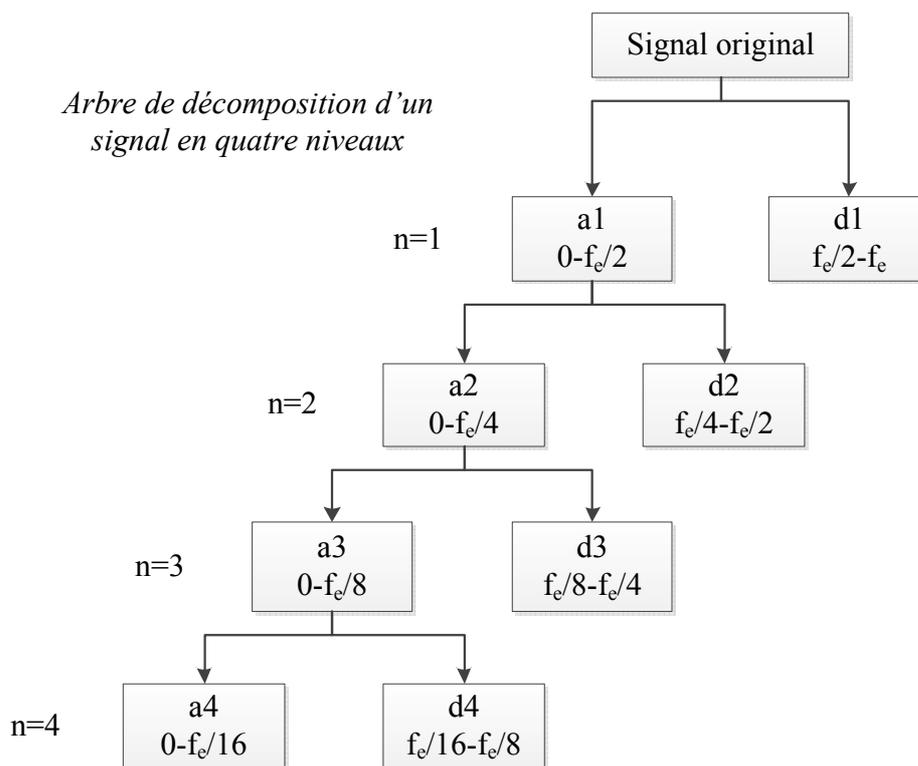
Décomposition simple

Comme on a dit précédemment le signal S' , est divisé en deux signaux mais, actuellement pour faire cette opération dans un signal réelle, on trouve deux signaux de même taille que le signal original.

Décomposition multi niveaux

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal S' en plusieurs niveaux comme illustré sur les figures suivantes:





Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, dans la théorie il peut être continué indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie.

Le signal S' ($S' = (S'_1, S'_2, \dots, S'_n)$) est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolution. Les premiers coefficients de décomposition sont a_1 et d_1 , où a_1 est la version approximative du signal original S' et d_1 est la représentation détaillée du signal original S' .

Les coefficients a_n et d_n sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stockée l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités.

Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée:

$$f(d_n) \in [2^{-(n+1)} f_c, 2^{-n} f_c]$$

$$f(a_n) \in [0, 2^{-n} f_c]$$

avec:

n: entier naturel,

d_l : ($l \in [1, n]$),

f_c : fréquence d'échantillonnage.

Annexe C

Observabilité de la machine asynchrone

Considérons le modèle de la machine asynchrone:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_{sc}} I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ 0 & j \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{sc}} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

C.1 Etude de l'observabilité du moteur asynchrone pour le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul, l'étude de l'observabilité du moteur sera simplifiée.

Le calcul de la matrice d'observabilité en notation complexe donne:

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{R_t}{\sigma L_{sc}} I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega \end{bmatrix}$$

Le déterminant de la matrice d'observabilité O est:

$$\det(O) = \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} I - j \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \omega$$

Le carré du déterminant de la matrice d'observabilité complexe donne le déterminant de la matrice d'observabilité O.

$$\det(O) = |\det(O)|^2 = \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc} T_r} \right)^2 + \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \right)^2 \omega^2$$

Ce résultat signifie théoriquement que quelque soit la vitesse mécanique, le système est observable même pour la vitesse nulle.

C.2 Etude de l'observabilité du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire

Pour l'étude de l'observabilité du moteur asynchrone dans le cas non-linéaire, on va considérer le modèle du moteur asynchrone dans le repère α, β , en considérant le couple de charge non comme une entrée, mais comme une variable d'état.

soit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases}$$

$$\text{avec: } x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6]^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \Phi_{\alpha r} \quad \Phi_{\beta r} \quad \omega \quad C_r]$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\lambda_1 \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 \\ -\lambda_1 \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 \\ \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{k_0}{J} x_5 - \frac{x_6}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et:

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Ceci étant une forme très générale du modèle d'un système non-linéaire. Pour tester l'observabilité au sens du rang, on définit:

$$P_j(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_3 \end{bmatrix}$$

$$\text{Dont le Jacobien est: } J(x) = \frac{\partial(P_j(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix}$$

avec:

$$j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$j_{21} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot x_5 \\ -\eta x_4 & \eta x_3 & \eta x_2 \end{bmatrix}, j_{22} = \begin{bmatrix} \Gamma x_5 & \Gamma x_5 & 0 \\ \frac{\Gamma}{T_r} & -\Gamma x_5 & 0 \\ -\eta x_1 & -\frac{k_0}{J} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{On retrouve: } \det(J(x)) = -\frac{\Gamma^2}{J} \left(\frac{1}{T_r^2} + (x_5)^2 \right)$$

Le rang de la matrice $J(x)$ est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable. En effet, l'observabilité de la machine asynchrone pose problème quand la commande de celle-ci est sans capteur mécanique, lorsque la vitesse est mesurée, il n'y a pas de difficulté théorique à établir l'observabilité des grandeurs électriques (flux et courant).

Annexe D

Les Régulateurs

D.1 Régulateurs PI

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type (PI)

D.1.1 Calcul du régulateur de courant statorique i_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par

$$F = k_p \cdot \frac{P + z_i}{P} \cdot \frac{1/\sigma L_{sc}}{P + \frac{R_s}{\sigma L_{sc}}}$$

avec:

$$z_i = \frac{k_i}{k_p}$$

où:

P: opérateur de Laplace.

Compensons le pôle $(P + z_i)$ par $(P + \frac{R_s}{\sigma L_{sc}})$, la fonction de transfert en boucle ouvert devient:

$$F = \frac{k_p}{\sigma L_{sc} P}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) est donnée par:

$$G = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{k_p} P} = \frac{1}{1 + \tau P}$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau = \frac{\sigma L_{sc}}{k_p}$

Donc:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma L_{sc}}{\tau} \\ k_i = \frac{R_s}{\tau} \end{cases}$$

D.1.2 Calcul du régulateur de courant statorique i_{qs}

On remarque que le courant i_{qs} à la même dynamique que le courant i_{ds} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment.

alors:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma L_{sc}}{\tau} \\ k_i = \frac{R_s}{\tau} \end{cases}$$

D.1.3 Calcul du régulateur de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{k_p \cdot P + k_i}{P(J \cdot P + K_0)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit:

$$G = \frac{k_p \cdot P + k_i}{J \cdot P^2 + (k_p + K_0)P + k_i}$$

En trouve :

$$G = \frac{1 + \tau P}{\frac{J}{k_i} P^2 + \left(\frac{K_0}{k_i} + \tau \right) P + 1}$$

avec: $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique:

$$G^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot P + 1}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, donc par comparaison on obtient alors:

$$\begin{cases} k_i = J \cdot \omega_n^2 \\ k_p = 2 \cdot J \cdot \omega_n - K_0 \end{cases}$$

D.2 Détermination de la matrice de gains L

La détermination de la matrice L utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de L en comparant l'équation caractéristique de l'observateur $\det(\mathbf{PI} - \mathbf{A} + \mathbf{LC} = 0)$ avec celle que l'on souhaite imposer. En développant les différentes matrices A, L et C on obtient l'équation suivante:

$$P^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} + L' \right) P + \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} + L' \right) + \left(\frac{M}{T_r} - L'' \right) \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \right) \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right)$$

tel que:

$$\begin{cases} L' = g_{L1} I + g_{L2} j \\ L'' = g_{L3} I + g_{L4} j \end{cases}$$

La dynamique de l'observateur est définie selon l'équation suivante:

$$P^2 + k_g \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} \right) P + k_g^2 \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) + \left(\frac{M}{T_r} \right) \left(\frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \right) \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right)$$

Dont les racines sont proportionnelles aux pôles de la machine asynchrone; la constante de proportionnalité k_g est au moins égale à l'unité ($k_g \geq 1$). L'identification des expressions précédentes donne:

$$L' = (k_g - 1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} \right)$$

$$L'' = (k_g - 1) \left(\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \frac{\sigma L_{sc} M}{L_{rc}} - \frac{M}{T_r} \right) (k_g - 1) - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \frac{\sigma L_{sc} M}{L_{rc}} + j\hat{\omega} \frac{\sigma L_{sc} M}{L_{rc}}$$

Pour avoir les coefficients de la matrice de gain de l'observateur on obtient (après identification):

$$L = \begin{bmatrix} g_{L1} & g_{L2} & g_{L3} & g_{L4} \\ -g_{L2} & g_{L1} & -g_{L4} & g_{L3} \end{bmatrix}^T$$

où:

$$g_{L1} = (k_g - 1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_{sc}} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right);$$

$$g_{L2} = (k_g - 1) \hat{\omega};$$

$$g_{L3} = \left(\frac{1 - k_g^2}{a_{33}} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{a_{33}}{T_r} \right) + \left(\frac{k_g - 1}{a_{33}} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right);$$

$$g_{L4} = \frac{(k_g - 1)}{a_{33}} \hat{\omega}.$$

$$\text{avec: } \sigma = 1 - \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{sc} \cdot L_{rc}}, a_{33} = -\frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot \sigma L_{sc} \cdot L_{rc}}$$

D.3 Valeurs propres

D.3.1 valeurs propres de L'_a

Les valeurs propres μ_1, μ_2 relatives à la matrice L'_a sont solutions de l'équation caractéristique $p(\mu) = 0$

$$p(\mu) = \det(\mu I - L'_a) = \det \begin{bmatrix} (\mu - L_{a2})I & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} I \\ -L_{a4} I & (\mu - 1)I \end{bmatrix}$$

$$p(\mu) = (\mu - L_{a2}) \begin{bmatrix} (\mu - L_{a2}) & 0 & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ 0 & (\mu - 1) & 0 \\ -L_{a4} & 0 & (\mu - 1) \end{bmatrix} + \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \begin{bmatrix} 0 & (\mu - L_{a2}) & \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \\ -L_{a4} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{a4} & (\mu - 1) \end{bmatrix}$$

$$p(\mu) = (\mu - L_{a2})(\mu - 1)((\mu - L_{a2})(\mu - 1) + L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}) + \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} L_{a4} ((\mu - L_{a2})(\mu - 1) + L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}})$$

$$p(\mu) = ((\mu - L_{a2})(\mu - 1) + L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}})^2$$

$$p(\mu) = (\mu^2 - (1 + L_{a2})\mu + L_{a2} + L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}})^2$$

Le discriminant de l'équation caractéristique est:

$$\Delta = (1 - L_{a2})^2 - 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}$$

Pour obtenir $\Delta > 0$ il faut que $(1 - L_{a2})^2 > 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}} \Rightarrow (1 - L_{a2})^2 \frac{\sigma L_{sc} L_{rc}}{4M} > L_{a4}$ avec $L_{a2} > 1$

Les valeurs propres sont alors:

$$\begin{cases} \mu_1 = \frac{(1 + L_{a2}) + \sqrt{(1 - L_{a2})^2 - 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}}}{2} \\ \mu_2 = \frac{(1 + L_{a2}) - \sqrt{(1 - L_{a2})^2 - 4L_{a4} \frac{M}{\sigma L_{sc} L_{rc}}}}{2} \end{cases}$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **G. Houdouin**, "*Contribution a la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques*", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2004.
- [2] **M. Imeryuz, A. F. Mergen, O. Ustun**, "*A method to analyze asynchronous machines with broken rotor bars*", Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2010 IEEE SPEEDAM.
- [3] **O. V. Thorsen, M. Dalva**, "*A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals and oil refineries*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, N° 5, pp. 1186-1196, Septembre-Octobre 1995.
- [4] **Motor Reliability Working Group**, "*Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I and II*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, N° 4, pp. 853- 872, Juillet-Août 1985.
- [5] **A. Edpuganti, A. K. Rathore**, "*Optimal low-switching frequency pulse width Modulation of medium voltage seven-level cascade-5/3H inverter*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, N° 1, pp. 496-503, 2014.
- [6] **S. Solvar, V. Le, M. Ghanes, J-P. Barbot, G. Santomenna**, "*Observateur à mode glissant d'ordre 2 pour la machine asynchrone sans capteur mécanique*", Communication dans un congrès CIFA, Nancy France, Jun 2010.
- [7] **V. Utkin, H. Lee**, "*Chattering problem in sliding modes control systems*", Proceedings of the International Workshop on Variable Structure Systems, Alghero Italy, IEEE 2007.
- [8] **H. Benderradji**, "*Contribution à la commande robuste de la machine à induction*", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [9] **Z. Zhang, J. Zhu, R. Tang, B. Bai, H. Zhang**, "*Second order sliding mode control of flux and torque for induction motor*", Proceedings of the Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Asia-Pacific, IEEE 2010.
- [10] **D. F. Howard, T. G. Habetler, R. G. Harley**, "*Experimental study on the short-circuit contribution of induction machines*", Proceedings of the Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), IEEE 2013.
- [11] **S. Nandi, H. A. Toliyat**, "*Novel frequency-domain based technique to detect stator inter turn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N° 1, pp. 101-109, 2002.

- [12] **K. N. Gyftakis, D. V. Spyropoulos, E. D. Mitronikas**, "A novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 28, N° 2, pp. 267-277, June 2013.
- [13] **S. S. Refaat, H. Abu-Rub, M. S. Saad, E. M. Aboul-Zahab, A. Iqbal**, "ANN-based for detection, diagnosis the bearing fault for three phase induction motors using current signal", *Proceedings of the International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, IEEE 2013.
- [14] **A. Ghoggal, S. E. Zouzou, M. Sahraoui, H. Derghal, A. Hadri-Hamida**, "A Winding Function-Based Model of Airgap Eccentricity in Saturated Induction Motors", *Proceedings of the XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE 2012.
- [15] **D. Hyun, S. Lee, J. Hong, S. B. Lee, S. Nandi**, "Detection of Airgap Eccentricity for Induction Motors Using the Single- Phase Rotation Test", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 27, N° 3, pp. 689-696, SEPTEMBER 2012.
- [16] **A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, G. A. Capolino**, "Advances in diagnostics techniques for induction machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 55, N° 12, pp. 4109–4125, December 2008.
- [17] **E. Schaeffer**, "*Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils Paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts*", thèse de doctorat, université de Nantes 1999.
- [18] **A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, A. Rezzoug**, "Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines through Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 58, N° 9, pp. 4385-4395, Novembre 2010.
- [19] **T. Boumegoura**, "*Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic*", thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, Mars 2001.
- [20] **B. Larroque**, "*Observateurs de systèmes linéaires: application à la détection et localisation de fautes*", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2008.
- [21] **O. Ondel**, "*Diagnostic par reconnaissance des formes: application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone*", thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- [22] **M. Y. Kaikaa**, "*Modelisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniforme de l'entrefer. Application au diagnostic*", thèse de doctorat, université de Constantine, 2010.

- [23] **M. Basseville, M-O. Cordier**, "*Surveillance et diagnostic de systèmes dynamiques: approche complémentaire du traitement de signal et de l'intelligence artificielle*", Rapport INRIA, N°2861, 1996.
- [24] **M. R. Zemouri**, "*Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e maintenance*", thèse de doctorat, université de Franche-Comté, 2003.
- [25] **S. Dash, V. Venkatasubramanian**, "*Challenges in the industrial applications of fault diagnostic systems*", Proceedings of the Conference on Process Systems Engineering Computing & Chemical Engineering, Keystone, Colorado, 2000.
- [26] **G. K. Singh, S. AlKazzaz**, "*Induction machine drive condition monitoring and diagnostic Research-a survey*", Elsevier, Electric Power Systems Research, Vol. 64, N° 2, pp. 145-158, 2003.
- [27] **A. Lebaroud**, "*Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables*", thèse de doctorat, université de Constantine, 2006.
- [28] **M. G. Meleró, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas, J. Solares**, "*Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors*", European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Suisse, 1999.
- [29] **R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, F. Chappuis**, "*A decision system to detect failures in induction motors*", Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, IEEE 2002.
- [30] **H. Razik**, "*Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose*", Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference, IEEE 2003.
- [31] **Q. F. Lu, E. Ritchie, Z. T. Cao**, "*Experimental Study of MCSA to Detect Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults on Cage Induction Motors*", Proceedings of the ICEM, 2004.
- [32] **G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, D. Hoeweler**, "*A new approach to on-line turn fault detection in AC motors*", Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, Conference Record of the 1996 IEEE Vol. 1, pp. 687-693, 6-10 October 1996.
- [33] **H. Razik**, "*Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance, état de l'art*", La revue 3EI N° 29, pages 48-52. Juin 2002.

- [34] **A. Ibrahim, M. El Badaoui, F. Guillet, F. Bonnardot**, "A New Bearing Fault Detection Method in Induction Machines Based on Instantaneous Power Factor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N°12, pp.4252-4259, December 2008.
- [35] **G. Didier**, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", thèse doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2004.
- [36] **A. Siddique, G.S.Yadava, B. Singh**, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: Review", Proceedings of the 4th International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Machines power electronics and drives (IEEE SDEMPED), Atlanta, GA, USA august 2003.
- [37] **M. Sahraoui**, "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", thèse de doctorat, université de Biskra, Décembre, 2010.
- [38] **S-E. Petropol**, "Ondelettes et diagnostic: application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes", thèse de doctorat, Institut National Poly Technique de Grenoble, 2001.
- [39] **P. M. Frank**, "Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Analytical and Knowledge Based Redundancy – A survey and New Results", Elsevier, Automatica, Vol. 26, N° 3, pp. 459-474, 1990.
- [40] **J. Gertler**, "Fault detection and isolation using parity relations", Elsevier, Control Engineering Practice, Vol. 5, N° 5, pp. 653–661, 1997.
- [41] **R. Isermann**, "Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing - tutorial paper", Elsevier, Automatica, Vol. 29, N° 4, pp. 815–835, 1993.
- [42] **R. Duda, P. Hart, D. Stork**, "Pattern classification", Willey Interscience, Second Edition, USA, 2001.
- [43] **R. Casimir**, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes", thèse de doctorat, Ecole doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, Décembre 2003.
- [44] **A. Menacer**, "Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste: robustesse vis-à-vis de défauts", thèse de doctorat, université de Batna, Decembre 2007.
- [45] **A. Aicha**, "Contribution à l'étude et Au Diagnostic de la Machine Asynchrone", thèse de doctorat, université Henri, Nancy, Mars 2002.

- [46] **R. Kechida, A. Menacer, A. Benakcha**, "*Fault detection of broken rotor bars using stator current spectrum for the direct torque control induction motor*", World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 4, pp. 990-995, 2010.
- [47] **L. Baghli**, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique*", thèse doctorat, Nancy France, 1999.
- [48] **H. Talhaoui, A. Menacer, R. Kechida**, "*Rotor Fault Detection in sliding Mode Control Induction Motor Using FFT and Discrete Wavelet Transform*", Proceedings of the 7th International Conference on Electrical Engineering CEE'12, Batna, ALGERIE, October 2012.
- [49] **K. M. Siddiqui, V. K. Giri**, "*Broken Rotor Bar Fault Detection in Induction Motors Using Wavelet Transform*", Proceedings of the International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies, IEEE 2012.
- [50] **Y. Gritli, C. Rossi, L. Zarri, F. Filippetti, A. Chatti, D. Casadei**, "*Double Frequency Sliding and Wavelet Analysis for Rotor Fault Diagnosis in Induction Motors under Time-Varying Operating Condition*", Proceedings of the International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), IEEE 2011.
- [51] **H. Keskes, A. Braham, Z. Lachiri**, "*On the use of Stationary Wavelet Packet Transform and Multiclass Wavelet SVM for Broken Rotor Bar detection*", Proceedings of the 38th Annual Conference on Industrial Electronics Society IECON, IEEE 2012.
- [52] **M. M. Ibrahim, H. J. Nekad**, "*Broken Bar Fault Detection Based on the Discrete Wavelet Transform and Artificial Neural Network*", Asian Transactions on Engineering, Vol. 3, N° 2, pp. 1-6, May 2013.
- [53] **R. Kechida, A. Menacer, H. Talhaoui**, "*Approach Signal for Rotor Fault Detection in Induction Motors*", springer, Journal of Failure Analysis and Prevention. Vol. 13, N° 3, pp 346-352, June 2013.
- [54] **R. N. Andriamalala**, "*Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone. application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques*", thèse de doctorat, université Henri Poincare, Nancy I, 2009.
- [55] **S. Nandi, T. C. Ilamparithi, S. B. Lee, D. Hyun**, "*Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N° 5, pp 1673-1683, May 2011.

- [56] **J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat**, "*Dynamic analysis of mixed eccentricity signatures at various operating points and scrutiny of related indices for induction motors*", IET Electric Power Applications, Vol. 4, N° 1, pp. 1–16, 2010.
- [57] **D. G. Dorrell, W. T. Thomson, S. Roach**, "*Analysis of Air gap Flux, Current, and Vibration Signal as Function of the Combination of Static and Dynamic Airgap Eccentricity in 3-Phases Induction Motor*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, N° 1, pp. 24–34, 1997.
- [58] **S. BACHIR**, "*Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*", Thèse de Doctorat, université de Poitiers, Décembre 2002.
- [59] **S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou**, "*Diagnostic en ligne des défauts statoriques sur la machine asynchrone*", Colloque GEVIQ'2002 – Marseille 12&13 Juin 2002.
- [60] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Edition TECHNIP, 1995.
- [61] **A. Faidallah**, "*Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones*", thèse de doctorat, université de l'INP de Lorraine, 1995.
- [62] **G. O. Garcia, R. M. Stephan, E. H. Watanabe**, "*Comparing the indirect field oriented control with a scalar method*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, N°2, pp. 201-207, April 1994.
- [63] **W. S. Abu-Elhaija, V. Ghorbanian, J. Faiz, B. M. Ebrahimi**, "*Impact of Closed-loop Control on Behavior of Inverter-fed Induction Motors with Rotor Broken-Bars Fault*", Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, Bengaluru, India, December 16-19, 2012, IEEE, 2012.
- [64] **H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida**, "*Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless Vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis*", Elsevier, ISA Transactions, Vol. 53, N° 5, pp. 1639–1649, 2014.
- [65] **P. A. Bellini, C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni**, "*Torque and Field Currents Peculiarities under Different Induction Machine Troubles*", Proceedings of the International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Cracow, IEEE 2007.
- [66] **T. Benmiloud**, "*Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques*", thèse de doctorat, université d'Oran, 2012.

- [67] **I. AL-ROUH**, "*Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone*", thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [68] **M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, M. Boussak**, "*A Luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive*", International Journal of Computer Science (IJCSI), Vol. 8, N° 6, pp. 116–125, November 2011.
- [69] **S. Chaouch**, "*Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse*", thèse de doctorat, université de Batna, 2005.
- [70] **F. Benchabane, A. Titaouine, O. Bennis, K. Yahia, D. Taibi**, "*Sensorless fuzzy sliding mode control for permanent magnet synchronous motor fed by AC/DC/AC converter*", Vol. 3, N° 3, pp. 221-229, 2012.
- [71] **A. Hadri-Hamida, A. Allag, M. Y. Hammoudi, S. M. Mimoune, S. Zerouali, M. Y. Ayad, M. Becherif, E. Miliani, A. Miraoui** "*A nonlinear adaptive backstepping approach applied to a three phase PWM AC–DC converter feeding induction heating*", Elsevier, Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol. 14, N° 4, pp. 1515-1525, 2009.
- [72] **P. Lopez, A. S Nouri**, "*Théorie Élémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissant*", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.
- [73] **G. GRELLET, G .CLERC**, "*Actionneurs électrique, principes, modèles, commande*", Editions Eyrolles-2000.
- [74] **V. I. Utkin**, "*Sliding mode in control and optimization*", Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [75] **J. A. Burton, A. S. I. Zinober**, "*Continuous approximation of variable structure control*", Taylor & Francis, International Journal of Systems Science, Vol. 17, N° 6, pp. 875-885, 1986.
- [76] **H. Buhler**, "*Réglage par mode de glissement*", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [77] **V. I. Utkin**, "*Sliding mode control design principles and application to electric drives*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 1, pp 23-36, 1993.
- [78] **H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah, A. R. Patel**, "*Controller Design via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey*", Proceedings of the International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), IEEE 2014.

- [79] **N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi**, "*Sliding mode control of an asynchronous motor drive*", Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEEE 1998.
- [80] **A. Benchaib**, "*Application de mode de glissement par la commande en temps réel de la machine asynchrone*", thèse de doctorat, université de Picardie Jules Vernes, 1998.
- [81] **V. I. Utkin**, "*Variable structure systems with sliding modes*", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, N° 2, pp. 212 - 222, April 1977.
- [82] **M. Laribi, M. S. Ait Cheikh, C. Larbes, N. Essounbouli, A. Hamzaoui**, "*A sliding mode and synergetic control approaches applied to induction motor*" Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), IEEE 2013.
- [83] **A. Meroufel**, "*Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI*", Proceedings of the Conférence on electrical engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.
- [84] **B. Belabbes**, "*Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents*", Proceedings of the Conférence on Electrical Engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.
- [85] **T. Zaharieva**, "*Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position*", thèse de doctorat, université de L'INSA de Toulouse, 1998.
- [86] **V. Bregeault**, "*Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants*", thèse de doctorat, Ecole centrale de nantes, 2010.
- [87] **H. benderradji**, "*Contribution a la commande robuste de la machine a induction*", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [88] **K. Khan, S. Spurgeon, A. Levant**, "*Simple output feedback 2-Sliding controller systems of relative degree two*", Proceedings of the European Control Conference, ECC03, Cambridge, 2003.
- [89] **A. Levant**, "*Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control*", International Journal of Control, Vol. 58, N° 6, pp.1247-1263, 1993.
- [90] **H. Bühler**, "*Réglage par mode de glissement*", traité d'électricité, 1ère édition, presses, 1991.
- [91] **A. Levant**, "*Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control*", International Journal of Control, Vol 58, N° 6, pp. 1247-1263, 1993.

- [92] **H. Talhaoui, A. Menacer, R. Kechida**, "*Mixed Eccentricity Fault Diagnostic in sliding Mode Control Induction Motor Using FFT and DWT Technique*", Proceedings of the Third International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing Batna, ALGERIE, 2014.
- [93] **D. T. H. Tham, D. H. Nghia**, "*Sliding mode control of induction motor*", International Symposium on Electrical & Electronics Engineering 2007, HCM City, Vietnam, pp. 42-47, October 2007.
- [94] **G. Grellet, G. Clerc**, "*Actionneurs électrique, principes modèles commande*", Editions eyrolles, 2000.
- [95] **H. Benderradji, A. Benamor, L. Chrifi-Alaoui, P. Bussy, A. Makouf**, "*Second order sliding mode induction motor control with a new Lyapunov Approach*" Proceedings of the 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD), IEEE 2012.
- [96] **Z. Zhang, J. Zhu, R. Tang, B. Bai, H. Zhang**, "*Second Order Sliding Mode Control of Flux and Torque for Induction Motor*", Proceedings of the Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Asia-Pacific, IEEE 2010.
- [97] **M. A. Massoumnia**, "*A geometric approach to the synthesis of failure detection filters*", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 31, N° 9, pp. 836–846, 1986.
- [98] **M. A. Massoumnia, G. C. Verghese, A. S. Willsky**, "*Failure detection and identification*", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, N° 3, pp. 316–321, 1989.
- [99] **M. C. S. Alaoui**, "*Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur*", thèse de Doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Maroc, 2009.
- [100] **T. Yang**, "*Une contribution à l'observation et à l'estimation des systèmes linéaires*", thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2010.
- [101] **G. Grellet, G. Clerc**, "*Actionneurs électriques*", Editions Eyrolles, 1997.
- [102] **T. Kailath**, "*Linear Systems*", Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
- [103] **J. O'Reilly**, "*Observers for linear systems*", Richard Bellman, Mathematics in science and engineering (New York), 1983.
- [104] **D. Luenberger**, "*An introduction to observers*", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, N° 6, pp. 596-602, 1971.
- [105] **R. E. KALMAN**, "*A new approach to linear filtering*", Transactions of the ASME Journal of Basic Engineering. Vol. 82. Pp. 35-45, 1960.

- [106] **A. J. Fossard, D. Normand-Cyrot**, "*Systèmes non linéaires, Modélisation-Estimation*", Masson, 1993.
- [107] **G. Conte, C. H. Moog, A. M. Perdon**, "*Nonlinear Control Systems - An algebraic setting*", Springer, Verlag, 1999.
- [108] **A. M. Mohamed**, "*Observation et diagnostic de processus industriels a modele non lineaire applications aux machines électriques*", thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2010.
- [109] **G. Conte, C. H. Moog, A. M. Perdon**, "*Nonlinear Control Systems – An Algebraic Setting*", Springer, Verlag, London, 1999.
- [110] **M. Ghanes**, "*Observation et commande de la machine Asynchrone sans capteur mécanique*", thèse de doctorat. Ecole Centrale de Nantes. 2005.
- [111] **P. Borne, G. D. Tanguy, J. P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis**, "*Modélisation et identification des processus tome I*", Editions TECHNIP, 1992.
- [112] **K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, S. L. Ho**, "*Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N° 1, pp. 124-133, 2002.
- [113] **V. I. Utkin**, "*Sliding mode control design principles and application to electric drives*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 1, pp. 23-36, 1993.
- [114] **H. Talhaoui, A. Menacer, R. Kechida**, "*Rotor Resistance Estimation using EKF for the Rotor Fault Diagnosis in Sliding Mode Control Induction Motor*", Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, IEEE 2013.
- [115] **M. S. N. Saïd, M. E. H. Benbouzid, A. Benchaib**, "*Detection of Broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, N° 1, pp. 66-70, MARCH 2000.
- [116] **P. F. H. González, J. J. R. Rodriguez, I. C. T. Rodriguez**, "*Estimación de la resistencia del rotor usando una red neuronal artificial en el control vectorial indirecto del motor de inducción*", IEEE Latin America Transactions, Vol. 6, N° 2, pp. 176-183, 2008.
- [117] **F. Morand**, "*Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*", thèse de doctorat, École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.
- [118] **N. Ben Si Ali**, "*Contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur de fréquence*", thèse de doctorat, université Badji Mokhtar Annaba, 2002.

- [119] **G. C. Verghese, Seth R. Sanders**, "*Observer for Flux Estimation in Induction Machines*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 1, pp. 85-49, February 1988.
- [120] **A. Mansouri**, "*Contribution à la commande des systèmes non-linéaires, application aux robots et au moteur asynchrone*", thèse de doctorat d'état, université des Sciences et de Technologies d'Oran, Algérie, 2001.
- [121] **C. Djamila, M. Yahia, T. Ali**, "*Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Stator Resistance in Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motor Drives Using a Luenberger Observer*", International Journal of Computer Science, Vol. 9, N° 3, pp. 325-335, May 2012.
- [122] **M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, M. Boussak**, "*A Luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive*", International Journal of Computer Science, Vol. 8, N° 6, pp. 116-125, 2011.
- [123] **G. S. Guillermo**, "*Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement*", thèse de doctorat, université Paris XI, 1998.
- [124] **X. Roboam, J. C. Hapiot, B. de Fornel, C. Andrieux**, "*Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse*", Journal Physics, III France, Vol. 2, N° 3, pp. 439-453, 2011.
- [125] **K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, S. L. Ho**, "*Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter*", Proceeding of Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 1, pp. 243-248, 2000.
- [126] **K. E. Hemsas**, "*Développement d'un nouveau modèle de la machine asynchrone pour la commande et la surveillance*", thèse de doctorat, université Ferhat Abbas Sétif, 2005.

Contributions scientifiques

Publications, Conférences

Publications:

- [1] **H. Talhaoui**, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida, "*Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless Vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis*", Elsevier, ISA Transactions, Vol. 53, N° 5, pp. 1639–1649, 2014. **Facteur d'Impact lors de l'appariation: (ISI THOMSON): 2.256.**
- [2] R. Kechida, A. Menacer, **H. Talhaoui**, "*Approach Signal for Rotor Fault Detection in Induction Motors*", springer, Journal of Failure Analysis and Prevention, Vol. 13, N° 3, pp. 346-352, June 2013. **(SCOPUS indexed).**

Conférences:

- [1] **H. Talhaoui**, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida, "*Diagnosis of a Mixed Eccentricity fault in a Squirrel Cage Induction Motor Using FFT and DWT Transform*", **Proceedings** of the First International Conference on Electrical Engineering ICEEB'14 Biskra, Algeria, December 07-08, 2014.
- [2] R. Kechida, A. Menacer, **H. Talhaoui**, "*Fourier Transform for Broken Rotor Bars Fault Detection in Induction Motors Simulation and Experimentally Study*", **Proceedings** of the First International Conference on Electrical Engineering ICEEB'14 Biskra, Algeria, December 07-08, 2014.
- [3] **H. Talhaoui**, A. Menacer, R. Kechida, "*Mixed Eccentricity Fault Diagnostic in sliding Mode Control Induction Motor Using FFT and DWT Technique*", **Proceedings** of the Third International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing Batna, Algeria, 2014.
- [4] **H. Talhaoui**, A. Menacer, R. Kechida, "*Rotor Resistance Estimation using EKF for the Rotor Fault Diagnosis in Sliding Mode Control Induction Motor*", **Proceedings** of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, IEEE 2013, **(Proceedings IEEE).**
- [5] **H. Talhaoui**, A. Menacer, R. Kechida, "*Rotor Fault Detection in sliding Mode Control Induction Motor Using FFT and Discrete Wavelet Transform*", **Proceedings** of the 7th International Conference on Electrical Engineering CEE'12, Batna, Algeria, October 2012.
- [6] R. Kechida, A. Menacer, **H. Talhaoui**, "*Application of Fourier and Discrete Wavelet Transform for Detection of Stator and Rotor Faults in Induction Motors*", **Proceedings** of the 7th International Conference on Electrical Engineering CEE'12, Batna, Algeria, October 2012.