

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

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



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

Thèse en Cotutelle présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat LMD en : Génie Electrique
Option : Commande des Systèmes Electriques

Thèse préparée au Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB), Université de Biskra, Algérie
et Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, France

**Commande Tolérante aux Défauts d'un
Entrainement Electrique à Courant Alternatif
(MAS et MSAP)**

Présenté par:

AZZOUG Younes

Soutenue publiquement le 11/01/2021

Devant le jury composé de :

M. BETKA Achour	Professeur	Président	Université de Biskra
M. SAHRAOUI Mohamed	Professeur	Directeur de thèse	Université de Biskra
M. ROMARY Raphaël	Professeur	Co-directeur de thèse	Université d'Artois
M. PUSCA Remus	Maître de Conférences	Encadrant	Université d'Artois
M. DRID Said	Professeur	Rapporteur	Université de Batna 2
M. BOUKHNIFER Moussa	Maître de Conférences HDR	Rapporteur	École Nationale d'Ingénieurs de Metz Lorraine INP - Université de Lorraine
Mme. MOREAU Sandrine	Maître de Conférences	Examinatrice	École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers

A la mémoire de Monsieur Arezki MENACER, pour son
esprit de recherche fortement inspiré cette thèse.

« Tu es parti mais tu es partout »

Je dédie cette thèse :

À mes parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler et pour leur soutien jusqu'à aujourd'hui. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

*À mes grands parents et toute ma famille.
À mes amis et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.*

Remerciements

Je remercie tout d'abord Allah tout puissant de m'avoir guidé, donné le courage et la force afin de réaliser ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur Mohamed SAHRAOUI, professeur de l'Université de Biskra, non seulement pour son encadrement de très haut niveau, mais aussi pour son dévouement et sa confiance qui m'a toujours poussé à aller de l'avant.

Je tiens à remercier Monsieur Remus PUSCA, enseignant chercheur à l'Université d'Artois, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens aussi à remercier vivement Monsieur Raphaël ROMARY, professeur de l'Université d'Artois, tout simplement pour son humilité, d'avoir dirigé mes travaux de recherches avec patience, amitié et disponibilité, ainsi que ses conseils précieux.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Moussa BOUKHNIFER, enseignant chercheur HDR à Université de Lorraine, ainsi qu'à Monsieur Said DRID, Professeur à l'Université de Batna 2, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse.

J'exprime ma gratitude à Madame Sandrine MOREAU, maître de conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers et à Monsieur Achour BETKA, professeur de l'Université de Biskra, qui ont bien accepté d'être examinateurs.

Je remercie également les membres du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB), ainsi que les membres du Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), pour leur accueil et de m'avoir permis de mener à bien mes travaux de recherche.

RÉSUMÉ

Commande Tolérante aux Défauts d'un Entraînement Electrique à Courant Alternatif (MAS et MSAP)

Pour assurer la sûreté de fonctionnement et la continuité de service des systèmes de contrôle, une technique de commande est apparue nommée la commande tolérante aux défauts, en terme anglo-saxon Fault-Tolerant Control (FTC). Elle permet la détection et l'isolation des défauts, ainsi que la reconfiguration du système de commande, pour assurer la continuité du service et protéger les éléments sains de la chaîne de commande des effets des éléments défaillants. Certes, plusieurs travaux ont été effectués sur ce sujet dans différents domaines d'applications, parmi eux : les défauts des capteurs de courants utilisés dans les chaînes de commandes pour la variation de vitesse des Machines Asynchrones (MAS) et Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) triphasées. Cependant, afin de réussir une commande tolérante aux défauts des capteurs de courant, il faut assurer le bon compromis entre la détection des capteurs défaillants et la reconstruction des courants. Dans ce contexte, de nombreuses méthodes ont été proposées soit pour la détection ou l'estimation des courants triphasés statoriques. Mise à part la détection des défauts, l'estimation des courants est fréquemment basée soit sur plusieurs observateurs en cascade, un capteur de courant et un capteur de tension dans le bus continu du convertisseur, ou bien un observateur et un capteur de courant de ligne sain. Dans cette thèse, l'estimation des courants statoriques triphasés est abordée en proposant une méthode basée uniquement sur un seul estimateur, qui assure l'estimation des trois courants statoriques, même en cas de défaillance de tous les capteurs de courant. Ensuite, cette méthode a été associée à un circuit classique de détection et d'isolation des défauts, ainsi que une commande pour la variation de vitesse, où l'ensemble constitue une commande tolérante aux défauts des capteurs de courant. La FTC proposée dans cette thèse a été appliquée en premier lieu sur une MAS commandée en vectoriel, puis sur une MAS avec la commande directe du couple, ensuite sur une MSAP. Des résultats prometteurs ont été obtenus en simulation sur Matlab/Simulink. Par la suite, plusieurs essais expérimentaux ont été menés sur des MASs et une MSAP pour valider les résultats de simulation et confirmer l'efficacité de la FTC proposée.

Mots clés : commande tolérante aux défauts, détection et isolation des défauts, machine asynchrone, machine synchrone à aimants permanents, capteur de courant, commande sans capteurs

ABSTRACT

Fault-Tolerant Control of an AC Electrical Drive (IM and PMSM)

In order to guarantee safety and continuity of service of the control systems, a control technique has been developed called Fault-Tolerant Control (FTC), which allows detection and isolation of faults, as well as the reconfiguration of the control system, to ensure continuity of service and to protect the healthy elements of the control loop from the effects of faulty ones. Certainly, several studies have been carried out on this subject in different application fields, among them: current sensors used for IM and PMSM variable speed drives. However, in order to achieve a high-performance current sensors fault-tolerant control, a good compromise between the detection of faulty sensors and currents estimation it is mandatory. In this context, many methods have been proposed either for the detection or the estimation of three-phase stator currents. So, beyond fault detection, currents estimation is commonly based either on a bench of observers, a current sensor and a voltage sensor in the DC bus of the converter, or an observer and a healthy line current sensor. In this thesis, the estimation of three-phase stator currents is addressed by proposing a method based only on a single estimator, which ensures the estimation of the three-line currents, without any current sensor. Then, this method was combined with classical fault detection and isolation circuit, as well as variable speed control, where the entire system forms a current sensors fault-tolerant control. The FTC proposed in this thesis was firstly applied on an IM with vector control and direct torque control, then on vector controlled PMSM. In fact, promising results have been obtained on simulation using Matlab/Simulink. Subsequently, several experimental tests have been performed on different IMs and PMSM to validate the simulation results and confirm the efficiency of the proposed FTC.

Keywords: fault-tolerant control, fault detection and isolation, induction motor, permanent magnet synchronous motor, current sensor, sensorless control.

ملخص

تحكم فعال يتحمل العطب لمحرك كهربائي يعمل بالتيار المتناوب ثلاثي الأطوار (آلة غير متزامنة وآلة متزامنة ذات مغناطيس دائم)

في حالة حدوث عطب اطلاق صفارات الإنذار أمر ضروري لكن الإيقاف الطارئ للنظام ليس بالطريقة الأكثر فاعلية في كثير من الأحيان. لذلك يعد التكييف التلقائي لإستراتيجية التحكم في حالة ظهور عطب ما أمراً ضرورياً للسماح بالتشغيل الغير المنقطع للنظام و يتم هذا بواسطة تطبيق تقنية التحكم المسماة التحكم الفعال المتحمل للعطب، التي تمكننا من اكتشاف الأعطال وعزلها فضلاً عن إعادة التكييف الأوتوماتيكي لنظام التحكم لضمان استمرارية الخدمة وحماية الأجزاء السليمة من سلسلة التحكم من تأثيرات الأجزاء المتعطلة و بالتالي العديد من البحوث قد أجريت حول هذا الموضوع في مجالات تطبيقية مختلفة من بينها أخطاء مستشعرات التيار الكهربائي المستخدمة في أنظمة التحكم في تغير سرعة الآلات الغير المتزامنة ثلاثية الأطوار و الآلات المتزامنة ثلاثية الأطوار ذات المغناطيس الدائم.

من أجل تحقيق تحكم فعال متحمل لأعطال مستشعرات التيار الكهربائي من الضروري جدا ضمان توليفة صحيحة بين طريقة اكتشاف أعطال أجهزة الاستشعار و طريقة تقدير أو إعادة صياغة التيارات الكهربائية. و في هذا السياق الكثير من البحوث العلمية اقترحت العديد من الطرق سواء لاكتشاف المستشعرات المعطلة أو تقدير التيارات الكهربائية ثلاثية الطور للجزء الثابت من الآلة. في الكثير من الأطروحات و البحوث العلمية، يعتمد تقدير التيارات الكهربائية إما على عدة مستشعرات افتراضية، أو مستشعر تيار مستمر ومستشعر جهد في المحول، أو مستشعر إفتراضي و مستشعر تيار كهربائي في نفس الوقت.

هذه الأطروحة تقترح طريقة يتم من خلالها تقدير التيارات الكهربائية ثلاثية الأطوار للجزء الثابت للآلة تعتمد فقط على مستشعر افتراضي وحيد، بعد ذلك تم دمج هذه الطريقة مع نظام تحكم في تغيير سرعة الآلة و نظام يكشف و يعزل مستشعرات التيار المتعطلة، حيث تشكل كل هذه الأنظمة في مجملها تحكم فعال لآلة ثلاثية الأطوار متحمل للعطب.

تم تطبيق استراتيجية التحكم الفعال المتحملة للعطب المقترحة في هذه الأطروحة أولاً على آلة غير متزامنة متحكم في سرعتها بواسطة التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه، ثم على آلة غير متزامنة مع التحكم المباشر في عزم الدوران كما تم تطبيقها أيضا على آلة متزامنة ثلاثية الأطوار ذات المغناطيس الدائم متحكم في سرعتها بواسطة التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه. باستعمال برنامج ماتلاب للمحاكاة تم الحصول على نتائج واعدة بعد ذلك تم إجراء العديد من التجارب التطبيقية في المخبر للتحقق من صحة نتائج المحاكاة وتأكيد فعالية استراتيجية التحكم الفعال المتحملة للعطب المقترحة.

الكلمات المفتاحية: التحكم الفعال المتحمل للعطب، اكتشاف و عزل العطب، آلة غير متزامنة، آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم، مستشعر تيار كهربائي، تحكم بدون مستشعر، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه، التحكم المباشر في عزم الدوران

Liste des publications

Revue Scientifiques :

- [RS1] **Azzoug Y**, Sahraoui M, Pusca R, Ameid T, Romary R, Marques Cardoso AJ. “*Current sensors fault detection and tolerant control strategy for three-phase induction motor drives.*” Electr Eng 2020. doi:10.1007/s00202-020-01120-5.
- [RS2] **Azzoug Y**, Sahraoui M, Pusca R, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. “*High-performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: Simulation and real-time implementation.*” ISA Trans 2020. doi:10.1016/j.isatra.2020.09.021.
- [RS3] **Azzoug Y**, Pusca R, Sahraoui M, Ammar A, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. “*An Active Fault-Tolerant Control Strategy for Current Sensors Failure in Induction Motor Drives Using a Single Observer for Currents Estimation and Axes Transformation*” European Journal of Electrical Engineering, **Accepté 2020**.

Conférences Internationales :

- [CI1] **Azzoug Y**, Sahraoui M, Pusca R, Ameid T, Romary R, Cardoso AJM. “*A Variable Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Without Current Sensors.*” 2020 IEEE 29th Int. Symp. Ind. Electron., IEEE; 2020, p. 1523–8. doi:10.1109/ISIE45063.2020.9152572.
- [CI2] **Azzoug Y**, Pusca R, Sahraoui M, Ammar A, Romary R, Marques Cardoso AJ. “*A Single Observer for Currents Estimation in Sensor’s Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives.*” 2019 Int. Conf. Appl. Autom. Ind. Diagnostics, IEEE; 2019, p. 1–6. doi:10.1109/ICAAID.2019.8934969.
- [CI3] **Azzoug Y**, Menacer A, Ameid T, Ammar A. “*Performance Improvement of Sensorless Vector Control for Induction Motor Drives using Fuzzy-Logic Luenberger Observer: Experimental Investigation.*” 2019 Int. Conf. Appl. Autom. Ind. Diagnostics, IEEE; 2019, p. 1–6. doi:10.1109/ICAAID.2019.8934966.
- [CI4] **Azzoug Y**, Menacer A, Pusca R, Romary R, Ameid T, Ammar A. “*Fault Tolerant Control for Speed Sensor Failure in Induction Motor Drive based on Direct Torque Control and Adaptive Stator Flux Observer.*” 2018 Int. Conf. Appl. Theor. Electr., IEEE; 2018, p. 1–6. doi:10.1109/ICATE.2018.8551478.
- [CI5] **Azzoug Y**, Menacer A, Ameid T, Cherif H. “*Etude Expérimentale du Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine à Induction en Boucle Ouverte en utilisant la Transformé de Fourier.*” 2017 4th International Conference on Maintenance and Industrial Safety CIMSI'2017, 20-21 novembre 2017, Skikda, Algérie.

Conférence Nationales :

- [CN1] **Azzoug Y**, Pusca R, Sahraoui M, Romary R. “*Commande Directe du Couple Tolérante aux Défauts des Capteurs de Courant pour l’Entrainement d’un Moteur à Induction.*” 2019 Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique 11-14 juin 2019, Ile d’Oléron, France.

[CN2] Azzoug Y, Menacer A, Romary R, Pusca R, Ameid T. “*Etude et Implantation Expérimentale de la Commande Vectorielle Sans Capteurs de Courant d’un Moteur à Induction à Base d’un Observateur Adaptatif.*” 2018 Symposium de Génie Electrique (SGE 2018), 3-5 juillet 2018, Nancy, France.

Liste des figures

Figure I.1	La sûreté de fonctionnement dans un processus.....	7
Figure I.2	Les défauts dans un processus.....	8
Figure I.3	Répartition des défauts dans les machines tournantes.....	9
Figure I.4	Les différents types du défaut court-circuit	10
Figure I.5	Image réelle d'un défaut de court-circuit dans le stator d'un alternateur.....	10
Figure I.6	Différents défauts dans un roulement.....	11
Figure I.7	Effet du défaut d'excentricité sur le rotor d'une MAS.....	11
Figure I.8	Défaut réel de cassure de barre sur le rotor d'une MAS industrielle	11
Figure I.9	Modélisation des défauts capteurs	12
Figure I.10	Répartition des défauts dans les convertisseurs statiques.....	13
Figure I.11	Accidents catastrophiques causés par des défauts non détectés.....	15
Figure I.12	La commande tolérante aux défauts et la classification de ses approches.....	16
Figure I.13	Principe de la commande tolérante passive (PFTC).....	16
Figure I.14	Principe de la commande tolérante active (AFTC).....	17
Figure I.15	Classification des méthodes du diagnostic et la détection des défauts	18
Figure II.1	Rotor bobiné.....	27
Figure II.2	Rotor à cage d'écureuil.....	27
Figure II.3	Représentation de la machine asynchrone triphasée.....	28
Figure II.4	Définition des angles et les différents repères dans le plan électrique	31
Figure II.5	Schéma global de la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur à induction.....	39
Figure II.6	Schéma global de la commande directe du couple d'un moteur à induction.....	40
Figure II.7	Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	42
Figure II.8	Différentes architectures de rotors à aimants permanents.....	43
Figure II.9	Schéma global de la commande vectorielle directe de la machine synchrone à aimants permanents.....	48
Figure III.1	Estimateurs : (a) estimateur des courants statoriques et (b) estimateur de vitesse.....	53
Figure III.2	Circuit de détection des défauts.....	56
Figure III.3	Organigramme du circuit de détermination des capteurs défectueux	57
Figure III.4	Commutateur multi-ports d'isolation des capteurs défectueux et de reconfiguration de système.....	57

Figure III.5	Schéma de la commande vectorielle de la MAS active tolérante aux défauts des capteurs de courant.....	59
Figure III.6	Résultats de simulation sur MAS du défaut de gain du capteur-a avec retard de la FTC.....	61
Figure III.7	Résultats de simulation sur MAS d'apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain).....	62
Figure III.8	Résultats de simulation sur la MAS pour une défaillance complète sur tous les capteurs.....	64
Figure III.9	Résultats de simulation sur la MAS du démarrage avec un défaut d'offset dans tous les capteurs.....	65
Figure III.10	Résultats de simulation sur la MAS à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	67
Figure III.11	Résultats de simulation sur la MAS à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans tous les capteurs.....	68
Figure III.12	Résultats de simulation sur la MAS sans capteurs de courant avec variation paramétrique (R_s , R_r , L_s et L_r).....	69
Figure III.13	Transformation d'axes (a, b) vers (α , β).....	70
Figure III.14	Circuit de détection et isolation des défauts et reconfiguration du système.....	71
Figure III.15	Schéma de la FTC basée sur la DTC.....	72
Figure III.16	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain.....	73
Figure III.17	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain.....	73
Figure III.18	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain.....	74
Figure III.19	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain.....	75
Figure III.20	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque les deux capteurs sont défectueux.....	76
Figure III.21	Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque les deux capteurs sont défectueux.....	76
Figure III.22	Estimateur des courants de la MSAP.....	78
Figure III.23	Schéma de la commande vectorielle de la MSAP active tolérante aux défauts des capteurs de courant.....	78
Figure III.24	Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain).....	80

Figure III.25	Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec défaillance complète sur tous les capteurs.....	82
Figure III.26	Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec démarrage en défaut d'offset dans tous les capteurs.....	83
Figure III.27	Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	84
Figure III.28	Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	86
Figure III.29	Résultats de simulation sur la MSAP sans capteurs de courants avec variation paramétrique (R_s et L_{dq}).....	87
Figure IV.1	Schéma de la plateforme expérimentale.....	89
Figure IV.2	Schémas blocs de la mise en défaut des capteurs de courant.....	90
Figure IV.3	Emplacement de la sonde de température sur la machine asynchrone	91
Figure IV.4	Température de la MAS prélevée avec sur le GRAPHTEC.....	92
Figure IV.5	Mesures de la résistance statorique de la MAS.....	92
Figure IV.6	Chronologie des différentes phases de fonctionnement du test.....	93
Figure IV.7	Erreur maximal entre les courants réels et les courants estimés en fonction du temps et les états du système.....	93
Figure IV.8	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant le 1 ^{ère} phase.....	94
Figure IV.9	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées au début du test (après 1 min de fonctionnement).....	94
Figure IV.10	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 70 min de fonctionnement.....	95
Figure IV.11	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 190 min de fonctionnement.....	96
Figure IV.12	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 2 ^{ème} phase.....	96
Figure IV.13	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 210 min de fonctionnement.....	97
Figure IV.14	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 3 ^{ème} phase.....	97
Figure IV.15	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 235 min de fonctionnement.....	98
Figure IV.16	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 4 ^{ème} phase.....	98
Figure IV.17	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 250 min de fonctionnement.....	99

Figure IV.18	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 5 ^{ème} phase.....	99
Figure IV.19	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 265 min de fonctionnement.....	100
Figure IV.20	Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 6 ^{ème} phase.....	100
Figure IV.21	Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 280 min de fonctionnement.....	101
Figure IV.22	Banc d'essai de commande des machines au LGEB.....	102
Figure IV.23	Résultats expérimentaux d'apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain).....	103
Figure IV.24	Résultats expérimentaux de la défaillance totale des capteurs (capteur-c, capteur-a, puis capteur-b successivement).....	105
Figure IV.25	Résultats expérimentaux du démarrage avec un défaut d'offset dans tous les capteurs.....	106
Figure IV.26	Résultats expérimentaux à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	108
Figure IV.27	Résultats expérimentaux à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	109
Figure IV.28	Banc d'essai de commande des machines au LSEE.....	110
Figure IV.29	Résultats expérimentaux lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain en commande DTC sur la MAS.....	111
Figure IV.30	Résultats expérimentaux lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain en commande DTC sur la MAS.....	111
Figure IV.31	Résultats expérimentaux lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain en commande DTC sur la MAS.....	112
Figure IV.32	Résultats expérimentaux lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain en commande DTC sur la MAS.....	113
Figure IV.33	Résultats expérimentaux lorsque les deux capteurs sont défectueux en commande DTC sur la MAS.....	114
Figure IV.34	Résultats expérimentaux lorsque les deux capteurs sont défectueux en commande DTC sur la MAS.....	114
Figure IV.35	Banc de la MSAP du LSEE.....	115
Figure IV.36	Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain).....	117
Figure IV.37	Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec défaillance complète sur tous les capteurs.....	118
Figure IV.38	Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec démarrage en défaut d'offset dans tous les capteurs.....	120

Figure IV.39	Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	121
Figure IV.40	Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs.....	122

Liste des tableaux

Tableau I.1	Récapitulatif de la progression de la notion sûreté de fonctionnement.....	6
Tableau I.2	Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif.....	9
Tableau III.1	Les différentes combinaisons possibles en fonction des états des capteurs.....	57
Tableau III.2	Détermination du seuil de défaut capteur de courant de la MAS du laboratoire LGEB.....	58
Tableau III.3	Paramètres de la MAS du laboratoire LGEB utilisée dans cette thèse (simulation et expérimentation).....	59
Tableau III.4	Identification des capteurs défectueux et les composantes correctes des courants qui remplaceront les composantes erronées.....	70
Tableau III.5	Paramètres de la MAS du laboratoire LSEE utilisée dans cette thèse (simulation et expérimentation).....	72
Tableau III.6	Paramètres de la MSAP du laboratoire LSEE utilisée dans cette thèse (simulation et expérimentation).....	79

Notations, symboles, abréviations et acronymes

Notations et symboles

n_s	Vitesse synchrone
g	Glissement
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions appliquées au stator de la machine
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants qui circulent dans les enroulements statoriques de la machine
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Flux totaux des phases statoriques
R_s	Résistance statorique
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions aux bornes des enroulements rotoriques
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants qui circulent dans les enroulements rotoriques
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	Flux totaux des phases rotoriques
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique
ω_{sl}	Pulsation électrique
ω_{re}	Vitesse rotorique angulaire
p	Nombre de paire de pôles
Ω_r	Vitesse rotorique
L_s, L_r	Inductance statorique et rotorique
M	Inductance mutuelle stator-rotor
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
V_{sd}, V_{sq}	Tensions statoriques des axes (d, q)
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tensions statoriques des axes (α, β)
V_{rd}, V_{rq}	Tensions rotoriques des axes (d, q)
I_{sd}, I_{sq}	Courants statoriques des axes (d, q)
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	Courants statoriques des axes (α, β)
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques des axes (d, q)
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques des axes (d, q)
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques des axes (d, q)
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	Flux statoriques des axes (α, β)
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f	Fréquence
J	Moment d'inertie

F	Coefficient de frottement
ϕ_r	Flux des aimants rotoriques
L_d, L_q	Inductance directe et quadratique
Th	Seuil
Z	Indicateur du défaut

Abréviations et acronymes

AFTC	Active Fault-Tolerant Control
ALSO	Adaptive Luenberger Stat Observer
DTC	Direct Torque Control
DWT	Discret Wavelet Transform
EKF	Extended Kalman Filtre
FDI	Fault Detection and Isolation
FDIR	Fault Detection, Isolation and Reconfiguration
FFT	Fast Fourier Transform
FTC	Fault-Tolerant Control
H_{∞}	H l'infini
LPV	Linear Parameter Varying
MAS	Machine Asynchrone
MPC	Model Predictive Control
MRAC	Model Reference Adaptive Control
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
PFTC	Passive Fault-Tolerant Control
SMC	Sliding Mode Control

Sommaire

Dédicace	
Remerciement	
Résumé	
Liste des publications	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notations, symboles, abréviations et acronymes	
Introduction générale.....	1

Chapitre I Etat de l'art

I.1	Introduction.....	5
I.2	Sûreté de fonctionnement.....	5
I.2.1	Concept et terminologie	6
I.2.1.1	Fiabilité.....	7
I.2.1.2	Maintenabilité.....	7
I.2.1.3	Disponibilité.....	7
I.2.1.4	Sécurité.....	7
I.3	Les défauts dans les chaînes d'entraînement des machines à courant alternatif.....	7
I.3.1	Classification des défauts.....	8
I.3.1.1	Défauts dans les machines.....	9
I.3.1.2	Défauts dans les capteurs.....	12
I.3.1.3	Défauts dans les convertisseurs statiques.....	12
I.4	La commande tolérante aux défauts.....	13
I.4.1	Contexte et motivation.....	13
I.4.2	La commande tolérante passive.....	16
I.4.3	La commande tolérante active.....	17
I.4.4	Applications de la commande tolérante aux défauts.....	19
I.5	Synthèse sur l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts des machines électriques.....	20
I.6	Conclusion.....	22

Chapitre II Modélisation et commande de la MAS et la MSAP

II.1	Introduction.....	25
II.2	PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION.....	26

II.2.1	Introduction à la machine asynchrone.....	26
II.2.2	Circuit équivalent de la machine asynchrone.....	27
II.2.3	Modèle mathématique de la machine asynchrone.....	28
II.2.3.1	Equations électriques et magnétiques dans repère triphasé.....	28
II.2.3.2	Modélisation de la MAS dans un repère diphasé.....	30
II.2.3.3	Equation du couple électromagnétique.....	34
II.2.3.4	Equation mécanique.....	34
II.2.3.5	Mise en équations sous forme d'état.....	35
II.2.4	Commande de la machine asynchrone.....	37
II.2.4.1	La commande vectorielle de la MAS.....	37
II.2.4.2	La commande directe du couple (DTC) de la MAS.....	39
II.3	DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	41
II.3.1	Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	41
II.3.2	Modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents.....	43
II.3.2.1	Equations électriques et magnétiques.....	43
II.3.2.2	Equation du couple électromagnétique.....	45
II.3.2.3	Equation mécanique.....	46
II.3.2.4	Mise en équations sous forme d'état.....	46
II.3.3	Commande de la machine asynchrone à aimants permanents.....	47
II.4	Conclusion.....	48

Chapitre III

Commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant (MAS et MSAP)

III.1	Introduction.....	51
III.2	PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION.....	52
III.2.1	Estimation des courants statoriques de la MAS.....	52
III.2.1.1	Détermination de la matrice de gain D	53
III.2.1.2	Stabilité du système.....	55
III.2.2	Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MAS.....	56
III.2.2.1	Résultats de simulation de la FTC en commande vectorielle sur la MAS.....	58
III.2.2.2	Effet de variation des paramètres R_s, R_r, L_s et L_r sur les courants estimés.....	69
III.2.3	Commande active tolérante aux défauts avec une commande directe du couple pour la MAS.....	69
III.2.3.1	Résultats de simulation de la FTC avec la commande directe du couple sur la MAS.....	71

III.3	DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	77
III.3.1	Estimation des courants statoriques de la MSAP.....	77
III.3.2	Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MSAP.....	78
III.3.2.1	Résultats de simulation de la FTC en control vectoriel sur la MSAP...	79
III.3.2.2	Effet de variation des paramètres R_s et $L_{d,q}$ sur les courants estimés..	87
III.4	Conclusion.....	88

Chapitre IV

Validation expérimentale de la commande active tolérante aux défauts

IV.1	Introduction.....	90
IV.2	PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION.....	92
IV.2.1	Evaluation des limites de l'estimateur des courants.....	92
IV.2.1.1	Méthodologie de la mise en œuvre.....	92
IV.2.1.2	Résultats et discussions.....	92
IV.2.2	Commande de la MAS active tolérante aux défauts des capteurs de courant.....	102
IV.2.2.1	Résultats expérimentaux de la FTC en contrôle vectoriel sur la MAS	103
IV.2.2.2	Résultats expérimentaux de la FTC avec la commande directe du couple sur la MAS.....	111
IV.3	DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	116
IV.3.1	Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MSAP.....	117
IV.3.1.1	Résultats expérimentaux de la FTC en contrôle vectoriel sur la MSAP.....	117
IV.4	Conclusion.....	124
	Conclusion général.....	126
	Bibliographie.....	130
	Annexes.....	138
Annexe A	Modèles et blocs Simulink.....	139
Annexe B	Calcul des régulateurs.....	144
Annexe C	Implémentation expérimentale.....	146

Introduction générale

De nos jours, les machines à courant alternatif ont remplacé les machines à courant continu dans les applications industrielles de pointe en raison de leurs avantages, tels que leur fiabilité, leur simplicité de construction et de maintenance, leur taille réduite, la large gamme de vitesses de fonctionnement et surtout grâce à leur faible coût. Les machines à courant alternatif les plus utilisées sont les Machines Asynchrones (MAS) et les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Elles sont utilisées dans diverses applications à savoir les véhicules électriques, l'aéronautique, la propulsion navale, les chaînes de production, etc.

Grâce aux progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et dans celui de l'électronique numérique, il est devenu possible de concevoir une large gamme de variateurs de vitesse pour les MASs et les MSAPs en utilisant de nombreux types de commandes quel que soit leur degré de complexité et leur temps d'exécution. Le domaine de la commande des machines électriques est devenu une discipline à part entière. C'est un domaine multidisciplinaire qui inclut à la fois : l'électronique de puissance, l'automatique, la mécanique et l'électronique numérique. Par conséquent, cette progression rapide des nouvelles technologies et la complexité des systèmes de commande rendent de plus en plus indispensable les fonctions de surveillance qui assurent la sûreté de fonctionnement de ces systèmes. En effet, la disponibilité et la sécurité de tels systèmes représentent un enjeu essentiel pour leur viabilité fonctionnelle et leur conformité vis-à-vis des normes de sûreté de fonctionnement. A priori, il est possible d'accroître la fiabilité de ces systèmes en garantissant l'absence des pannes, mais néanmoins cette condition est loin d'être réalisable étant donné que les pannes peuvent être dues à plusieurs facteurs incontrôlables, à savoir : le vieillissement, l'usure des composants, les erreurs humaines lors de l'installation, la maintenance ou la construction.

L'évolution permanente de la complexité des systèmes industriels modernes, ainsi que leur efficacité et leur fiabilité nécessite un développement continu des concepts et de commande et de diagnostic des défaillances [1–5]. Une combinaison modérée de ces deux concepts est étudiée de manière intensive sous le nom de la commande tolérante aux défauts, en terme anglo-saxon Fault-Tolerant Control (FTC) [6,7]. La FTC est l'un des axes de recherche les plus importants qui sont à la base de la commande automatique moderne. Elle peut être également interprétée comme une combinaison améliorée de différentes techniques avancées de diagnostic des défauts et de commande [4]. La motivation des premières

recherches sur le sujet de la commande tolérante aux défauts provenant du domaine de l'aéronautique pour accroître la fiabilité et la sûreté des systèmes des commandes de vol. De nombreux facteurs y contribuent, tels que les mesures de sécurité strictes imposées à l'avion et la mise en œuvre d'importants moyens de sécurité. La perte de contrôle en vol est l'un des facteurs motivant la tolérance aux défauts. L'idée est d'augmenter la "pilotabilité" de l'avion en cas de panne ou de survenance d'un défaut et rendre l'aéronef endommagé pilotable, avec suffisamment de fonctionnalités pour permettre au pilote de poser l'appareil en toute sécurité [8]. Les ingénieurs ont longtemps étudié l'occurrence et l'impact des défauts, en raison de leur potentiel à causer des dommages importants aux machines et des risques pour la santé ou la vie humaine. Aujourd'hui, la recherche et les applications de la FTC s'étendent au-delà des systèmes à sûreté critiques tels que les réacteurs nucléaires, les usines chimiques ou les avions et s'appliquent à de nouveaux systèmes tels que les véhicules électriques, la traction ferroviaires rapides, la propulsion navale et les chaînes de production industrielles. La détection précoce et la maintenance des défauts peuvent contribuer à éviter l'arrêt des systèmes en assurant la continuité du service, elles peuvent aussi éviter les pannes et même les catastrophes entraînant des pertes de vies humaines et des dommages matériels.

Les défauts dans les chaînes de variation de vitesse des MASs et des MSAPs peuvent être d'origine mécanique, électrique ou magnétique. Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou encore le champ magnétique peuvent fournir des informations significatives sur les défauts, ainsi que servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures des défauts du système qui peuvent servir à étaler un diagnostic. Certes, la détection des défauts est indispensable mais pas suffisante pour assurer la sûreté de fonctionnement et garantir un fonctionnement interrompu. Par conséquent, pour assurer la fiabilité du système et garantir le niveau de performance requis permettant un fonctionnement sans arrêt, il est nécessaire d'appliquer une FTC qui permet la détection et l'isolation des défauts et la reconfiguration du système, ou bien une FTC qui peut assurer un fonctionnement en mode dégradé.

Un système de commande tolérant aux défauts a la capacité de maintenir un certain niveau de performance acceptable, ou dégradé après l'apparition du défaut. Il est clair que la tâche principale pour atteindre la tolérance aux défauts est de concevoir un système approprié qui a la capacité de maintenir la stabilité globale du système dans son état sain, ainsi que dans son état défectueux. La commande tolérante aux défauts est divisée en deux catégories, la commande tolérante Active (AFTC) et la commande tolérante Passive (PFTC). Les systèmes utilisant la méthode PFTC sont basés sur une commande ayant une structure fixe conçue de telle sorte que la réponse du système en boucle fermée soit robuste en présence de certaines classes d'incertitudes et quelques défauts bien définis. L'idée est de concevoir une commande tolérante en utilisant une commande robuste tel que H_∞ [9–11], commande en mode glissant (SMC) [12–15] et la commande linéaire à paramètres variables (LPV) [16–18]. La PFTC ne nécessite pas d'informations sur l'état du système, ni d'un mécanisme de détection et d'isolation des défauts. En revanche, les systèmes appliquant la méthode AFTC s'appuient sur

les informations relatives aux défauts provenant d'un mécanisme de détection et d'isolation des défauts (FDI) pour réagir de manière appropriée. Plus précisément, l'AFTC réagit activement aux défauts en reconfigurant les actions de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances acceptables du système, mais cela n'empêche pas une dégradation des performances dans certaines circonstances. L'AFTC est plus difficile à mettre en œuvre que la PFTC mais elle peut traiter une plus large classe de défauts [8,19].

L'objectif principal de cette thèse est de proposer une commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant utilisés dans les chaînes de variation de vitesse des MASs et des MSAPs. Le plan suivant précise les travaux réalisés à travers cette thèse :

Le premier chapitre présente l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts des machines à courant alternatif avec quelques définitions. Il offre aussi une analyse critique des commandes tolérantes aux défauts des capteurs de courant qui ont été déjà réalisées pour la MAS et la MSAP en présentant les points forts de ces méthodes et les points faibles qui restent à améliorer.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation des deux machines en question et les commandes qui seront utilisées dans la suite du travail.

Le troisième chapitre propose l'architecture de commande active tolérante aux défauts (AFTC) des capteurs de courant et les résultats de cette méthode issus de la simulation sur Matlab/Simulink. Un estimateur de courants triphasés statoriques est proposé, qui est associé à un circuit classique de détection et d'isolation des défauts. Ensuite, cette méthode est appliquée sur une MAS avec deux techniques de commandes différentes (commande vectorielle et commande directe du couple), puis sur une MSAP.

Le quatrième chapitre est consacré à la validation expérimentale de l'AFTC proposé commençant tout d'abord par une étude expérimentale approfondie des limites de l'estimateur des courants proposée, puis la discussion des résultats obtenus en appliquant toute l'architecture de la commande tolérante sur la MAS et MSAP.



Chapitre 1
Etat de l'art

Chapitre I

Etat de l'art

I.1 Introduction

Les systèmes de contrôle automatique sont largement intégrés dans les processus industriels complexes. Afin de répondre aux exigences toujours plus élevées en matière de qualité de la production et qualité des produits, mais aussi en matière économiques et écologiques, les processus industriels d'aujourd'hui sont devenus plus complexes et leur degré d'automatisation s'accroît considérablement. Cette évolution exige davantage de fiabilité, de sûreté et de sécurité des systèmes où les conséquences des défauts peuvent être catastrophiques. Dans ce contexte, il est possible d'accroître la fiabilité de ces systèmes en garantissant l'absence de pannes, mais cet objectif est peu réaliste et souvent difficile à atteindre, car les défauts peuvent être dus non seulement au vieillissement et à l'usure des composants, mais aussi à des erreurs humaines lors de l'installation, la maintenance et la construction. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre des moyens pour garantir la sûreté de fonctionnement de ces systèmes, en améliorant la fiabilité et la disponibilité, ainsi qu'en assurant la continuité du service. Ces moyens se résument dans un type de contrôle souvent connu sous le nom de la commande tolérante aux défauts.

La surveillance des processus, le diagnostic et la commande tolérante aux défauts font l'objet d'une attention considérablement accrue, tant dans le domaine de l'ingénierie que dans celui de la recherche. Dans ce chapitre, on va s'intéresser aux travaux effectués sur la commande tolérante aux défauts et à la détection et l'isolation des défauts. Le chapitre commencera d'abord par une présentation des types de défauts qui peuvent apparaître dans la chaîne de commande des machines à courant alternatif. Ensuite, nous discuterons de la sûreté de fonctionnement des processus et comme la commande tolérante aux défauts fait objet de cette thèse, les différents types de commandes tolérantes aux défauts ainsi que les techniques de détection et d'isolation des défauts seront présentés.

I.2 La sûreté de fonctionnement

Comme il a été évoqué précédemment, les systèmes de conversion d'énergie électromécaniques sont massivement enclins aux défauts dus au vieillissement et/ou aux conditions d'exploitation difficiles. Cela peut engendrer des défaillances importantes, dégrader les performances du système, provoquer d'autres défauts dans la chaîne, voir même causer l'arrêt complet de toute la chaîne, ce qui est déconseillé dans certains domaines (fermes éoliennes, stations de pompage,...) et inacceptables dans d'autres domaines (l'aéronautique, l'aérospatiale, nucléaire, etc.) En effet, la disponibilité et la sécurité des systèmes représentent un enjeu essentiel pour leur viabilité fonctionnelle et leur conformité

vis-à-vis des normes de sûreté de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'élaborer des stratégies de commande qui doivent être en capacité de s'accommoder d'une manière automatique au moment de l'apparition d'un défaut pour maintenir des performances acceptables du système et respecter le niveau de sûreté exigé.

I.2.1 Concept et terminologie

Depuis le XX^e siècle l'homme c'est rendu compte que le pouvoir et la puissance appartiendront à celui qui dominera l'industrie dans toutes ses variétés, surtout l'armement, le nucléaire, l'aéronautique et l'aérospatiale. Par conséquent, la progression rapide des technologies, le déploiement des systèmes électriques dans l'industrie n'a pas cessé de croître. La complexité des systèmes industriels a rendu l'opération de surveillance de plus en plus nécessaire pour assurer la sûreté de fonctionnement de ces systèmes. Dans nos jours, la sûreté de fonctionnement s'est étendue à tous les secteurs industriels, cette notion ayant progressé au fil du temps (tableau I.1) pour englober aujourd'hui différentes disciplines et approches. Ces dernières sont applicables de nos jours dans tous les domaines.

	Progression	Domaines d'utilisation
1940-1950	Découverte d'une approche probabiliste (notion de fiabilité)	Electronique dans l'aéronautique, la défense et le nucléaire
1960-1970	Généralisation de l'approche probabiliste (maintenabilité)	Composants : mécaniques, hydrauliques, électriques, ...
1980	Développement de méthodes d'analyse, de logiciels de calcul, de logiciels de modélisation, ... Constitution de bases de données	Utilisation de l'approche résultante pour maîtriser tout type de risque industriel
Aujourd'hui	Notion qui recouvre la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité, la sécurité, la durabilité, le diagnostic, la détection des défauts, l'isolation des défauts, ...	Tous les domaines

Tableau I.1 : Récapitulatif de la progression de la notion sûreté de fonctionnement [20].

La sûreté de fonctionnement, appelée aussi la science des défaillances, consiste à évaluer les risques potentiels, prévoir l'occurrence des défaillances, assurer la continuité du service et tenter de minimiser les conséquences des situations catastrophiques lorsqu'elles se présentent (figure I.1). Elle englobe principalement quatre composantes : la fiabilité, la maintenabilité, la disponibilité et la sécurité.

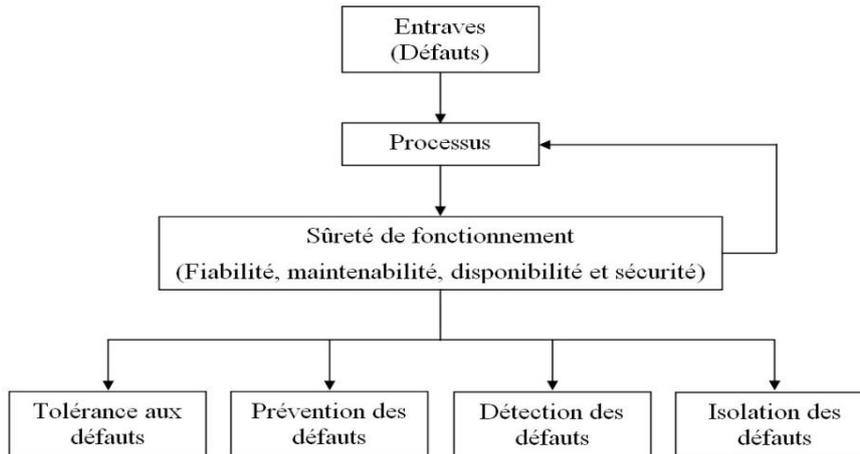


Figure I.1 : La sûreté de fonctionnement dans un processus.

1.2.1.1 Fiabilité

Aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise sans la présence d'une défaillance, dans des conditions données, durant une durée déterminée.

1.2.1.2 Maintenabilité

L'aptitude d'un composant ou d'un système à être remis en service dans une durée donnée.

1.2.1.3 Disponibilité

Aptitude à être en état de marche à un instant donné ou pendant un intervalle de temps donné.

1.2.1.4 Sécurité

Aptitude à ne présenter aucun danger pour les personnes, le matériel, l'environnement et aussi à ne pas causer des accidents et des dommages catastrophiques.

I.3 Les défauts dans les chaînes d'entraînement des machines à courant alternatif

Au cours de la dernière décennie, l'utilisation des machines à courant alternatif n'a pas cessé de croître, ceci est due à la croissance de l'électrification des besoins quotidiens de l'humanité (les véhicules électriques, les pompes à chaleurs, les climatiseurs, les trains à grande vitesse, les métros, les ascenseurs, les escalators, les machines à laver, les pompes à eau, les extracteurs d'air, les ventilateurs, les fermes éoliennes, etc.). Par conséquent, le contrôle de ces machines est devenu indispensable. A cet égard, il est important de connaître et d'étudier les différents défauts qui peuvent affecter chaque élément de la chaîne de commande de ces machines dans la mesure du possible de prévoir l'état défectueux du système pour en assurer la continuité du service et protéger les composants sains de la chaîne,

ainsi que l'utilisateur humain. Dans cette section, nous allons aborder les différents défauts pertinents dans les composants de l'ensemble variateur-machine.

I.3.1 Classification des défauts

Un défaut est un écart non permis entre la grandeur observée ou mesurée sur le dispositif et la référence lorsque celui-ci est en dehors des spécifications [21], ce qui peut engendrer une dégradation d'une des fonctions assurées par l'ensemble ou un sous-ensemble. Cette dégradation correspond à une perte de performances qui sont en dessous d'un seuil d'arrêt. Les défauts peuvent aussi engendrer une défaillance qui est l'altération de l'aptitude du système à accomplir ses fonctions. D'une autre manière le dispositif est indisponible à cause d'une défaillance. Les défauts peuvent se diviser en quatre types en fonction de leurs sévérités, un défaut mineur, un défaut sévère, un défaut critique et un défaut catastrophique. Premièrement, le défaut mineur est un défaut qui peut nuire au bon fonctionnement du système en causant des dommages négligeables au système lui-même ou à son environnement. Ce type de défauts ne réduit pas l'aptitude du dispositif à accomplir ses fonctions requises. Deuxièmement, le défaut sévère qui peut être également appelé défaut majeur est un défaut qui risque de réduire l'aptitude du dispositif à accomplir sa fonction requise. Il apparaît sur un élément "clé" de l'installation, quelle que soit la stratégie employée où il devient alors matériellement impossible de conserver les objectifs désirés. Troisièmement, le défaut critique entraîne la perte d'une fonction essentielle du dispositif avec un impact sur l'environnement, le système ou les personnes. Il apparaît brutalement et se caractérise par une variation discontinue de la dynamique du système. Quatrièmement, le défaut catastrophique entraîne la perte d'une ou plusieurs fonctions essentielles du système en causant des dommages importants [22].

Dans une chaîne de commande d'une machine à courant alternatif, les défauts peuvent affecter la machine (l'actionneur), la commande (le système) ou l'ensemble capteurs, la source d'énergie et les convertisseurs statiques (les composants), comme le montre la figure I.2.

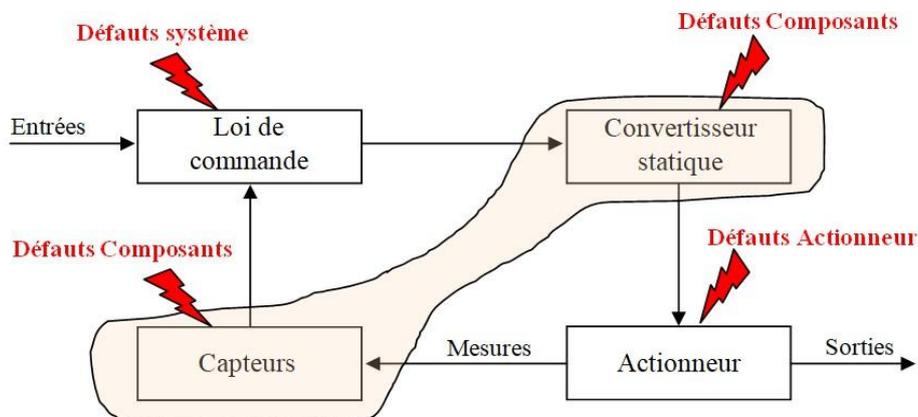


Figure I.2 : Les défauts dans un processus.

Une classification des défauts qui peuvent toucher les trois principales parties de la chaîne est présentée dans les sous-sections suivantes et résumée dans le tableau I.2.

Localisation des défauts														
Défauts moteur				Défauts capteurs				Défauts d'alimentation						
Défauts électriques		Défauts mécaniques		Défauts capteur mécanique (position et vitesse)		Défauts capteur électrique (tension et courant)		Défauts convertisseur (AC/DC DC/AC)		Défauts de source d'alimentation				
Vieillessement et défaut d'isolation	Déséquilibre d'enroulement	Court-circuit	Défaut de roulements	Excentricité sur l'axe de rotation	Cassures de barres	Perte d'alimentation	Bruit de mesure	Offset positif ou négatif	Défaut de gain	Vieillessement des composants	Court-circuit	Circuit ouvert	Déséquilibre de phase ou de tension	Perte de phases

Tableau I.2 : Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif.

I.3.1.1 Défauts dans les machines

Dans les machines à courant alternatif tournantes, les défauts peuvent se répertorier selon leurs localisations, dans le stator ou dans le rotor. Les statistiques présentées dans [23] montrent que plus de 40% de défauts dans les machines tournantes sont des défauts de roulement et 38% de défauts dans le stator (figure I.3).

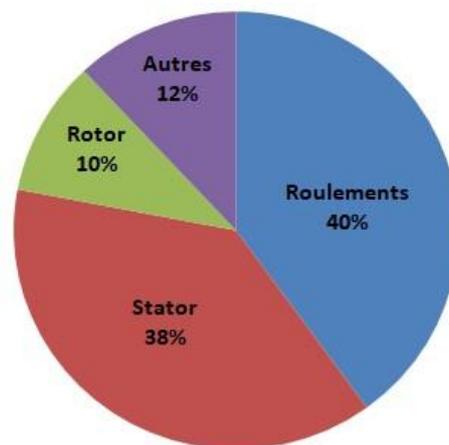


Figure I.3 : Répartition des défauts dans les machines tournantes [23].

Dans le stator, les défauts sont généralement d'origine électrique comme les courts-circuits entre spires, entre phases ou les courts-circuits entre une phase et la carcasse de la

machine (figures I.4 et I.5), ainsi que les défauts qui sont dues à la détérioration ou le vieillissement des isolants, ou encore les défauts dans le circuit magnétique.

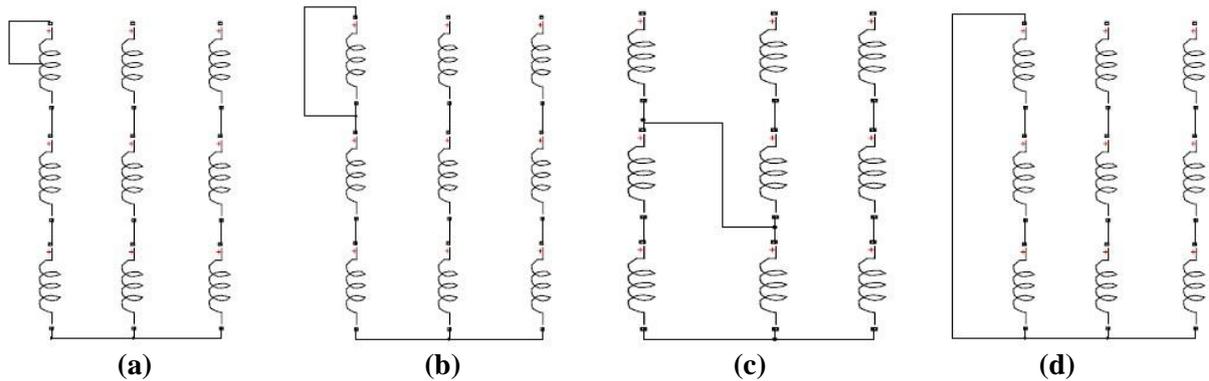


Figure I.4 : Les différents types du défaut court-circuit : (a) court-circuit entre spires, (b) court-circuit entre bobines, (c) court-circuit entre phases et (d) court-circuit entre phase et neutre.



Figure I.5 : Image réelle d'un défaut de court-circuit dans le stator d'un alternateur [24].

Dans le rotor, la majeure partie des défauts sont des défauts mécaniques surtout dans les machines de forte puissance où les roulements sont souvent usés ou abimés (figure I.6). Il y a également le défaut d'excentricité statique ou dynamique qui est un défaut très fréquent dans les machines volumineuses, mais qui peut aussi apparaître dans les petites machines à cause des changements excessifs des roulements. En ce qui concerne le rotor, il accumule aussi de nombreux défauts comme les cassures de barre dans les machines asynchrones à cage (figure I.8). Ce défaut a la particularité d'être un défaut progressif ou graduel, sachant qu'une barre cassée peut engendrer la rupture des autres barres au fil du temps. Les machines équipées d'aimants au rotor peuvent souffrir de la démagnétisation de ces aimants qui est l'une des problématiques les plus courantes de ce type de machine en raison du coût relativement élevé des aimants qui représente jusqu'à environ 80% du coût réel de la machine [25]. Les fissures qui se forment dans les aimants lors de leur fabrication ou à cause des chocs peuvent conduire au défaut de démagnétisation et donc à leur détérioration [26].

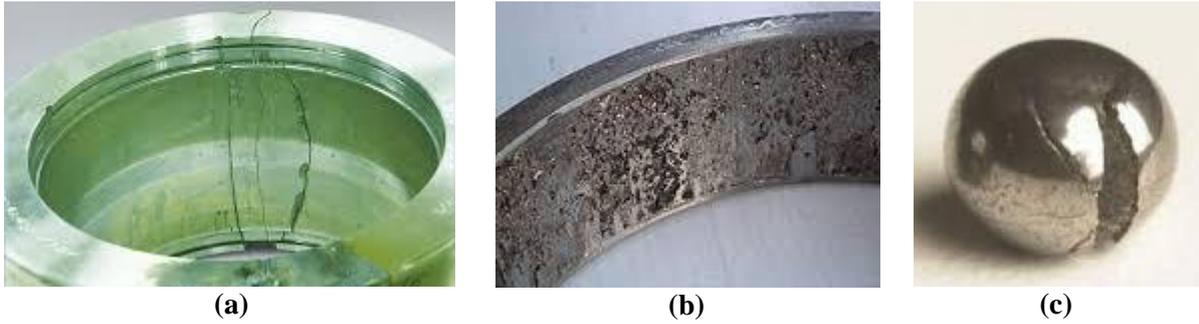


Figure I.6 : Différents défauts dans un roulement : (a) fissures dans la bague extérieure, (b) piquetage dans la bague extérieure et (c) défaillance de bille. [27].



Figure I.7 : Effet du défaut d'excentricité sur le rotor d'une MAS [27].

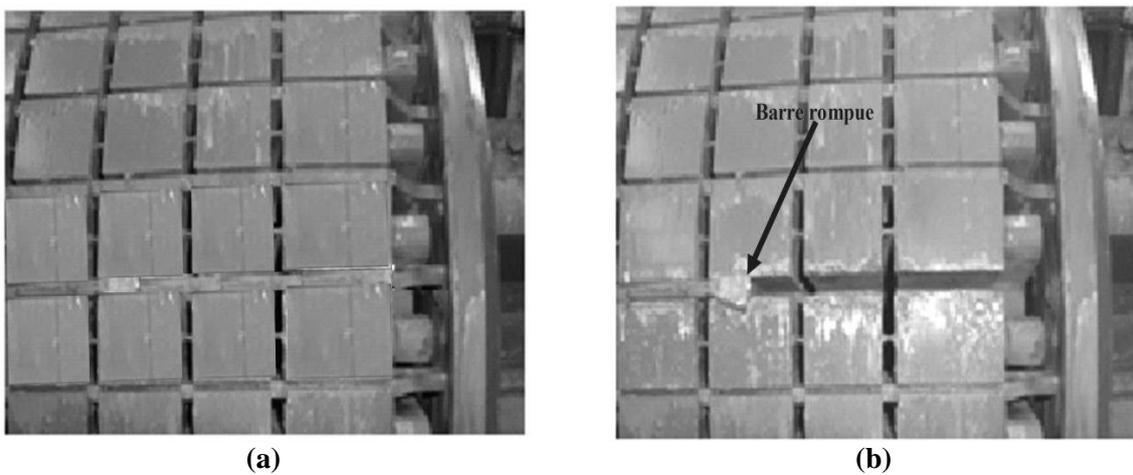


Figure I.8 : Défaut réel de cassure de barre sur le rotor d'une MAS industrielle : (a) rotor sain et (b) rotor avec une barre cassée [24].

1.3.1.2 Défauts dans les capteurs

Les capteurs se sont des éléments clé d'un système en boucle fermée, ils assurent un retour d'informations indispensable pour la génération des signaux de commande à partir de la loi de commande. Un capteur est un dispositif qui transforme une grandeur physique observée en un signal électrique exploitable. La présence d'un défaut de capteur dans une boucle fermée signifie une mauvaise image de la grandeur physique mesurée, par conséquent la loi de commande sera erronée et inefficace. Malheureusement, les capteurs sont très sensibles aux défauts provoqués par : les problèmes de connexion, la chute de la tension de la batterie d'alimentation, le bruit, l'offset et les défauts de gain positif ou négatif [28]. Les mesures erronées délivrées par un capteur sont généralement causés d'une part par les défauts dans le noyau du capteur (corrosion, fissures et rupture du noyau) et d'autre par par les changements dans les caractéristiques magnétiques du noyau dus aux variations de température, mais aussi par les changements dans l'orientation du champ magnétique induit dans le capteur [29] sans oublier les erreurs humaines.

Les défauts de capteurs les plus fréquents sont : l'offset positif ou négatif, le défaut de gain, le bruit de mesure ou la perte totale du capteur [28,30–34].

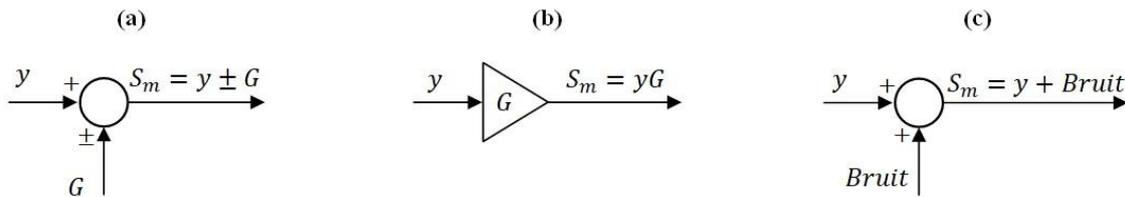


Figure 1.9 : Modélisation des défauts capteurs : (a) aditif (offset négatif ou positif), (b) multiplicatif (défaut de gain ou perte totale du capteur) et (c) action extérieure (présence du bruit).

1.3.1.3 Défauts dans les convertisseurs statiques

Un ensemble d'entraînement à vitesse variable des moteurs à courant alternatif est constitué principalement d'une machine tournante triphasée associée à un convertisseur statique. Ce dernier regroupe un pont redresseur à diodes suivi par un filtre capacitif et un onduleur de tension à trois bras, alimenté avec une source de tension triphasé variable. Dans certain cas on trouve juste un onduleur de tension associé à un actionneur, dans ce cas l'ensemble doit être alimenté par une source de tension continue variable. Parmi les défauts dans les convertisseurs statiques (figure I.10), on trouve en majeure partie les défaillances d'origine électrique au niveau des interrupteurs. En premier lieu, le défaut de circuit ouvert qui se résume à un interrupteur ouvert en permanence, provoqué par les courants élevés dans le collecteur (défaut thermique), mais il peut aussi être causé par une défaillance de grille ou une coupure d'un fil de liaison du signal d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur. En deuxième lieu le défaut de court-circuit, il apparaît quand l'un des deux interrupteurs reste constamment fermé. Le court-circuit se produit lorsque le deuxième interrupteur est à son tour commandé à la fermeture. Ce défaut se produit en raison d'une défaillance de la commande

des interrupteurs (défaillance du driver, défaillance de la carte de commande, problème de connectique entre la carte de commande et le driver) ou suite à une augmentation considérable de température de la puce semi-conducteur des interrupteurs [35]. En dernier lieu, il y'a aussi les défauts des condensateurs électrolytiques qui assurent le filtrage capacitif et le stockage de l'énergie dans un convertisseur statique. La défaillance des condensateurs électrochimiques est causée par les contraintes électrothermiques durant le fonctionnement engendrent le vieillissement. Les altérations chimiques provoquent également la dégradation des condensateurs suite à des réactions chimiques entre leurs constituants. Par contre, non seulement le vieillissement qui provoque la défaillance des condensateurs, mais aussi les surtensions ou les surintensités accidentelles et l'inversement de leur polarité [36].

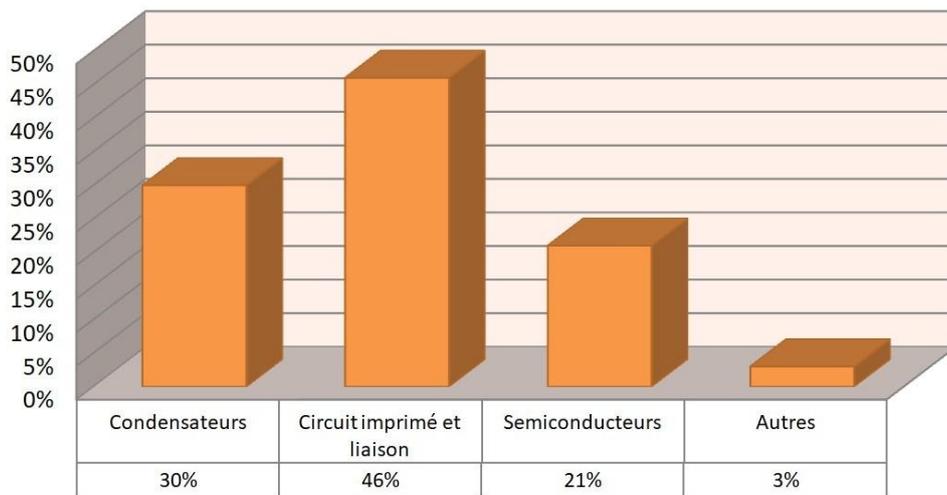


Figure I.10 : Répartition des défauts dans les convertisseurs statiques [37].

I.4 La commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts aussi connu sous l'acronyme anglo-saxon : Fault-Tolerant Control (FTC) est une stratégie qui a la capacité de maintenir les performances requises ou dégradées et la sûreté de fonctionnement d'un système identifié dans des conditions bien définies. La FTC a pour but non seulement d'assurer la continuité du service et le fonctionnement d'un système bien connu (modélisé) en présence de défaut, mais aussi d'assurer la protection des éléments sains du système et empêcher leurs dégradations, sachant que la FTC est réalisée suivant un cahier de charge bien défini.

I.4.1 Contexte et motivation

La FTC est une stratégie de synthèse des systèmes de contrôle hautement fiables. La commande tolérante aux défauts est relative à un ensemble de techniques qui ont été développées pour augmenter la fiabilité et la disponibilité des systèmes et pour réduire le potentiel des risques afin d'assurer la sécurité. La FTC est conçue pour prendre en compte les défauts dès les premiers stades de leur développement, de sorte que des défauts mineurs dans un sous-système ne se transforment pas en défaillances au niveau du système. La commande

tolérante aux défauts peut ordonner soit un arrêt sûr, soit un fonctionnement continu avec une dégradation progressive des performances.

La nécessité de la FTC pour accroître la fiabilité et le niveau d'automatisation des systèmes de contrôle modernes devient plus évidente. La FTC est utilisée dans diverses applications de contrôle telles que les systèmes critiques pour la sécurité (réacteurs nucléaires, avions, systèmes de guidage de missiles), les systèmes à coût élevé (grandes structures spatiales, véhicules spatiaux, véhicules sous-marins autonomes) et les systèmes à volume critique (processus d'assemblage dans l'industrie automobile, réseaux de communication mobile, autoroute automatisée).

A titre d'exemple, dans les centrales nucléaires, l'apparition d'une défaillance peut entraîner une catastrophe humanitaire et environnementale. Une action de contrôle appropriée pourrait être un arrêt sûr de la centrale en cas d'urgence. Dans les systèmes à coût et volume élevé, la survenance d'une défaillance peut entraîner une perte économique énorme. Les véhicules autonomes sous-marins et spatiaux sans équipage sont des exemples où le véhicule doit être capable de réagir à des événements inattendus, tels que les défaillances, de manière prévisible. Dans le pire des cas, le véhicule doit pouvoir rentrer en toute sécurité (ne pas terminer la mission).

Il existe plusieurs exemples où des défauts mineurs ont provoqué des catastrophes majeurs. Parmi les nombreux exemples de situations de défaut fatal, trois cas sont cités :

- En avril 1986, près de la ville Ukrainienne Tchernobyl, une énorme explosion s'est produite dans une centrale nucléaire, suivie d'une fusion progressive du réacteur n° 4 (figure I.11(a)). La cause principale de cette tragédie était une technologie défectueuse et dépassée et l'absence d'un mécanisme de traitement des défaillances [38].
- La fusée Ariane a explosé le 4 juin 1996 à 4000 m d'altitude, trente-sept secondes après le décollage (figure I.11(b)). La raison en était une anomalie dans l'unité de référence inertielle (IRU : Inertial Reference Unit), qui fournit des informations d'altitude et de trajectoire pour le système de contrôle. Cette anomalie a entraîné le remplacement des informations d'altitude normales par des informations de diagnostic que le système de contrôle n'était pas conçu pour comprendre [39].
- Le 28 novembre 2016 le vol 2933 de LaMia Airlines s'est écrasé avec 77 personnes à bord (figure I.11(c)) à cause du manque d'informations sur le niveau de carburant dû à une défaillance sur le capteur [40].

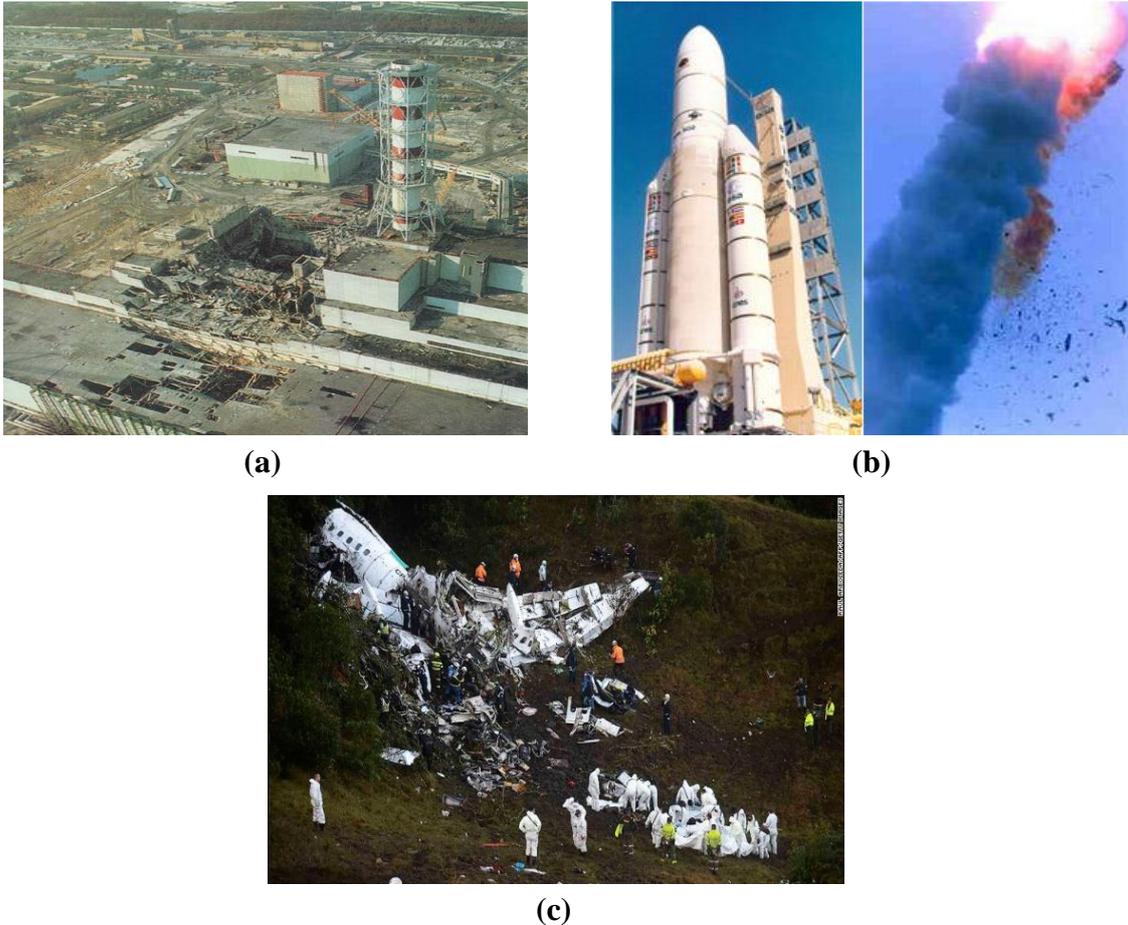


Figure I.11 : Accidents catastrophiques causés par des défauts non détectés : (a) catastrophe nucléaire de Tchernobyl, (b) la fusée Ariane 5 explosée en 1996 et (c) le crache d'avion de LaMia Airlines.

Les conséquences catastrophiques de ces cas de défaillance auraient pu être évitées ou du moins mitigées si le système de contrôle avait été conçu avec un certain degré de tolérance aux défaillances. Dans le premier cas, une FTC aurait pu être conçue pour conduire à un arrêt sûr du réacteur. Dans le deuxième cas, le dysfonctionnement de l'unité de référence inertielle pourrait être considéré comme une défaillance du capteur et un mécanisme de vote aurait pu être mis en place pour effectuer un contrôle de cohérence des informations d'altitude par rapport à l'altitude attendue. Dans le troisième cas, la méthode de la redondance matérielle aurait pu être utilisée en installant un capteur du niveau de carburant de plus, pour assurer la tolérance aux défauts.

Dans la littérature [7,41,42], les méthodes de commandes tolérantes aux défauts sont divisées en deux grandes familles : la commande tolérante passive sous l'acronyme anglo-saxon Passive Fault-Tolerant control (PFTC) et la commande tolérante active sous l'acronyme anglo-saxon Active Fault-Tolerant control (AFTC). La figure I.12 donne un aperçu général de la manière dont la FTC est réalisée dans les systèmes de variation de vitesse des machines à courant alternatif.

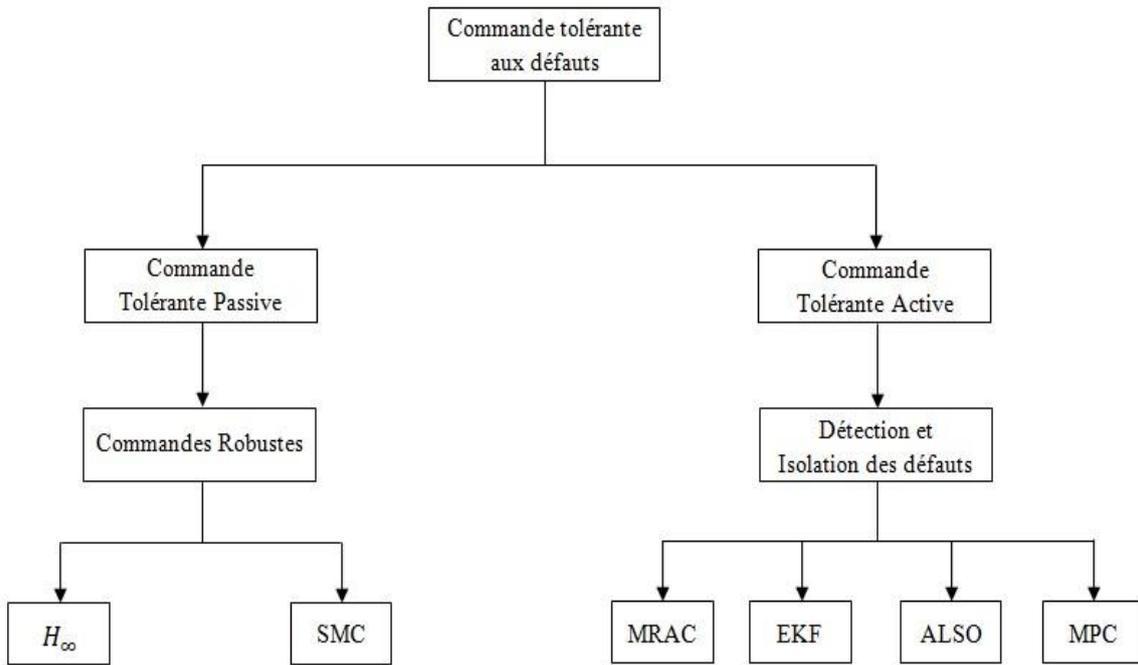


Figure I.12 : La commande tolérante aux défauts et la classification de ses approches.

I.4.2 La commande tolérante passive

La commande tolérante passive sous l'acronyme anglo-saxon : Passive Fault-Tolerant Control (PFTC) est basée sur les commandes robustes, conçues pour être robustes et stables vis-à-vis de quelques défauts et perturbations. Le concept fondamental de cette méthode est de faire en sorte que le système en boucle fermée soit insensible à certaines incertitudes et quelques défauts bien connus. La méthode PFTC ne requiert pas un retour d'informations sur le défaut, ni d'un mécanisme de détection de défauts et d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande, d'où le terme « passif » qui indique qu'aucune action ou décision supplémentaire ne doit être prise par la commande comme le montre la figure I.13. Par contre sa capacité de tolérance propre est confinée à un nombre restreint de défaillances. En utilisant les méthodes PFTCs, le processus continue son fonctionnement en cas d'apparition de défauts avec le même système de commande et la même architecture sans aucune reconfiguration, gardant les mêmes objectifs du cahier de charge, tandis que dans la plupart des cas, ses performances seront dégradées.

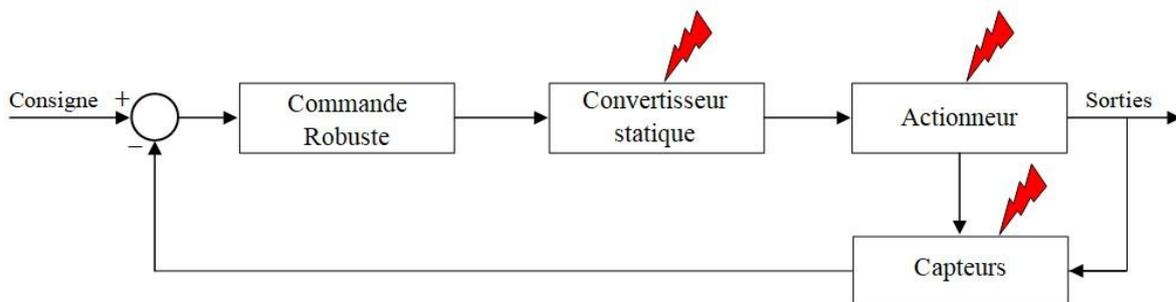


Figure I.13 : Principe de la commande tolérante passive (PFTC).

La commande tolérante passive aux défauts repose sur la robustesse du modèle de du contrôle fondamental. Les méthodologies de contrôle robuste les plus populaires développées étaient le contrôle H_∞ et la commande en mode glissant (SMC : Sliding Mode Control). Elles sont devenues des méthodes les plus développées pour le contrôle multi-variable [8,43], avec de nombreuses applications allant du contrôle des processus industriels aux problèmes de contrôle des avions. La plupart des méthodes de contrôle robustes ne nécessitent aucune information sur les défauts et fonctionnent donc aussi bien en conditions nominales qu'en conditions de défaut. La capacité à traiter les défauts dépend du contrôleur prédéfini qui est basé sur la minimisation de l'effet de l'incertitude ou des perturbations sur le système [8,43].

I.4.3 La commande tolérante active

Contrairement à la commande tolérante passive, la commande tolérante active (en anglais : Active Fault-Tolerant Control (AFTC)) intervient en cas de défaillance en reconfigurant le système en temps réel (en ligne) en assurant la stabilité du système et la continuité du service. Effectivement, dans certaines situations, les performances du système sont dégradées. Le principe de base de fonctionnement des AFTCs est basé sur la mise en œuvre d'un mécanisme de détection et d'isolation des défauts, sous l'acronyme anglo-saxon : Fault Detection and Isolation (FDI), comme le montre la figure I.14.

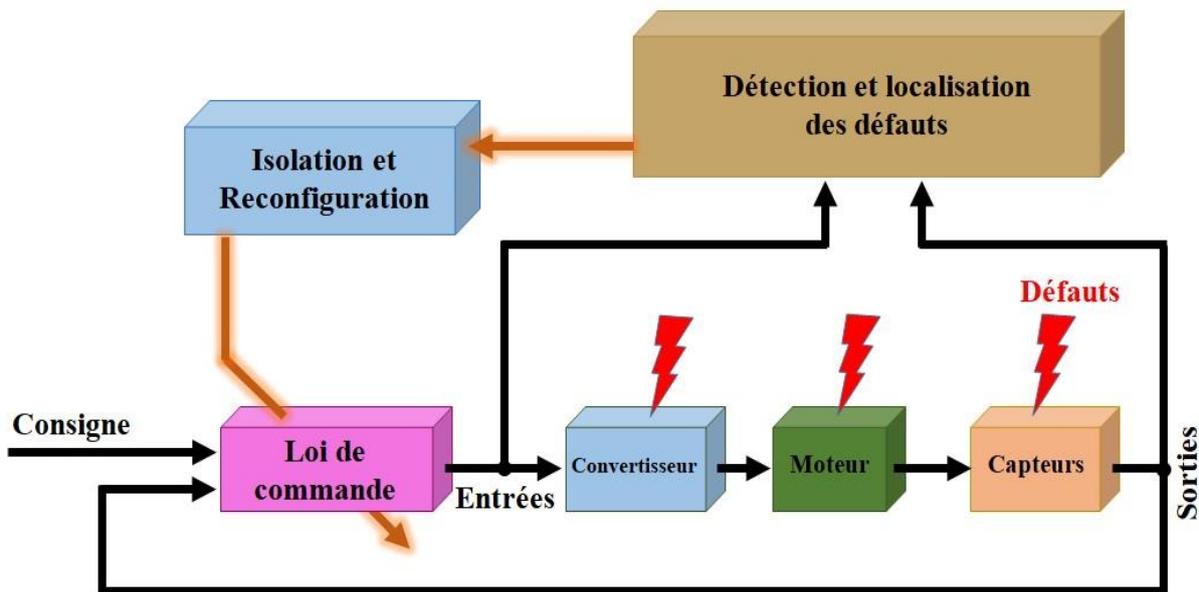


Figure I.14 : Principe de la commande tolérante active (AFTC).

Les techniques AFTCs sont aptes à s'adapter de manière automatique avec le comportement du système avant l'apparition du défaut (état sain) et après le défaut (état défectueux).

Généralement, la commande tolérante active aux défauts passe par trois étapes. En premier lieu la détection et la localisation des défauts, en deuxième lieu l'isolation des défauts

et en dernier lieu la reconfiguration de la loi de commande. La figure I.15 représente une classification possible pour les différentes méthodes de la détection et l'isolation des défauts.

Détection du défaut : la détermination des défauts présents dans un système.

Isolation du défaut : la détermination du type et du lieu d'un défaut.

Reconfiguration : savoir choisir une autre configuration du système au moment de la détection du défaut afin d'assurer la continuité du service.

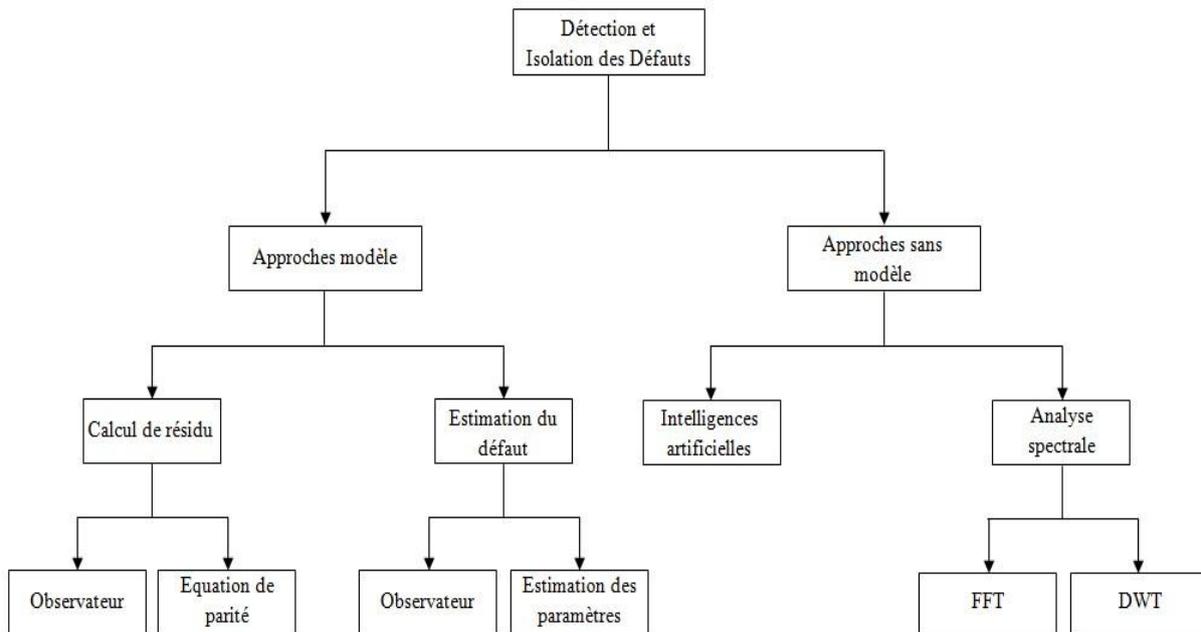


Figure I.15 : Classification des méthodes du diagnostic et la détection des défauts.

La tâche principale du mécanisme de détection et d'isolation (FDI) est de détecter une panne ou un défaut et de trouver son emplacement afin de pouvoir prendre des mesures pour éliminer ou minimiser l'effet sur les performances globales du système. Pour la plupart des systèmes AFTC, la robustesse du mécanisme FDI a un effet important sur la robustesse de la FTC.

Il existe de nombreuses techniques FDI dans la littérature [8,44,45]. Une classification évidente est celle basée sur l'approche modèle et l'approche sans modèle. Les FDI basées sur des modèles peuvent être regroupées en deux grandes catégories : les méthodes utilisant le calcul résiduel et les méthodes qui ont la capacité d'estimer les défauts. Les FDI basées sur l'approche sans modèle peuvent être regroupées en deux catégories aussi : les méthodes utilisant les différentes techniques d'intelligence artificielle et les méthodes du traitement du signal.

Dans les FDI basés sur le calcul résiduel [32,34,46,47], les signaux d'un modèle mathématique et les mesures sont comparés et la différence filtrée forme un signal résiduel. Dans des conditions nominales sans défaut, les résidus doivent être nuls, et non nuls en cas de défaut. Ce signal résiduel est généralement comparé à un seuil pour éviter les fausses alarmes

dues aux perturbations ou à l'incertitude. Lorsque le signal résiduel dépasse le seuil, on dit qu'un défaut se produit. Habituellement, dans la génération résiduelle, un défaut est détecté et son emplacement est identifié, mais il n'y a pas d'autres informations sur la nature du défaut. L'utilisation des FDI basés sur le calcul du résidu présente de nombreux avantages. La plupart des systèmes de détection des défauts basés sur les résidus sont faciles à comprendre et à mettre en œuvre dans différents domaines.

D'autres méthodes utilisent l'estimation des paramètres du système ou l'estimation d'état à fin d'assurer la détection et l'isolation des défauts. Dans l'estimation paramétrique, le modèle est conçu pour estimer les paramètres du système en temps réel. Par la suite, la surveillance des paramètres du système peut donner une image sur son état. Les systèmes d'estimation des paramètres permettent de mettre à jour les paramètres du système en ligne en temps réel et de reconfigurer le contrôleur. L'estimation des paramètres par le filtre de Kalmane (anglo-saxon : Extended Kalmane Filter EKF) et l'une des nombreuses méthodes qui ont été appliquées dans plusieurs domaines [48–50].

La détection des défauts dans l'approche sans modèle est basée soit sur l'intelligence artificielle [51–54] ou sur le traitement des signaux acquis [50,55–57]. Cette dernière est utilisée généralement dans le diagnostic des défauts qui ne provoquent pas l'arrêt brusque d'un système ou pour les défauts qui engendrent juste une petite dégradation de performances qui n'empêche pas la continuité du service. L'analyse spectrale d'un signale exige une base de données enregistrées, ce qui amène cette méthode à ne pas détecter le défaut au moment de son apparition. Les FDI basés sur l'intelligence artificielle ont été inspirés par des travaux antérieurs qui utilisent des observateurs pour la génération de résidus et la logique floue pour la prise de décision. Donc, les observateurs ont été remplacés par le réseau de neurones dans un format de logique floue qui permet la génération de résidus, l'évaluation et le diagnostic des défauts [52].

I.4.4 Applications de la commande tolérante aux défauts

La FTC est conçue pour accroître la fiabilité et le niveau d'automatisation des systèmes de contrôle modernes. La nécessité d'atteindre les objectifs de la FTC, en maintenant une stabilité et des performances satisfaisantes, se manifeste dans plusieurs applications, telles que les usines chimiques dangereuses [58], le contrôle des réacteurs nucléaires [59,60], l'aéronautique et l'aérospatiale [61], [62–66], les systèmes informatiques [67] et la variation de vitesse des machines électriques [32–34,68–82].

La fiabilité est l'un des éléments clés pour l'utilisation pratique des véhicules autonomes, qui sont utilisés pour l'exploration de l'espace et des océans. Par exemple, afin de réduire la facture de construction des structures spatiales, il est indiscutable quelles restent le plus que possible en mission, c'est-à-dire une longue durée en orbite, sachant qu'elles contiennent des centaines de capteurs et d'actionneurs montés sur leur surface. Donc, leurs missions sont assurées par les mécanismes de détection et d'isolation des défauts. C'est aussi le cas des

avons où les capacités de manœuvre ont été augmentées au prix d'une stabilité statique réduite. Comme c'est un système en boucle ouverte instable, il faut une FTC stabilisatrice bien conçue pour répondre à tous défauts des actionneurs, des capteurs ou des ordinateurs de vol de l'avion [52].

La disponibilité est devenue une incitation clé pour les processus de production automatisés et les services d'approvisionnement. Avec l'augmentation du niveau d'automatisation, pour atteindre la qualité souhaitée, les usines sont devenues plus vulnérables aux défaillances des composants du système. Pour de tels systèmes, la FTC offre un moyen possible d'obtenir une disponibilité accrue, donc une profitabilité.

I.5 Synthèse sur l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts des machines électriques

Les premières recherches sur les commandes tolérantes aux défauts sont apparues dans le domaine de l'aviation pour améliorer la fiabilité et la sécurité des avions. Un système de commande tolérant aux défauts a la capacité de maintenir un certain niveau de performance acceptable ou un niveau de performance dégradée, après l'apparition d'un défaut. Il est clair que la tâche principale pour réussir une commande tolérante aux défauts est de concevoir une commande qui a la capacité de maintenir la stabilité globale du système dans l'état sain et d'assurer la continuité du service en cas de défaut. Pour concevoir un tel système, la commande doit contenir les outils nécessaires pour atteindre la tolérance aux défauts.

L'automatisation des systèmes industriels et l'évolution de l'électronique de puissance font de la sûreté de fonctionnement un paramètre indispensable. Ces dernières années, une attention considérable a été accordée aux commandes tolérantes aux défauts des variateurs de vitesse des moteurs électriques à courant alternatif, qui sont devenues un domaine de recherche très actif et intéressant.

Plusieurs études ont été publiées, proposant différentes commandes tolérantes soit actives ou passives pour les machines électriques, afin de résoudre les problèmes causés par l'apparition des défauts.

Une commande tolérante aux défauts du capteur de vitesse d'un moteur à induction en utilisant des algorithmes de vote est présentée dans [83–85]. Cette technique d'algorithme de vote est basée sur où moins deux observateurs, chaque observateur estime la vitesse, où chaque instant l'algorithme calcule les résidus entre les observateur, puis choisit le mieux adapté pour l'état du système [86], pour assurer le meilleur fonctionnement en cas de défaut. Dans [87], une commande tolérante aux défauts du capteur de vitesse et des capteurs de courant pour l'entraînement d'un moteur à induction est proposée. Cette méthode est basée sur trois observateurs adaptatifs avec des entrées différentes et implémentée avec trois capteurs de courant et un capteur de tension dans le bus continu. Cependant, cette méthode ne permet pas d'obtenir une commande tolérante efficace en cas de défaillance de deux ou trois capteurs en même temps. Elle peut fonctionner en mode sans capteur de vitesse en cas de

défaillance du capteur de vitesse ou avec deux capteurs de courant et les autres capteurs dans le cas où l'un des trois capteurs de courant est défectueux. Cette méthode a été améliorée dans [74], où seuls deux capteurs de courant ont été utilisés, contrairement à [87]. De plus, les améliorations apportées dans [74] rendent cette méthode capable de fonctionner avec un seul capteur de courant en plus du capteur de tension, mais le nombre d'observateurs utilisés reste toujours trois. Une autre commande tolérante aux défauts des capteurs de courant pour les moteurs synchrones à aimants permanents est décrite dans [88], dans laquelle les courants statorique ont été estimés en utilisant deux observateurs et les capteurs défectueux sont détectés par un algorithme logique basé sur un seuil bien défini. Une commande tolérante aux défaut de capteurs de courant dans un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une génératrice asynchrone double alimentation est présenté dans [89]. Cette technique est basée sur un modèle prédictif permettant de reconstruire les courants du stator, sachant que cette méthode permet un fonctionnement fortement dégradé. Un système d'opération tolérant aux défauts des entraînements des moteurs à induction avec une reconfiguration automatique du type de commande est présenté dans [90]. Quatre commandes différentes sont utilisées dans cette méthode : La commande vectorielle pour surmonter les problèmes causées par la défaillance du capteur de tension, la commande vectorielle sans capteur de vitesse pour compenser les interruptions provenant du défaut du capteur de vitesse, la commande scalaire V/f en cas de défauts provoqués par un fonctionnement anormal des capteurs de courant et la mise en service en boucle ouverte dans le cas où aucun capteur ne fonctionne correctement. Une autre technique multi-commande est également présentée dans [91,92]. Par rapport à la méthode mentionnée précédemment, les auteurs dans [91] et [92] ont réduit le nombre de contrôleurs de quatre à trois, en utilisant la commande directe du couple, la commande vectorielle et la commande V/f. La commande tolérante aux défauts de capteurs de courant proposée dans [93] comprend deux commandes standards (vectorielle et V/f) et deux observateurs. En cas de défaillance d'un capteur de courant, le contrôle vectoriel est maintenu en remplaçant les données défectueuses par les données estimées obtenues des observateurs. En cas de défaillance de deux capteurs de courant, la stratégie V/f est choisie pour garantir que le fonctionnement garde un minimum de performance. La méthode basées sur plusieurs commandes est également adoptée dans [46,47] et [94] mais le principal inconvénient de cette méthode, comme il est mentionné dans [94], est que cette technique est expérimentalement difficile à mettre en œuvre. Dans [95], une stratégie de tolérance aux défauts de capteurs de courant de la commande d'un moteur à induction est proposée. Un circuit logique est conçu pour identifier le capteur défectueux et le remplacer par un courant statorique approprié, calculé à partir de relations algébriques et d'autres courants sains. Néanmoins, cette approche n'est pas pratique lorsque des défauts successifs apparaissent dans les différents capteurs. La même méthode est présentée dans [96] mais avec un mécanisme de détection des défauts basé sur les réseaux de neuronaux. Récemment, une approche intéressante est proposée dans [97], [32] et [98] pour la tolérance des défauts de capteurs de courant utilisés pour la commande d'un moteur à induction. Dans cette méthode, la détection des défauts des capteurs est réalisée

par le calcul de l'opérateur différentiel du troisième degré de chaque phase. L'isolation des défauts et la reconfiguration du système sont réalisées par un circuit logique, tandis que l'estimation des trois courants est effectuée à travers les équations du flux, en se basant sur la tension mesurée dans le bus continu et la vitesse de rotation. Par conséquent, cette méthode n'est pas une solution permanente car l'entraînement devient très sensible aux paramètres de la machine comme le disent les auteurs dans [32].

Au cours du XXe siècle, les méthodes sans capteur de vitesse ont fait l'objet d'une recherche particulière et sont devenues plus avancées, plus efficaces, plus performantes et ont obtenu de bons résultats [99–102]. Ces dernières années, les variateurs de vitesse ont connu une progression très importante. Pour cette raison, les techniques de commande avec un nombre réduit de capteurs de courant ont attiré l'attention de la communauté des chercheurs, afin d'éviter les défauts causés par ces capteurs, d'améliorer la tolérance aux défauts des capteurs des systèmes, d'augmenter la fiabilité, de réduire les coûts des applications industrielles, de diminuer la complexité des systèmes, de simplifier la mise en œuvre et de minimiser le volume des systèmes autant que possible. Pour cela, plusieurs publications sont apparues ces dernières années, documentant les commandes sans capteurs de courant dans les variateurs de vitesse. Dans ce contexte, une technique de commande avec un seul capteur de courant et un seul capteur de tension placés dans le bus continu de l'onduleur, pour un moteur synchrone à aimant permanent triphasé utilisé pour l'entraînement d'un compresseur de climatisation d'un véhicule électrique est proposée dans [103,104]. Cette méthode nécessite une MLI ajustée, car elle ne peut pas être réalisée avec une MLI vectorielle standard, en raison de la courte durée du vecteur de tension active qui empêche la mesure correcte de la tension. Une autre méthode de commande de la MSAP et la MAS en utilisant un seul capteur de courant est présentée dans [105–108]. Cette méthode est réalisée avec un seul capteur de courant et une résistance shunt dans le bus continu de l'onduleur pour avoir la tension. Dans [109,110], les auteurs proposent une commande prédictive directe sans capteurs de courant pour les moteurs à induction et les moteurs synchrones à aimants permanents, où les valeurs futures des courants statoriques sont estimées par un algorithme de prédiction. Les résultats obtenus dans ces articles suggèrent qu'à la charge nominale, les performances se dégradent beaucoup plus qu'à vide. Une autre solution est décrite dans [111], où les auteurs donnent une méthode pour reconstruire les courants statoriques en utilisant trois régulateurs logique floue avec différentes entrées mais avec performances dégradées.

I.6 Conclusion

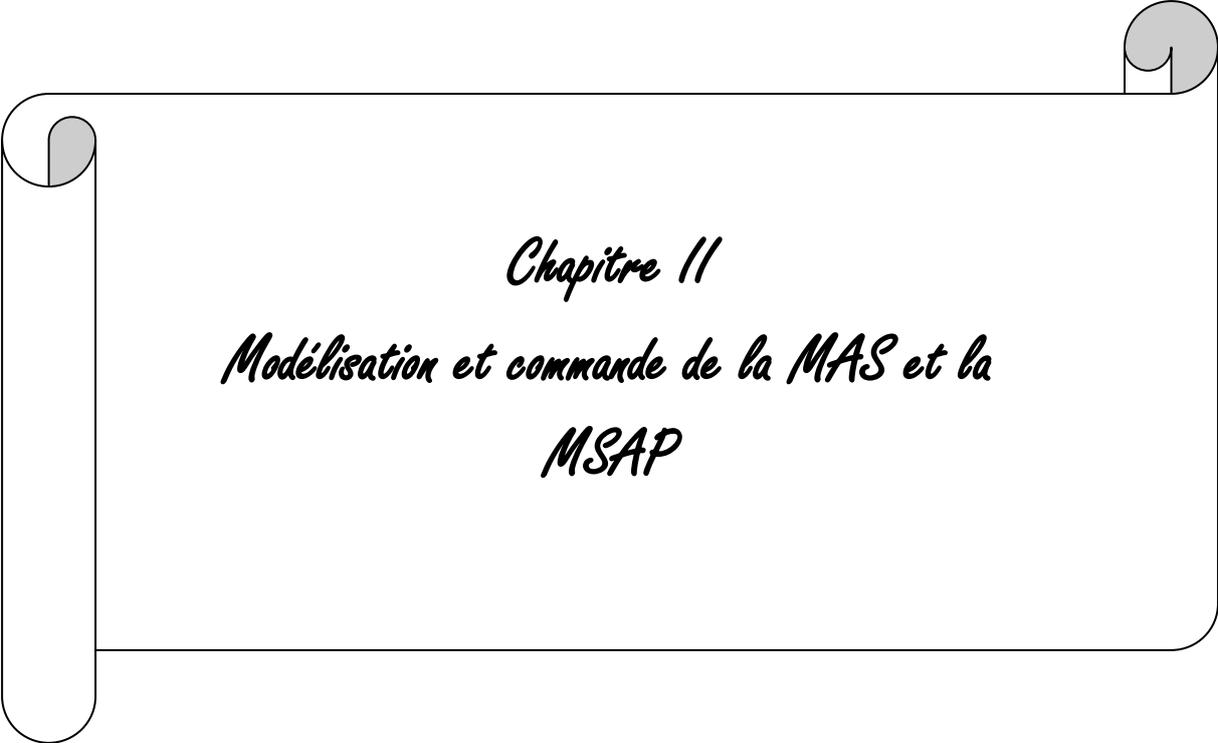
Dans ce premier chapitre, nous avons présenté une brève introduction à la commande tolérante aux défauts, c'est-à-dire la science de détection et d'isolation des défauts. On a abordé brièvement la sûreté de fonctionnement des processus et son indispensabilité dans les domaines critique, commençant par son concept et sa terminologie, puis passant par les définitions des termes régulièrement utilisés dans ce domaine, tels que : le défaut, la fiabilité, la maintenabilité, la disponibilité et la sécurité.

Dans ce chapitre on a également abordé une classification possible des défauts qui peuvent survenir dans les chaînes de commande des machines tournantes à courant alternatif, à savoir : les défauts dans les actionneurs, les défauts des capteurs et les défauts dans les convertisseurs, plus leurs causes et leurs conséquences. Puis, on a abordé la commande tolérante aux défauts dans son contexte et ses motivations citant trois accidents catastrophiques auraient pu être évités si leurs systèmes avaient été équipés d'un algorithme de détection et d'isolation des défauts. Par la suite, nous avons présenté la classification des méthodes de la FTC à savoir la commande tolérante active et passive, ainsi que les principales techniques de détection et d'isolation des défauts. Nous avons également brièvement abordé les domaines cibles où l'application de la commande tolérante aux défauts est fortement recommandée et indispensable. Enfin, nous avons présenté une synthèse sur l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts des entraînements à courant alternatif, où on a remarqué qu'il y a beaucoup de points à améliorer tel que :

- Réussir une commande tolérante aux défauts de capteurs de courant sans utiliser aucun capteur de courant.
- Réussir une commande tolérante aux défauts de capteurs de courant avec un seul estimateur de courants.

La synthèse n'est certes pas complète, mais nous avons essayé de présenter ce qui nous semble essentiel pour le développement de nos travaux.

Dans le prochain chapitre (chapitre II), nous allons aborder la machine asynchrone et la machine synchrone à aimants permanents, en présentant leur modélisation vis-à-vis de la commande qui sera développée et nous terminerons par une présentation des commandes qui seront utilisées pour ce travail.



Chapitre II

*Modélisation et commande de la MAS et la
MSAP*

Chapitre II

Modélisation et commande de la MAS et de la MSAP

II.1 Introduction

De nos jours, l'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus intéressant. L'étude du comportement de ces machines se fait aujourd'hui par modélisation mathématique qui permet d'éviter des tests réels qui peuvent d'avérer difficile à mettre en œuvre, chronophage et parfois dangereux. La modélisation mathématique des convertisseurs électromécaniques permet ainsi de restituer des phénomènes qu'on ne pourrait pas observer expérimentalement. En effet, les machines électriques sont modélisées mathématiquement par des systèmes d'équations entrées-sorties sous forme de fonction de transfert.

Vu la complexité et la non-linéarité de tels systèmes, des hypothèses simplificatrices ont été élaborées afin de rendre ces systèmes plus simple à étudier. Parmi les hypothèses simplificatrices usuelles établies on cite :

- L'entrefer est uniforme et l'effet d'encoche est négligé
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de Peau et d'hystérésis est négligé
- Les courants de Foucault sont négligés
- La densité de courant est uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires afin de négliger l'effet pelliculaire
- La composante homopolaire est nulle
- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale
- Le couplage capacitif entre les enroulements est négligé
- La machine est symétrique
- L'effet de la température sur les paramètres de la machine est négligé

Actuellement, les machines asynchrones et les machines synchrones à aimants permanents sont fortement demandées et sont utilisées dans tous les domaines de notre quotidien, par exemple : les systèmes de pompage, la production d'énergie, la traction et les chaînes de production. Pendant près des trois quarts du XXe siècle, la plupart des moteurs à courant alternatif à usage industriel et domestique ont été conçus pour fonctionner à vitesse constante. La demande de nos jours nécessite des fonctionnements à vitesse variable et grâce à la disponibilité des variateurs de fréquence, issues des progrès des dispositifs de l'électronique de puissance et les microprocesseurs, les entraînements électriques sont de plus en plus utilisés pour faire fonctionner les moteurs dans l'industrie sur une large plage de

vitesse. Dans l'ensemble, un variateur de vitesse est composé d'une commande et d'un convertisseur statique.

Etant donné que notre étude porte sur la commande tolérante aux défauts des capteurs de courant utilisés dans les variateurs de vitesse de la MAS et la MSAP, nous présenterons dans ce chapitre la modélisation et la commande de ces deux machines.

II.2 PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION

II.2.1 Introduction à la machine asynchrone

Le moteur à induction est le moteur à courant alternatif le plus utilisé dans l'industrie. Un moteur à induction, comme toute autre machine tournante, est constitué d'un stator (la partie fixe) et d'un rotor (la partie mobile) séparés par un entrefer. Le stator contient des enroulements électriques logés dans des encoches axiales. Les machines à induction utilisées dans l'industrie sont principalement triphasées, sauf pour les petites puissances où les machines monophasées sont les plus fréquentes. Chaque phase statorique possède un enroulement constitué de plusieurs bobines réparties dans de nombreuses encoches. L'enroulement génère une force magnétomotrice (f.m.m) qui doit avoir une forme d'onde en forme d'escalier qui se rapproche d'une onde sinusoïdale. La f.m.m a sa valeur maximale dans l'axe de l'enroulement. Dans une machine triphasée, les trois enroulements ont un déplacement spatial de 120° entre eux. Lorsque des courants triphasés équilibrés alimentent ces enroulements, la f.m.m résultante dans l'entrefer a une amplitude constante égale à 1.5 fois l'amplitude de la f.m.m d'une phase, et tourne à une vitesse angulaire de $\omega_s = 2\pi f$ [rad/s]. La vitesse réelle du champ magnétique tournant dépend du nombre de pôles du moteur. Cette vitesse est connue sous le nom de vitesse synchrone du moteur et est donnée par :

$$n_s = \frac{2\pi f}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{II.1})$$

Où p est le nombre de paire de pôles de la machine et f est la fréquence du courant qui circule dans les enroulements. L'équation II.1 peut également être exprimée sous la forme :

$$N_s = \frac{60f}{p} \text{ [tr/min]} \quad (\text{II.2})$$

Si le rotor d'une machine asynchrone a un enroulement similaire à celui du stator, on parle de machine à rotor bobiné (figure II.1). Ces enroulements sont reliés à des bagues collectrices montées sur le rotor. Des balais fixes touchent ces bagues collectrices et assurent la connexion électrique avec l'extérieur.



Figure II.1 : Rotor bobiné.

Un autre type de construction de rotor est connu sous le nom de rotor à cage d'écureuil (figure II.2). Dans cette construction, les encoches du rotor comportent des barres de cuivre ou d'aluminium court-circuitées ensemble à chaque extrémité du rotor par des anneaux d'extrémité. En fonctionnement normal, il n'y a pas de différence entre une machine à cage et une machine à rotor bobiné en ce qui concerne les caractéristiques électriques.



Document Leroy-Somer

Figure II.2 : Rotor à cage d'écureuil.

Lorsque le stator est alimenté en triphasée, un champ magnétique tournant est produit dans l'entrefer. Le flux magnétique de ce champ induit des tensions dans les enroulements du stator et du rotor. Le couple électromagnétique résultant de l'interaction des courants dans le circuit du rotor (puisqu'il est court-circuité) et du flux dans l'entrefer entraîne la rotation du rotor. Puisque la force électromotrice (f.é.m) dans le rotor ne peut être induite que lorsqu'il y a un mouvement relatif entre le champ d'entrefer et le rotor, alors le rotor tourne dans le même sens que le champ magnétique, par contre, il ne tournera pas à une vitesse synchrone. Un moteur à induction fonctionne toujours à une vitesse inférieure à la vitesse synchrone. La différence entre la vitesse du rotor et la vitesse synchrone est connue sous le nom de glissement défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.3})$$

II.2.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone

Les caractéristiques en régime permanent des machines à induction peuvent être déduites de son schéma équivalent, qui est similaire à celui d'un transformateur. Afin de développer un circuit équivalent par phase d'une machine triphasée, on considère ici un moteur à rotor

bobiné comme le montre la figure II.3. Dans le cas d'un moteur à cage d'écuriel, le circuit du rotor peut être remplacé par un enroulement triphasé équivalent. Lorsque des tensions triphasées équilibrées sont appliquées au stator, les courants y circulent. Ces courants produisent un champ magnétique tournant dans l'entrefer. De même, les courants induits dans l'enroulement du rotor produisent également un champ magnétique tournant. Ces champs tournent à la même vitesse dans l'entrefer, et un champ résultant est produit dans l'entrefer qui tourne à une vitesse synchrone. Le champ résultant induit des tensions dans les enroulements du stator est à la fréquence d'alimentation (f) et celui du rotor est à la fréquence de glissement (g).

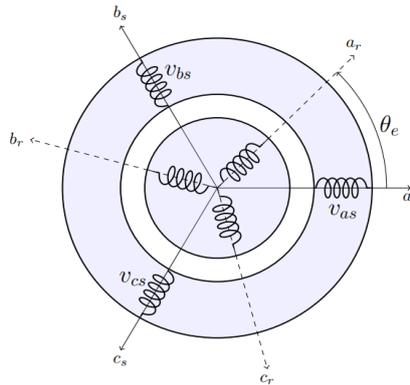


Figure II.3 : Représentation de la machine asynchrone triphasée.

II.2.3 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Comme indiqué à la figure II.3, la machine asynchrone triphasée comporte trois enroulements au stator d'axe a_s , b_s , c_s ("s" désigne les grandeurs statoriques) et trois enroulements au rotor d'axe a_r , b_r et c_r ("r" désigne les grandeurs rotoriques).

II.2.3.1 Equations électriques et magnétiques dans un repère triphasé

En appliquant la loi de Lenz aux six enroulements de la machine triphasée et en tenant compte des hypothèses citées précédemment, les équations en tension du stator et du rotor s'écrivent sous les formes matricielles suivantes :

- Les équations des tensions statoriques :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II.4})$$

Sachant que :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

Avec :

(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) les tensions appliquées au stator de la machine asynchrone.

(I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) les courants qui circulent dans les enroulements statoriques de la machine asynchrone.

$(\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc})$ sont les flux totaux des phases statoriques.

R_s est la résistance d'un enroulement statorique.

On a donc :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

• **Les équations des tensions rotoriques :**

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.6})$$

Sachant que :

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec :

(V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}) les tensions aux bornes des enroulements rotoriques de la machine asynchrone.

(I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}) les courants qui circulent dans les enroulements rotoriques de la machine asynchrone.

$(\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc})$ sont les flux totaux des phases rotoriques.

R_r est la résistance d'un enroulement rotorique.

On a donc :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Du fait de la symétrie de la machine, les inductances propres des enroulements statoriques sont constantes et égales, les inductances mutuelles entre les phases statoriques sont aussi constantes et égales. Le flux dans chacune des phases statorique et rotorique est donnée sous la forme suivante :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{rs}][I_r] \quad (\text{II.8})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}]^T[I_s] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

Sachant que :

L_{as} est l'inductance propre d'une phase statorique.

L_{ar} est l'inductance propre d'une phase rotorique.

M_{as} est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_{ar} est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} est l'inductance mutuelle entre une phase du stator et du rotor du même indice.

θ_e est l'angle entre l'axe d'une phase du stator et l'axe d'une phase du rotor de même indice.

Ce modèle matriciel est une représentation triphasée, non linéaire et multi-variable fortement couplés. Par conséquent, cette modélisation nécessite des transformations pour qu'elle soit convenable à la mise en œuvre de la commande.

II.2.3.2 Modélisation de la MAS dans un repère diphasé

Une machine triphasée peut être représentée par une machine biphasée équivalente en utilisant une transformation d'axe, comme le montre la figure II.4, ou le système d'axes (d, q) est le repère lié au champ tournant et le système d'axes (α, β) est le repère lié au stator. La transformation d'axe met en relation les courants ou les tensions sur les axes (a, b, c) avec les courants ou les tensions sur les axes (d, q) et (α, β) . Cette transformation a été proposée pour la première fois par R. H. Park en 1920, appelée "Transformation de Park".

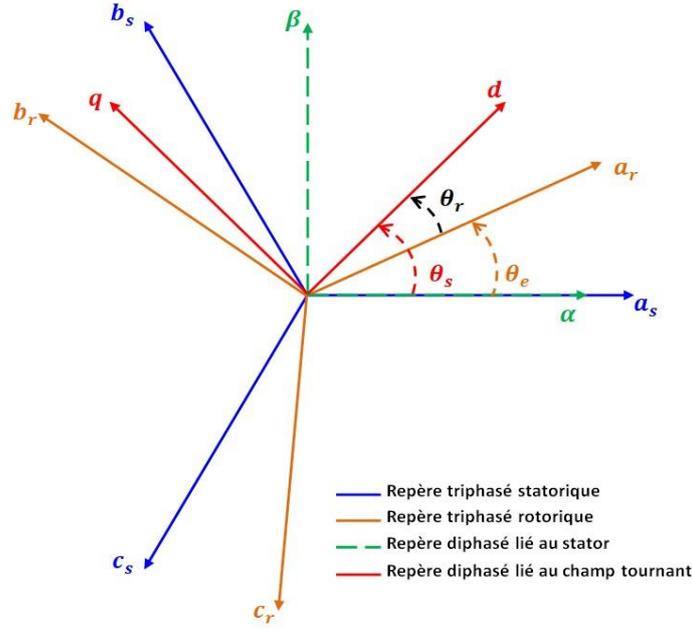


Figure II.4 : Définition des angles et des différents repères dans le plan électrique.

La transformation de Park permet le passage d'un repère triphasé vers un repère diphasé. Cette théorie peut être appliquée pour plusieurs repères (repère statorique, repère rotorique ou repère synchrone) suivant l'utilisation et les besoins. En réalité, cette transformation se fait à partir d'un repère triphasé quelconque (x_a, x_b, x_c) vers un repère (x_1, x_2, x_0) , comme le montre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_0 \end{bmatrix} = [Park] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

x_0 est une composante homopolaire qui est égale à 0 respectant les hypothèses simplificatrices présentées précédemment.

Pour la MAS, le repère diphasé lié au champ tournant (d, q) est le plus approprié pour la commande vectorielle où $\theta = \theta_s$. Par contre pour la commande direct du couple (DTC), le repère (α, β) lié au stator est le plus convenable où $\theta = 0$.

• **Modélisation dans le repère (d, q) :**

En appliquant la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques (II.5) et (II.7), le modèle électrique de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant ($\theta = \theta_s$) est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_{re}$: la pulsation électrique

$\omega_{re} = p\Omega_r$ avec p le nombre de paire de pôles de la machine et Ω_r est la vitesse mécanique mesurée au rotor.

En appliquant la transformation de Park aux équations du flux statorique et rotorique (II.8) et (II.9), les flux exprimés dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre du stator

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre du rotor

$M = \frac{2}{3}M_{sr}$: mutuelle cyclique stator-rotor après la transformation de Park

On obtient les équations des courants en fonction des flux en inversant la matrice d'inductance dans l'équation II.13:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

σ : coefficient de dispersion de Blondel qui traduit la présence des flux de fuite.

On remplace les flux dans l'équation II.12 par l'équation II.13, et nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_{sl} M & R_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & 0 & \omega_{sl} L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Puis :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega_s L_s & Ms & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s s & \omega_s M & Ms \\ Ms & -\omega_{sl} M & R_r + L_r s & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & Ms & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

- **Modélisation dans le repère $(\alpha \beta)$:**

En appliquant la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques (II.5) et (II.7), le modèle électrique de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel (α, β) lié au stator ($\theta = 0$) est donné par :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} - \omega_{re} \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} + \omega_{re} \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.2.3.3 Equation du couple électromagnétique

Pour les machines asynchrones à rotor bobiné alimentées uniquement au stator (rotor en court-circuit) et les machines asynchrones à cage d'écurueil on a $V_{rd} = V_{rq} = 0$. Le couple développé par le moteur dans le référentiel ($d q$) peut être obtenu à partir de l'équation II.16. Sous les hypothèses classiques, un moteur électrique absorbe de l'énergie électrique et la transforme en partie en puissance électromagnétique (P_{em}). Une autre partie sera dissipée sous forme d'énergie thermique dans le circuit résistif (par effet Joule P_j) et une dernière partie de puissance sera stockée dans le circuit inductif sous forme de puissance magnétique (P_{mag}). L'équation suivante présente le bilan de puissance d'un moteur électrique :

$$P_a = P_{em} + P_j + P_{mag} \quad (\text{II.18})$$

La puissance instantanée P_a absorbée par le moteur est obtenue en multipliant l'équation de tension par le courant comme suit :

$$P_a = I^T [V] \quad (\text{II.19})$$

En développant l'équation II.19 on trouvera une équation sous la forme suivante :

$$P_a = [R][I] + [\omega_r Lp][I] + [\omega_r \varphi][I] \quad (\text{II.20})$$

L'équation II.20 indique que le premier terme correspond aux pertes par effet Joule, le deuxième terme est associé à la puissance magnétique stockée dans le circuit. Par conséquent, le troisième terme est relatif à la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer, sachant que cette puissance s'exprime par l'équation suivante :

$$P_{em} = \omega C_{em} \quad (\text{II.21})$$

Par mise en égalité de l'équation II.21 avec le troisième terme de l'équation II.20, on trouve l'expression du couple électromagnétique du moteur :

$$C_{em} = pM(I_{sq}I_{rd} - I_{sd}I_{rq}) \quad (\text{II.22})$$

D'autres expressions du couple peuvent être obtenues en utilisant les relations entre les flux et les courants dans d'autres repères :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} + \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{II.24})$$

II.2.3.4 Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + F\Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.25})$$

J : le moment d'inertie

F : le coefficient de frottement

C_r : le couple résistant au rotor

II.2.3.5 Mise en équations sous forme d'état

La commande de la MAS comme les commandes des autres machines, nécessite un choix judicieux d'un modèle d'état pour la simulation, mis sous la forme de l'équation II.26. Ce choix dépend des objectifs et de la commande désirée.

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega_r)X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

\dot{X} : le vecteur d'état

Y : le vecteur de sortie

U : le vecteur de commande

Généralement, la représentation d'état d'un tel système nécessite trois vecteurs principaux, à savoir, un vecteur d'état, un vecteur de commande et un vecteur de sortie. La vitesse rotorique de la machine est une grandeur facilement mesurable tandis que les grandeurs magnétiques (les flux) de la machine sont difficilement accessibles. On peut donc choisir comme vecteur de sortie les courants statoriques mesurés.

La commande par orientation du flux rotorique de la MAS se fait dans un référentiel lié au champ tournant (d, q) . Elle nécessite un vecteur d'état composé des flux rotoriques φ_{rd} , φ_{rq} et des courants statoriques I_{sd} , I_{sq} , tandis que le vecteur de commande est constitué des tensions statoriques V_{sd} , V_{sq} , et des tensions rotoriques V_{rd} , V_{rq} . La commande DTC se fait quant à elle dans un repère lié au stator (α, β) qui nécessite un vecteur d'état composé des grandeurs statoriques $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$.

- **Mise en équations sous forme d'état dans le repère (d, q) :**

Le modèle non linéaire de la machine dans un repère lié au champ tournant $(\theta = \theta_s)$ est représenté par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_{sr} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

En introduisant λ et k_s par :

$$\lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \text{ et } k_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

On obtient la forme d'état présentée dans l'équation II.26 comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{k_s}{T_r} & k_s \omega_r \\ -\omega_s & -\lambda & -k_s \omega_r & \frac{k_s}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_{sr} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}$$

On a donc :

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} [I_{sd} \quad I_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T ; Y = [I_{sd} \quad I_{sq}]^T ; U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{k_s}{T_r} & k_s \omega_r \\ -\omega_s & -\lambda & -k_s \omega_r & \frac{k_s}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_{sr} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

• **Mise en équations sous forme d'état dans le repère (α, β) :**

Le modèle d'état de la MAS dans un repère lié stator ($\theta = 0$) est représenté par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_{re} & \frac{R_s}{\sigma L_s L_r} & \frac{\omega_{re}}{\sigma L_r} \\ -\omega_{re} & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & \frac{\omega_{re}}{\sigma L_r} & \frac{R_s}{\sigma L_s L_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

II.2.4 Commande de la machine asynchrone

II.2.4.1 La commande vectorielle de la MAS

La commande par orientation du flux rotorique d'une MAS initiée par Blaschke [112] en 1971 a pour but de rendre la commande semblable à celle d'un moteur à courant continu excité séparément, où le contrôle du flux et du couple est réalisé indépendamment. Dans ce cas, le flux rotorique est orienté comme suit:

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad (\text{II.30})$$

$$\varphi_{rq} = 0 \quad (\text{II.31})$$

Considérons le modèle du moteur asynchrone présenté précédemment par l'équation II.28 dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) :

$$\frac{d}{dt} I_{sd} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k_s}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_{re} k_s \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (\text{II.32})$$

$$\frac{d}{dt} I_{sq} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - \omega_{re} k_s \varphi_{rd} + \frac{k_s}{T_r} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{rd} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_{re}) \varphi_{rq} \quad (\text{II.34})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{rq} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega_{re}) \varphi_{rd} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant les équations II.30 et II.32 dans les équations II.34 et II.23 en introduisant l'opérateur dérivée « s », on obtient les expressions du flux et du couple suivant :

$$\varphi_r = \frac{M}{T_r s + 1} I_{sd} \quad (\text{II.36})$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{sq} \quad (\text{II.37})$$

Ainsi, le couple électromagnétique ne dépend que d'un seul courant qui est le courant statorique quadratique I_{sq} . On a donc similaire à celle de la machine à courant continu présenté dans l'équation suivante:

$$C_{em} = k' \Phi I \quad (\text{II.38})$$

Nous avons donc deux variables d'action indépendantes comme sur la machine à courant continu, une pour régler le flux (I_{sd}) et l'autre pour ajuster le couple (I_{sq}).

Dans ce contexte, l'équation II.35 devient :

$$\omega_s = \frac{M}{T_r \varphi_r} I_{sq} + p \Omega_r \quad (\text{II.39})$$

Ainsi, l'intégrale de l'équation II.39 nous donne l'angle θ_s qui va être utilisé dans toutes les transformations:

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.40})$$

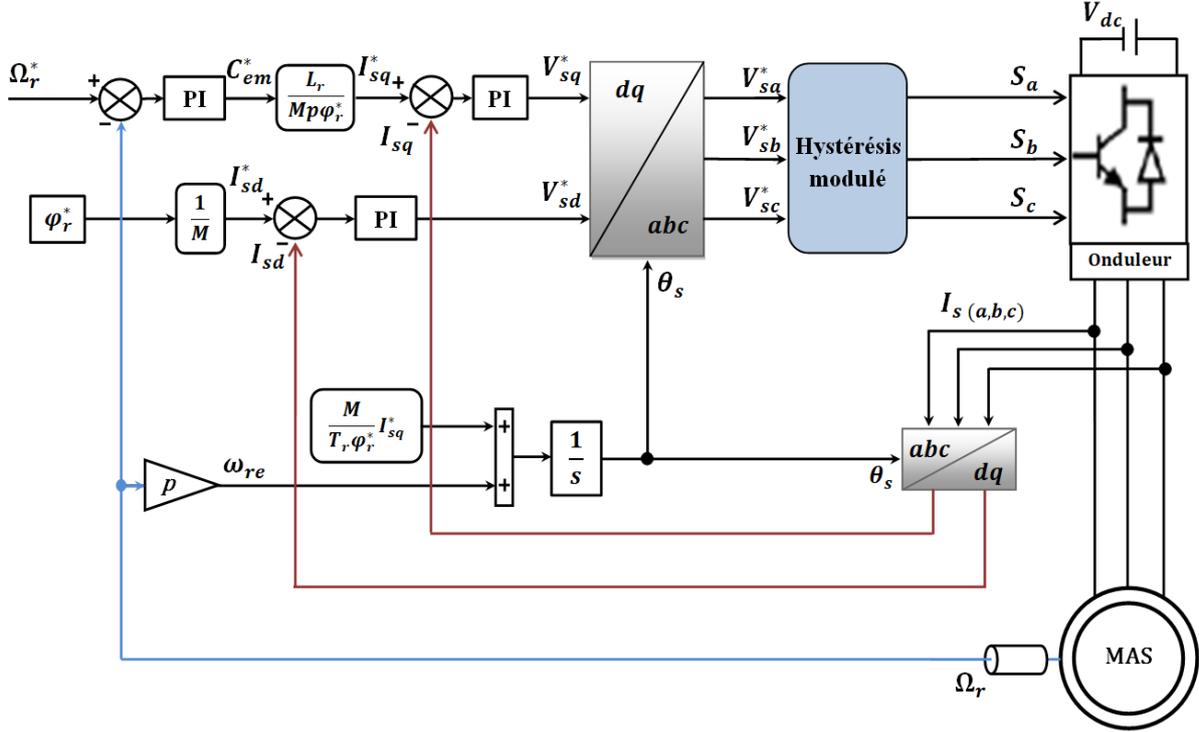


Figure II.5 : Schéma global de la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur à induction.

II.2.4.2 La commande directe du couple (DTC) de la MAS

La commande DTC a été introduite en 1986 par Takahashi [113]. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines d'une manière découplée. L'idée de base de la commande directe du couple est d'estimer les valeurs instantanées du flux et du couple uniquement à partir des grandeurs statoriques. Les signaux de commande de l'onduleur sont issus directement d'une table de commutation développée par Takahashi [113] (voir tableau A.1 de l'annexe A).

Soit les équations de flux statorique issues de l'équation II.29 :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} \\ \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

L'intégrale de l'équation II.41 nous donne les flux statoriques selon les axes (α, β) :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Prenons l'équation du flux statorique sous forme complexe :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s\alpha} + j\overline{\varphi}_{s\beta} \quad (\text{II.43})$$

Le flux statorique estimé est le module de l'équation II.43 tandis que son argument est l'angle θ_{as} qui sera utilisé dans la table de commutation pour définir les différents secteurs des vecteurs de flux et du couple :

$$\begin{cases} |\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \theta_{as} = \arctan\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Le couple électromagnétique est estimé en utilisant l'équation II.24.

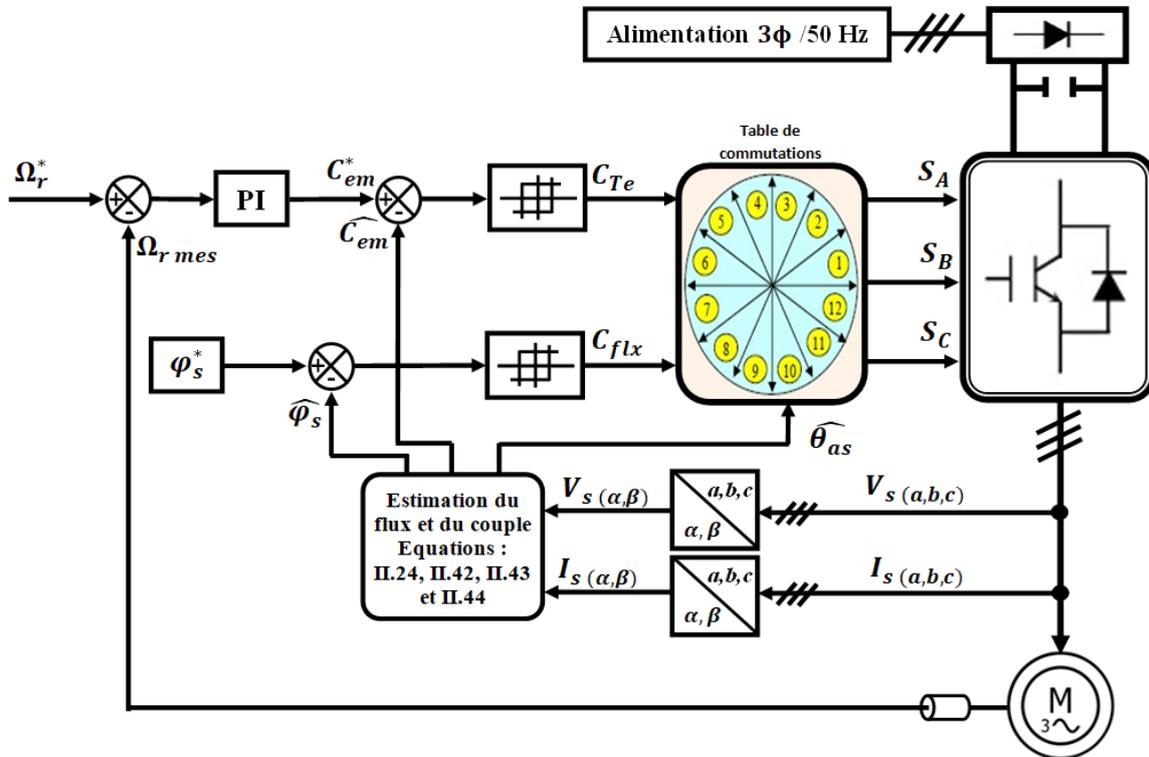


Figure II.6 : Schéma global de la commande directe du couple d'un moteur à induction.

II.3 DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

II.3.1 Présentation de la machine synchrone à aimants

Alors que les moteurs à induction sont les plus utilisés pour la plupart des applications simples, une grande attention est actuellement accordée aux machines synchrones à aimants permanents. Les machines à aimants permanents sont des machines qui utilisent des aimants au lieu des enroulements dans l'inducteur pour produire le champ magnétique d'excitation.

Le remplacement des bobinages du rotor par des aimants permet de simplifier la construction, réduire les pertes et l'inertie, augmenter le couple massique et améliorer le rendement. D'autre part, le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou des contacts glissants leur permet de travailler dans des milieux difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien, ce qui leurs permet de remplacer les moteurs à courant continu et les moteurs à induction dans plusieurs domaines. Les MSAP ont toutefois un coût plus élevé et des températures élevées au rotor risquent de démagnétiser les aimants. Les moteurs à aimants sont essentiellement des machines synchrones et peuvent fonctionner avec rendement très proche du 100%, ce qui les rend plus efficaces que les moteurs à induction malgré le surcoût.

Contrairement à la machine asynchrone, la vitesse du champ tournant de la machine synchrone est égale à la vitesse de rotation du rotor, où le champ magnétique rotorique est généré par des aimants permanents ou bien un bobinage d'excitation. En effet, le terme synchrone vient du synchronisme entre le champ tournant statorique et le champ rotorique qui est imposé par la position du rotor.

L'architecture du stator des machines synchrones à aimants permanents n'est pas différente de celle des machines asynchrones ; c'est un stator constitué de trois enroulements triphasés, déplacés spatialement de 120° (figure II.7), alimentés en triphasé et produisant un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Par contre, le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents est différent de celui d'une machine synchrone classique et de celui de la machine asynchrone. Dans une machine synchrone à aimants permanents, la masse rotorique contient des aimants qui sont des matériaux dont l'aimantation et le champ coercitif sont élevés, ce qui permet l'existence du champ magnétique en permanence, évitant ainsi une source secondaire pour alimenter l'inducteur. La présence des aimants dans le rotor de ces machines crée un flux rotorique constant.

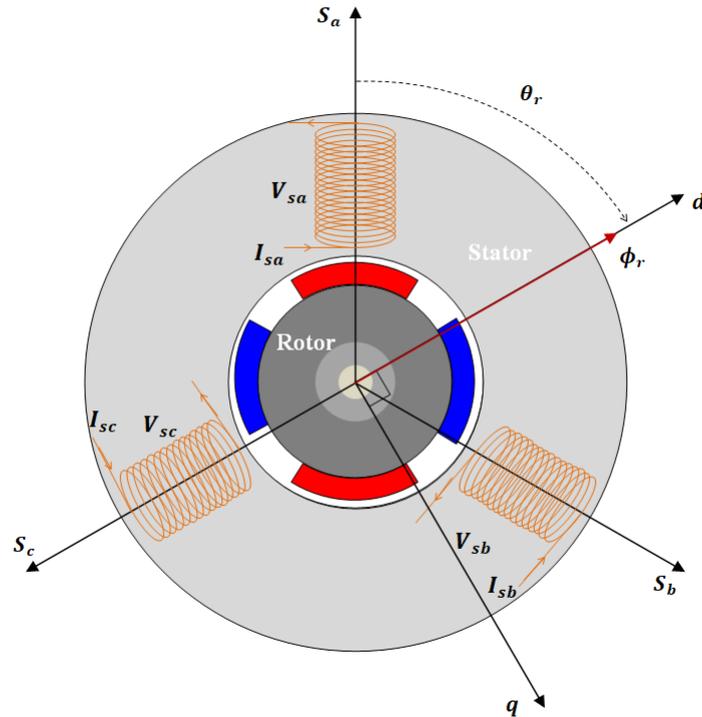


Figure II.7 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

Les machines à aimants sont généralement classées en fonction de la direction du flux, soit à flux radial ou à flux axial. Elles sont aussi classées en fonction de leur force électromotrice, soit sinusoïdale comme dans les machines synchrones à aimants permanents ou trapézoïdale comme dans les moteurs sans balais (moteur Brushless BLDC). Les machines synchrones à aimants permanents à f.é.m sinusoïdales se divisent en deux types, soit à pôles lisses ou à pôles saillants.

Il existe essentiellement trois types de rotor dans les machines synchrones à aimants permanents à f.é.m sinusoïdales. Ils sont classés suivant la disposition des aimants :

Le rotor à aimant en surface (voir figure II.8(a)). Dans ce type de rotor, de minces aimants permanents sont maintenus sur la surface de la périphérie extérieure des tôles du rotor par collage ou frettage. Ces machines ne peuvent pas être utilisées pour des applications à grande vitesse à cause du manque de robustesse mécanique. De plus, la configuration de type surface n'est possible qu'avec une magnétisation de flux radiale. Dans ce type de rotor l'inductance de l'axe direct est égale à celle de l'axe quadratique et elles ne dépendent pas de la position du rotor.

Le rotor à aimants enterrés où les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (voir figure II.8(b)). Dans ce cas, les pôles de la machine sont saillants et les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Ce type de rotor est utilisé dans les machines à grande vitesse puisqu'il offre une très bonne robustesse mécanique contrairement aux rotors à

aimants surfaciques où les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur séparation du rotor.

Le rotor à aimants à concentration de flux. Dans ce type de rotor les aimants sont placés perpendiculairement et profondément vers le centre de la masse rotorique (voir figure II.8(c)). Cette architecture permet l'obtention d'une forte induction dans l'entrefer puisque le flux généré par les aimants est concentré vers l'entrefer.

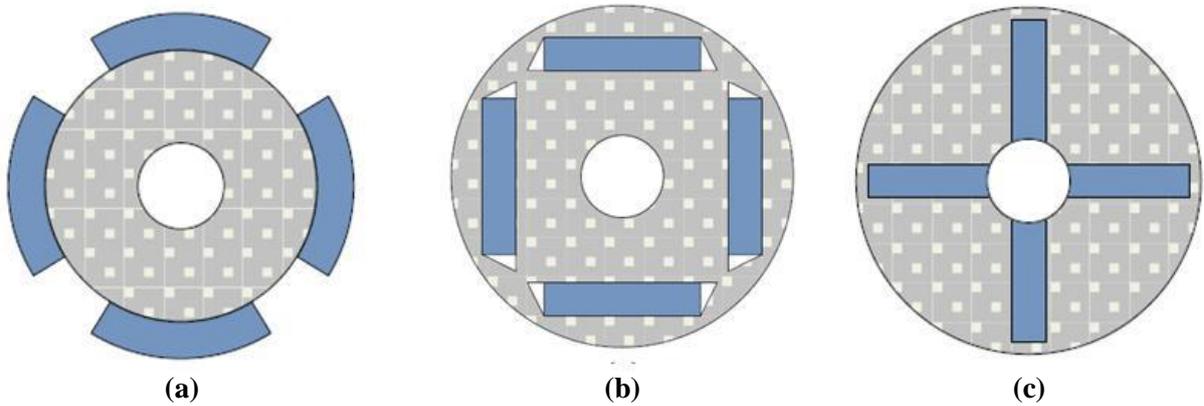


Figure II.8 : Différentes architectures de rotors à aimants permanents : (a) aimant en surface, (b) aimants enterrés et (c) concentration du flux.

Aujourd'hui, la machine synchrone à aimants permanents est présente dans de nombreuses applications comme les équipements domestiques (lave linge, disques durs), la production de l'énergie électrique, les véhicules électriques, la propulsion naval, ferroviaire, spatiale et aéronautique, etc.

II.3.2 Modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est dérivé de celui de la machine synchrone classique (machine synchrone à rotor bobiné). Le flux rotorique généré par les aimants est constant et ne nécessite pas de courant d'excitation. En outre, afin d'obtenir un modèle simple, la modélisation de la MSAP sera basée sur les hypothèses simplificatrices présentées précédemment dans l'introduction de ce chapitre.

II.3.2.1 Equations électriques et magnétiques

Les équations de tensions statoriques s'écrivent sous forme matricielle dans le référentiel (a, b, c) par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{II.45})$$

Sachant que :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}; [I_S] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_S] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Avec :

(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) les tensions appliquées aux stator de la MSAP.

(I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) les courants qui circulent dans les enroulements statoriques de la MSAP.

$(\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc})$ les flux totaux au stator.

R_S est la résistance d'un enroulement statorique.

On a donc :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Les flux totaux statoriques sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{saf} \\ \phi_{sbf} \\ \phi_{scf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$(\phi_{saf}, \phi_{sbf}, \phi_{scf})$ sont les flux créés par les aimants dans les bobinages statoriques.

L_S est l'inductance d'un enroulement statorique.

On a :

$$\begin{bmatrix} \phi_{saf} \\ \phi_{sbf} \\ \phi_{scf} \end{bmatrix} = \phi_r \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Avec :

θ : l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

ϕ_r : le flux crée par les aimants.

Pour la MSAP on considère un référentiel (d, q) dont l'axe d est confondu avec un pôle nord rotorique. En appliquant la transformation de Park exprimée par l'équation II.11 sur les équations II.46 et II.47, on obtient les équations de la MSAP dans le nouveau référentiel :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_{re} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_{re} \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_d I_{sd} + \phi_r \\ \phi_{sq} = L_q I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant les flux dans l'équation II.49 par l'équation II.50 on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_{re} L_q I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_{re} (L_d I_{sd} + \phi_r) \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

On introduisant l'opérateur dérivée « s », on aboutit à l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega_{re} L_q & 0 \\ \omega_{re} L_d & R_s + L_d s & \omega_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Sachant que :

$\omega_r = p\Omega_r$ sachant que p est le nombre de paire de pôles de la machine et Ω_r est la vitesse mécanique mesurée au rotor.

L_d est l'inductance directe.

L_q est l'inductance quadratique.

II.3.2.2 Equation du couple électromagnétique

De la même façon que pour le calcul du couple électromagnétique de la machine asynchrone, on peut obtenir l'équation du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents à partir d'un bilan de puissance.

$$P_a = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (\text{II.53})$$

En remplaçant V_{sd} et V_{sq} par leurs expressions (voir équation (II.49)), on trouve :

$$P_a = \left[R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) - \left(I_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + \frac{3}{2} \frac{d}{dt} (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \right] \quad (\text{II.54})$$

Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.

Le deuxième terme relatif à la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le troisième terme correspond à la puissance électromagnétique.

En remplaçant dans l'équation II.20, on trouve l'expression du couple électromagnétique de la MSAP :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \quad (\text{II.55})$$

En remplaçant ϕ_{sd} et ϕ_{sq} par leurs expressions, on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq} + \phi_r I_{sq}] \quad (\text{II.56})$$

II.3.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la MSAP est identique à celle de la MAS et donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + F\Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.22})$$

Avec :

J : le moment d'inertie

F : le coefficient de frottement

C_r : le couple résistant au rotor

II.3.2.4 Mise en équations sous forme d'état

Le modèle d'état de la machine synchrone à aimant permanents s'écrit sous la forme suivante :

$$\dot{X} = H(\omega_r)X + GU \quad (\text{II.57})$$

X est le vecteur d'état défini par $[X]^T = [I_{sd} \ I_{sq}]$

U est le vecteur de commande défini par $[U]^T = [V_{sd} \ V_{sq} \ \phi_r]$

Le modèle de la MSAP sous forme d'état dans le repère (d, q) est :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_{re}}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \phi_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

On a donc :

$$H = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_{re}}{L_q} \end{bmatrix}$$

II.3.3 Commande de la machine synchrone à aimants permanents

Pour la MSAP les fonctionnements performants en variation de vitesse ne sont possibles qu'avec une commande vectorielle. La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents est plus simple que la commande vectorielle d'un moteur à induction décrite précédemment. La raison principale de cette simplicité vient du fait que le flux magnétique du rotor est directement lié à l'axe direct du cadre de référence du rotor et que l'angle entre le flux magnétique et l'axe de référence du stator est égal à l'angle du rotor (θ) que l'on peut facilement obtenir à l'aide d'un capteur de position.

La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents est conçue à partir de son modèle (d, q).

Dans un repère lié au rotor, le modèle de Park de la MSAP est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}I_{sd} + \omega_{re} \frac{L_q}{L_d}I_{sq} + \frac{1}{L_d}V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}I_{sq} - \omega_{re} \frac{L_d}{L_q}I_{sd} + \frac{1}{L_q}V_{sq} - \omega_{re} \frac{1}{L_q}\phi_r \\ C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq} + \phi_r I_{sq}] \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Dans notre cas, la MSAP utilisée est une machine à pôles lisses, ce qui donne $L_d = L_q$, l'expression du couple devient donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p\phi_r I_{sq} \quad (\text{II.60})$$

Pour limiter les pertes joules, on impose :

$$I_{sd}^* = 0 \quad (\text{II.61})$$

et :

$$I_{sq}^* = \frac{2}{3} \frac{C_{em}^*}{p\phi_r} \quad (\text{II.62})$$

Sachant que le symbole « * » désigne les grandeurs références.

Le synoptique de la commande vectorielle de la MSAP est présenté à la figure II.9. Un capteur de position fixé à l'arbre du moteur, permet la détection instantanée de la position du rotor et la mesure de la vitesse de rotation à chaque instant.

Le couple de référence est le résultat de l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée passant par un régulateur proportionnel intégral (PI). Ensuite, le couple référence est utilisé pour calculer le courant référence de l'axe quadratique I_{sq}^* en appliquant l'équation II.62.

Les courants triphasés de la MSAP sont mesurés et transformés en utilisant la transformation de Park et la position du rotor. Ces courants sont comparés aux courants références et réglés avec deux régulateurs PI afin d'avoir les tensions références directe et quadratique pour l'onduleur MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

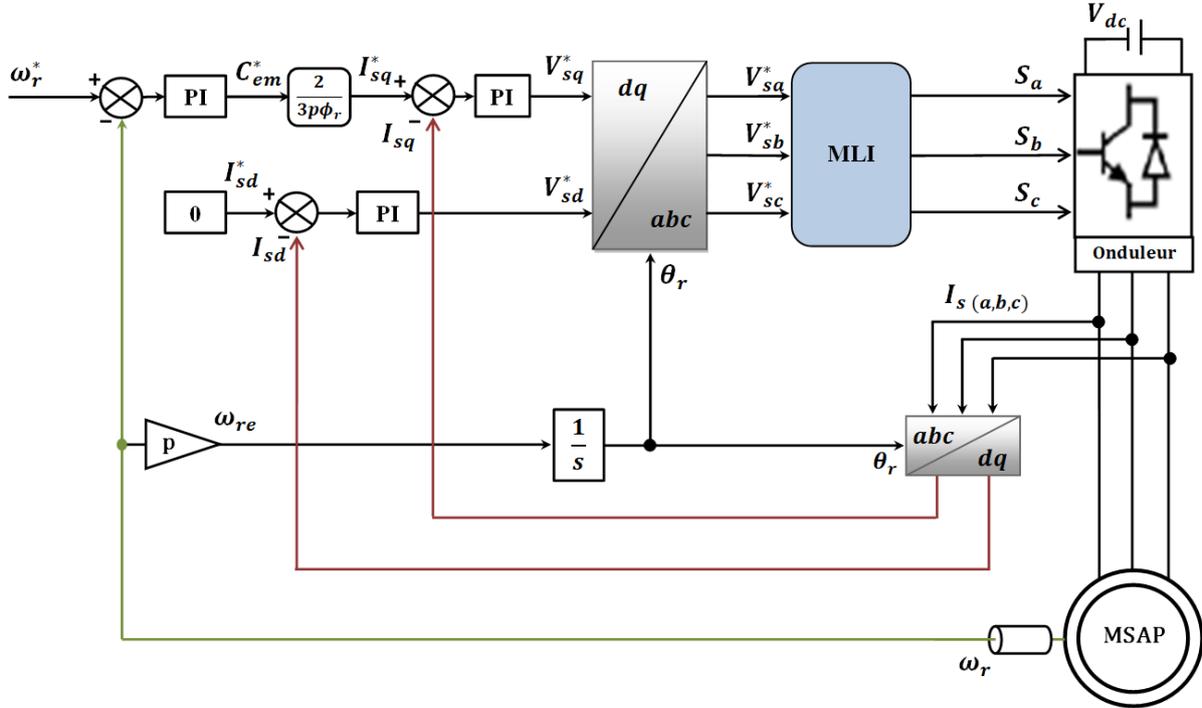


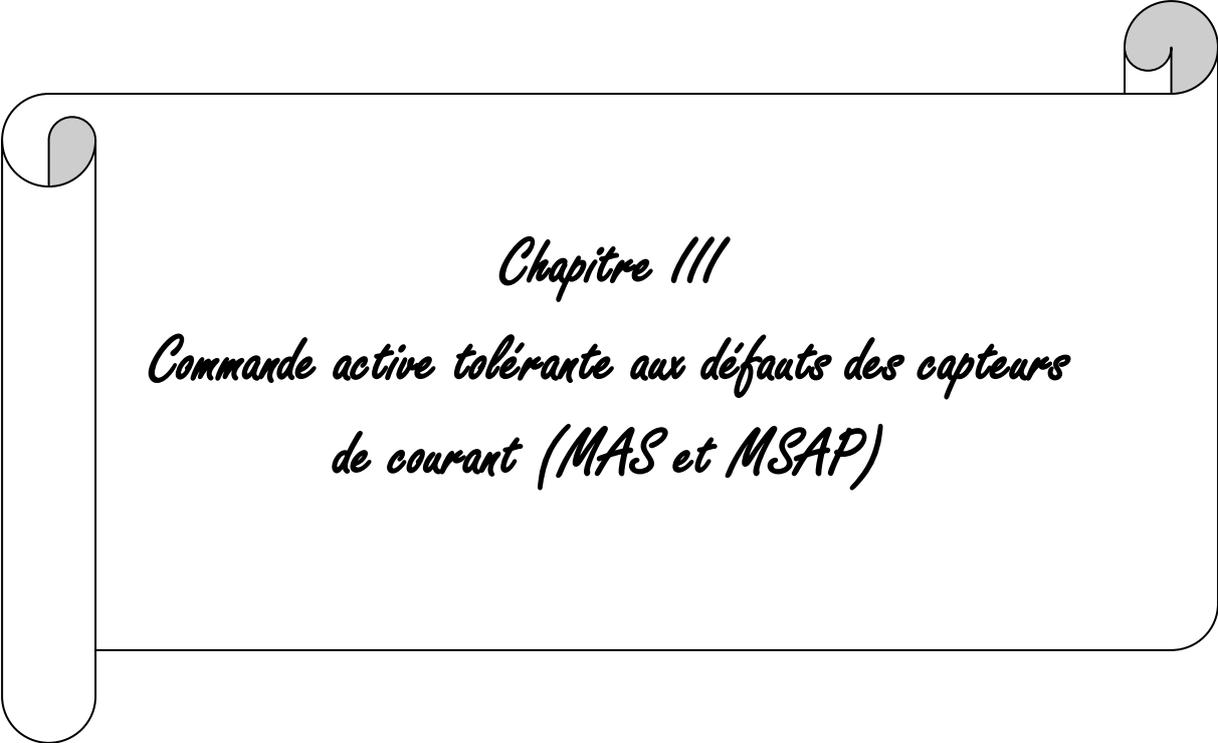
Figure II.9 : Schéma global de la commande vectorielle directe de la machine synchrone à aimants permanents.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a abordé la MAS et la MSAP en commençant par leur constitution, leurs particularités et leur principe de fonctionnement. Puis nous avons donné un aperçu sur quelques applications de ces deux machines. Ensuite, des modèles permettant de décrire le comportement dynamique des deux machines ont été présentés. Ces modèles ont été exprimés par le biais d'une modélisation mathématique, en s'appuyant sur diverses hypothèses simplificatrices et le modèle de Park. Finalement, nous avons présenté la stratégie de commande vectorielle associée à la MAS ainsi que sa commande DTC, puis la commande vectorielle de la MSAP pour assurer la variation de vitesse de chacune de ces machines.

Les stratégies de commande utilisées pour la variation de vitesse de la MAS et la MSAP nécessitent une connaissance précise des courants statoriques. Ces grandeurs électriques sont mesurées par des capteurs de courant, ce qui rend ces éléments indispensables au fonctionnement de la commande. De plus, le besoin d'améliorer la disponibilité des systèmes et la continuité du service exige et impose la mise en œuvre d'une commande tolérante aux défauts de ces composants.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la contribution apportée par ce travail à la commande tolérante aux défauts des capteurs de courant dans les variateurs de vitesse des MASs et des MSAPs.



Chapitre III

*Commande active tolérante aux défauts des capteurs
de courant (MAS et MSAP)*

Chapitre III

Commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant (MAS et MSAP)

III.1 Introduction

La détection et l'isolation des défauts et la reconfiguration du système, en terme anglo-saxonne Fault Detection, Isolation and Reconfiguration (FDIR) est un volet important de l'ingénierie des systèmes. L'objectif premier d'un dispositif FDIR est la détection et l'isolation précoce des défauts, puis la reconfiguration du système pour anticiper des dommages supplémentaires sur le système et assurer la continuité du service. Un défaut peut être défini comme une déviation non autorisée d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport à la condition standard. Une défaillance est une interruption permanente de la capacité d'un système à exécuter une fonction requise dans des conditions de fonctionnement spécifiées. De telles défaillances peuvent se produire dans les capteurs, les actionneurs ou d'autres dispositifs et peuvent par conséquent affecter de façon négative le comportement local ou global du système. Lorsqu'une défaillance se produit dans un système, le déclenchement d'une alarme est indispensable, mais l'arrêt d'urgence du système n'est pas toujours la meilleure façon d'agir. Par conséquent, la reconfiguration simultanée de celui-ci est obligatoire pour permettre un fonctionnement ininterrompu.

Les capteurs de courant sont un élément clé pour réussir la commande d'un système d'entraînement électrique, c'est pourquoi dans ce chapitre une commande tolérante aux défauts (FTC) des capteurs de courant sera développée, puis sera appliquée en contrôle vectoriel et commande direct du couple (DTC) sur deux différentes machines, à savoir la machine asynchrone et la machine synchrone à aimants permanents. De plus, trois différents défauts seront traités, à savoir le défaut du gain du capteur, la défaillance total du capteur et le dc-offset qu'il soit positif ou négatif. En somme, la commande tolérante active proposée englobe un circuit logique pour assurer la détection et l'isolation des défauts ainsi que la reconfiguration du système en cas d'apparition du défaut. Elle contient aussi un estimateur de courants pour reconstruire les courants statoriques afin de remplacer les mesures erronées des capteurs défectueux par une estimation correcte.

Ce chapitre est destiné exclusivement à la simulation de la FTC proposée sur l'environnement Matlab/Simulink. D'abord, elle sera appliquée sur une MAS de 1.1kW en contrôle vectoriel, puis sur une MAS de 4kW avec la commande directe du couple (DTC), enfin sur une MSAP de 7kW.

III.2 PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION

Les étapes principales à suivre lorsqu'un défaut se produit sont d'abord de déclencher une alarme d'urgence, puis identifier la nature du défaut et enfin décider comment y remédier. Le rôle principal d'une FTC est la détection des défauts, le repérage de son emplacement, la prise de décisions nécessaires pour isoler le composant défectueux puis la reconfiguration du contrôle de système. Or, pour réussir une commande active tolérante aux défauts, il faut assurer d'une part la détection et l'isolation du défaut puis la reconfiguration du système, d'autre part, il faut aussi réussir à reconstruire les grandeurs erronées afin de garantir la continuité du service. C'est dans ce contexte qu'on a proposé une FTC basée sur un circuit logique qui permet d'assurer les trois tâches importantes : la détection, l'isolation et la reconfiguration. Il est à noter que la reconstruction des courants statoriques est basée sur un modèle d'état de la machine et des grandeurs mesurables.

III.2.1 Estimation des courants statoriques de la MAS

L'architecture du modèle dédié pour la reconstruction des courants est basée sur celle de l'observateur classique de Luenberger [114]. La théorie générale d'un observateur adaptatif de Luenberger est basée sur un modèle déterminé du système, un mécanisme adaptatif pour les variables estimées et une matrice de gain qui assure la stabilité du système [48, 49]. Cependant, dans ce travail, l'idée proposée pour l'estimation des courants statoriques en utilisant cette théorie est basée sur la conservation du modèle du système avec la matrice du gain, par contre le mécanisme adaptatif est remplacé par des grandeurs mesurables comme le montre la figure III.1(a). Cela permet d'obtenir une estimation des courants statoriques à la fois efficace, performante, simple et stable. Donc, pour concevoir cet estimateur de courants, on utilise le modèle (α, β) de la MAS présenté précédemment dans le chapitre II par l'équation (II.25).

Dans les applications machine, l'observateur classique de Luenberger présenté dans la figure III.1(b) a souvent été utilisé pour l'estimation de la vitesse, où les entrées sont les courants et les tensions et la sortie est la vitesse de rotation de la machine. Dans notre application qui a pour but d'estimer les courants statoriques et non pas la vitesse de rotation, les entrées seront les tensions statoriques et la vitesse de rotation qui est à son tour remplace le mécanisme adaptatif, par contre, la sortie sera les courants statoriques estimés (figure III.1(a)).

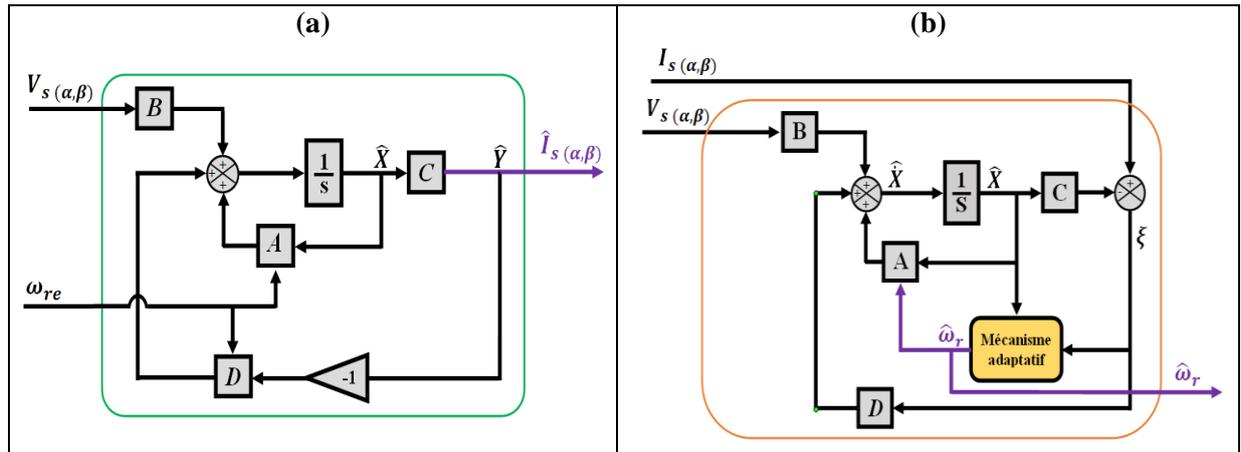


Figure III.1 : Estimeurs : (a) estimateur des courants statoriques et (b) estimateur de vitesse.

L'estimateur de courants est donné par l'équation suivante, où le symbole “^” indique les grandeurs estimées :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A(\omega_r)\hat{X} + BU + D\xi \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \quad \hat{I}_{s\beta} \quad \hat{\varphi}_{r\alpha} \quad \hat{\varphi}_{r\beta}]^T ; \hat{Y} = [\hat{I}_{s\alpha} \quad \hat{I}_{s\beta}]^T ; \xi = [I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \quad I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}]^T$$

Sachant qu'il n'y a pas d'information sur les courants mesurés, le vecteur ξ devient :

$$\xi = [-\hat{I}_{s\alpha} \quad -\hat{I}_{s\beta}]^T$$

D est la matrice de gain qui assure la stabilité du système.

III.2.1.1 Détermination de la matrice de gain D

Considérons le modèle d'état de l'estimateur sous forme complexe :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = \bar{A}\hat{X} + B\bar{V}_s + \bar{D}\xi \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La détermination de la matrice de gain D utilise la méthode conventionnelle de placement des pôles, par l'imposition des pôles de l'observateur et sa dynamique [115–118]. L'équation caractéristique de l'estimateur est définie comme suit :

$$G(s) = \det(sI - (\bar{A} - \bar{D}C)) \quad (\text{III.3})$$

Avec I la matrice d'identité :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le développement des différentes matrices : A , D et C en sachant que $\bar{D} = \begin{bmatrix} D' \\ D'' \end{bmatrix}$, peut obtenir l'équation suivante :

$$G(s) = s^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_{re} + D' \right) s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{re} \right) \left\{ \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) + D' \right\} + \left(\frac{M}{T_r} - D'' \right) \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r} \right) \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{re} \right) \quad (\text{III.4})$$

Où D' et D'' sont des gains complexes.

L'équation dynamique de cet estimateur est définie comme suit :

$$H(s) = s^2 + l \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_{re} \right) s + l^2 \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{re} \right) \left\{ \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \right\} + \left(\frac{M}{T_r} \right) \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r} \right) \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{re} \right) \quad (\text{III.5})$$

Où l est la constante de proportionnalité, légèrement supérieure à l'unité.

Les équations III.4 et III.5 sont sous la forme suivante :

$$P(s) = s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{III.6})$$

La comparaison entre les équations III.4 et III.5 donne l'expression de D' et D'' :

$$\begin{cases} D' = (l-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_r \right) \\ D'' = (l-1) \left[\left\{ \left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right] \frac{\sigma L_s M}{L_r} - \frac{M}{T_r} \right\} (l+1) - \frac{\sigma L_s M}{L_r} \left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right] + j\omega_r \frac{\sigma L_s M}{L_r} \right] \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On écrira D' et D'' sous la forme suivante :

$$\begin{cases} D' = D_1 + jD_2 \\ D'' = D_3 + jD_4 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\begin{cases} D_1 = (l-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \\ D_2 = -(l-1)\omega_r \\ D_3 = (l^2-1) \left[\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \frac{\sigma L_s M}{L_r} - \frac{M}{T_r} \right] - \frac{\sigma L_s M}{L_r} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) (l-1) \\ D_4 = +(l-1) \frac{\sigma L_s M}{L_r} \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Selon l'antisymétrie de la matrice A , la matrice de gain D est établie de la façon suivante :

$$D = \begin{bmatrix} D_1 & D_2 & D_3 & D_4 \\ -D_2 & D_1 & -D_4 & D_3 \end{bmatrix}^T$$

III.2.1.2 Stabilité du système

Nous avons le modèle de la MAS dans le repère (α, β) donné par l'équation II.25 dans le chapitre II et le modèle d'état de l'estimateur de courants donné par l'équation III.2.

Considérons la différence entre la forme d'état mesurée et la forme d'état estimée :

$$(\dot{X} - \dot{\hat{X}}) = (AX + BU) - (A\hat{X} + BU + D\xi) \quad (\text{III.10})$$

On obtient :

$$(\dot{X} - \dot{\hat{X}}) = A(X - \hat{X}) - D\xi \quad (\text{III.11})$$

Sachant que :

$$(X - \hat{X}) = \xi \quad (\text{III.12})$$

Ce qui donne :

$$\dot{\xi} = (A - D)\xi \quad (\text{III.13})$$

Considérons la fonction de Lyapunov donnée par:

$$S = \xi^T \xi + \frac{(\Delta\omega_{re})^2}{\lambda} \quad (\text{III.14})$$

Le dérivé par rapport au temps de l'équation III.14 est :

$$\frac{dS}{dt} = \left(\frac{d\xi^T}{dt}\right)\xi + \left(\frac{d\xi}{dt}\right)\xi^T + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega_{re})^2 \quad (\text{III.15})$$

On sait que la vitesse de rotation est mesurable, donc :

$$\Delta\omega_{re} = 0 \quad (\text{III.16})$$

A cet égard, l'équation III.15 devient :

$$\frac{dS}{dt} = \left(\frac{d\xi^T}{dt}\right)\xi + \left(\frac{d\xi}{dt}\right)\xi^T \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant l'équation III.13 dans l'équation III.17, on obtient :

$$\frac{dS}{dt} = \xi^T \{[(A - DC)^T + (A - DC)]\xi\} \quad (\text{III.18})$$

Une condition suffisante pour que un tel système soit stable est que l'équation III.18 soit négative. Dans toutes les phases du fonctionnement du moteur. Cette condition est remplie, donc on peut dire que notre système est stable.

III.2.2 Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MAS

Pour cette commande, la mesure des courants de ligne ($I_{a\ mes}$, $I_{b\ mes}$ et $I_{c\ mes}$) est effectuée par trois capteurs de courant à effet Hall (capteur-a, capteur-b, et capteur-c) placés dans les phases correspondantes a , b , et c . L'estimation et la reconstitution de ces courants est effectuée par l'estimateur des courants proposé, présenté précédemment à la figure III.1.

Le circuit logique présenté dans la figure III.2 est chargé d'assurer la détection des défauts (FD), en analysant le signal résiduel entre les grandeurs mesurées et estimées. Un filtre passe-bas (FPB) est utilisé afin d'extraire le signal utile, qui sera comparé à un seuil (Th) qui est déterminé expérimentalement à partir de différents tests. Ce seuil est généralement inférieur à 20% du courant statorique nominal de la machine utilisée.

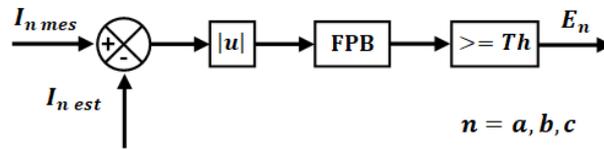


Figure III.2 : Circuit de détection des défauts.

À chaque instant d'échantillonnage, le circuit logique de détection des défauts génère trois impulsions : E_a , E_b et E_c comme suit :

$$E_n = \begin{cases} 0 & \text{si seuil} < Th, \text{ donc capteur } - n \text{ sain} \\ 1 & \text{si seuil} \geq Th, \text{ donc capteur } - n \text{ défectueux} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

avec : $n = a, b, c$

Ces trois signaux (E_a , E_b et E_c) vont passer dans un circuit qui permet de générer un signal Z (figure III.3). Selon l'état des capteurs, l'indicateur Z peut prendre des valeurs entières de 0 à 7. Les différentes combinaisons possibles des états des capteurs sont résumées dans le tableau III.1. Selon les valeurs de Z , un commutateur multi-ports est utilisé pour sélectionner les courants appropriés et corrects qui remplaceront les courants en défaut qui proviennent des capteurs défectueux (voir figure III.4). Veillant à ce que le système de commande soit le plus performant possible à chaque instant, dans le cas d'un seul capteur de courant défectueux, ses mesures seront remplacées par les mesures des deux autres capteurs sains en appliquant la loi de Kirchhoff pour les nœuds (équation III.20).

$$I_{a\ mes} + I_{b\ mes} + I_{c\ mes} = 0 \quad (\text{III.20})$$

Capteur-a	Capteur-b	Capteur-c	Z	Courants sélectionnés
défectueux	Sain	Sain	1	$-(I_{b\text{ mes}}+I_{c\text{ mes}})$, $I_{b\text{ mes}}$ et $I_{c\text{ mes}}$
Sain	défectueux	Sain	2	$I_{a\text{ mes}}$, $-(I_{a\text{ mes}}+I_{c\text{ mes}})$ et $I_{c\text{ mes}}$
Sain	Sain	défectueux	3	$I_{a\text{ mes}}$, $I_{b\text{ mes}}$ et $-(I_{a\text{ mes}}+I_{b\text{ mes}})$
défectueux	défectueux	Sain	4	$I_{a\text{ est}}$, $I_{b\text{ est}}$ et $I_{c\text{ mes}}$
défectueux	Sain	défectueux	5	$I_{a\text{ est}}$, $I_{b\text{ mes}}$ et $I_{c\text{ est}}$
Sain	défectueux	défectueux	6	$I_{a\text{ mes}}$, $I_{b\text{ est}}$ et $I_{c\text{ est}}$
défectueux	défectueux	défectueux	7	$I_{a\text{ est}}$, $I_{b\text{ est}}$ et $I_{c\text{ est}}$
Sain	Sain	Sain	0	$I_{a\text{ mes}}$, $I_{b\text{ mes}}$ et $I_{c\text{ mes}}$

Tableau III.1: Les différentes combinaisons possibles en fonction des états des capteurs.

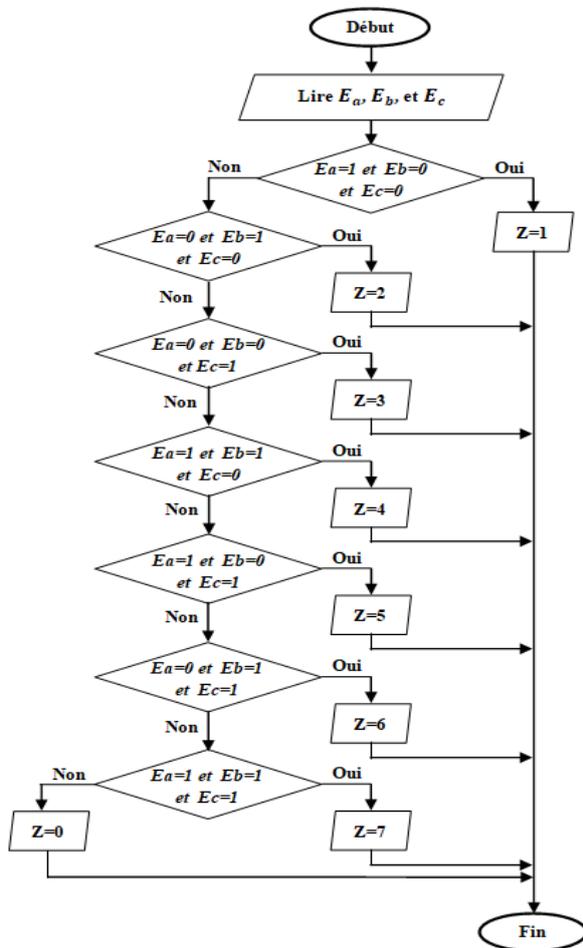


Figure III.3 : Organigramme du circuit de détermination des capteurs défectueux.

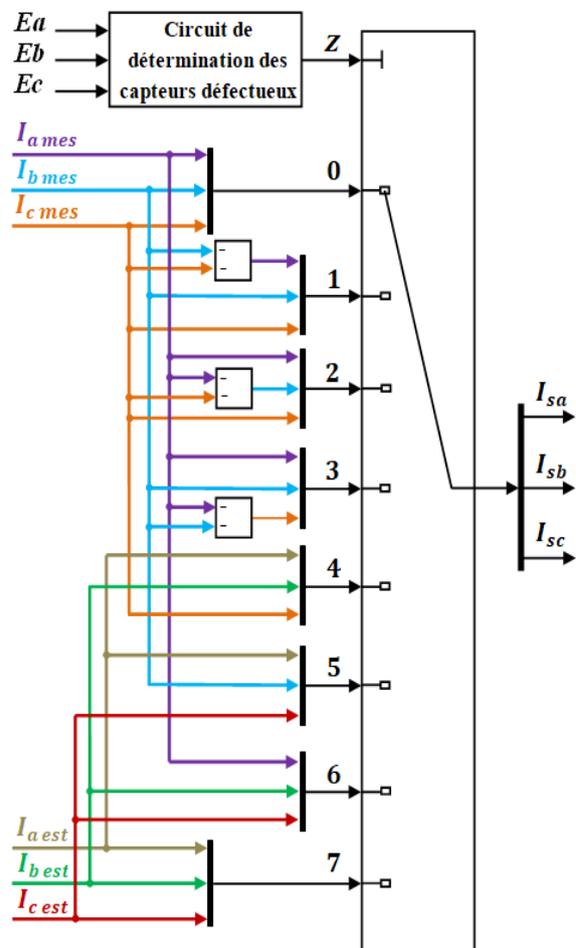


Figure III.4 : Commutateur multi-ports d'isolation des capteurs défectueux et de reconfiguration de système.

III.2.2.1 Résultats de simulation de la FTC en commande vectorielle sur la MAS

Le comportement de la commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant de la MAS proposée (figure III.5), a été vérifié en simulation sur l'environnement MATLAB/Simulink. On considère ici une machine de 1.1 kW dont les paramètres et les caractéristiques sont présentés dans le tableau III.3.

Les différents scénarios de tests expérimentaux présentés dans le tableau III.2 montrent que l'erreur maximale entre les courants estimés et les courants mesurés est de $Th = 0,45 A$ ce qui correspond à 12.74% du courant nominal de la machine à induction utilisée, bien inférieur à 20% du courant nominal.

	Err max [A]	Régime transitoire	Régime continu	$ \Delta I $	Seuil (Th)
$C_r = 0 N.m$ et $\Omega_r = 1000 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0.315	0.265	$ \Delta I_a < 0,35$	Th = 0.45 Th < 13%
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0.319	0.271	$ \Delta I_b < 0,35$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0.323	0.269	$ \Delta I_c < 0,35$	
$C_r = 2 N.m$ et $\Omega_r = 1000 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0,306	0,249	$ \Delta I_a < 0,35$	
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0,348	0,257	$ \Delta I_b < 0,35$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0,361	0,284	$ \Delta I_c < 0,40$	
$C_r = 5 N.m$ et $\Omega_r = 1000 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0,326	0,214	$ \Delta I_a < 0,35$	
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0,312	0,234	$ \Delta I_b < 0,35$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0,334	0,229	$ \Delta I_c < 0,35$	
$C_r = 0 N.m$ et $\Omega_r = 200 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0.348	0,265	$ \Delta I_a < 0,35$	
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0.315	0,2612	$ \Delta I_b < 0,35$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0.387	0,239	$ \Delta I_c < 0,40$	
$C_r = 2 N.m$ et $\Omega_r = 200 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0.379	0,281	$ \Delta I_a < 0,40$	
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0.366	0,272	$ \Delta I_b < 0,40$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0.328	0,233	$ \Delta I_c < 0,35$	
$C_r = 5 N.m$ et $\Omega_r = 200 tr/min$	$ I_{a\ mes} - I_{a\ est} $	0.364	0,251	$ \Delta I_a < 0,40$	
	$ I_{b\ mes} - I_{b\ est} $	0.337	0,278	$ \Delta I_b < 0,35$	
	$ I_{c\ mes} - I_{c\ est} $	0.346	0,250	$ \Delta I_c < 0,35$	

Tableau III.2: Détermination du seuil de défaut capteur de courant de la MAS du laboratoire LGEB.

Spécifications		Paramètres	
Puissance nominale [kW]	1.1	R_s [Ω]	6.75
Tension nominale [V]	400	R_r [H]	6.21
Courant nominal [A]	2.5	$L_s = L_s$ [H]	0.5192
Nombre de paire de pôles	2	M [H]	0.4957
Vitesse nominale [tr/min]	1450	J [Kg.m ²]	0.0124
		F [Nm.s.rad ⁻¹]	0.002

Tableau III.3: Paramètres de la MAS du laboratoire LGEB utilisée dans cette thèse (simulation et expérimentation).

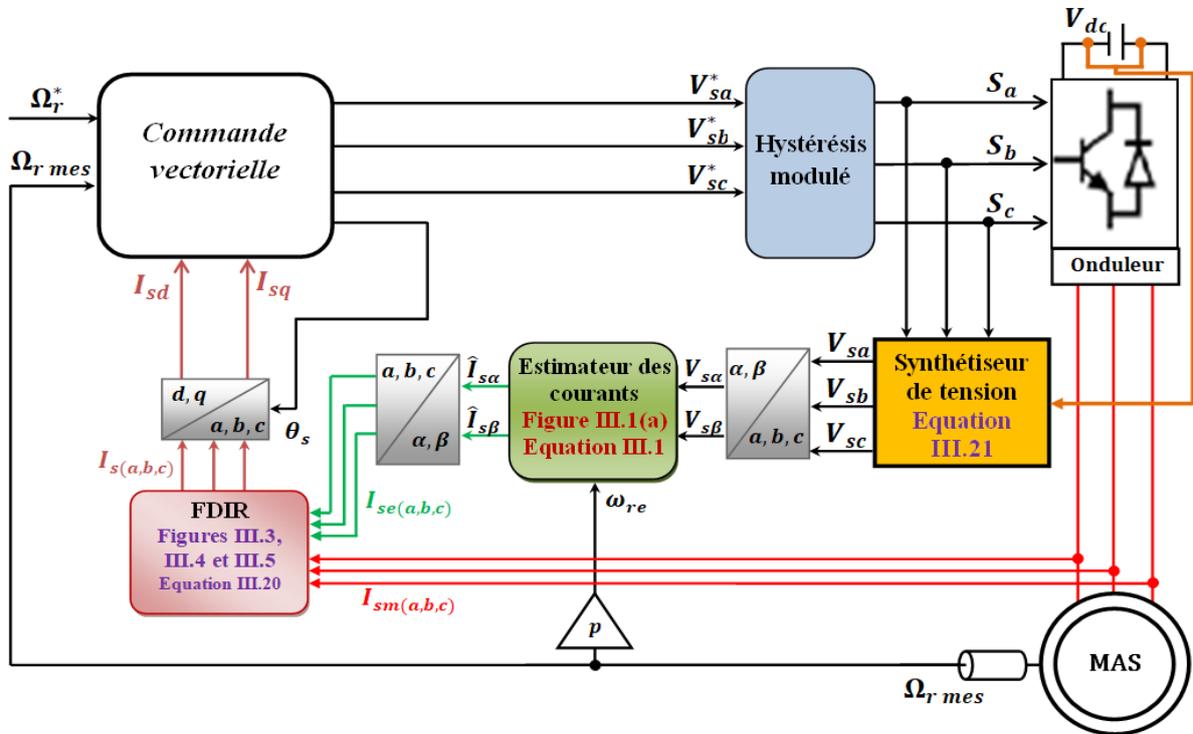


Figure III.5 : Schéma de la commande vectorielle de la MAS active tolérante aux défauts des capteurs de courant.

Le synthétiseur de tension permet de retrouver les tensions simples à partir de la tension du bus continu (V_{dc}) et les signaux de commande des interrupteurs du convertisseur. On utilise l'équation d'un onduleur triphasé qui s'exprime sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{III.21})$$

Les résultats de simulation sont présentés dans les sous-sections suivantes, où divers essais avec différents types de défaut ont été effectués.

- **Défaut de gain avec un retard de la FTC de 1.2s :**

Afin de montrer la nécessité d'utilisation d'une commande tolérante aux défauts, ce test a été effectué en provoquant un retard de 1.2s de l'activation du mécanisme de tolérance des défauts. Le moteur tourne à vide et en faible vitesse (200 tr/min), ensuite un échelon de couple résistant de 5 N.m est appliqué (charge nominal) à $t = 0.5s$. Un défaut de gain du capteur-a de +35% a été provoqué à $t = 1.3s$ et le système de correction des défauts a été retardé jusqu'à $t = 2.5s$. La figure III.6 montre les résultats de simulation sur 4s, obtenus durant ce test, où on peut distinguer trois intervalles de fonctionnement : le premier est le démarrage et l'application d'un couple résistant à l'état sain [0, 1.3s] où les performances sont satisfaisantes. Le deuxième est la provocation du défaut de gain de capteur-a sans correction du défaut [1.3, 2.5s]. Par conséquent, le défaut engendre une déformation de la forme des courants statoriques (figures III.6(a), III.6(b) et III.6(c)) et une forte ondulation dans la vitesse, le couple électromagnétique ainsi que dans les composantes (d, q) des courants statoriques (figures III.6(e), III.6(f) et III.6(g)). Dans le troisième et dernier intervalle [2.5, 4s], le système tolérant aux défauts est activé, c'est ainsi que l'indicateur du défaut passe de 0 à 1 indiquant que le capteur-a est défectueux (figure III.6(d)), en conséquence le capteur défectueux est remplacé par une composante correcte afin de rétablir le fonctionnement avec les performances requises. Ces résultats montrent la pertinence de la FTC proposée, ce qui est visible sur la vitesse de rotation et le couple électromagnétique après l'élimination du défaut (voir figures III.6(e), III.6(f) et III.6(g)). La méthode proposée permet ainsi la continuité du service malgré l'apparition du défaut.

- **Défaut de gain du capteur-b et du capteur-c :**

Les résultats de simulation présentés sur la figure III.7 montrent l'efficacité de la FTC proposée face au défaut de gain dans deux capteurs de courant. Le démarrage du système a été effectué en charge à l'état sain et à faible vitesse (200 tr/min). A $t = 2s$, un défaut de gain de -40% a été introduit dans le capteur-b, à ce moment, l'indicateur Z du défaut généré par l'algorithme de détection des défauts prend la valeur 2 (figure III.7(e)), ce qui indique que le capteur-b est défectueux comme le montre la figure III.7(b), ou on peut voir que l'amplitude du courant mesuré est inférieure à celle du courant estimé. Rapidement et grâce au circuit de reconfiguration présenté sur la figure III.4, les mesures du capteur-b sont remplacées par des composantes de courant correctes correspondant à cet état. Ceci a été indiqué précédemment dans le tableau III.1. Successivement, le même défaut de gain a été introduit dans le capteur-c à $t = 4s$. En un temps de $40 \mu s$, l'indice Z passe rapidement à 6 (figure III.7(e)), ce qui signifie que le capteur-b et le capteur-c fournissent des mesures erronées, comme le montrent les figures III.7(b) et III.7(c). Une décision rapide ($40 \mu s$) est prise par le mécanisme de détection et de reconfiguration pour remplacer les capteurs défectueux par une estimation correcte correspondant à $Z=6$ (voir tableau III.1).

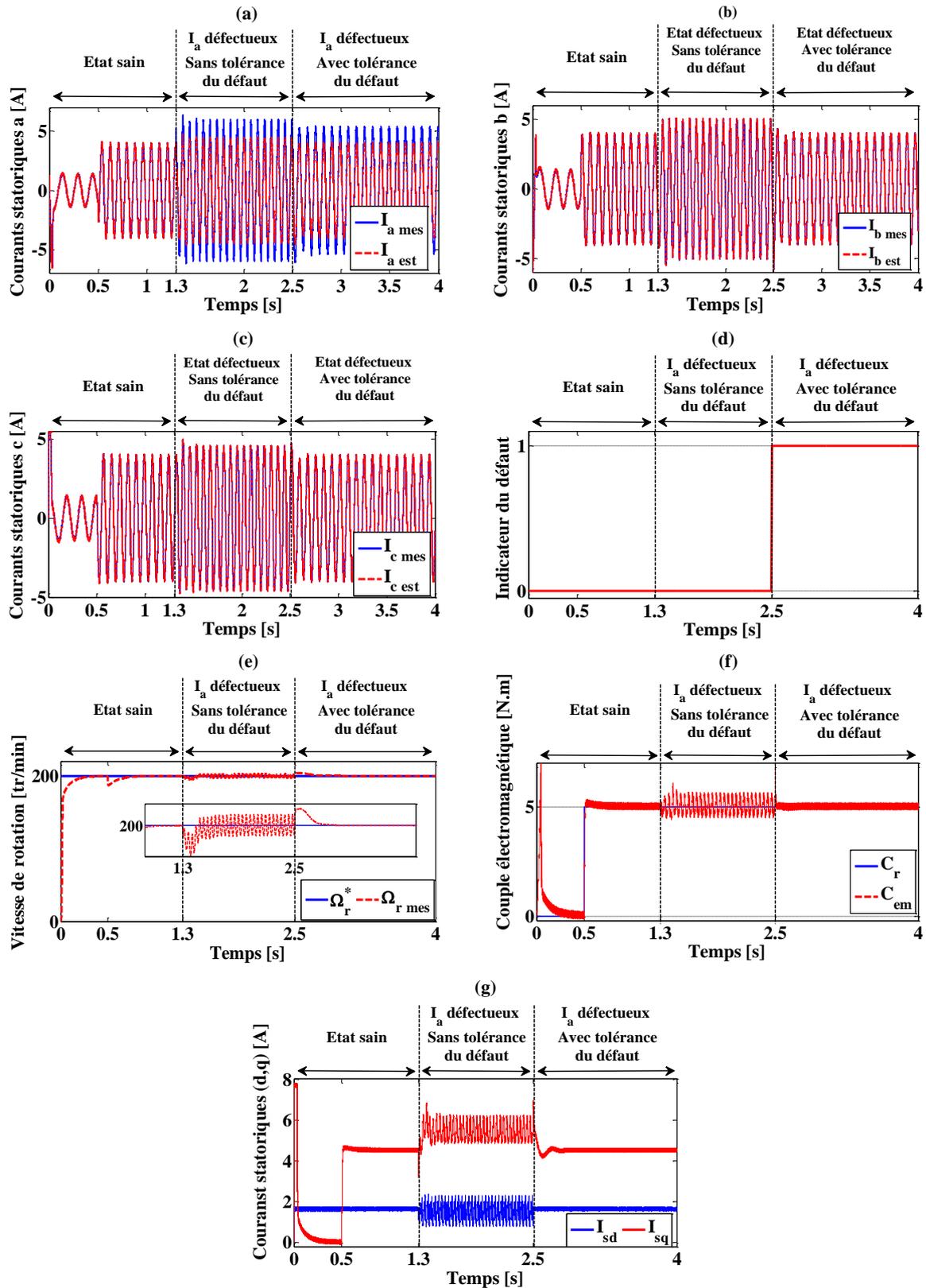


Figure III.6 : Résultats de simulation sur MAS du défaut de gain du capteur-a avec retard de la FTC : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) indicateur du défaut, (e) vitesse de rotation, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

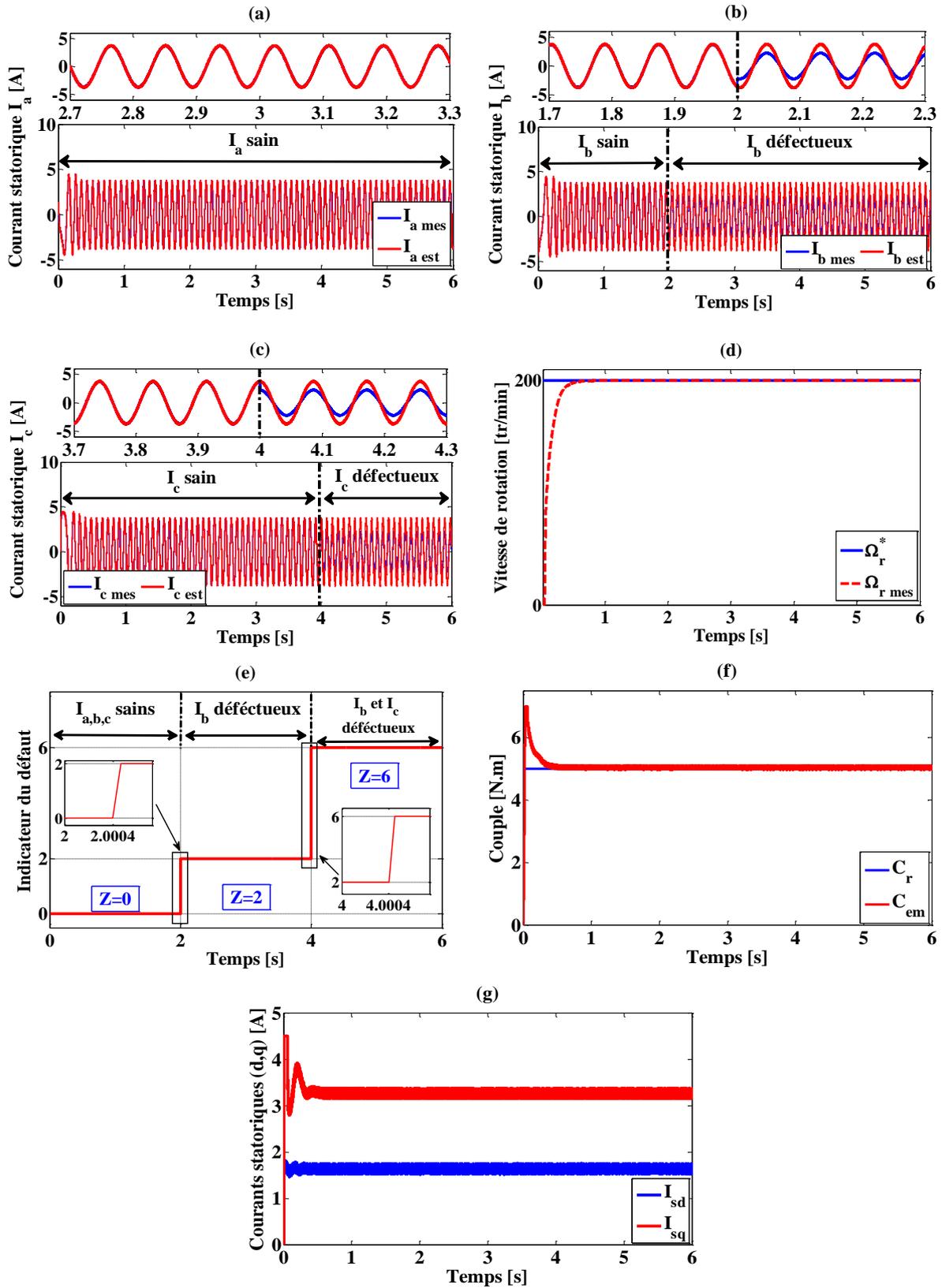


Figure III.7 : Résultats de simulation sur MAS d'apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain) : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

Sur la figure III.7(f), on peut voir que la vitesse de la machine suit la vitesse référence sans interruption.

En outre, la figure III.7(f) montre que le couple électromagnétique est maintenu constant et sans augmentation d'ondulations même en cas de défaillance des capteurs. La figure III.7(g) confirme également le découplage entre les axes direct et en quadrature des courants.

- **Défaillance complète et successive des trois capteurs de courant :**

Les résultats de simulation obtenus en appliquant la commande tolérante aux défauts proposée face à la défaillance totale des capteurs c, a et b successivement sont représentés sur la figure III.8.

Le scénario de simulation peut être décrit comme suit : tout d'abord, le système est démarré dans des conditions de fonctionnement saines jusqu'à $t = 2s$. A cet instant, une défaillance du capteur-c est soudainement introduite (figure III.8(c)). Par conséquent, l'algorithme de détection réagit rapidement en générant un indice Z égal à 3 (figure III.8(e)), indiquant que le capteur-c est défaillant. A ce moment, l'information manquante du capteur-c est remplacée par une composante de courant correcte correspondante à cet état (voir tableau III.1), évitant ainsi une interruption du fonctionnement du système.

Afin d'augmenter la sévérité du défaut, un deuxième défaut total est introduit dans le capteur-a à $t = 4s$. Successivement et juste après une seconde, le troisième capteur de courant tombe en panne. De toute évidence, la figure III.8(e) montre clairement la réaction de l'algorithme de détection proposé en modifiant la valeur de l'indice Z en fonction de la situation réelle de fonctionnement.

En effet, à $t = 4s$, la valeur de l'indice Z passe de 3 à 5 pour annoncer que le capteur-a et le capteur-c sont tous les deux en pannes. Automatiquement, le commutateur de reconfiguration du système montré dans la figure III.4 choisit l'entrée correspondant à $Z = 5$ afin de remplacer les capteurs défaillants par les courants estimés appropriés.

A $t = 5s$, la valeur de l'indice Z passe à 7 (figure III.8(e)), ce qui signifie la défaillance de tous les capteurs de courant.

Même en cas de défaut aussi sévère (trois capteurs défectueux), la FTC proposée maintient les performances et la stabilité du système en garantissant la continuité du fonctionnement de la commande du moteur en charge et à faible vitesse (figure III.8(d)).

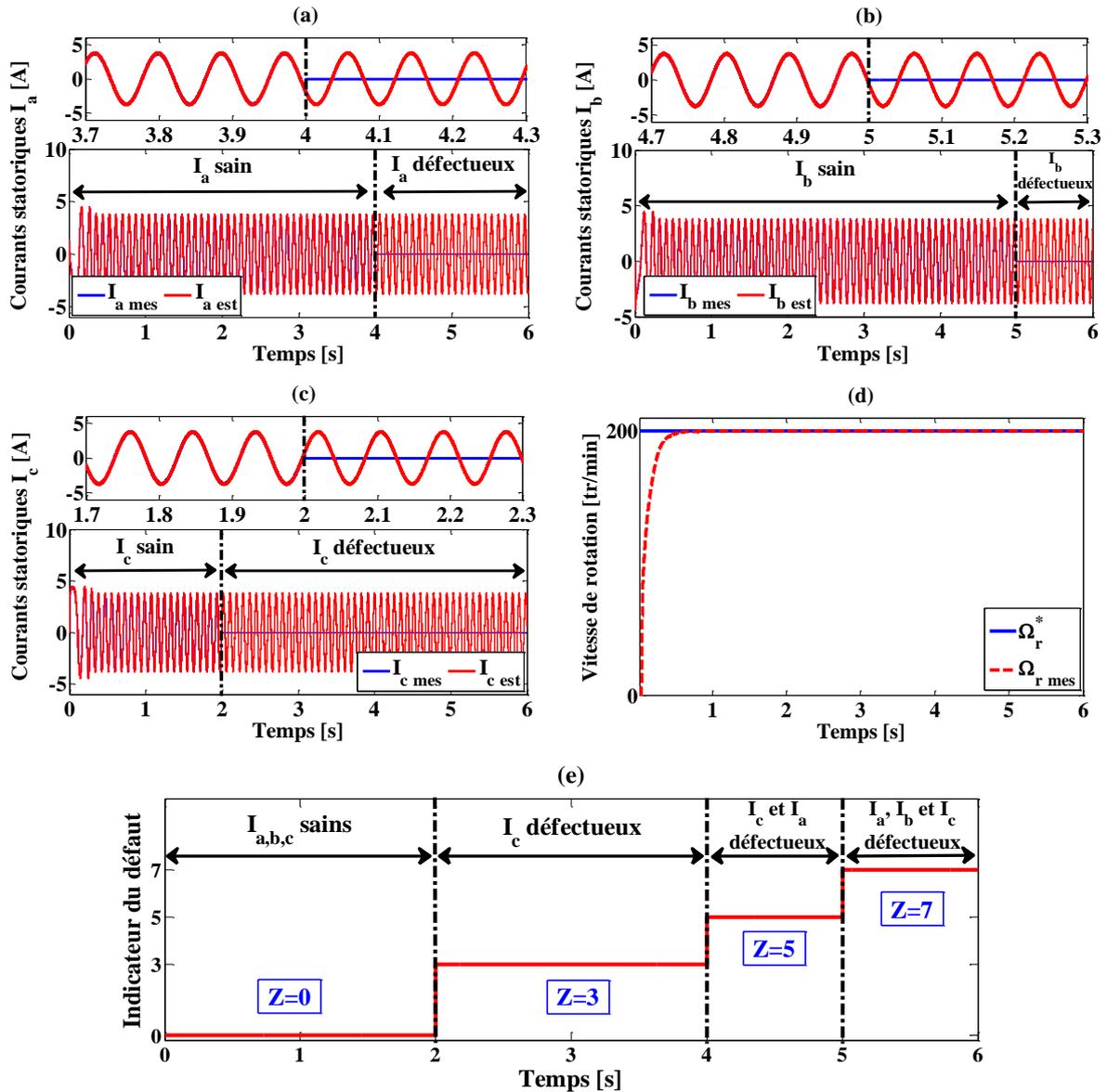


Figure III.8 : Résultats de simulation sur la MAS pour une défaillance complète sur tous les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation et (e) indicateur du défaut.

- **Démarrage avec défaut de dc-offset dans les trois capteurs de courant :**

Ce test a été réalisé afin d'évaluer la réponse de la FTC proposée par rapport à un démarrage avec défauts, ainsi que pour tester sa réaction lors de la récupération du fonctionnement normal des capteurs. Au moment du démarrage, l'indicateur de défaut est $Z = 7$, ce qui confirme que les capteurs de courant sont en état de défaut (dc-offset de $\pm 1.5 A$). Dans ces conditions, les courants estimés sont utilisés dès le début pour assurer le démarrage et le fonctionnement du moteur. Les courants statoriques réels et estimés sont présentés dans les figures III.9(a), III.9(b) et III.9(c). Comme on peut le voir clairement, le dc-offset dans le capteur-a a été enlevé après 2s, ce qui permet de retrouver l'état sain du capteur-a. Par conséquent, l'algorithme de détection réagit instantanément et modifie l'indice de défaut

à $Z = 6$ en confirmant la récupération du capteur-a d'une part et en signalant d'autre part que les capteurs b et c sont toujours en état de défaut. Par la suite, le dc-offset dans le capteur-b et dans le capteur-c est successivement enlevé à $t = 3,5s$ et $t = 5s$ (figure III.9(b) et III.9(c)). En effet, l'indice Z de défaut prend la valeur 3 à $t = 3,5s$ puis, il devient 0 à $t = 5s$ (figure III.9(e)), ce qui décrit parfaitement les changements réels introduits sur les états des capteurs de courant, de l'état défectueux vers l'état sain.

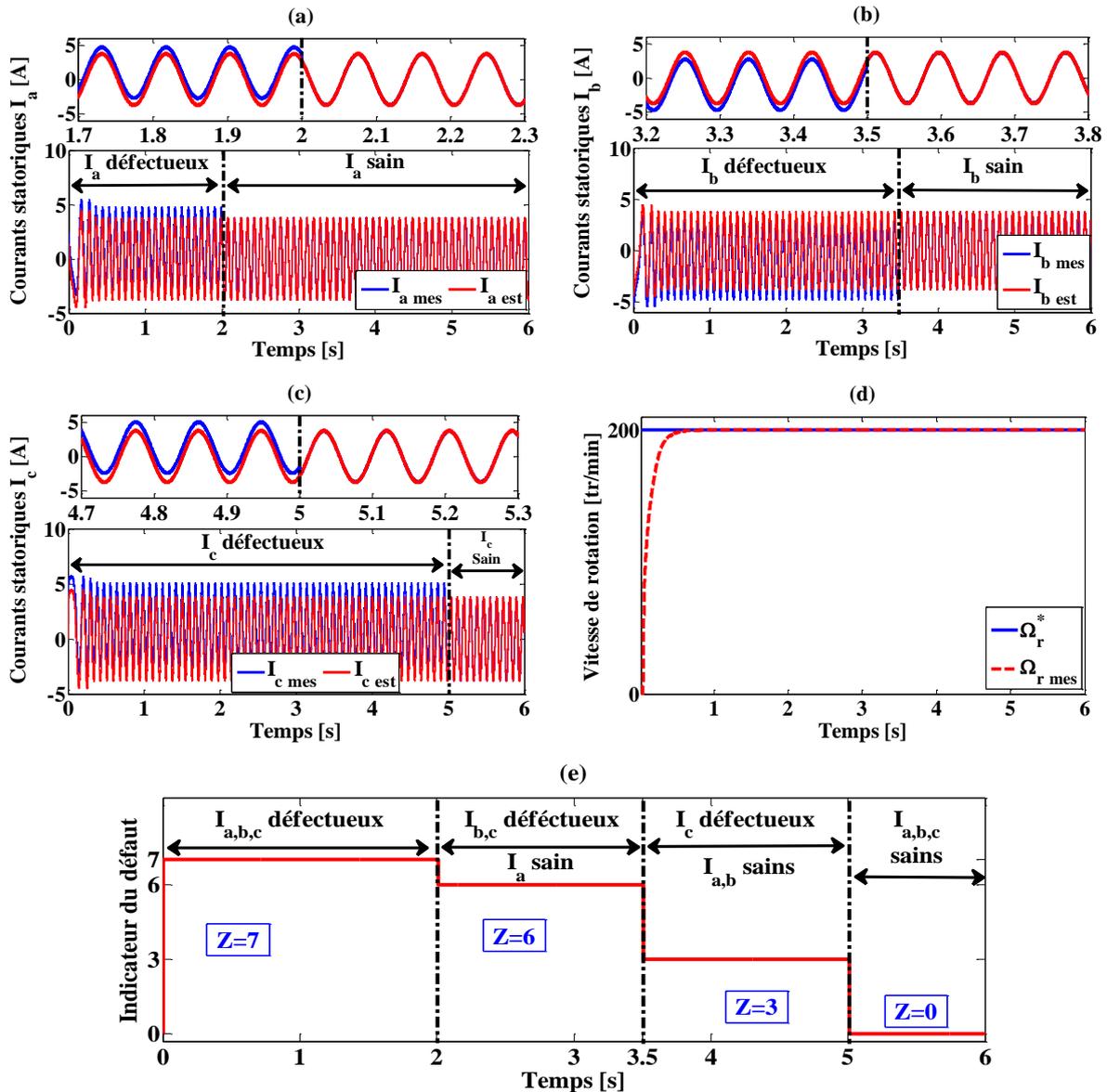


Figure III.9 : Résultats de simulation sur la MAS du démarrage avec un défaut d'offset dans tous les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation et (e) indicateur du défaut.

Même dans telles conditions, le démarrage en défaut est réussi et la vitesse de rotation du moteur suit parfaitement sa référence (la figure III.9(d)). Donc, on peut conclure que la FTC

proposée a prouvé son aptitude de garantir un fonctionnement ininterrompu en gardant les performances initiales de l'état sain.

- **Capteurs défaillants à vitesse variable et charge constante :**

Afin d'évaluer et de prouver la robustesse de la FTC proposée, un test est effectué à différentes valeurs de vitesse et charge nominale constante en introduisant différents défauts dans les capteurs de courant (défaillance complète, gain positif de +35% et gain négatif de -45%).

Les allures temporelles des courants statoriques mesurés et estimés sont présentés sur les figures III.10(a), III.10(b) et III.10(c). Des défauts sont introduits successivement sur le capteur-b, le capteur-c puis le capteur-a aux instants : $t = 1s$, $t = 2,5s$ et $t = 4s$ respectivement.

La figure III.10(d) montre la vitesse de rotation du moteur qui suit parfaitement sa référence de 0 à 41% de la vitesse nominale, puis elle augmente jusqu'à 97%, ensuite elle diminue à 7% et augmente une autre fois à 28%.

La figure III.10(e) affiche les différentes valeurs de l'indicateur du défaut (Z) qui décrivent correctement les états des capteurs de courant. Ensuite, la figure III.10(f) montre le couple électromagnétique sous l'apparition de la défaillance des capteurs et la variation de vitesse.

Il est clair que ce scénario n'a pas affecté l'efficacité de la FTC et que le fonctionnement du système a été maintenu avec succès.

- **Capteurs de courant défaillants à vitesse constante et charge variable :**

Dans le même but que l'essai précédent, ce test a été effectué sous une vitesse constante de 1300 tr/min, mais avec des variations brusques sur le couple de charge. Des défauts ont été introduits successivement dans les capteurs de courant selon le scénario suivant : le capteur-b à $t = 1s$, le capteur-c à $t = 2,5s$ et le capteur-a à $t = 4s$ (voir les figures III.11(a), III.11(b) et III.11(c)).

La figure III.11(d) illustre un très bon suivi de la vitesse de référence pendant tous les états de cet essai. Cela signifie que même avec des capteurs de courant défectueux et un couple de charge variable, la FTC proposée a l'aptitude de garder les performances requises de la commande (voir figure III.11(a)).

La figure III.11(f) présente la variation du couple de charge et du couple électromagnétique, en partant de 0 N.m jusqu'à 3 N.m (60% du couple nominal), où il augmente ensuite jusqu'à 5 N.m (100% du couple nominal), puis il descend à 1,5 N.m (30% du couple nominal). Le découplage est conservé, ce qui est très clair sur les allures des courants statoriques direct et quadratique (Figure III.11(g)).

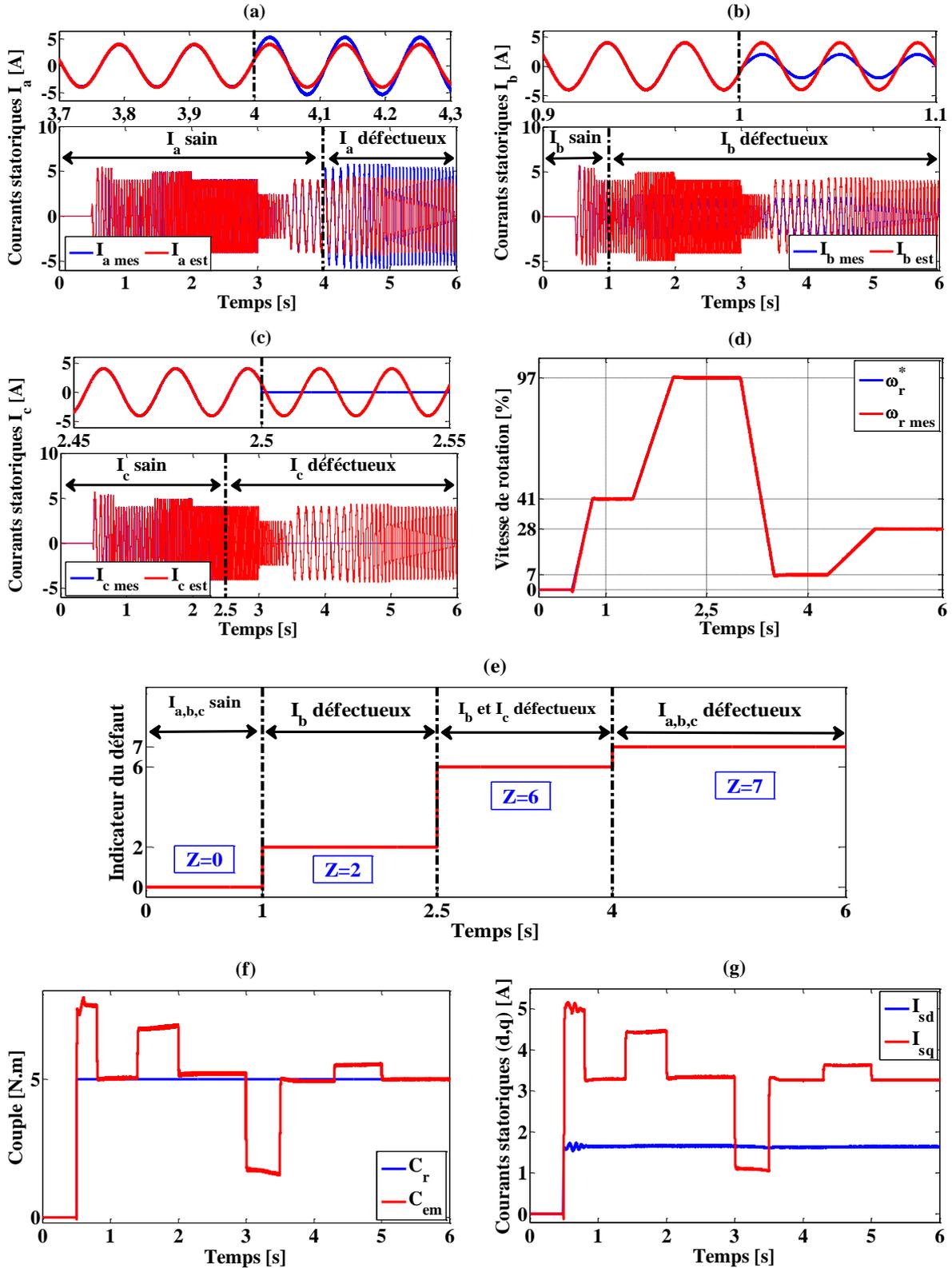


Figure III.10 : Résultats de simulation sur la MAS à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

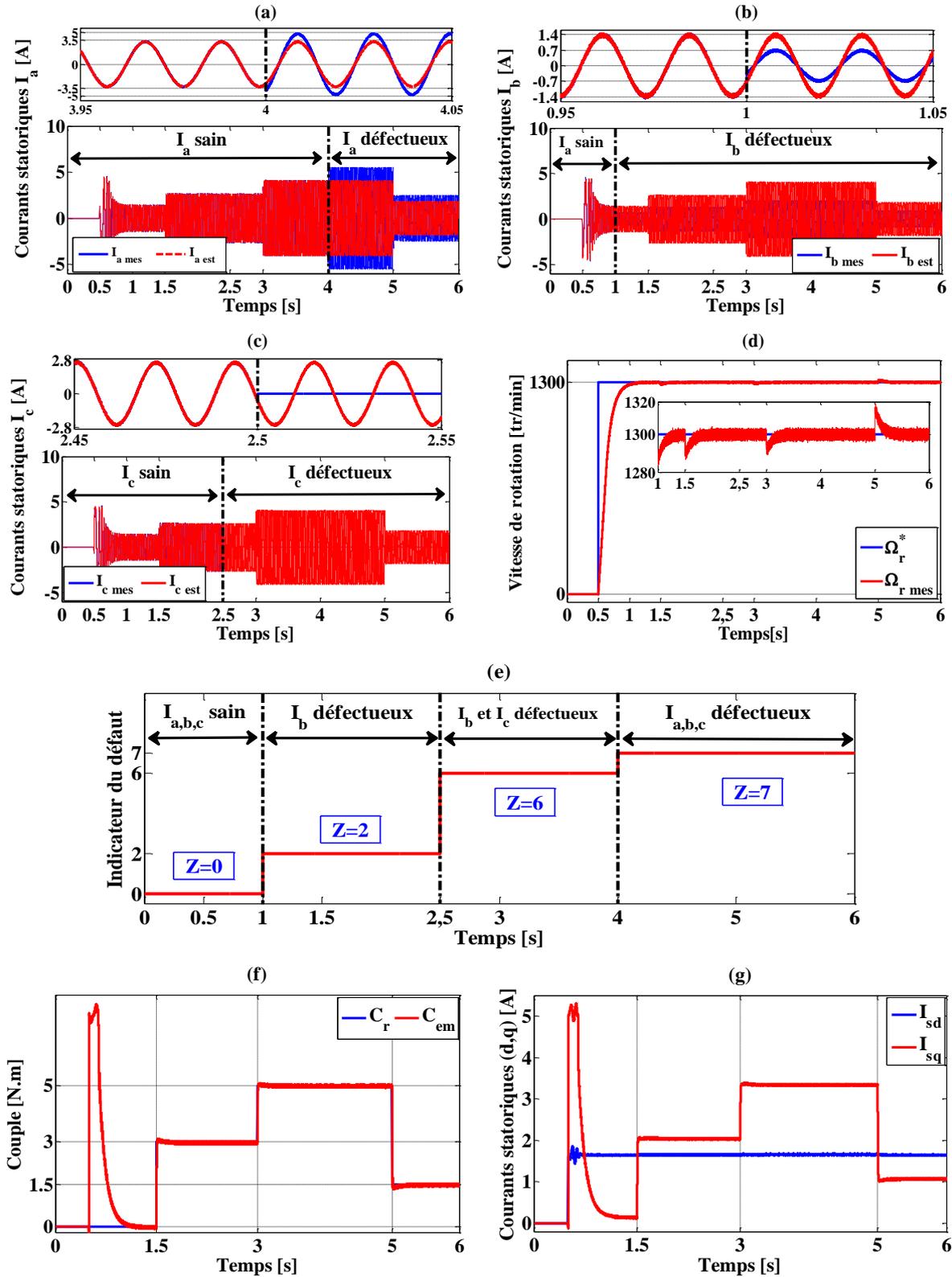


Figure III.11 : Résultats de simulation sur la MAS à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans tous les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

III.2.2.2 Effet de variation des paramètres R_s, R_r, L_s et L_r sur les courants estimés

La bonne estimation des courants statoriques nécessite une bonne connaissance des paramètres de la machine. Or ceux-ci sont calculés ou relevés sous certaines hypothèses, comme l'absence de saturation magnétique, comme il peut y avoir également des variations de paramètres au cours du fonctionnement ce qui est le cas des résistances qui varient avec la température.

La figure III.12 montre les courants statoriques estimés, relevés sur plusieurs tests de simulation effectués à vitesse nominale (1450 tr/min) et en charge nominale (5 N.m) sans capteurs de courant et avec la variation des paramètres R_s, R_r, L_s et L_r . Cette figure montre que la variation de la résistance statorique, la résistance et l'inductance rotoriques engendrent une légère augmentation d'amplitude. Par contre, la variation de l'inductance statorique provoque non seulement une augmentation d'amplitude mais entraîne aussi une déformation des courants estimés ce qui induit une forte ondulation sur le couple.

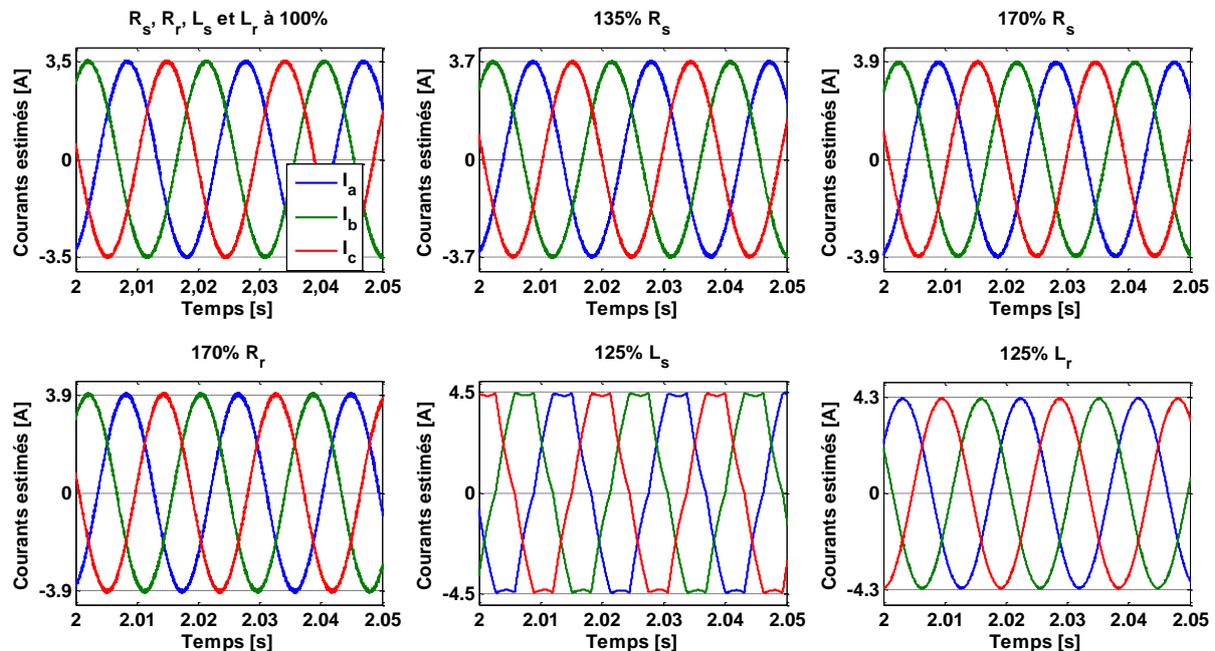


Figure III.12 : Résultats de simulation sur la MAS sans capteurs de courant avec variation paramétrique (R_s, R_r, L_s et L_r).

III.2.3 Commande active tolérante aux défauts avec une commande directe du couple pour la MAS

Afin de tester la méthode proposée pour l'estimation des courants statoriques, nous allons l'appliquer avec une autre stratégie de commande utilisée pour la variation de vitesse de la MAS : la commande directe de couple (DTC).

Pour cette partie du travail, seuls deux capteurs de courant sont utilisés sur les phases a et b , contrairement à la partie précédente où trois capteurs de courants ont été utilisés pour la

commande vectorielle. De même, une autre méthode de reconfiguration du système en cas de défaut sera utilisée. La transformation des axes développée dans [34] sera appliquée dans cette partie afin d'obtenir les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ en utilisant uniquement les courants I_{sa} et I_{sb} .

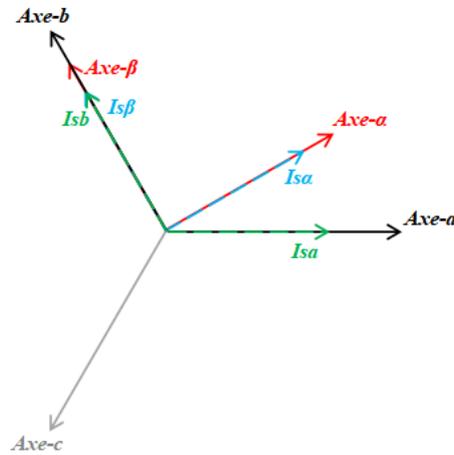


Figure III.13 : Transformation d'axes (a,b) vers (α, β).

L'équation de transformation des axes triphasés en axes biphasés dépend de l'orientation des axes les uns par rapport aux autres. Lorsque, l'axe- β est aligné avec l'axe-b (voir la figure III.13), l'équation de transformation correspondante est exprimée par :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Il est clair que $I_{s\alpha}$ dépend des courants I_{sa} et I_{sb} , alors que le courant $I_{s\beta}$ ne dépend que du courant I_{sb} . Par conséquent, si le capteur-a devient défectueux, seul $I_{s\alpha}$ sera affecté. Par contre, si le capteur-b est défectueux, les deux courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ seront affectés. Les composantes défectueuses des courants mesurés (α, β) doivent être remplacées par les courants estimés correspondants. En conséquence, le tableau III.4 montre l'identification des capteurs défectueux et les composantes correctes des courants estimés qui remplaceront les composantes erronées.

Capteur-a	Capteur-b	Za	Zb	OR	Courants sélectionnés
sain	sain	0	0	0	$I_{s\alpha}$ mes et $I_{s\beta}$ mes
défectueux	sain	1	0	1	$I_{s\alpha}$ est et $I_{s\beta}$ mes
sain	défectueux	0	1	1	$I_{s\alpha}$ est et $I_{s\beta}$ est
défectueux	défectueux	1	1	1	$I_{s\alpha}$ est et $I_{s\beta}$ est

Tableau III.4: Identification des capteurs défectueux et les composantes correctes des courants qui remplaceront les composantes erronées.

Le circuit logique présenté sur la figure III.14 est destiné à assurer la détection et l'isolation des défauts puis la reconfiguration du système. La détection des défaillances est effectuée en analysant le signal résiduel entre les quantités mesurées et estimées, en passant par un filtre passe-bas (FPB) pour extraire le signal utile qui sera comparé à un seuil $Th = 1.25 A$ défini expérimentalement à travers plusieurs tests sur une MAS de 4kW, puis une estimation correcte est utilisée pour l'isolation et la reconfiguration du système.

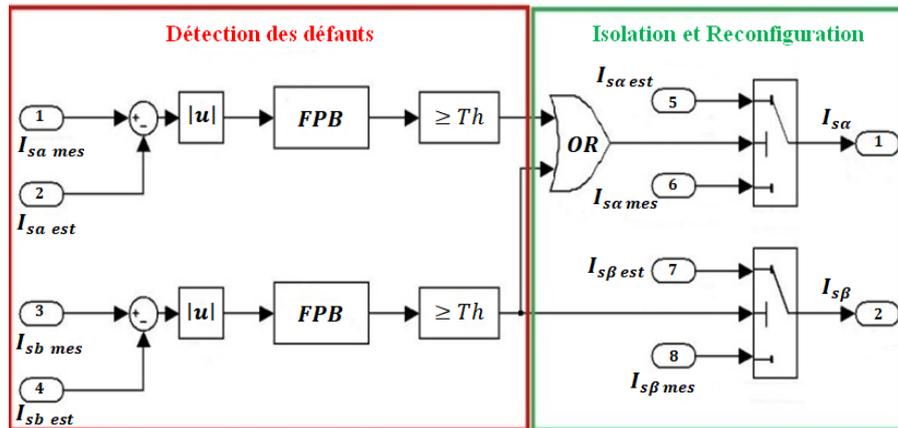


Figure III.14 : Circuit de détection et isolation des défauts et reconfiguration du système.

La figure III.14 et le tableau III.3 montrent que dans le cas d'une défaillance du capteur-a, la partie de détection des défauts du circuit logique génère une information $Za = 1$, alors que, dans le cas d'une défaillance du capteur-b, le circuit logique de détection des défauts génère une information $Zb = 1$. Une fois que le capteur défectueux est identifié, il sera isolé et le système sera reconfiguré à l'aide du circuit logique d'isolation et de reconfiguration. La sortie de la porte logique OR (OU) donne 1 lorsque l'une de ses entrées Za ou Zb ou les deux est égale à 1, elle est placée sur la phase-a du fait que le courant I_{sa_mes} dépend des deux courant I_{sa_mes} et I_{sb_mes} .

III.2.3.1 Résultats de simulation de la FTC avec la commande directe du couple sur la MAS

La commande directe du couple de la MAS tolérante aux défauts des capteurs de courant dont le schéma est présenté sur la figure III.15, est simulée dans l'environnement Matlab/Simulink en utilisant un moteur à induction de 4 kW dont les paramètres sont indiqués dans le tableau III.5 :

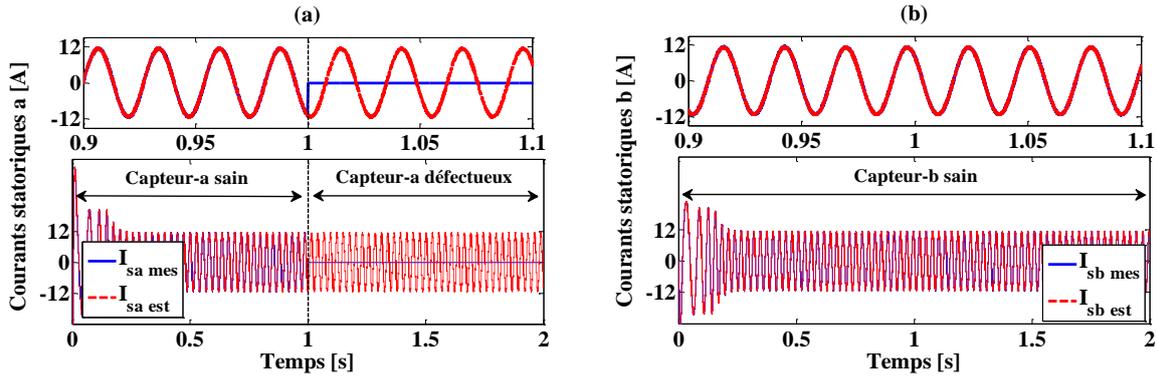


Figure III.16 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain : (a) courants de l'axe-a, (b) courants de l'axe-b.

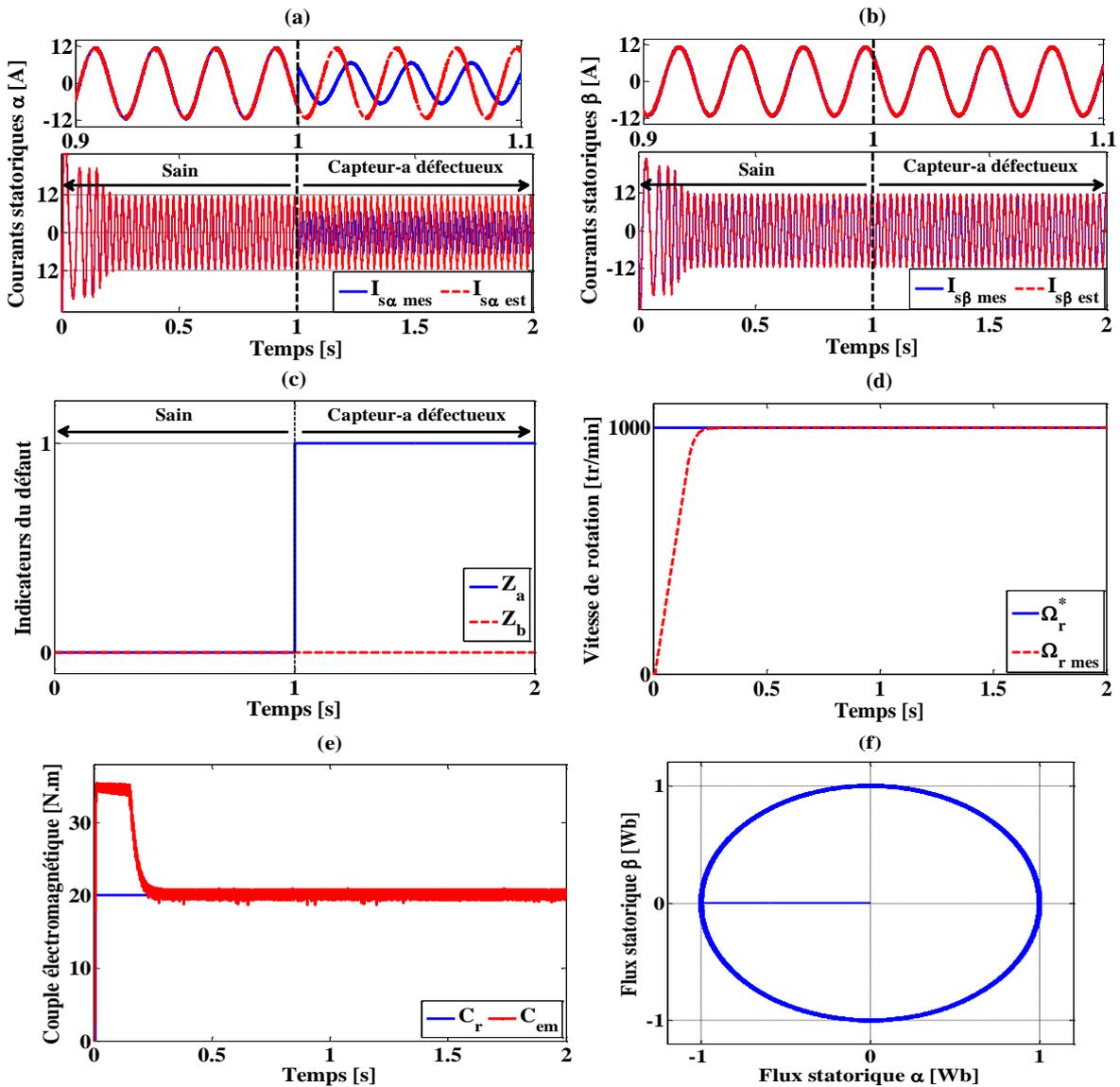


Figure III.17 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain : (a) courants statoriques de l'axe- α , (b) courants statoriques de l'axe- β , (c) indicateurs du défaut, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statoriques ($\alpha \beta$).

Dans ces conditions, la mesure du capteur défectueux est remplacée par un courant estimé, comme il est indiqué précédemment dans le tableau III.4. On peut voir que la vitesse de rotation du moteur suit parfaitement la référence imposée. De même le couple électromagnétique n'est pas affecté dans tel condition (voir la figure III.17(e)).

• **Défaut du capteur-b :**

Les résultats de ce test sont illustrés dans les figures III.18 et III.19. Une défaillance complète du capteur-b est provoquée à $t = 1s$, alors que le capteur-a reste sain (voir figure III.18). Considérant les figures III.18(a) et III.18(b), on peut voir que $I_{sa\ mes}$ est légèrement influencé par la défaillance du capteur-b, alors que $I_{sb\ mes}$ est significativement influencé, conformément à l'équation (III.22).

Le circuit de détection des défauts réagit rapidement en $10\ \mu s$ générant une impulsion $Zb = 1$, indiquant que le capteur-b est défectueux. Za reste à 0 (figure III.19(c)), ce qui signifie que le capteur-a donne une mesure correcte. À ce moment, le mécanisme d'isolation et de reconfiguration intervient et remplace le courant $I_{sb\ mes}$ par le courant $I_{sb\ est}$. Comme le courant $I_{sa\ mes}$ est influencé par cette défaillance, celui-ci sera également remplacé par le courant $I_{sa\ est}$.

Les performances requises pour le fonctionnement du système sont satisfaisantes malgré la présence du défaut, ce qui est visible sur la vitesse de rotation du moteur qui suit parfaitement la référence imposée en pleine charge (figures III.19(d) et III.19(e)).

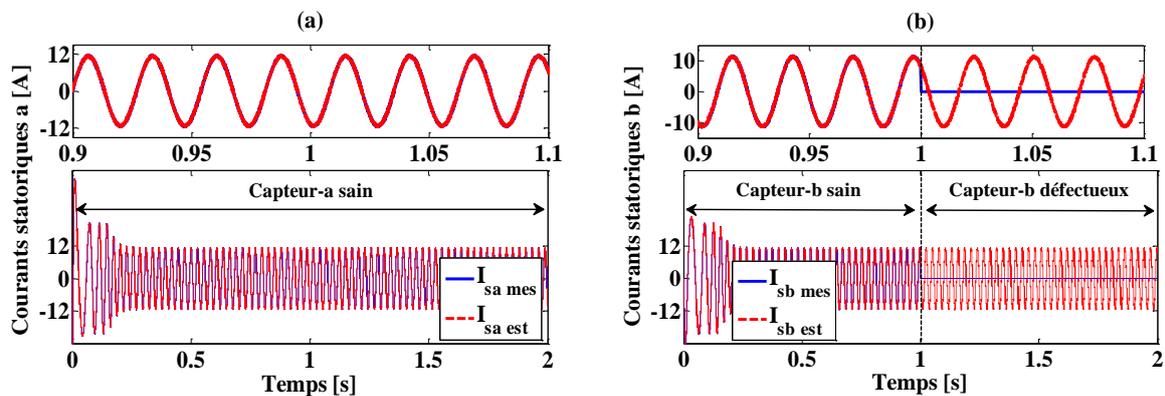


Figure III.18 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain: (a) courant mesuré et estimé de l'axe-a, (b) courant mesuré et estimé de l'axe-b.

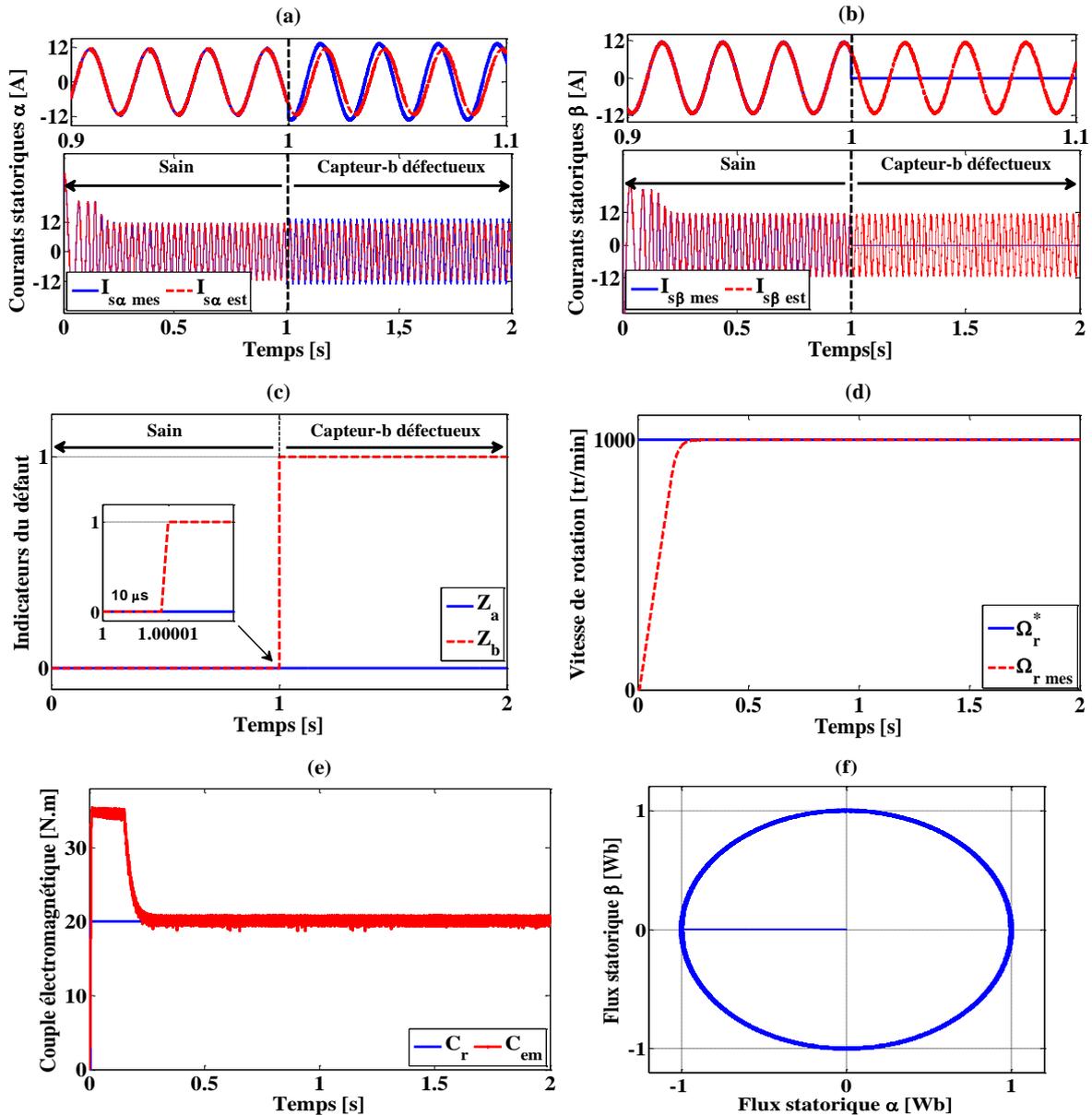


Figure III.19 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain : (a) courants statoriques de l'axe- α , (b) courants statoriques de l'axe- β , (c) indicateurs du défaut, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statoriques ($\alpha \beta$).

- **Défaut des capteurs a et b :**

Les figures III.20 et III.21 illustrent respectivement les résultats de simulation obtenus en appliquant la FTC proposée lorsque les deux capteurs sont défaillants, ce test a été effectué à faible vitesse en plein charge. La défaillance du capteur-a est provoquée à $t = 1.3s$, tandis que la défaillance du capteur-b est provoquée à $t = 2.6s$, comme le montrent les figures III.20(a) et III.20(b), où les courants $I_{sa\ mes}$ et $I_{sb\ mes}$ sont tracés et les figures III.21(a) et III.21(b) qui affichent les courants $I_{sa\ mes}$ et $I_{s\beta\ mes}$.

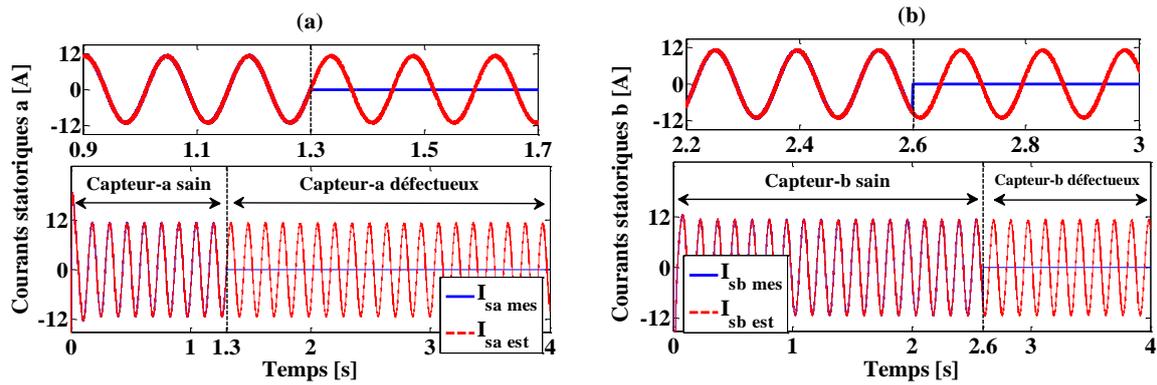


Figure III.20 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque les deux capteurs sont défectueux: (a) courant mesuré et estimé de l'axe-a, (b) courant mesuré et estimé de l'axe-b.

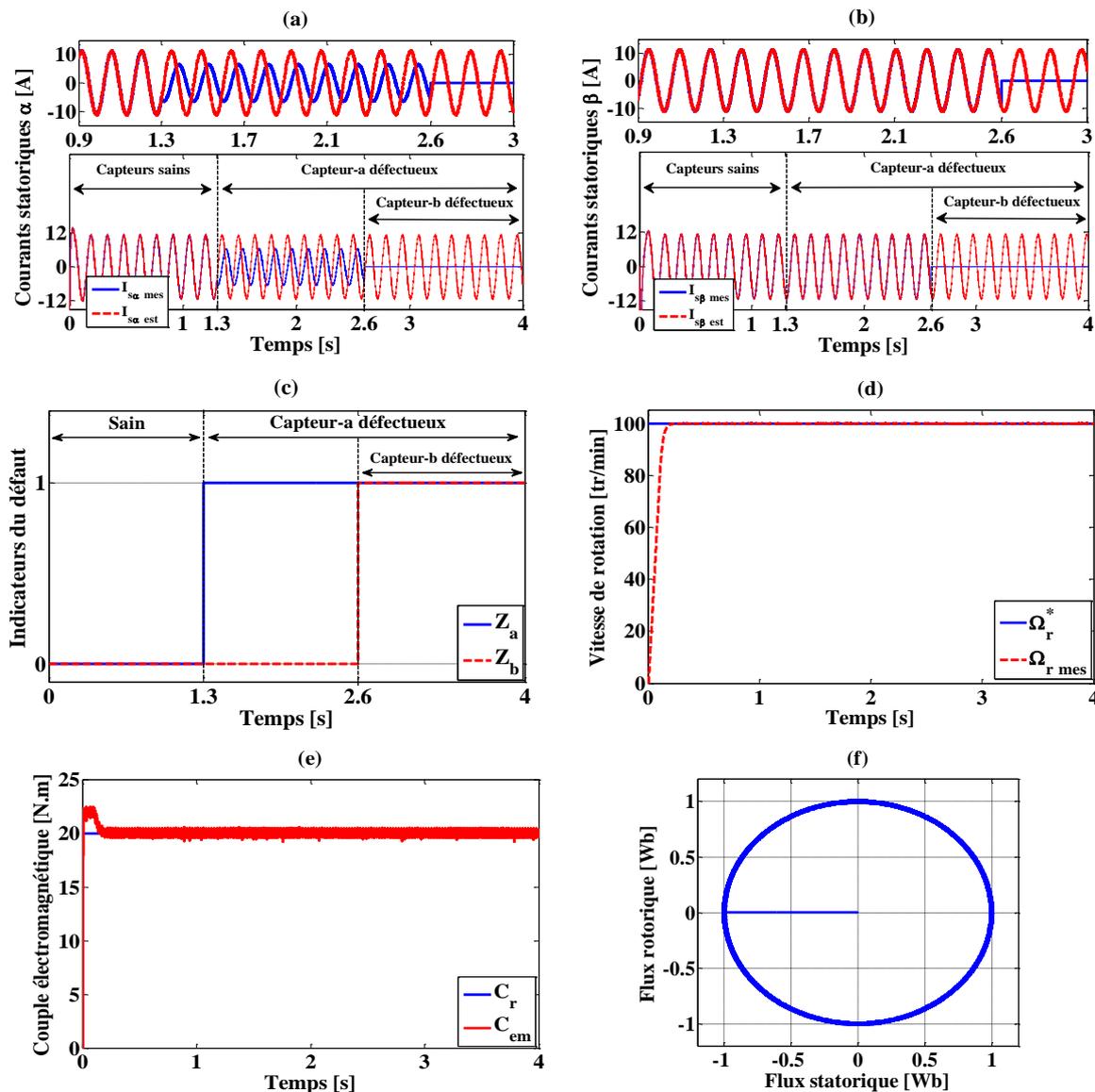


Figure III.21 : Résultats de simulation avec commande DTC sur la MAS lorsque les deux capteurs sont défectueux : (a) courants statoriques de l'axe- α , (b) courants statoriques de l'axe- β , (c) indicateurs du défaut, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statoriques ($\alpha \beta$).

Parallèlement, la figure III.21(c) montre les signaux indicateurs de défaut (Z_a pour le capteur-a et Z_b pour le capteur-b). Lorsque le défaut est soudainement introduit dans le capteur-a, le mécanisme de détection de défaut réagit rapidement ($10 \mu s$) en générant un indice $Z_a = 1$, indiquant que le capteur-a est défectueux. D'après l'équation III.21, le courant $I_{s\beta mes}$ ne sera pas affecté, ce qui est visible sur la figure III.21(b), où le courant $I_{s\beta mes}$ reste sain du 0 à 2.6s. Dans ce cas, le courant $I_{s\alpha mes}$ est remplacé par $I_{s\alpha est}$. A $t = 2.6s$, un défaut a été introduit dans le capteur-b, à ce moment l'indicateur de défaut indique $Z_b = 1$, confirmant la défaillance du capteur-b. L'algorithme d'isolation des défauts et de reconfiguration choisit $I_{s\alpha est}$ et $I_{s\beta est}$ pour assurer la continuité du service. Les figures III.21(d), III.21(e) montrent clairement que la vitesse et le couple maintiennent leurs performances et restent ininterrompus, même dans les pires conditions possibles, lorsque les deux capteurs de courant sont défaillants. En outre, la figure III.21(f) montre l'estimation constante du flux statorique.

III.3 DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

La FTC proposée dans la partie précédente est appliquée dans cette partie sur une MSAP commandée en vectoriel. La même méthode d'estimation des courants sera utilisée ainsi que la méthode de détection et d'isolation des défauts présentée dans la section III.2.2 (figures III.2, III.3 et III.4, ainsi que l'équation III.20).

III.3.1 Estimation des courants statoriques de la MSAP

L'estimation des courants statoriques est basée sur le modèle la MSAP plus une matrice de gain qui est déterminée en utilisant la méthode employée pour déterminer celle de la MAS [119].

$$\dot{\hat{X}} = H\hat{X} + GU + D\lambda \quad (III.23)$$

$$[\hat{X}]^T = [\hat{I}_{sd} \quad \hat{I}_{sq}], [U]^T = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad \phi_r], \lambda = [I_{sd} - \hat{I}_{sd} \quad I_{sq} - \hat{I}_{sq}]^T$$

$$H = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_{re}}{L_q} \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -k \frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -kp\omega_{re} \end{bmatrix}$$

Sachant que k est une constante positive

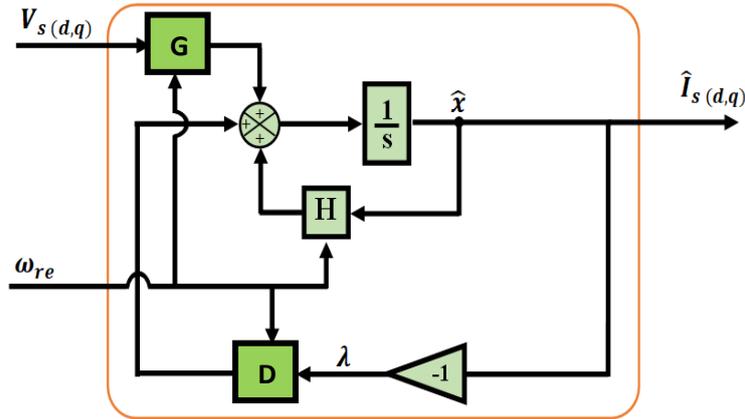


Figure III.22 : Estimateur des courants de la MSAP.

III.3.2 Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MSAP

Dans cette partie la détection et l'isolation des défauts ainsi que la reconfiguration du système est assurée en utilisant la méthode présentée précédemment dans la section 2.2. La figure III.23 montre le schéma de la commande vectorielle de la MSAP, active tolérante aux défauts des capteurs de courant.

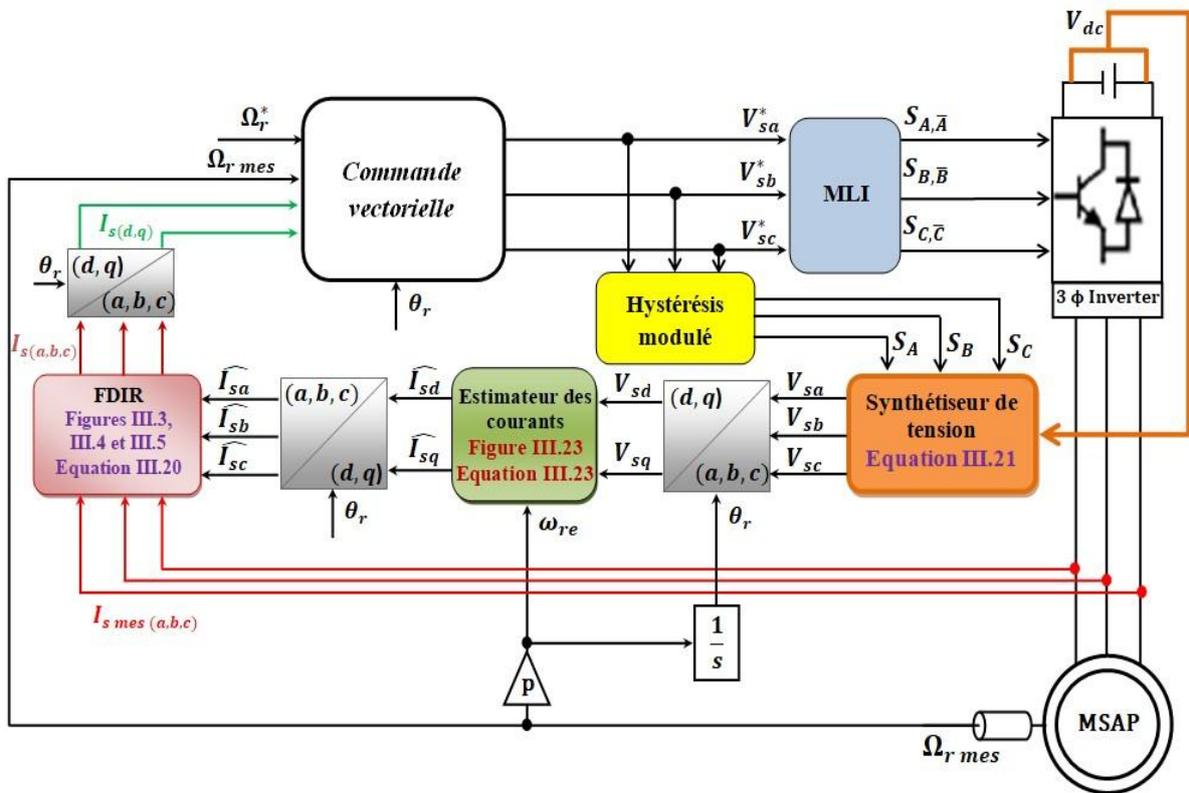


Figure III.23 : Schéma de la commande vectorielle de la MSAP active tolérante aux défauts des capteurs de courant.

Une machine synchrone à aimants permanents de 6 pôles d'une puissance de 7.8kW et d'une vitesse nominale de 3000 tr/min a été utilisée pour cette simulation. Le seuil qui a été déterminé est $Th = 0.85 A$. Les caractéristiques ainsi que les paramètres de cette machine sont indiqués dans le tableau III.6 :

Spécifications		Paramètres	
Puissance nominale [kW]	7.8	$R_s[\Omega]$	0.7
Tension nominale [V]	400	L_d [H]	0.007
Courant nominal [A]	14.7	L_q [H]	0.007
Nombre de paire de pôles	3	ψ_r [Wb]	0.225
Vitesse nominale [tr/min]	3000	J [Kg.m ²]	0.000629
Couple nominal [N.m]	25	F [Nm.s.rad ⁻¹]	0.0003025

Tableau III.6: Paramètres de la MSAP du laboratoire LSEE utilisée dans cette thèse (simulation et expérimentation).

III.3.2.1 Résultats de simulation de la FTC en contrôle vectoriel sur la MSAP

- **Défaut de gain du capteur-b et du capteur-c**

La figure III.24 illustre les résultats de simulation de la FTC proposée, appliquée sur la MSAP. Deux défauts de gain ont été provoqués dans les capteurs b et c, le premier dans le capteur-b à $t = 0.6s$ de +40% et le deuxième dans le capteur-c à $t = 1.3s$ de -50%, par contre le capteur-a reste sain. Les courants statoriques mesurés et estimés sont présentés dans les figures III.24(a), III.24(b) et III.24(c). Le test est effectué à pleine charge (25 N.m) comme le montre la figure III.24(f) et à 77% de la vitesse nominale, c'est-à-dire 2300 tr/min (voir figure III.24(d)). Pour les deux défauts, les résultats montrent que la FTC a joué son rôle en commençant par la détection des défauts dans les capteurs b et c comme on peut le voir sur la figure III.24(e) où Z passe du 0 à 2 puis à 6, ensuite la FTC a assuré l'isolation des défauts et la reconfiguration du système par le remplacement des courants mesurés défectueux par des courants estimés corrects. Ainsi la FTC a réussi à maintenir la stabilité du système en garantissant les performances requises dans de telles conditions.

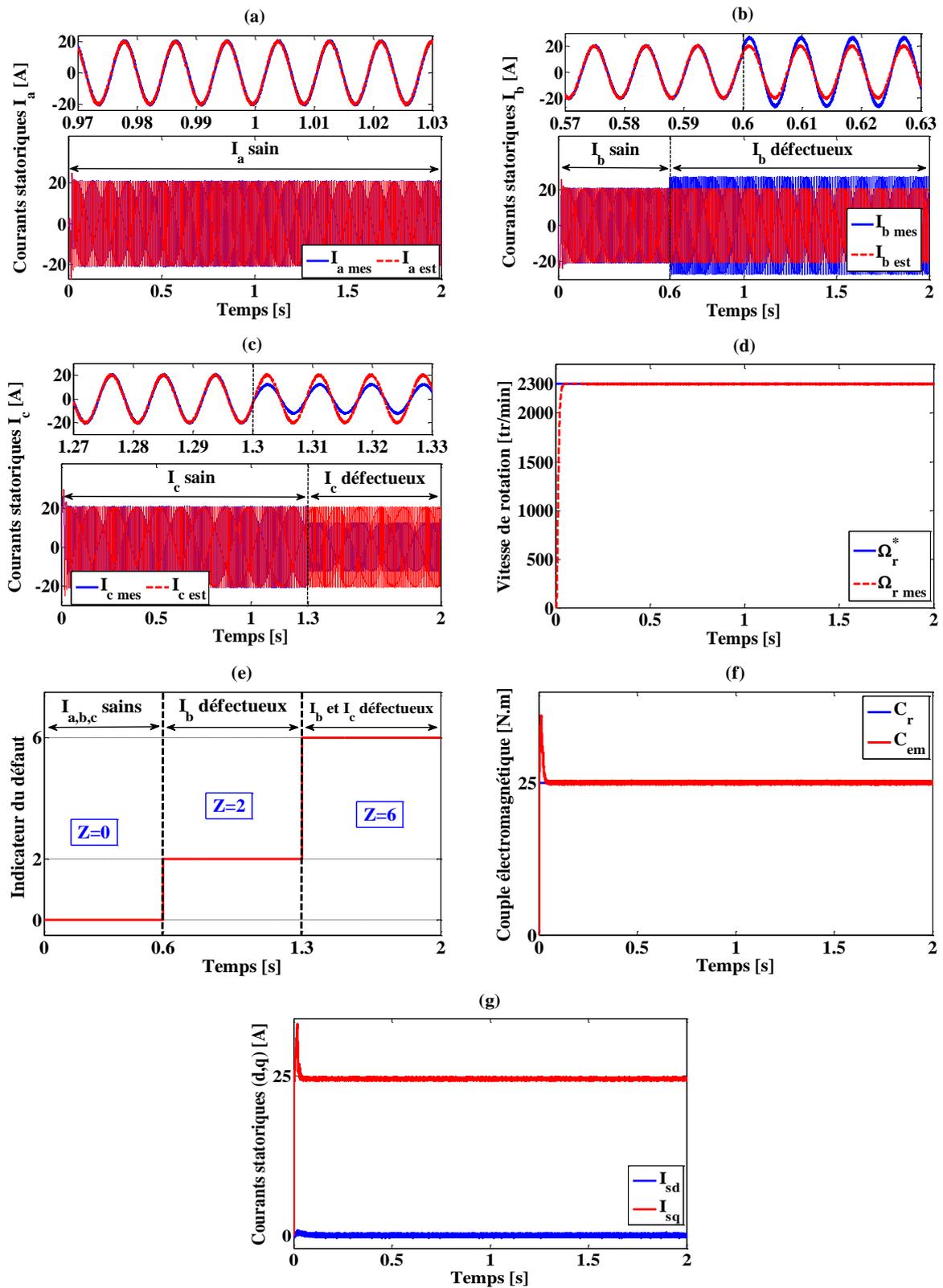


Figure III.24 : Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-*b* puis le capteur-*c* (le capteur-*a* reste sain) : (a) courants statoriques sur l'axe-*a*, (b) courants statoriques sur l'axes-*b*, (c) courants statoriques sur l'axe-*c*, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

- **Défaillance complète et successive des trois capteurs de courant**

Dans ce test, la sévérité du défaut est augmentée où à partir du $t = 3s$ aucun capteur de courant n'est utilisé. La défaillance complète des capteurs a, b et c a été provoquée successivement comme le montre les figures III.25(a), III.25(b) et III.25(c) où les courants mesurés et estimés sont affichés.

À $t = 1s$, le capteur-a devient défectueux, à ce moment le circuit FDIR réagit en signalant $Z = 1$ et remplace le courant $I_{sa\ mes}$ par une composant adéquate correcte (voir tableau III.1).

Par ailleurs, le défaut du capteur-b est provoqué à $t = 2s$, par conséquent Z passe du 1 à 4 comme le montre la figure III.25(e) indiquant que les deux capteurs a et b sont en défaut. À cet égard, le circuit de décision remplace les courants mesurés défectueux par ceux estimés.

À $t = 3s$, le capteur-c tombe en panne et Z passe à 7, ce qui veut dire que tous les capteurs de courant sont défectueux.

Même dans ces conditions, le fonctionnement du moteur à pleine charge et à 2300 tr/min est assuré par la FTC en utilisant les courants statoriques estimés et les performances sont maintenues.

- **Démarrage avec défaut dc-offset dans les trois capteurs**

La figure III.26 présente les résultats obtenus pour un démarrage avec un dc-offset dans tous les capteurs ($\pm 2 A$). La FTC proposée a assuré le démarrage en charge jusqu'à une vitesse de 2300 tr/min avec des capteurs de courants.

À $t = 1s$, on élimine l'offset du capteur-b, en conséquence le circuit FDIR ne détecte plus du défaut sur ce capteur, c'est ainsi l'indicateur du défaut Z passe du 7 à 5 ce qui veut dire que le capteur-b n'est plus défaillant et les capteurs a et c le sont encore, comme le relève la figure III.26(e).

Ensuite, à $t = 2s$ on enlève l'offset du capteur-a, le mécanisme FDIR réagit et Z devient 3, c'est-à-dire il ne reste que le capteur-c en état de défaut. À $t = 3s$, l'offset du capteur-c est éliminé aussi et celui-ci revient à l'état sain, c'est pourquoi $Z=0$.

Pour conclure, la FTC proposée a réussi non seulement à détecter le défaut dc-offset des capteurs et à assurer le bon fonctionnement du système, mais de plus elle s'est organisée de façon à ce que les capteurs reviennent dans la boucle de commande dès la suppression du dc-offset. Évidemment, ce test est réussi suite à la bonne estimation des courants statoriques.

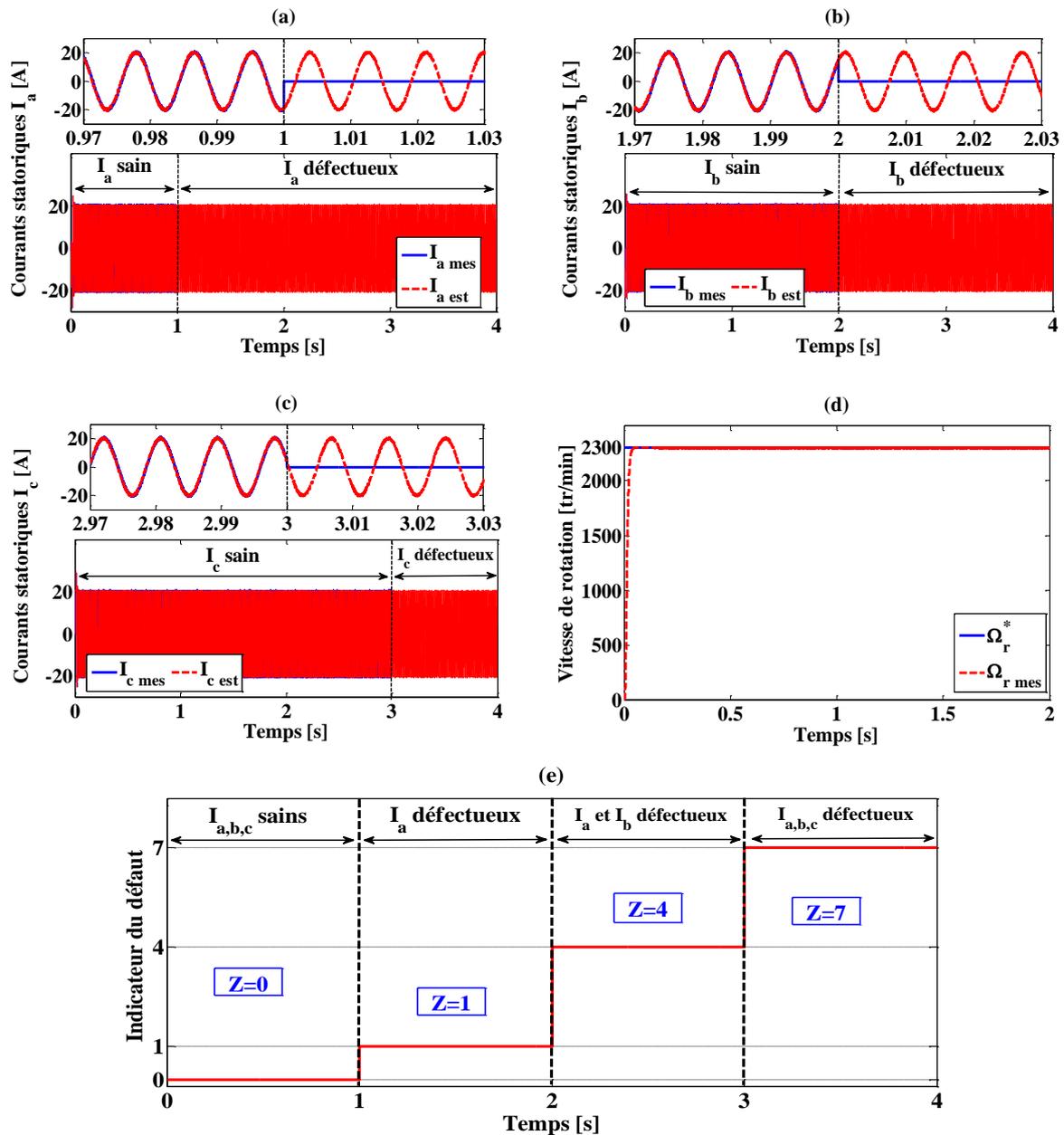


Figure III.25 : Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec défaillance complète sur tous les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation et (e) indicateur du défaut.

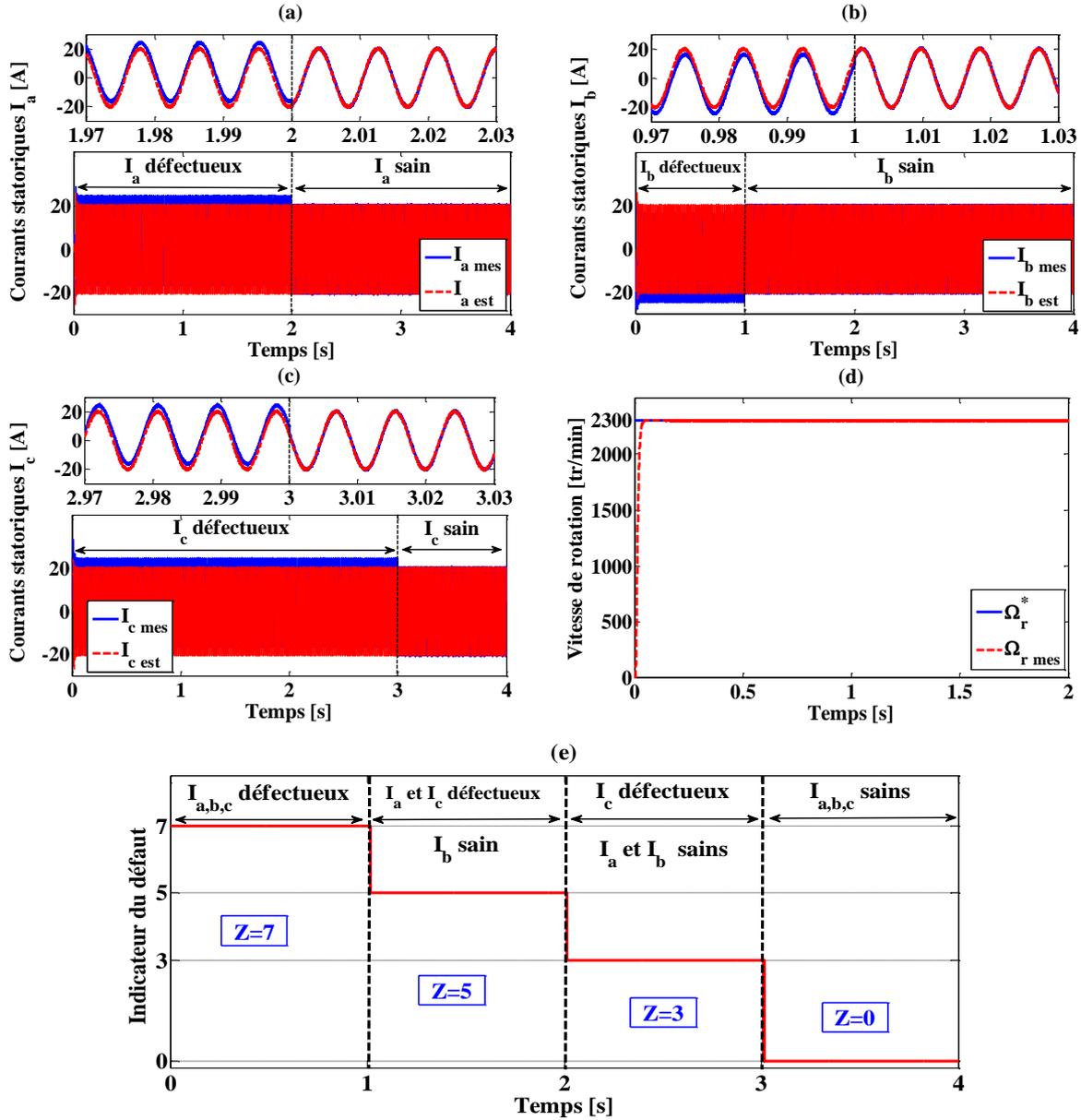


Figure III.26 : Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP avec démarrage en défaut d'offset dans tous les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation et (e) indicateur du défaut.

- **Capteurs défaillants à vitesse variable et charge constante**

Les résultats de simulation obtenus à vitesse variable et charge constante sont présentés sur la figure III.27. Sachant que divers défauts ont été provoqués durant le fonctionnement, soit un défaut de gain du capteur-a de -50% à $t = 1s$, une rupture totale du capteur-b à $t = 1.8s$ et un défaut de gain du capteur-c de +70% à partir du $t = 2.9s$. En effet, ce test est réalisé afin d'évaluer le comportement de la FTC proposée dans différentes plages de vitesse et en présence du défaut.

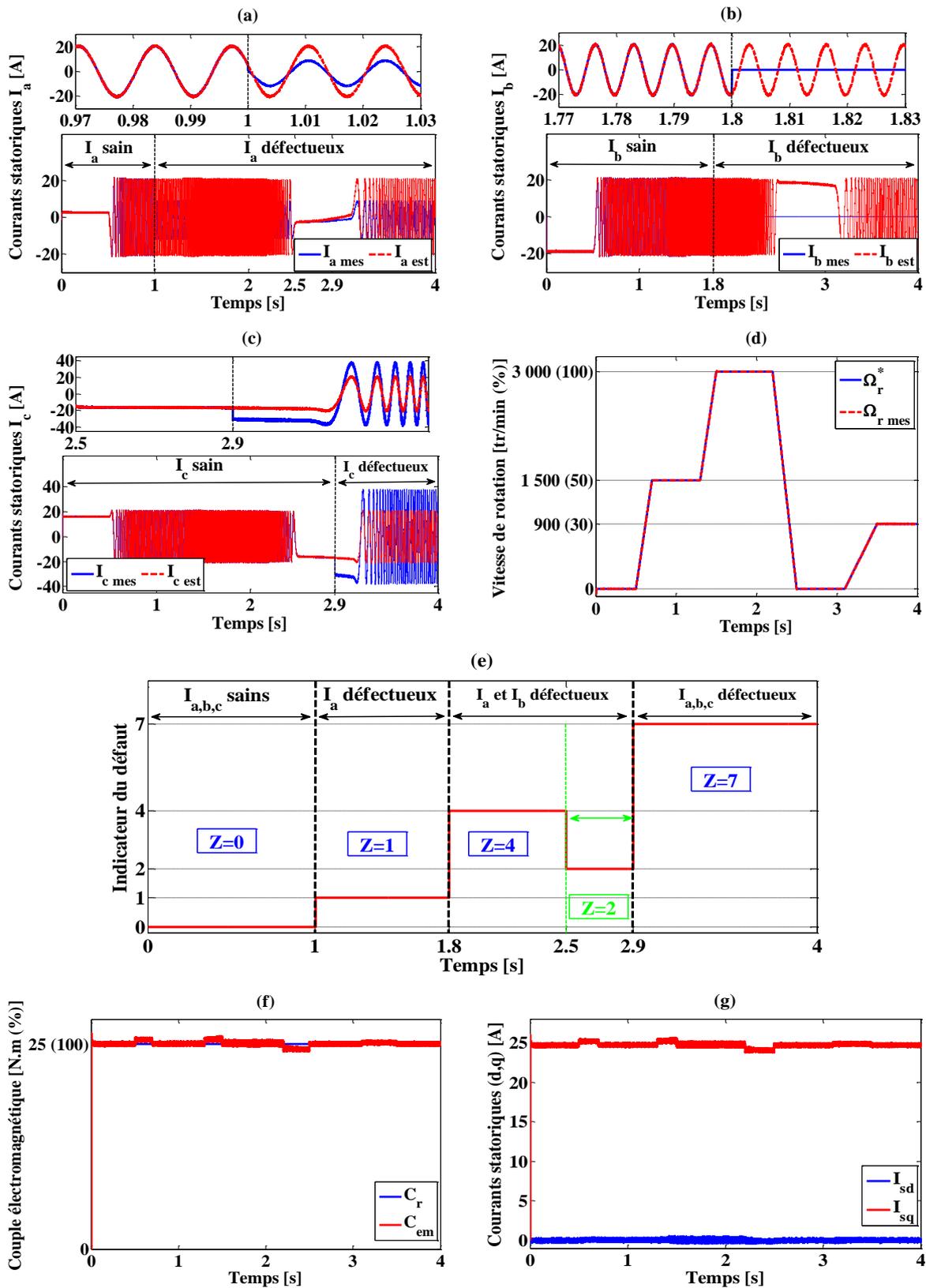


Figure III.27 : Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

L'algorithme est parvenu à maintenir la stabilité du système et le suivi de la vitesse référence en assurant les performances requises par l'isolation des capteurs défectueux dès la détection du défaut. Ainsi la reconfiguration du système en remplaçant les courants mesurés par les courants estimés est effective.

Par contre, on peut voir à travers la figure III.27(e) que cette méthode de détection présente un inconvénient car elle ne détecte pas précisément les capteurs défectueux sous certains défauts comme le défaut de gain lorsque l'amplitude des courants et leur fréquence sont trop faibles. De $t = 2.5s$ jusqu'à $t = 2.9s$ les capteurs a et b étaient défectueux mais le circuit de détection a signalé que le capteur-b. Ceci est dû à l'arrêt de la machine ($\Omega_r = 0 \text{ tr/min}$) en présence du défaut de gain du capteur-a, où dans un tel cas la fréquence du courant est nulle et l'erreur entre le courant estimé et le courant mesuré est inférieur au seuil malgré la présence du défaut.

- **Capteurs défaillants à charge variable et vitesse constante**

La figure III.28 montre les résultats de simulation de la FTC, relevés durant un test à charge variable et vitesse constante (1000 tr/min) avec la provocation de défauts dans les capteurs de courant.

Un défaut de gain de -30% a été provoqué au niveau du capteur-a à $t = 1s$ où le couple résistant était à 48% de la charge nominale soit 12 N.m . Puis à $t = 2s$ lorsque le couple résistant était à 25 N.m (100%), un arrêt total du capteur-b a été provoqué. De même, un défaut de gain de $+30\%$ est survenu dans le capteur-c à $t = 3s$, mais cette fois le couple de charge était 7 N.m soit 28% de la charge nominale.

Le mécanisme FDIR assure son rôle de détection, isolation et reconfiguration par son action rapide à chaque défaut détecté. Le suivi de vitesse est maintenu même à charge variable et en présence des défauts.

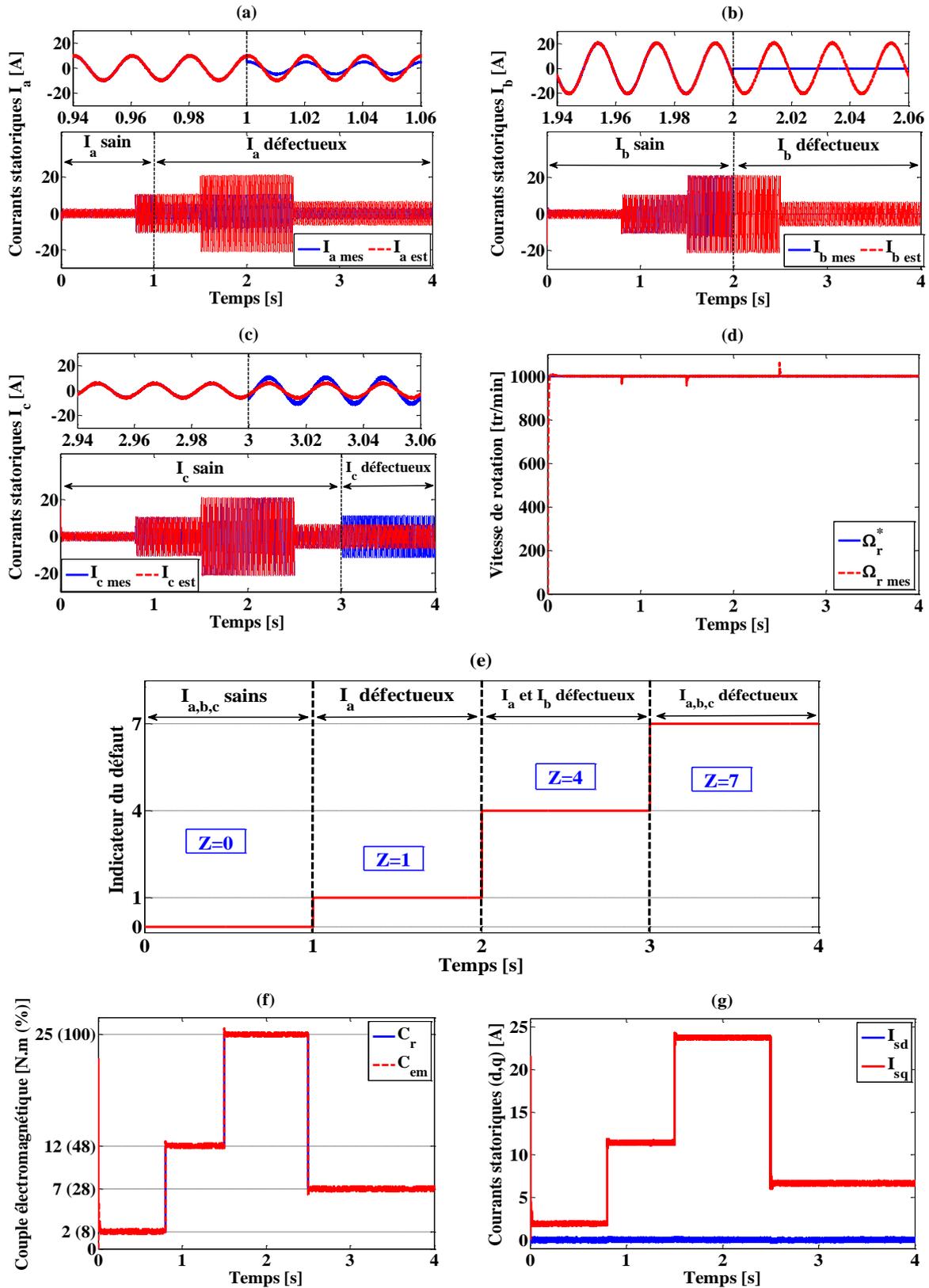


Figure III.28 : Résultats de simulation de la FTC sur la MSAP à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courants statoriques sur l'axe-a, (b) courants statoriques sur l'axes-b, (c) courants statoriques sur l'axe-c, (d) vitesse de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

III.3.2.2 Effet de variation des paramètres R_s et $L_{d,q}$ sur les courants estimés

Afin d'évaluer la robustesse de l'estimateur des courants vis-à-vis de la variation paramétrique, un test sans capteurs de courant à 3000 tr/min en charge a été effectué. Les résultats sont donnés dans la figure III.29. Comme vu précédemment dans la première partie de ce chapitre sur la MAS, la variation paramétrique cause une augmentation de l'amplitude estimée, mais dans cet essai il s'est avéré que la variation de la résistance statorique et de l'inductance de la MSAP engendre aussi un retard temporel de la réponse du système.

La figure III.29(c) relève qu'une variation de 200% de résistance et d'inductance à pleine charge cause une augmentation du courant direct, ce qui conduit à une augmentation d'amplitude des courants estimés a, b et c.

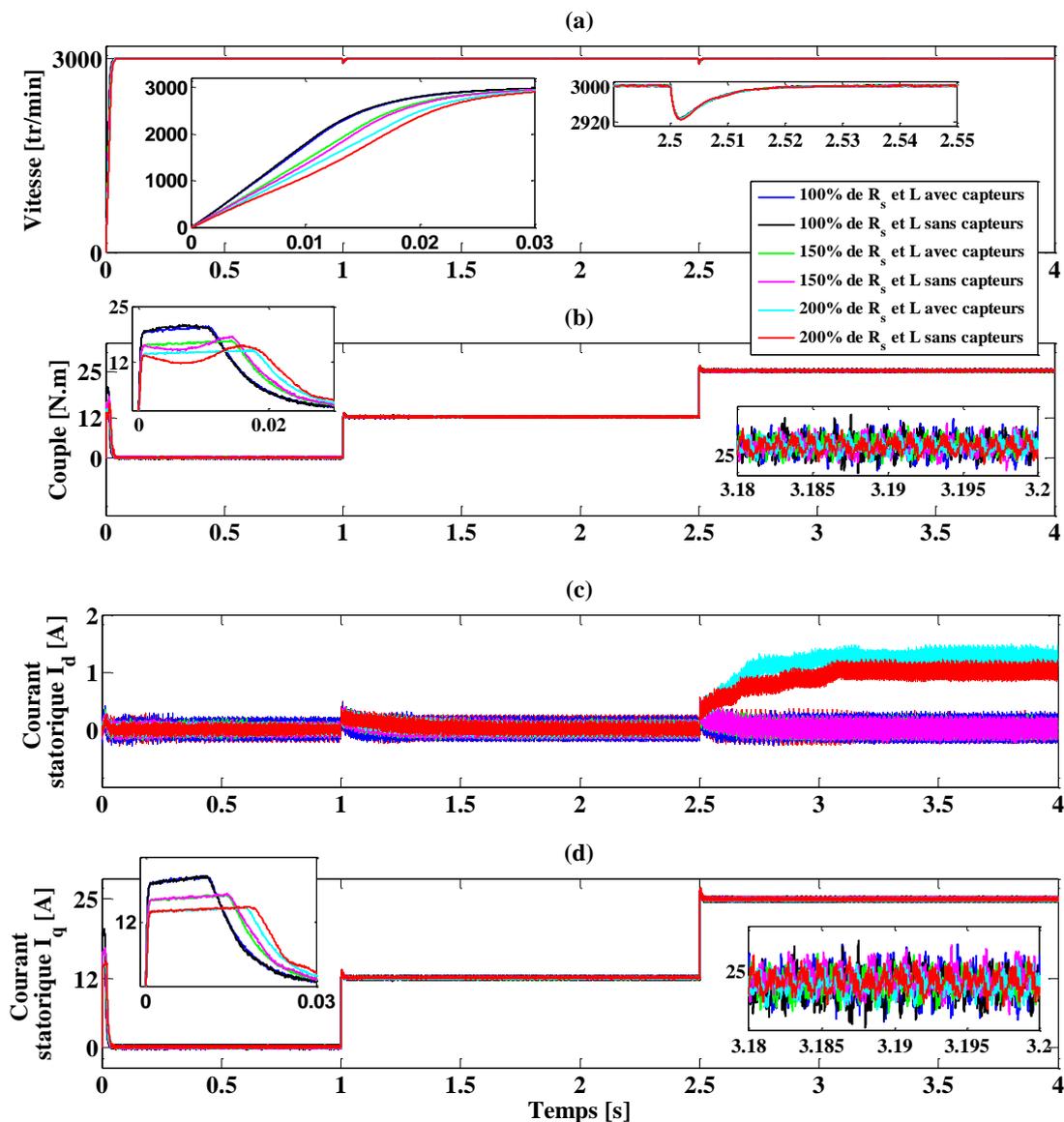
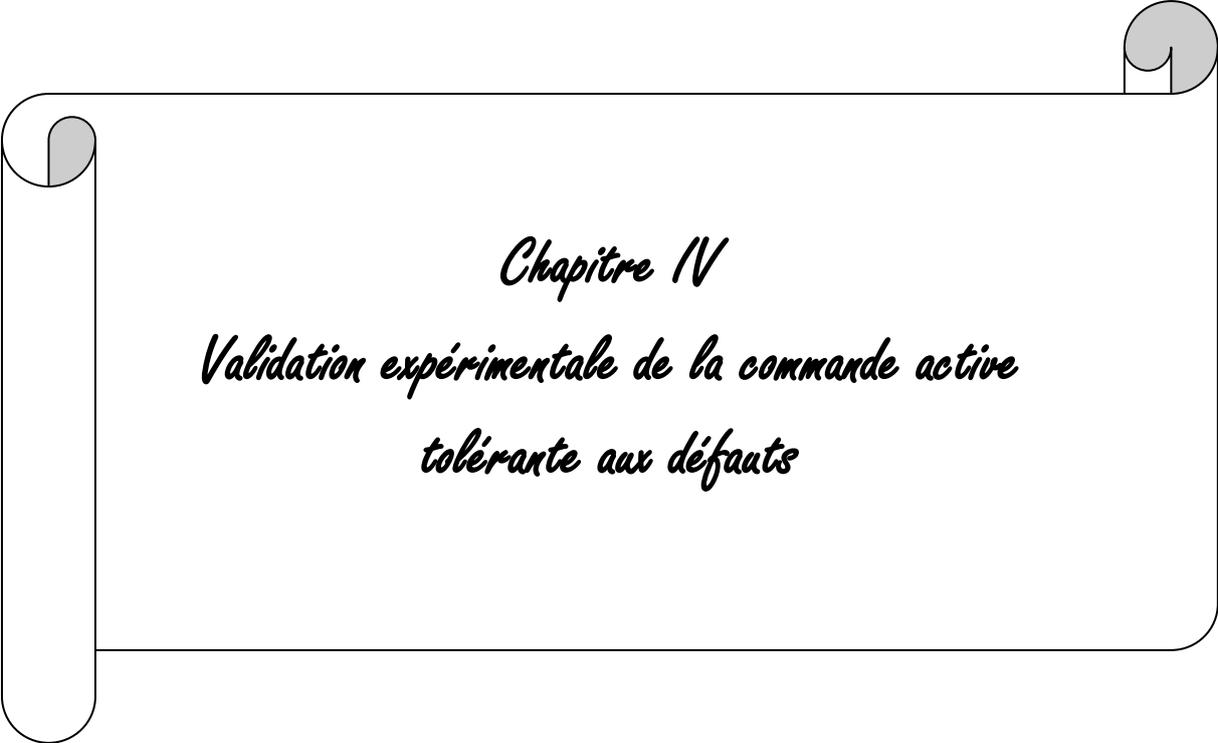


Figure III.29 : Résultats de simulation sur la MSAP sans capteurs de courants avec variation paramétrique (R_s et $L_{d,q}$) : (a) vitesses de rotation, (b) couples électromagnétiques, (c) courants statoriques directs et (d) courants statoriques quadratiques.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande tolérante aux défauts des capteurs de courant a été proposée pour la MAS et la MSAP. Une méthode d'estimation des courants statoriques de ces deux machines a été développée en utilisant des grandeurs mesurables, soit la vitesse de rotation et la tension d'alimentation. Un algorithme de détection des défauts avec un circuit logique de décision a été appliqué pour chaque phase, afin d'identifier les capteurs défectueux. Immédiatement après la défaillance des capteurs, l'algorithme FD génère un indicateur de défaut Z indiquant les capteurs défectueux. Sur la base des valeurs de Z, le circuit d'isolation et de reconfiguration sélectionne les composantes de courant correctes, ce qui permet la continuité du service et un fonctionnement ininterrompu. Les tests de simulation ont montré une dynamique rapide de la FTC ainsi qu'une reconstruction des courants statoriques performante par l'estimateur des courants, sous l'effet de la défaillance successive des capteurs de courant, même pendant la phase transitoire de démarrage, à vitesse variable et à charge variable. De plus, trois défauts différents ont été analysés (défaut complet du capteur, défaut du gain et défaut dc-offset) dans différentes conditions qui peuvent affecter les grandeurs mesurées. En outre, la stratégie d'estimation des courants proposée est simple et peut être utilisée avec d'autres commandes et d'autres machines, comme c'était le cas dans ce chapitre où la méthode a été appliquée en commande vectorielle et avec la commande direct du couple pour la MAS et en commande vectorielle sur la MSAP. De plus, les résultats de simulation ont montrés que le FDIR proposé peut être réorganisé de manière adaptative en cas de récupération des capteurs défectueux. Cela permet de maintenir les performances maximales du système de contrôle en tenant compte de la nature complémentaire des autres capteurs.

Certes, la grande précision de l'estimation des courants statoriques a été un facteur très important dans la détection des capteurs défaillants, en revanche les résultats de simulation ont aussi montrés que l'estimateur des courants est sensible à la variation paramétrique qui peut être causée par l'effet de la température. Cette méthode reste donc une solution pour assurer la continuité du service le temps de prévoir une réparation des défaillances. En outre, la méthode proposée pour la détection et l'isolation n'est pas standard car son application est différente d'un système à un autre, ce qui nécessite une étude approfondi de chaque système.



Chapitre IV

*Validation expérimentale de la commande active
tolérante aux défauts*

Chapitre IV

Validation expérimentale de la commande tolérante aux défauts

IV.1 Introduction

Une commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant a été proposée dans le chapitre précédent, puis une simulation sous l'environnement Matlab/Simulink a été effectuée. Les résultats de simulation obtenus ont révélé que cette méthode est réalisable et peut être validée en temps réel sur un banc d'essai expérimental, qui est donc l'objectif de ce chapitre.

La validation expérimentale de l'architecture de commande a été effectuée au niveau des deux laboratoires de recherches de rattachement, soit le Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB) de l'université de Biskra et le Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) de l'université d'Artois. Les deux laboratoires disposent d'un banc d'essai dédié à la commande de la MAS et la MSAP.

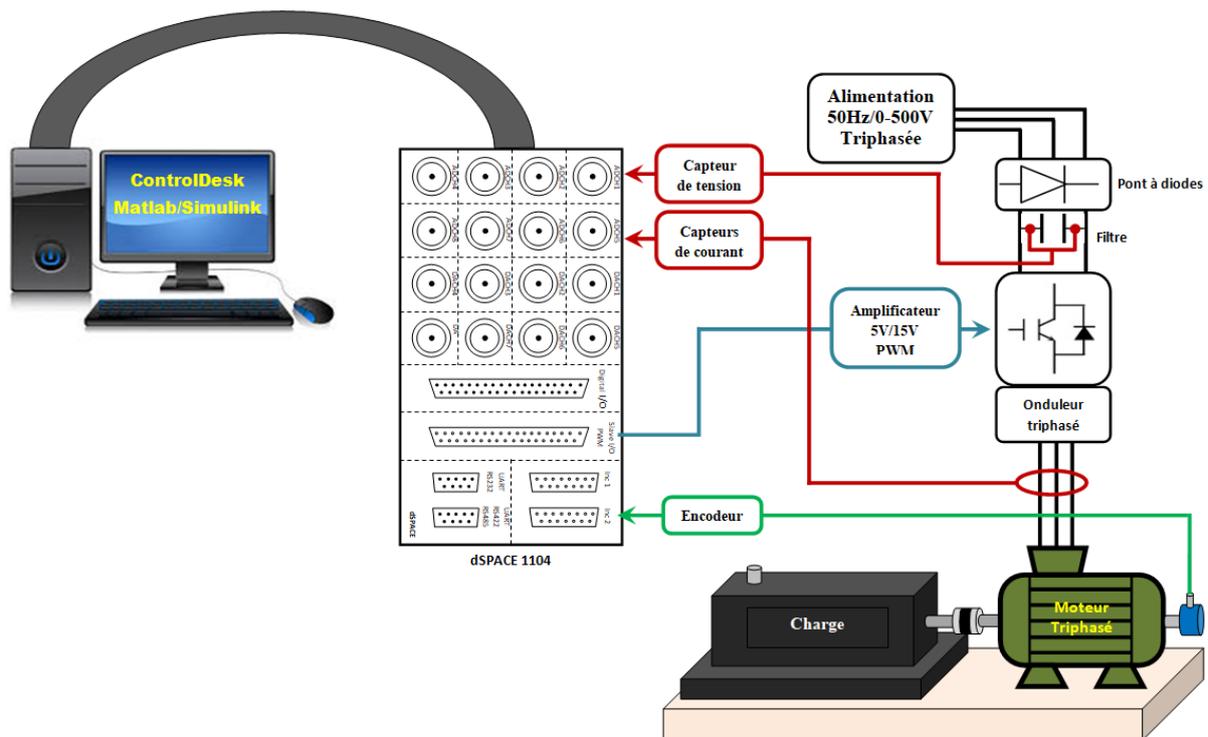


Figure IV.1 : Schéma de la plateforme expérimentale.

Après la simulation des différents programmes de commande, la validation expérimentale se fait à travers Matlab/Simulink qui génère l'algorithme de commande, qui sera exécuté par

la suite sur dSpace1104. Un autre logiciel, ControlDesk, permet de faire varier les différents paramètres et les différentes variables du programme de commande en temps réel, comme il permet aussi l'acquisition, la visualisation graphique et numérique des différentes mesures. Le schéma de la plateforme des essais expérimentaux est présenté sur la figure IV.1, où plus de détails sur tout le matériel sont données dans l'annexe.

Dans ce chapitre, les résultats issus de la validation expérimentale de la commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant seront présentés et discutés. Tout d'abord, une étude expérimentale sur les performances et les limites de l'estimateur de courant proposé sera effectuée. Ensuite, nous présenterons les résultats de validation de la commande tolérante aux défauts (FTC) sur une MAS en utilisant deux techniques de commandes différentes à savoir la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et la commande directe du couple. Puis, nous présenterons les résultats de validation de la FTC sur une MSAP commandée en vectoriel, sachant que trois défauts de capteur seront considérés sur les deux machines soit : le défaut de gain du capteur, la perte totale du capteur et le défaut dc-offset du capteur.

Pour simplifier la manipulation des différents défauts traités dans ce travail, des blocs MATLAB/Simulink ont été utilisés comme le montre la figure IV.2 pour provoquer et éliminer les défauts dans les capteurs d'une manière automatique.

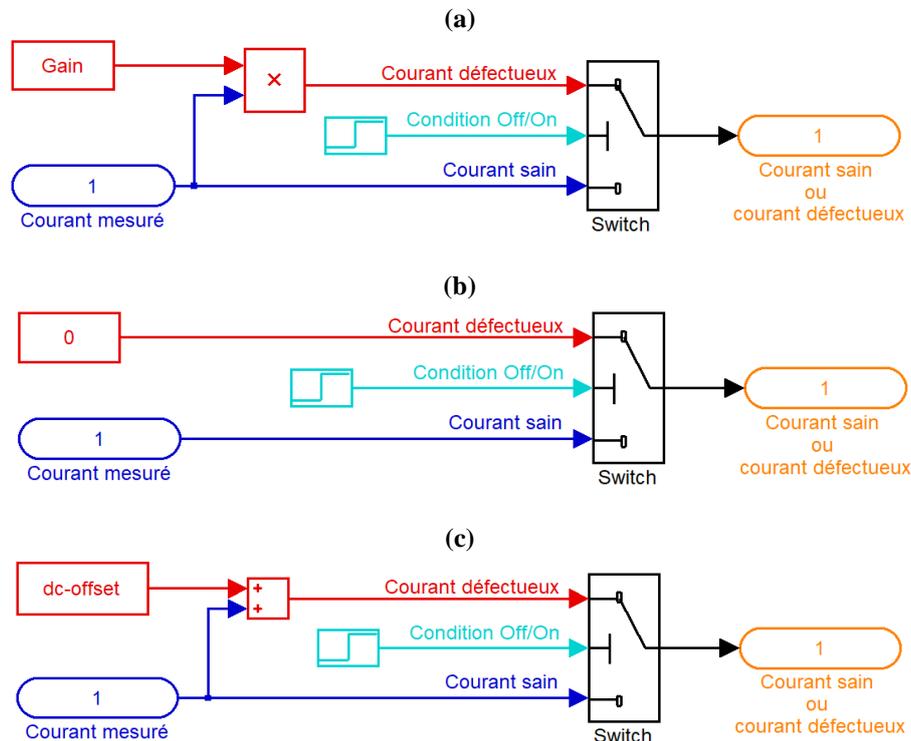


Figure IV.2 : Schémas blocs de la mise en défaut des capteurs de courant : (a) défaut de gain du capteur, (b) perte totale du capteur et (c) défaut dc-offset du capteur.

IV.2 PREMIERE PARTIE : LA MACHINE A INDUCTION

IV.2.1 Evaluation des limites de l'estimateur des courants

Dans cette section, nous présentons des résultats expérimentaux obtenus à travers un essai effectué sur une MAS de 4 kW, sur laquelle une commande vectorielle sans capteurs de courant a été appliquée. Le but de cet essai est de tester les limites de l'estimateur des courants proposé, voir l'effet de la température sur les paramètres de la machine sachant que le paramètre qu'il est possible de surveiller en temps réel est la résistance statorique. L'objectif est également de voir l'impact d'absence des capteurs de courant sur les performances du système de commande en présence des variations paramétriques en temps réel.

III.2.1.1 Méthodologie de la mise en œuvre

Afin d'avoir une vision approfondie sur les limites de l'estimateur des courants nous avons choisi d'appliquer un système de commande automatique sur une MAS, où on peut basculer d'une commande vectorielle avec capteurs de courant vers une commande vectorielle sans capteurs de courant avec en plus l'ajustement de la résistance statorique en temps réel dans le modèle. Pour évaluer le comportement du système, nous avons laissé la machine en marche pendant 5 heures et 20 minutes (320 minutes) sans arrêt. Des données ont été relevées toutes les 10 *min* de fonctionnement, sachant que tous les résultats enregistrés ont été pris à vitesse constante (1000 *tr/min*) et en charge nominale (27 *N.m*) pour pouvoir comparer les performances du système en fonction du temps et son état. Un GRAPHTEC GL840 a été utilisé pour surveiller et mesurer la température de la MAS utilisée, à travers un thermocouple ultra fin isolé et placé sur le flasque comme le montre la figure IV.3.



Figure IV.3 : Emplacement de la sonde de température sur la machine asynchrone.

III.2.1.2 Résultats et discussions :

La figure IV.4 montre la température de la MAS prélevée à l'aide du thermocouple, relié au GRAPHTEC qui donne une mesure toutes les 0.2 s, soit 5 points par seconde. La température de la machine à l'instant $t = 0 \text{ min}$ était 25 °C. Comme il a été mentionné

précédemment, le test a duré 320 minutes, où la température de la machine n'a pas cessé d'augmenter jusqu'à $t = 140 \text{ min}$ de fonctionnement où elle s'est stabilisée à $106 \text{ }^\circ\text{C}$.

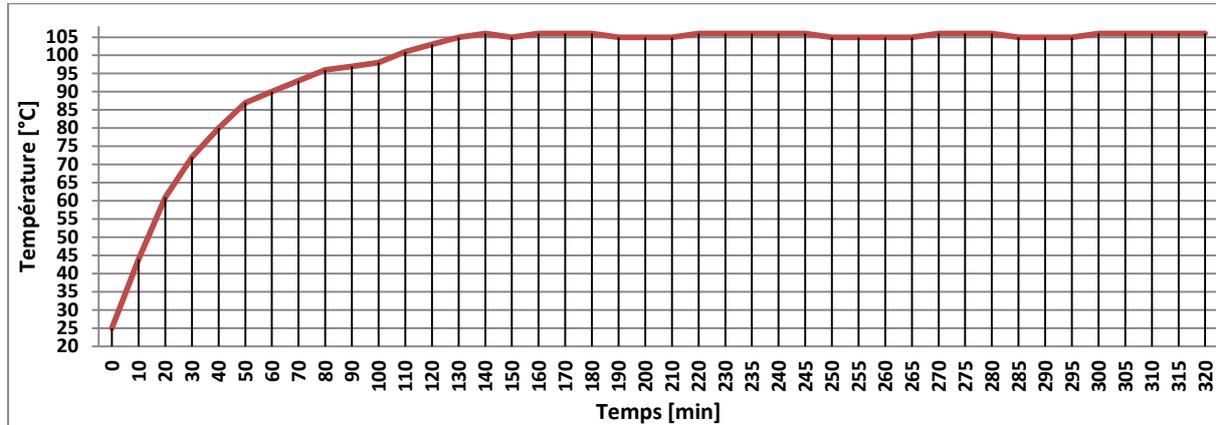


Figure IV.4 : Température de la MAS prélevée avec sur le GRAPHTEC.

La résistance statorique est mesurée aussi toutes les 10 min comme le montre la figure IV.5. A l'instant $t = 0 \text{ min}$, on a $R_s = 1.65 \Omega$ et la résistance du bobinage statorique n'a pas cessé d'augmenter jusqu'à $t = 110 \text{ min}$, où $R_s = 2.3 \Omega$. De $t = 110 \text{ min}$ jusqu'à l'échéance du test, la résistance est restée fixe à la valeur de 2.3Ω . Bien que n'ayant pas la température au niveau de bobinage cette variation de résistance est cohérente avec les propriétés de variation de résistivité du cuivre avec la température.

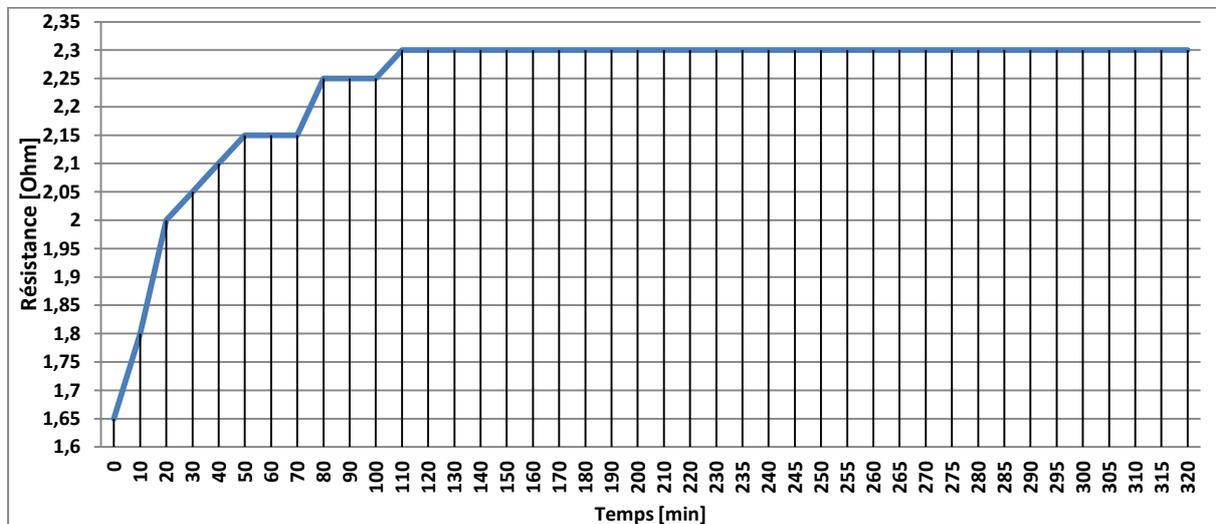


Figure IV.5 : Mesures de la résistance statorique de la MAS.

Afin d'arriver à une conclusion qui nous donnera une vue sur l'efficacité et les performances de l'estimateur de courant proposé, le test a été effectué sur 8 phases où durant chaque phase, les conditions de fonctionnement de la machine sont différentes.

La figure IV.6 présente la chronologie du test expérimental effectué et les différentes configurations de la commande pour chaque phase (avec capteurs ou sans capteurs, R_s ajustée ou non ajustée dans le modèle).

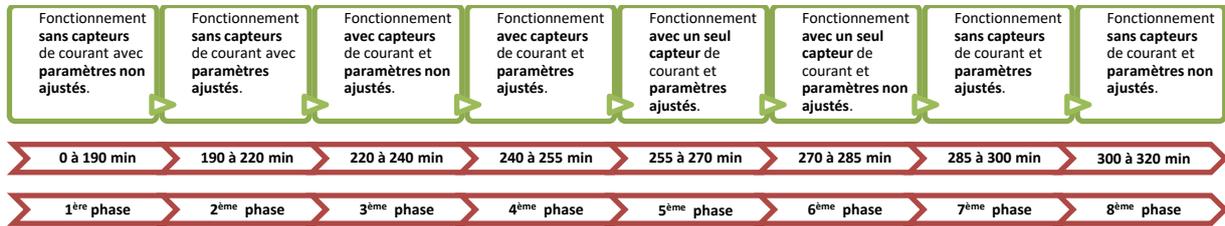


Figure IV.6 : Chronologie des différentes phases de fonctionnement du test.

L'erreur maximale entre les courants réels et les courants estimés est calculée à chaque point de mesure et dans toutes les phases de fonctionnement du système. L'erreur est présentée sur la figure IV.7 pour les trois courants a, b et c.

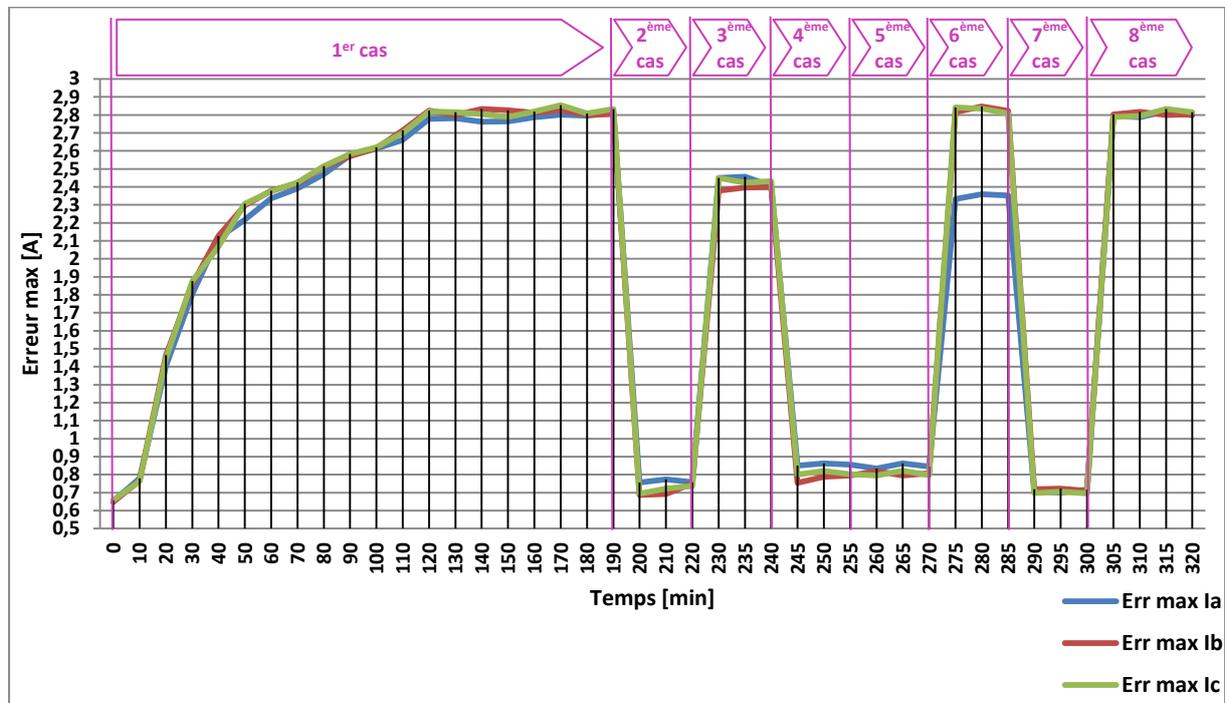


Figure IV.7 : Erreur maximal entre les courants réels et les courants estimés en fonction du temps et les états du système.

- 1^{ère} phase : de 0 jusqu'à 190 min (fonctionnement sans capteurs de courant avec R_s non ajustée $R_s = 1.65 \Omega$)

Dans cette phase, le test correspond à la montée en température et a pour objectif d'atteindre la valeur maximale de l'erreur entre les courants mesurés et les courants estimés, ainsi qu'atteindre la valeur maximale de la résistance statorique. L'évolution de l'erreur sur l'estimation des courants sur cette période est donnée à la figure IV.8. A l'instant $t = 0 \text{ min}$, l'erreur entre les grandeurs mesurées et les grandeurs estimées est $E_{rr} = 0.67 \text{ A}$ et la

résistance statorique est $R_s = 1.65 \Omega$. A la température $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Le régime variable a duré 120 min et à cet instant on a $E_{rr} = 2.82 \text{ A}$, $R_{s_mes} = 2.3 \Omega$ et $T = 103 \text{ }^\circ\text{C}$. Dans cette 1^{ère} phase (fonctionnement sans capteurs et avec R_s non ajustée), l'erreur entre les courants mesurés et les courants estimés a augmenté remarquablement allant de 0.65 A jusqu'à 2.82 A . Cette 1^{ère} phase a duré 190 min (voir figure IV.6) et on remarque qu'entre $t = 120 \text{ min}$ et $t = 190 \text{ min}$, l'erreur reste constante à 2.82 A car on est dans la zone où la température s'est stabilisée.

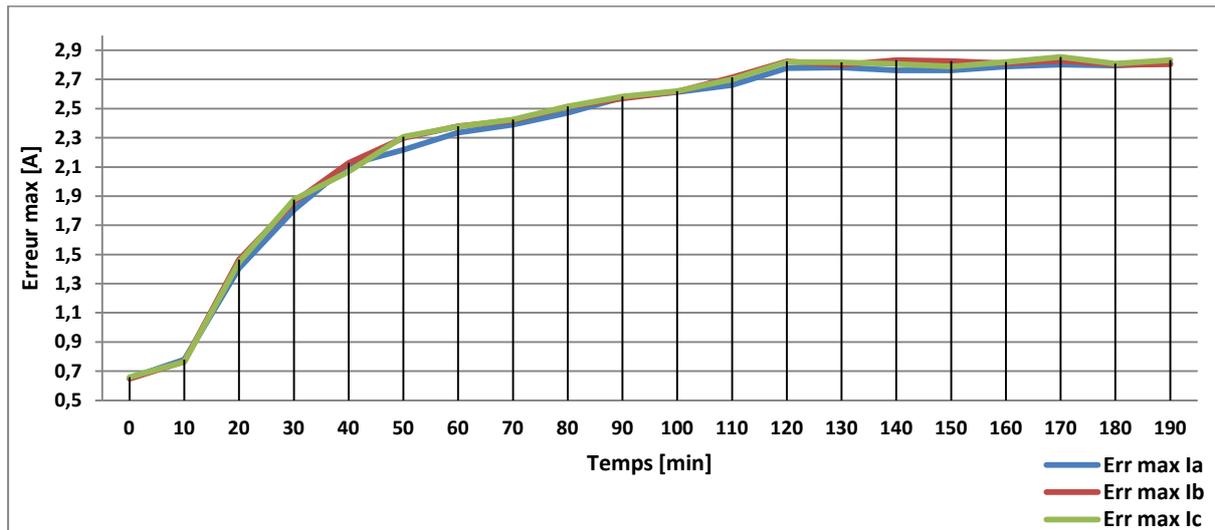


Figure IV.8 : Erreur maximale entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 1^{ère} phase.

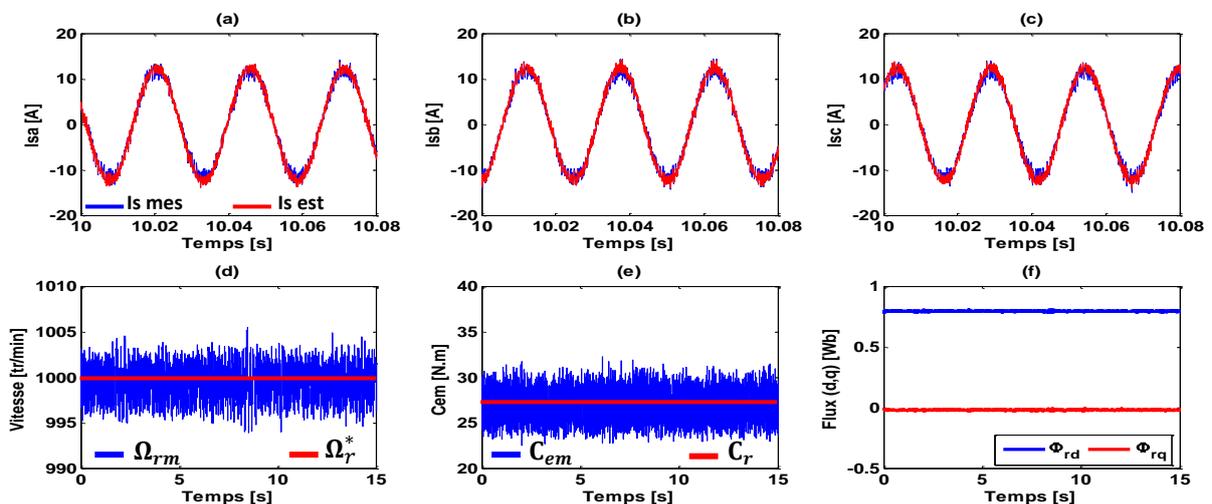


Figure IV.9 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées au début du test (après 1 min de fonctionnement) : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadrature.

La figure IV.9 présente les grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après environ 1 min de fonctionnement qui est considéré comme l'instant $t = 0 \text{ min}$, où $E_{rr} = 0.67 \text{ A}$. On

peut voir que l'erreur entre les courants mesurés et les courants estimés n'est pas perceptible sur les figures IV.9(a), IV.9 (b) et IV.9 (c). La vitesse de rotation de la machine suit la référence sans interruption et le couple électromagnétique a pour valeur moyenne 27 $N.m$, équivalent au couple de charge imposé à la machine. Les ondulations du couple sont dues à l'utilisation d'un estimateur de couple et non pas un capteur de couple, où le couple est estimé en se basant sur les courants et les flux.

La figure IV.10 affiche les résultats obtenus après 70 min de fonctionnement. A cet instant l'erreur entre les courant estimés et les courant mesurés est $E_{rr} = 2.43 A$. Cette différence est visible sur les trois courants de phase a, b et c tracés sur les figures IV.10(a), IV.10(b) et IV.10(c). La vitesse n'a pas été influencée comme on peut le voir à la figure IV.10(d), par contre, le couple électromagnétique a augmenté avec une valeur moyenne qui est devenue environ 31 $N.m$ et son ondulation a évolué légèrement (voir figure IV.10(e)). Ce changement dans l'estimation du couple est dû à l'augmentation de l'amplitude des courants et l'effet de la variation paramétrique.

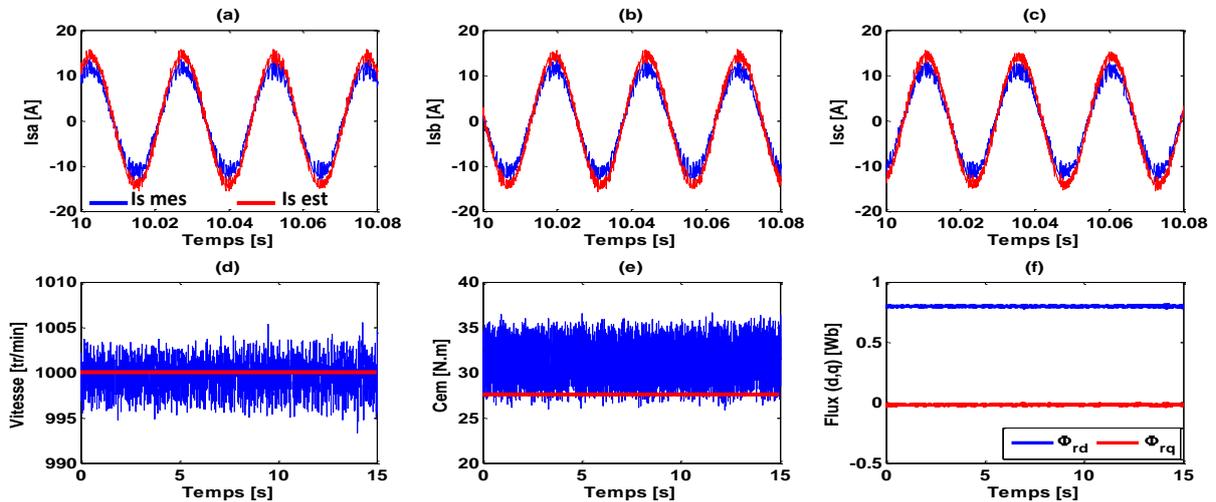


Figure IV.10 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 70 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

Après 190 min de fonctionnement sans arrêt, l'erreur entre les courants estimés et les courants mesurés est $E_{rr} = 2.84 A$. Les figures IV.11(a), IV.11(b) et IV.11(c) présentant les courants a, b et c affirment clairement le cas. A ce point de fonctionnement, la vitesse est stable (voir figure IV.11(d)) en revanche, le couple électromagnétique est passé de 31 $N.m$ à 32.5 $N.m$ comme il est montré à la figure IV.11(e).

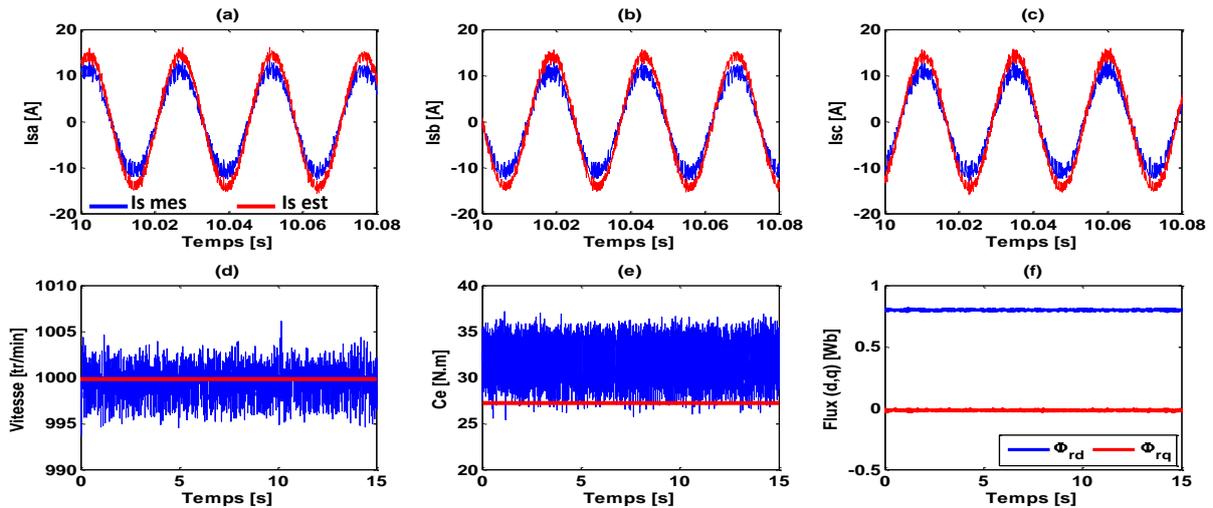


Figure IV.11 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 190 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

- 2^{ème} phase : du 190 jusqu'à 220 min (fonctionnement sans capteurs de courant avec R_s ajustée $R_s = 2.3 \Omega$)

Dans cet intervalle, la résistance statorique a été ajustée à $R_s = 2.3 \Omega$ au niveau du modèle. L'erreur entre les valeurs estimées et les valeurs mesurées a diminué comme le montre la figure IV.12 passant de $E_{rr} = 2.84 A$ à $E_{rr} = 0.77 A$.

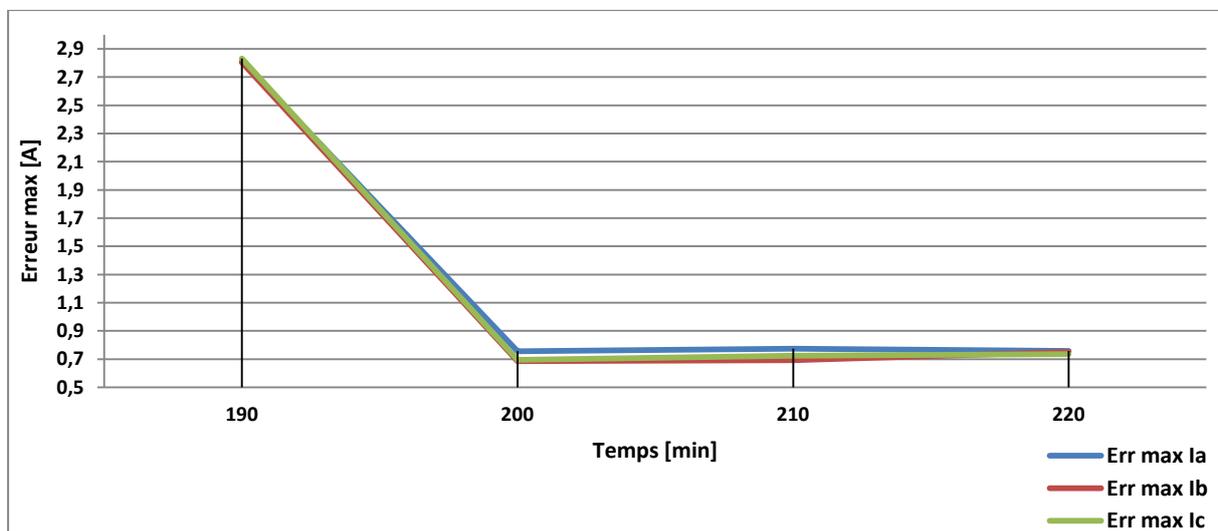


Figure IV.12 : Erreur maximale entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 2ème phase.

La figure IV.13 montre les grandeurs enregistrées après 210 min de fonctionnement. L'erreur maximale entre les courants mesurés et les courants estimés a largement diminué comme on peut le voir sur les figures IV.13(a), IV.13(b) et IV.13(c), la vitesse de rotation est

toujours stable (figure IV.13(d)) et le couple électromagnétique moyen estimé est devenu 27 N.m, comme le montre la figure IV.13(e).

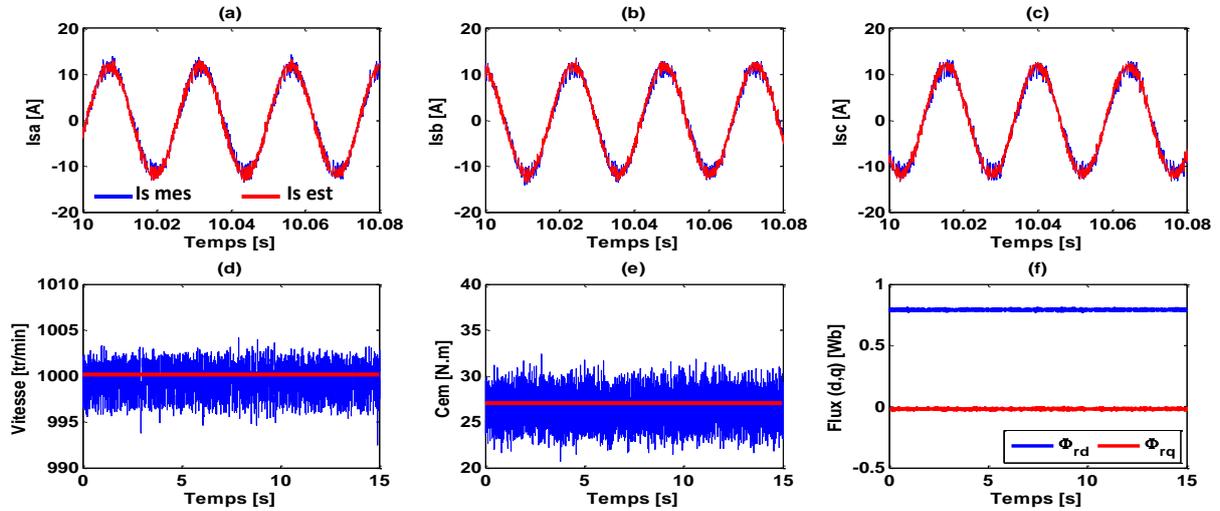


Figure IV.13 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 210 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

- 3^{ème} phase : du 220 min jusqu'à 240 min (fonctionnement avec capteurs de courant et R_s non ajustée $R_s = 1.65 \Omega$)

À partir de $t = 220 \text{ min}$ jusqu'à $t = 240 \text{ min}$, les capteurs de courants ont été utilisés dans la boucle de commande et la valeur de $R_s = 1.65 \Omega$ a été considérée dans le modèle. Dans ce cas l'erreur est passée de $E_{rr} = 0.77 \text{ A}$ à $E_{rr} = 2.4 \text{ A}$ (voir figure IV.14).

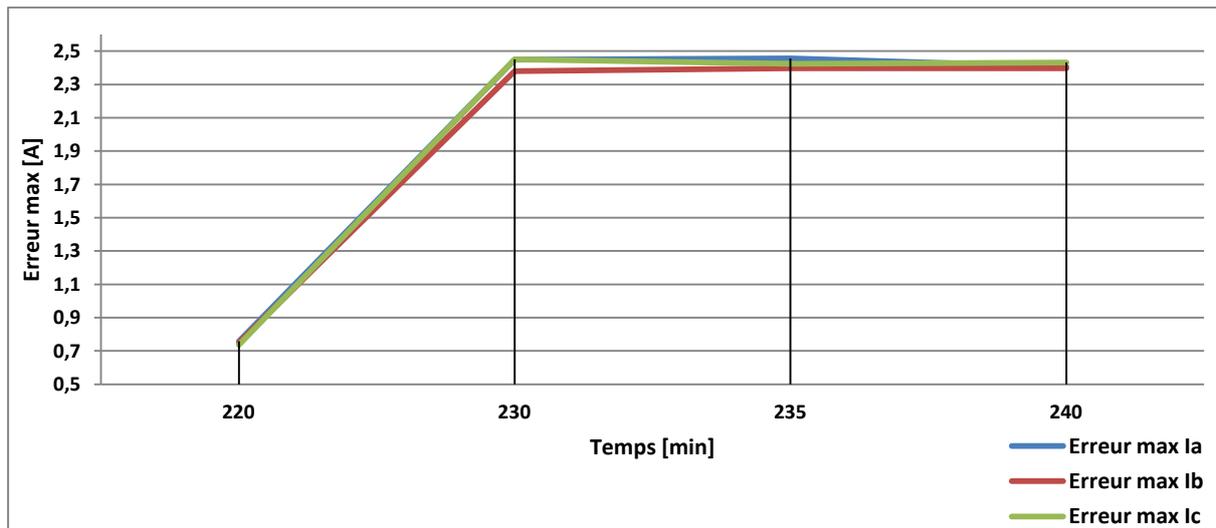


Figure IV.14 : Erreur maximale entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 3^{ème} phase.

Les figures IV.15(a), IV.15(b) et IV.15(c) affichent les courants statorique à $t = 235 \text{ min}$, où on voit l'erreur entre les signaux estimés et les signaux mesurés. La vitesse est toujours stable à 1000 tr/min (figure IV.15(d)), mais le couple estimé est passé de 27 N.m à 31 N.m (figure IV.15(e)).

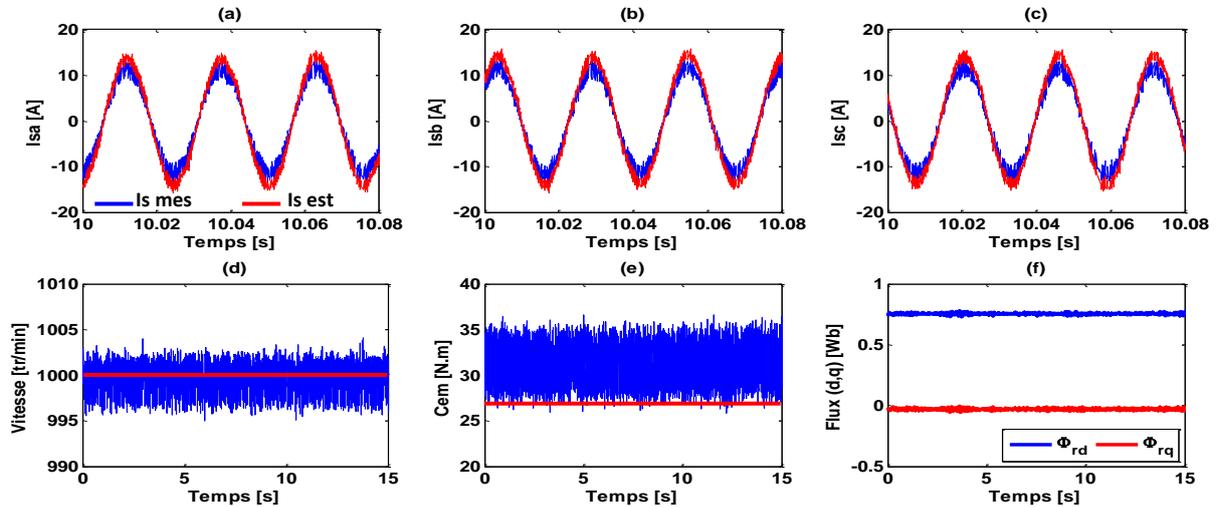


Figure IV.15 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 235 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

- 4^{ème} phase : du 240 min jusqu'à 255 min (fonctionnement avec capteurs de courant et R_s ajustée $R_s = 2.3 \Omega$)

Le fonctionnement est ici encore avec les capteurs de courant, par contre la résistance statorique a été ajustée à $R_s = 2.3 \Omega$. L'erreur a passé du $E_{rr} = 2.4 \text{ A}$ à $E_{rr} = 0.85 \text{ A}$ comme le montre figure IV.16.

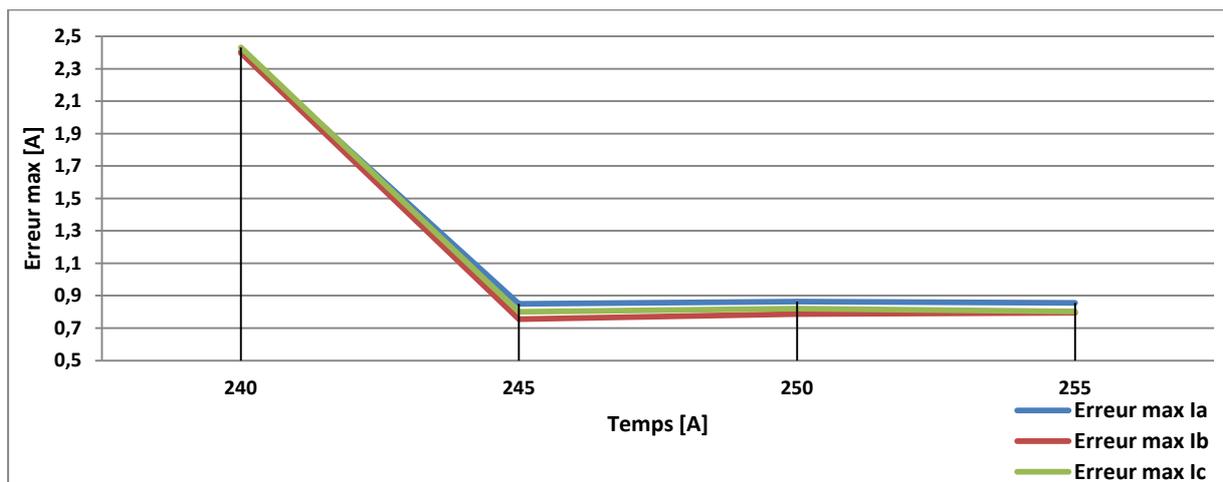


Figure IV.16 : Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 4^{ème} phase.

La figure IV.17 montre les grandeurs enregistrées après 250 min de fonctionnement. L'erreur maximale entre les courants mesurés et les courants estimés a largement diminué $E_{rr} = 0.85 A$ comme on peut le voir sur les figures IV.17(a), IV.17(b) et IV.17(c). La vitesse de rotation est toujours stable (figure IV.17(d)) et le couple électromagnétique moyen estimé est devenu 27 N.m après qu'il a été 31 N.m (voir figure IV.17(e)).

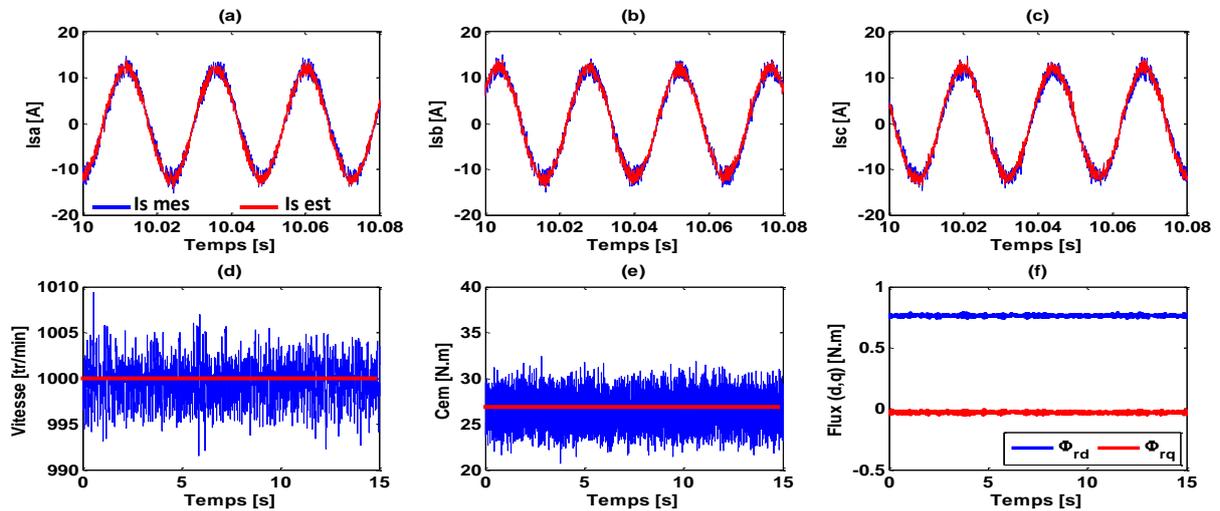


Figure IV.17 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 250 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

- 5^{ème} phase : du 255 min jusqu'à 270 min (fonctionnement avec un seul capteur de courant et R_s ajustée $R_s = 2.3 \Omega$)

Dans cet intervalle, la résistance statorique est $R_s = 2.3 \Omega$ et le fonctionnement de la commande et avec un seul capteur dans la phase-a par contre les courants de la phase-b et la phase-c ont été estimés. L'erreur entre les valeurs estimées et les valeurs mesurées est $E_{rr} = 0.85A$ comme le montre la figure IV.18.

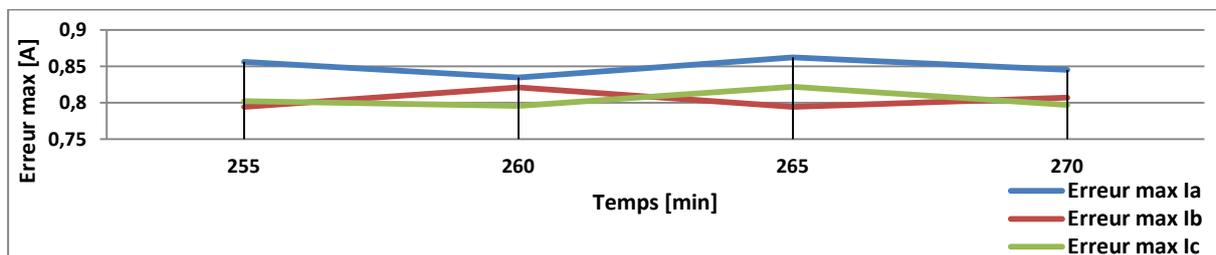


Figure IV.18 : Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 5^{ème} phase.

Les figures IV.19(a), IV.19(b) et IV.19(c) affichent les courants statorique à $t = 265 \text{ min}$. La vitesse est toujours stable à 1000 tr/min (figure IV.19(d)) et le couple électromagnétique est encore à 27 N.m (figure IV.19(e)).

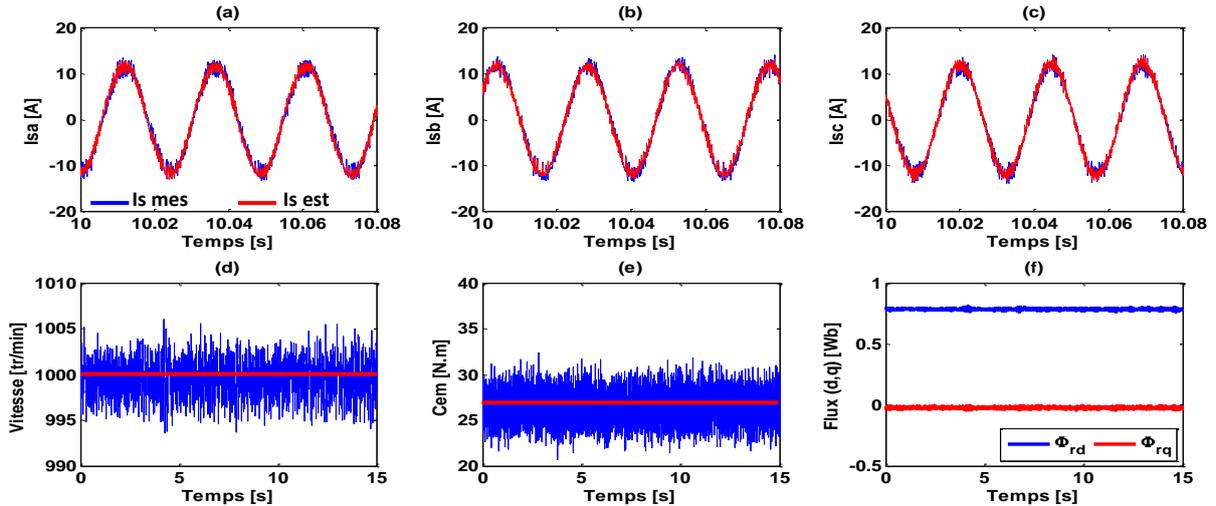


Figure IV.19 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 265 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

- 6^{ème} phase : du 270 min jusqu'à 285 min (fonctionnement avec un capteur de courant et R_s non ajustée $R_s = 1.65 \Omega$)

Après 280 min de fonctionnement, le système fonctionne avec un capteur dans la phase-a et la résistance statorique est maintenant $R_s = 1.65 \Omega$. L'erreur sur la phase-a est devenu $E_{rr} = 2.35 A$ après avoir été $E_{rr} = 0.85 A$ à $t = 270 min$. Par contre, cette erreur est un peu plus grande $E_{rr} = 2.82 \pm 0.02 A$ dans les phases b et c où les courants utilisés dans la commande sont estimés. Ceci est illustré dans les figures IV.20, IV.21(a), IV.21(b) et IV.21(c). Le couple électromagnétique a augmenté de $27 N.m$ à $34 N.m$ (figure IV.21(e)).

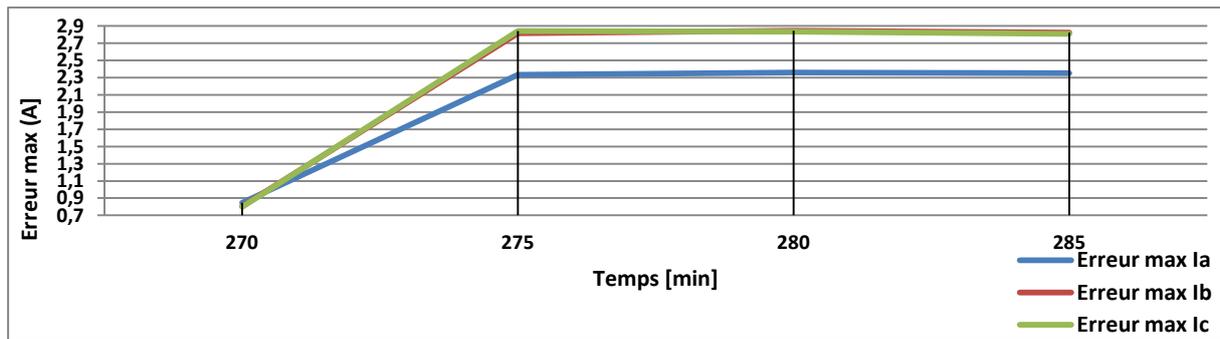


Figure IV.20 : Erreur maximal entre les courants mesurés et les courants estimés pendant la 6^{ème} phase.

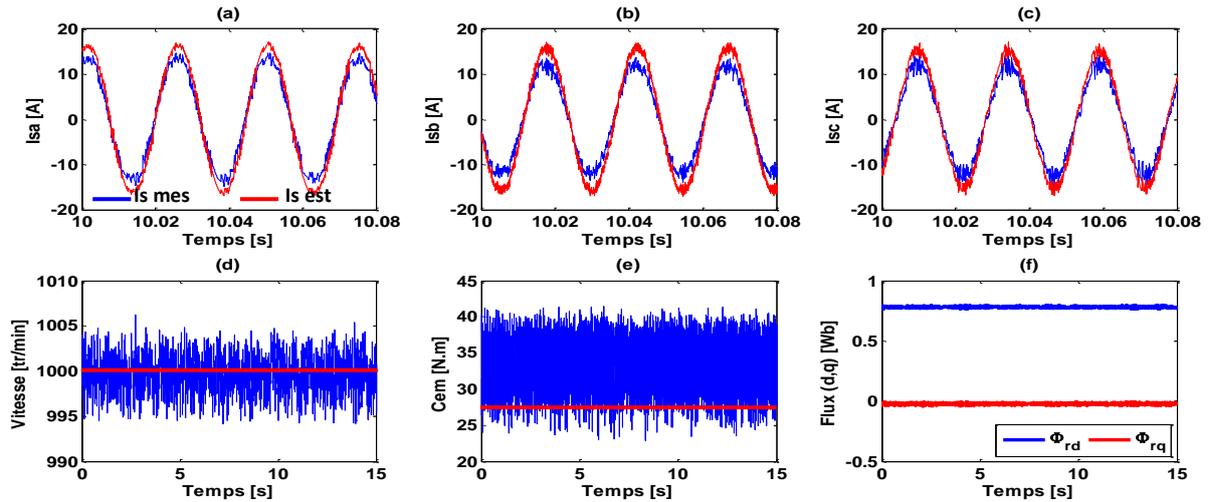


Figure IV.21 : Grandeurs électriques et mécaniques enregistrées après 280 min de fonctionnement : (a) courants statoriques axes-a, (b) courants statoriques axes-b, (c) courants statoriques axes-c, (d) vitesse de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) flux rotorique direct et quadratique.

Les paramètres jouent un rôle très important dans l'estimation des courants statorique. Cependant, pour avoir une estimation correcte, un choix judicieux des paramètres du modèle est nécessaire. A travers ces tests on peut voir que la valeur de la résistance statorique a un effet direct sur l'erreur entre les grandeurs estimées et les grandeurs mesurées, où le système de détection des défauts risque de donner une information erronée sur l'état du capteur. C'est pourquoi tous les tests réalisés dans la suite ont été effectués avec les paramètres de chaque machine pris à chaud.

IV.2.2 Commande de la MAS active tolérante aux défauts des capteurs de courant

La commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant proposée et basée sur la commande vectorielle des machines à induction, est validée sur le banc d'essai expérimental de LGEB. Le banc d'essai expérimental est illustré sur la figure IV.22 ; il est composé d'une MAS triphasé de 4 pôles d'une puissance de 1,1 kW dont les paramètres sont les mêmes que ceux qui ont été utilisés dans le modèle de simulation (voir tableau III.3).

Il comprend aussi une carte dSpace 1104, un autotransformateur, un encodeur incrémental, un capteur de tension, trois capteurs de courant à effet Hall, un module d'électronique de puissance Semikron (composé d'un redresseur à diodes et d'un onduleur à IGBT), ainsi que un frein à poudre.

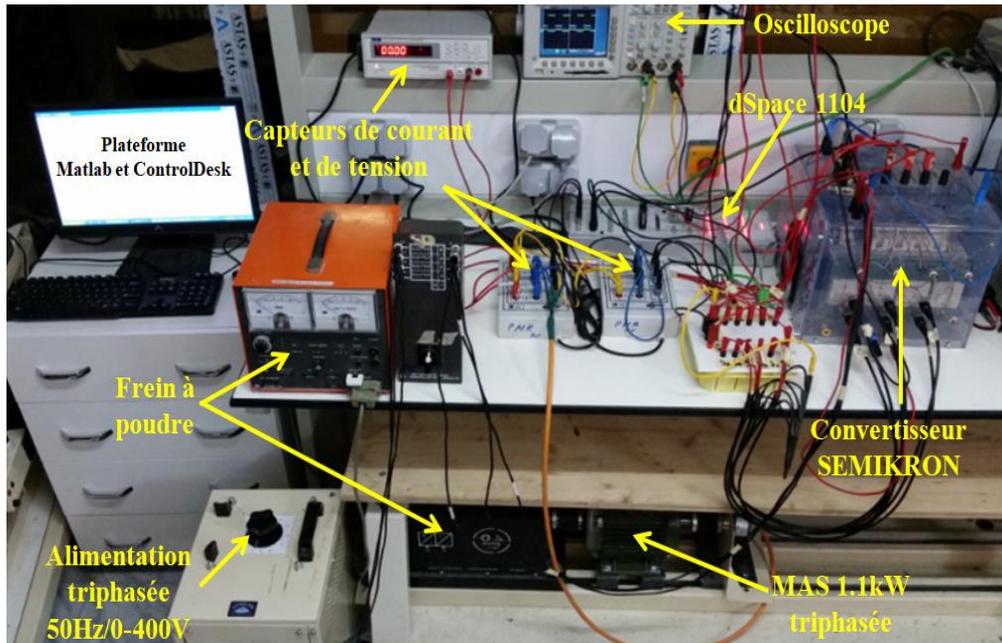


Figure IV.22 : Banc d'essai de commande des machines au LGEB.

IV.2.2.1 Résultats expérimentaux de la FTC en contrôle vectoriel sur la MAS

- Défaut de gain du capteur-b et du capteur-c

La figure IV.23 présente les résultats expérimentaux relevés pendant l'apparition du défaut de gain dans les capteurs b et c. Dans ce cas, le capteur-a est maintenu à l'état sain, mais le capteur-b et le capteur-c sont devenus défectueux par l'introduction d'un défaut de gain successivement aux instants $t = 3,94s$ et $t = 7,14s$ comme le montrent les figures IV.23(a), IV.15(b) et IV.23(c), respectivement.

Le test a été effectué à faible vitesse (200tr/min) avec une charge de 5 N.m. La figure IV.23(d) illustre le suivi ininterrompu de la vitesse de rotation. Tous les défauts ont été détectés et les capteurs défectueux ont été identifiés par l'algorithme FDIR proposé comme le montre la figure IV.23(e).

En effet, l'indicateur du défaut Z était à 0 au début du fonctionnement du système, puis devient 2 à $t = 3,9s$ et ensuite, passe à 6 à $t = 7,1s$, ceci permet d'identifier les états des capteurs de courant.

La figure IV.23(f) montre le couple électromagnétique qui est maintenu constant en présence des défauts. Les courants statoriques direct et quadratique sont représentés sur la figure IV.23(g), où il apparaît que le principe du découplage de la commande vectorielle est maintenu.

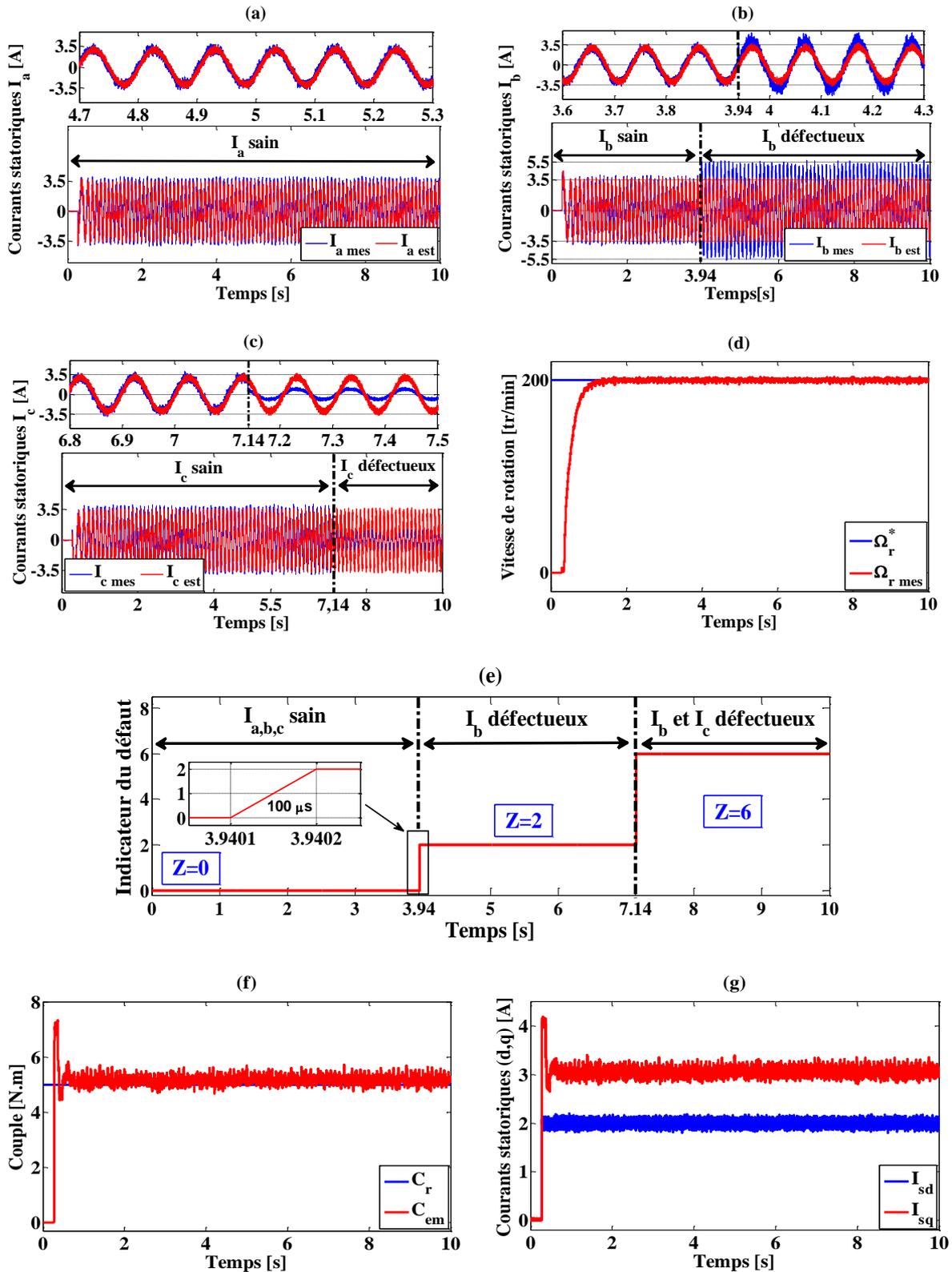


Figure IV.23 : Résultats expérimentaux d'apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-*b* puis le capteur-*c* (le capteur-*a* reste sain) : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-*a*, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-*b*, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-*c*, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

- **Défaillance complète et successive des trois capteurs de courant**

Ce test aussi a été effectué à 200 tr/min et 5 N.m, où l'entraînement de la MAS a été démarré avec des capteurs de courant sains (figures IV.24(a), IV.24(b) et IV.24(c)) ce qui correspond à un indice de défaut $Z = 0$. Ensuite, à partir de $t = 3,95s$, une défaillance totale est introduite dans le capteur-c, entraînant une interruption soudaine des mesures du courant de la phase-c. Instantanément, l'indice de défaut devient 3, donnant ainsi l'ordre de remplacer le capteur-c défectueux par une valeur correcte. Puis, la sévérité du défaut a été augmentée en provoquant la défaillance totale des capteurs a et b à $t = 5,9s$ et $t = 7,95s$ successivement. La figure IV.24(e) illustre les changements survenus dans l'indice de défaillance Z qui passe à 5 puis à 7, identifiant exactement les capteurs de courant endommagés et donnant ainsi l'ordre de remplacer les courants mesurés défectueux par les courants estimés (voir tableau III.).

En outre, le résultat illustré à la figure IV.24(d) confirme que la stratégie FTC proposé a réussi à maintenir la continuité du fonctionnement de la machine où sa vitesse de rotation n'a pas été interrompue ou affectée par l'apparition des défauts.

- **Démarrage avec défaut dc-offset dans les trois capteurs**

Ce test a été réalisé afin de vérifier la réponse de l'architecture FTC proposée ainsi que l'efficacité de l'estimateur des courants utilisé, durant le démarrage avec des capteurs de courant défectueux. Ce test a aussi pour objectif la vérification du comportement de cette stratégie lors de la récupération de l'état sain des capteurs (lorsqu'on passe de l'état défectueux à l'état sain).

Comme le montrent les figures IV.25(a), IV.25(b) et IV.25(c), les composantes de courant statorique réelles et estimées ont été enregistrées lorsque le démarrage de la MAS a été effectué avec un défaut d'offset dans les trois capteurs de courant. À l'instant de la mise sous tension du système d'entraînement, l'indice de défaut Z a indiqué une valeur égale à 7 (voir la figure IV.25(e)), ce qui confirme que les mesures fournies par les trois capteurs de courant sont erronées. Dans ce cas indésirable, le commutateur multiports sélectionne les courants estimés pour un démarrage réussi (voir tableau III.2). Comme le montre la figure IV.25(a), l'offset du capteur-a a été éliminé à $t = 4s$, ce qui fait passer le capteur-a à l'état sain. La valeur de l'indice de défaut passe à 6, confirmant la récupération du capteur-a d'une part et indiquant d'autre part que les capteurs b et c sont toujours en état de défaut. À $t = 6s$, l'offset du capteur-b est supprimé, comme le montre la figure IV.25(b), le capteur-b est donc revenu à son état sain et par conséquent, l'indicateur de défaut Z devient 3, ce qui signifie que les capteurs a et b ont été récupérés, mais le capteur-c est encore défectueux. Ensuite, l'offset du capteur-c est supprimé à $t = 8,05s$. Instantanément, Z devient 0, ce qui permet de juger l'état sain de tous les capteurs.

La vitesse réelle et celle de référence sont présentées sur la figure IV.25(d) pour un ensemble de vitesses de 200tr/min à un couple de charge de 5 Nm, ce qui représente un système de commande performant tolérant aux défauts de capteurs de courant.

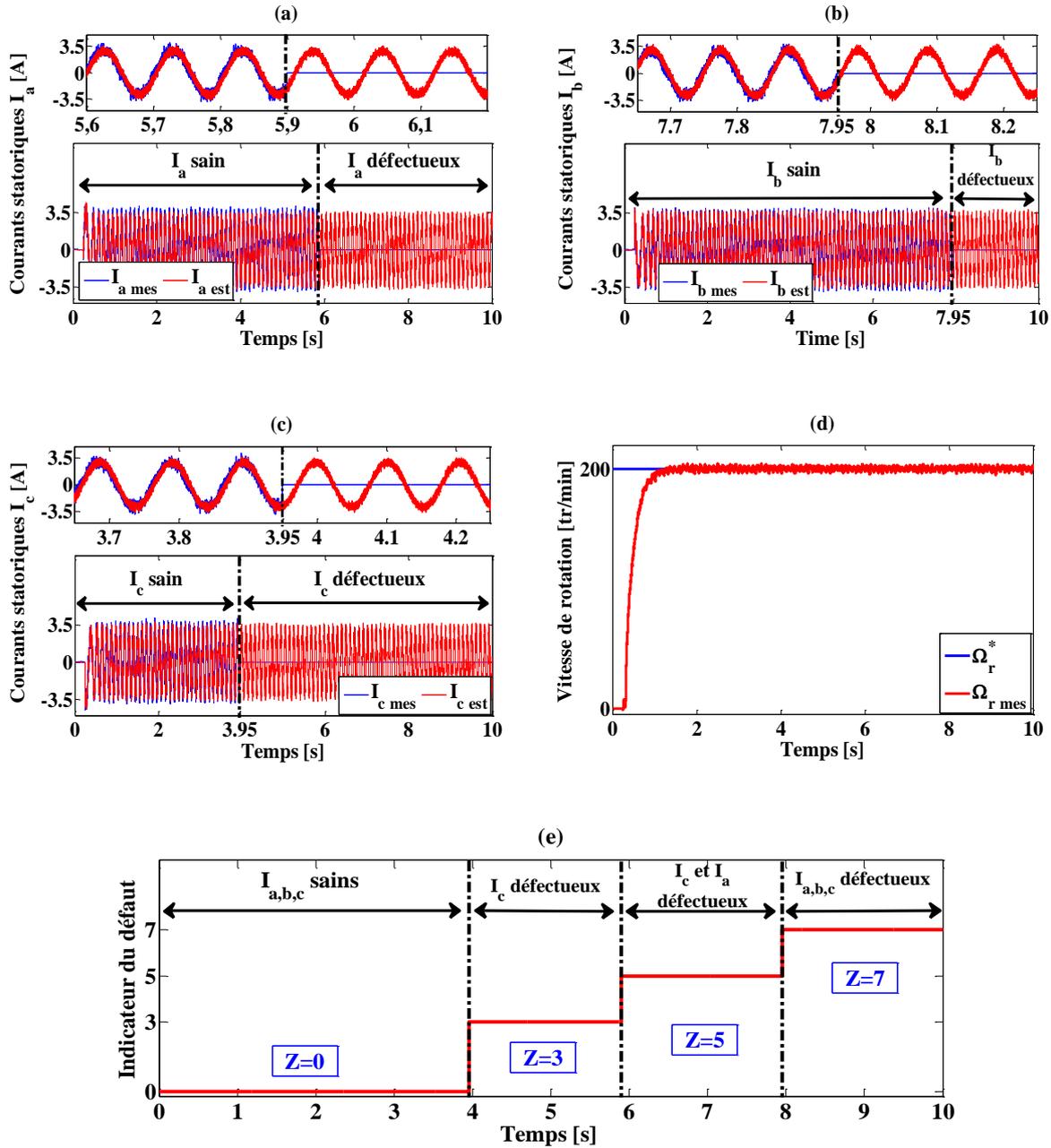


Figure IV.24 : Résultats expérimentaux de la défaillance totale des capteurs (capteur-c, capteur-a, puis capteur-b successivement) : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation et (e) indicateur du défaut.

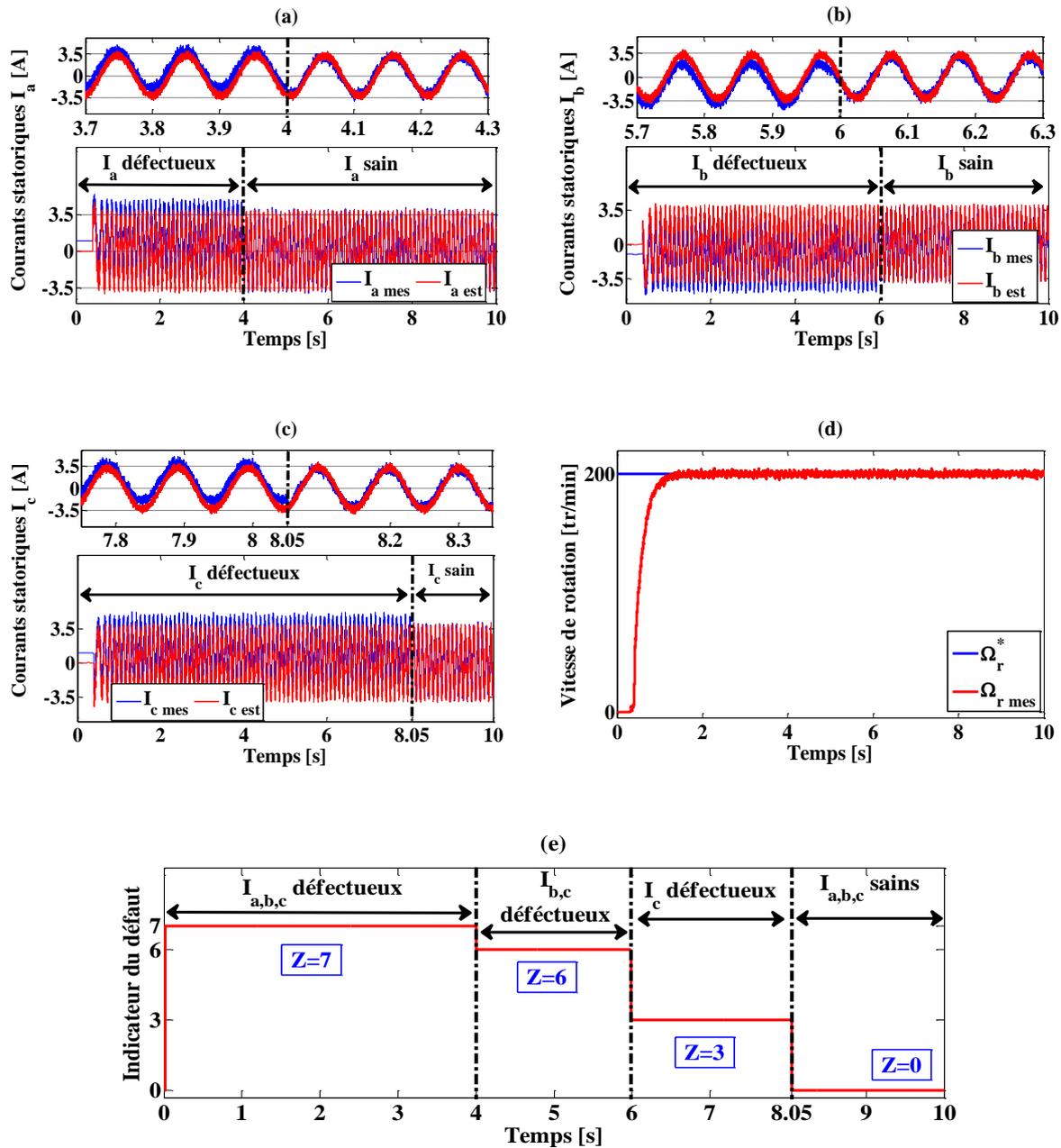


Figure IV.25 : Résultats expérimentaux du démarrage avec un défaut d'offset dans tous les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation et (e) indicateur du défaut.

- **Capteurs défaillants à vitesse variable et charge constante**

La figure IV.26 montre les résultats expérimentaux de la FTC proposée dans le cas d'une vitesse variable et un couple de charge nominal (5 N.m). Des défauts sont introduits soudainement dans les capteurs a, b et c à $t = 4,83s$ (défaut d'offset de -40%), ensuite à $t = 11,23s$ (défaillance complète), puis à $t = 19,2s$ (défaut de gain de +20%) successivement. Les courants réels et estimés sont représentés sur les figures IV.26(a), IV.26(b) et IV.26(c).

La figure IV.26(d) montre le profil de la vitesse de référence et la vitesse mesurée en pourcentage de la vitesse nominale du moteur (1450 *tr/min*). La vitesse de référence commence à 0% puis augmente jusqu'à 41%, puis à 96,5%. Après, elle diminue jusqu'à 7%, ensuite elle augmente jusqu'à 27,5%.

Comme on peut le voir clairement, le scénario de variation de la vitesse en cas de défaillance des capteurs de courant n'a pas eu d'impact sur la FTC. À chaque moment de la défaillance, le système FDIR a signalé la présence d'un défaut et identifié le capteur défectueux comme l'illustre la figure IV.26(e), sur laquelle l'indicateur du défaut Z est affiché.

La figure IV.26(f) indique le couple de charge où on observe des légères variations du couple électromagnétique provoquées par la variation de vitesse.

- **Capteurs défaillants à charge variable et vitesse constante**

La figure IV.27 illustre les résultats expérimentaux enregistrés en appliquant la FTC proposée à charge variable et vitesse constante (1098 *tr/min*). Les figures IV.27(a), IV.27(b) et IV.27(c) montrent les courants statoriques réels et estimés, sachant que les trois capteurs de courant utilisés tombent en panne successivement. La figure IV.27(d) indique l'échelon de référence de vitesse appliqué pour cet essai ainsi que la vitesse mesurée du rotor.

Les défaillances introduites dans les trois capteurs de courant sont normalement détectées et les capteurs de courant défectueux sont identifiés en se basant sur les valeurs de l'indicateur Z (figure IV.27(e)).

Les variations du couple de charge (C_r) et du couple électromagnétique (C_{em}) sont présentées sur la figure IV.27(f). En effet, ils débutent de 0 N.m à 2,8 N.m, puis à 5 N.m et enfin diminuent jusqu'à 0,98 N.m.

Même avec un tel scénario (capteurs de courant défectueux sous variations de charge), la commande tolérante aux défauts a réussi à maintenir les performances requises pour la continuité de service.

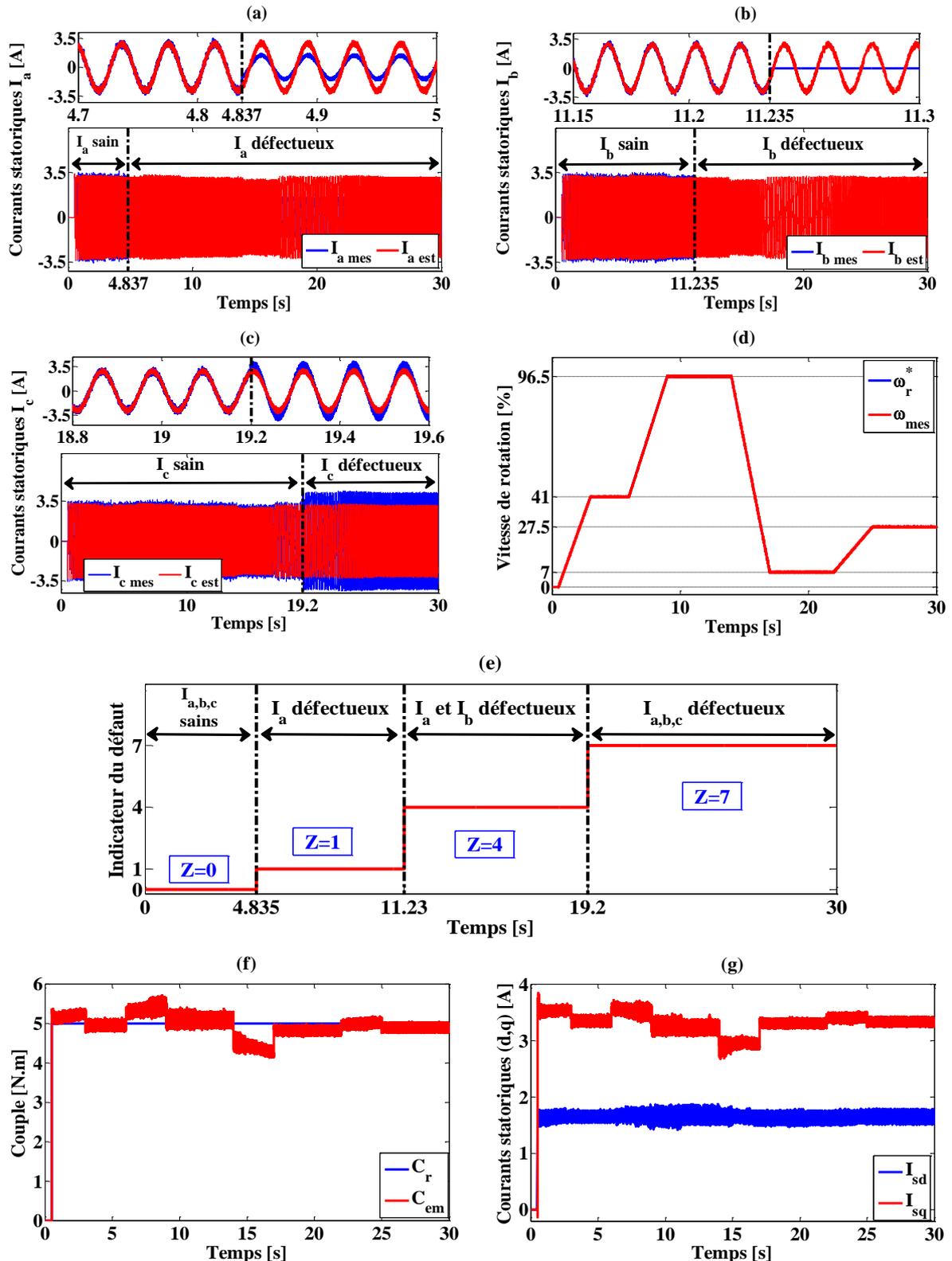


Figure IV.26 : Résultats expérimentaux à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

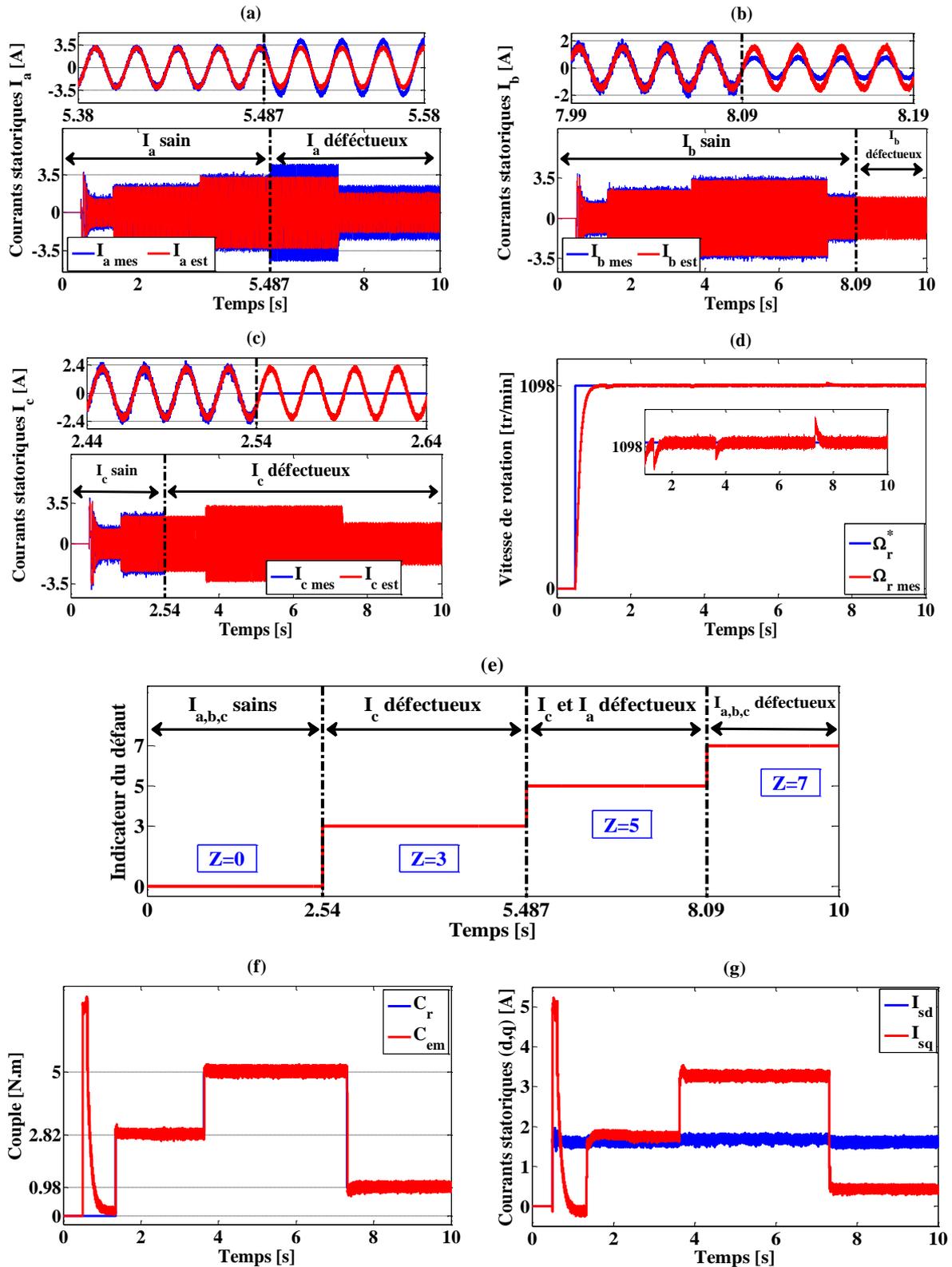


Figure IV.27 : Résultats expérimentaux à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

IV.2.2.2 Résultats expérimentaux de la FTC avec la commande directe du couple sur la MAS

La validation expérimentale de la FTC avec la commande directe du couple a été effectuée au sein du Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) de l'université d'Artois. Le seuil d'erreur déterminé pour cette partie est $Th = 1.25 A$ comme il a été évoqué dans la section III.2.3.

Le banc d'essai de commande montré sur la figure IV.28 est constitué principalement par une MAS de puissance de 4 kW (voir tableau III.5) dont les paramètres sont ceux utilisés pour la simulation de la partie en commande DTC (section III.2.3.1). Ce banc d'essai contient aussi une Génératrice Synchrone à Aimant Permanent (GSAP), une charge résistive de 8 kW, une interface dSpace1104, un micro-ordinateur sur lequel Matlab et ControlDesk ont été installés, un convertisseur Semikron (composé d'un redresseur à diodes et d'un onduleur à IGBT), deux capteurs de courant à effet Hall et un capteur de tension.

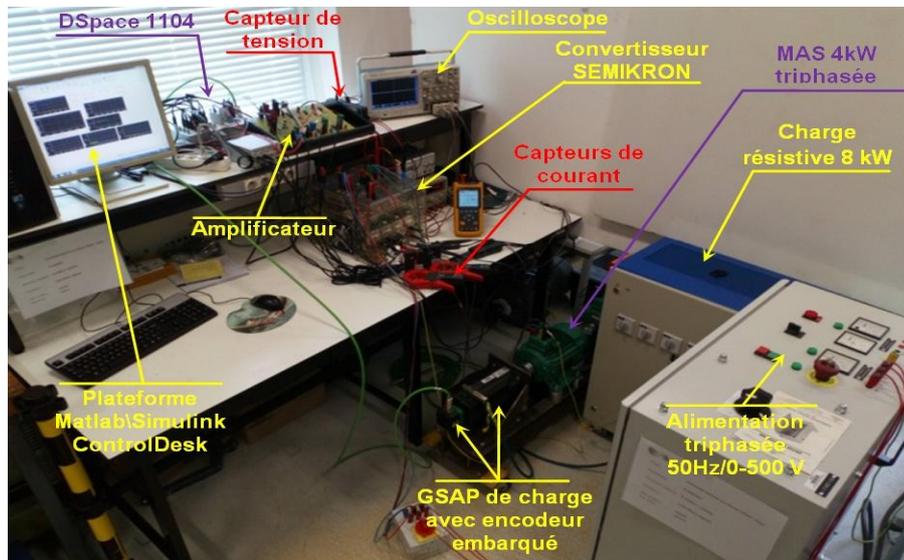


Figure IV.28 : Banc d'essai de commande des machines au LSEE.

- **Défaut dans le capteur-a :**

Pour évaluer le fonctionnement de la méthode proposée (détection et isolation des défauts plus l'estimation des courants) avec une technique de commande autre que la commande vectorielle, les figures IV.29 et IV.30 montrent les résultats expérimentaux enregistrés en appliquant la FTC sur une MAS commandée par une commande directe du couple (DTC). Ce test est effectué à 1000 tr/min avec une charge de 20 N.m .

Un défaut complet du capteur-a a été appliqué à $t = 10.62s$, où le mécanisme FDIR est intervenu non seulement en signalant la présence du défaut et le capteur défectueux, mais encore en agissant et en remplaçant le capteur défectueux par une estimation correcte issue de l'estimateur des courants proposé.

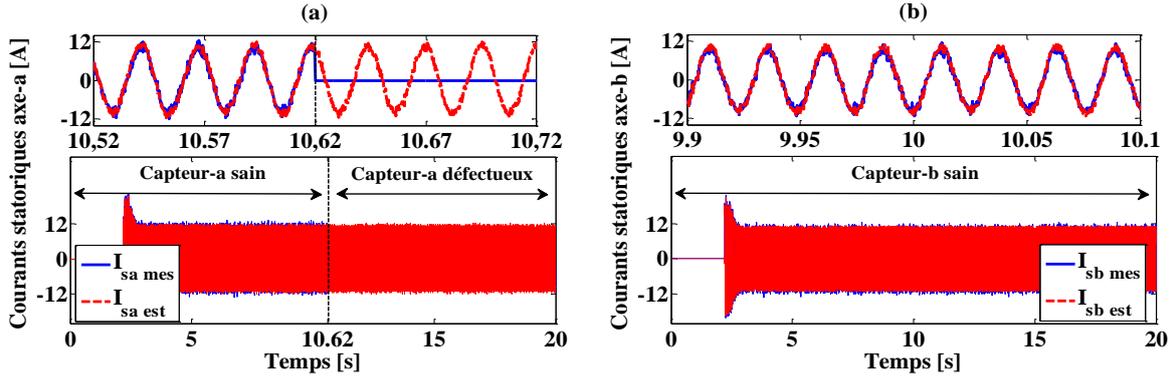


Figure IV.29 : Résultats expérimentaux lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain : (a) courants mesuré et estimé de l'axe-a, (b) courants mesuré et estimé de l'axe-b.

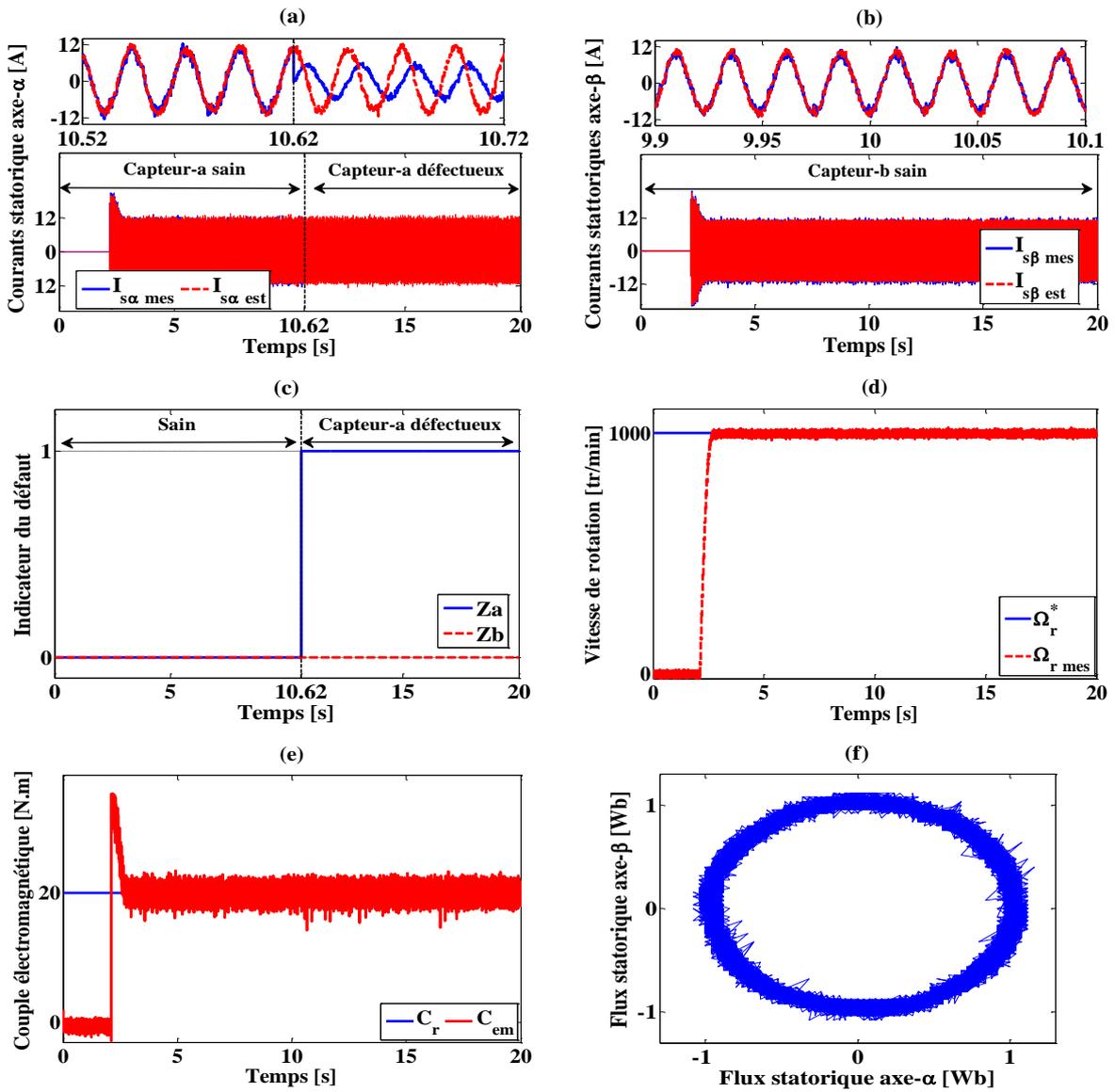


Figure IV.30 : Résultats expérimentaux lorsque le capteur-a est défectueux et le capteur-b reste sain : (a) courant mesuré et estimé de l'axe- α , (b) courant mesuré et estimé de l'axe- β , (c) indicateurs du défaut, (d) vitesses de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statorique.

On peut voir que conformément à l'équation (III.22), le défaut du capteur-a n'a affecté que le courant $I_{sa\ mes}$ car ce dernier dépend de l'état des deux courants $I_{sa\ mes}$ et $I_{sb\ mes}$, contrairement à $I_{s\beta\ mes}$ qui ne dépend que du $I_{sb\ mes}$. L'estimation efficace des courants statorique corrige instantanément le fonctionnement du système sans aucun effet sur son comportement et ses performances, ce qui est visible sur la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

- **Défaut dans le capteur-b :**

Les figures IV.31 et IV.32 montrent les résultats expérimentaux relevés quand un défaut a été provoqué au niveau du capteur-b. A $t = 9.88s$ une défaillance complète du capteur-b est survenue.

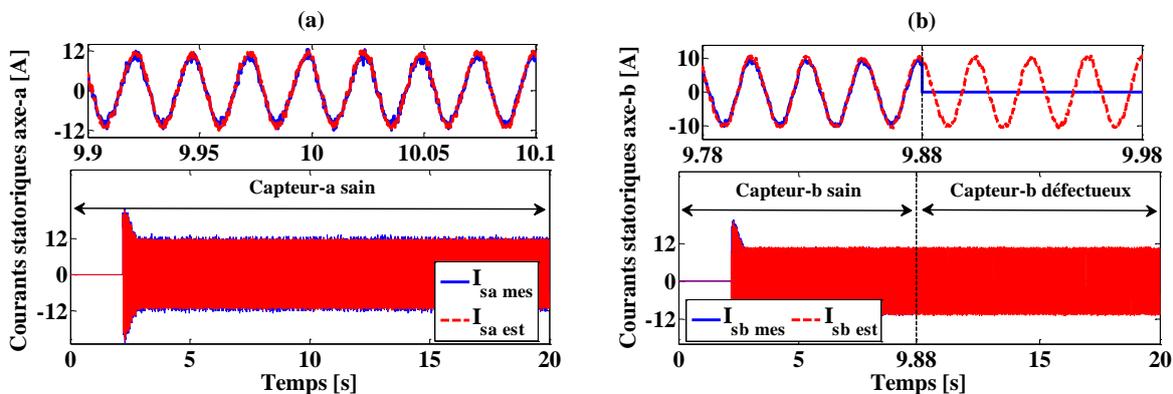


Figure IV.31 : Résultats expérimentaux lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain en commande DTC sur la MAS : (a) courant mesuré et estimé de l'axe-a, (b) courant mesuré et estimé de l'axe-b.

En raison de l'utilisation de deux capteurs de courant et une transformation d'axe du (a, b) vers (α, β) , le défaut du capteur-b a causé un déphasage entre les courants $I_{sa\ mes}$ et $I_{sa\ est}$, plus la perte totale du courant $I_{s\beta\ mes}$, ce qui est inadmissible pour le fonctionnement du système.

Au moment de l'apparition du défaut, la FTC a réagi d'une façon active commençant par l'indication du capteur défectueux, puis l'isolation du défaut, ensuite la reconfiguration de la boucle de commande en remplaçant le capteur en défaut par un courant estimé.

Grace à la détection, l'isolation des défauts et la reconfiguration par les courants statorique reconstruis, le fonctionnement a été maintenu en assurant les performances requises.

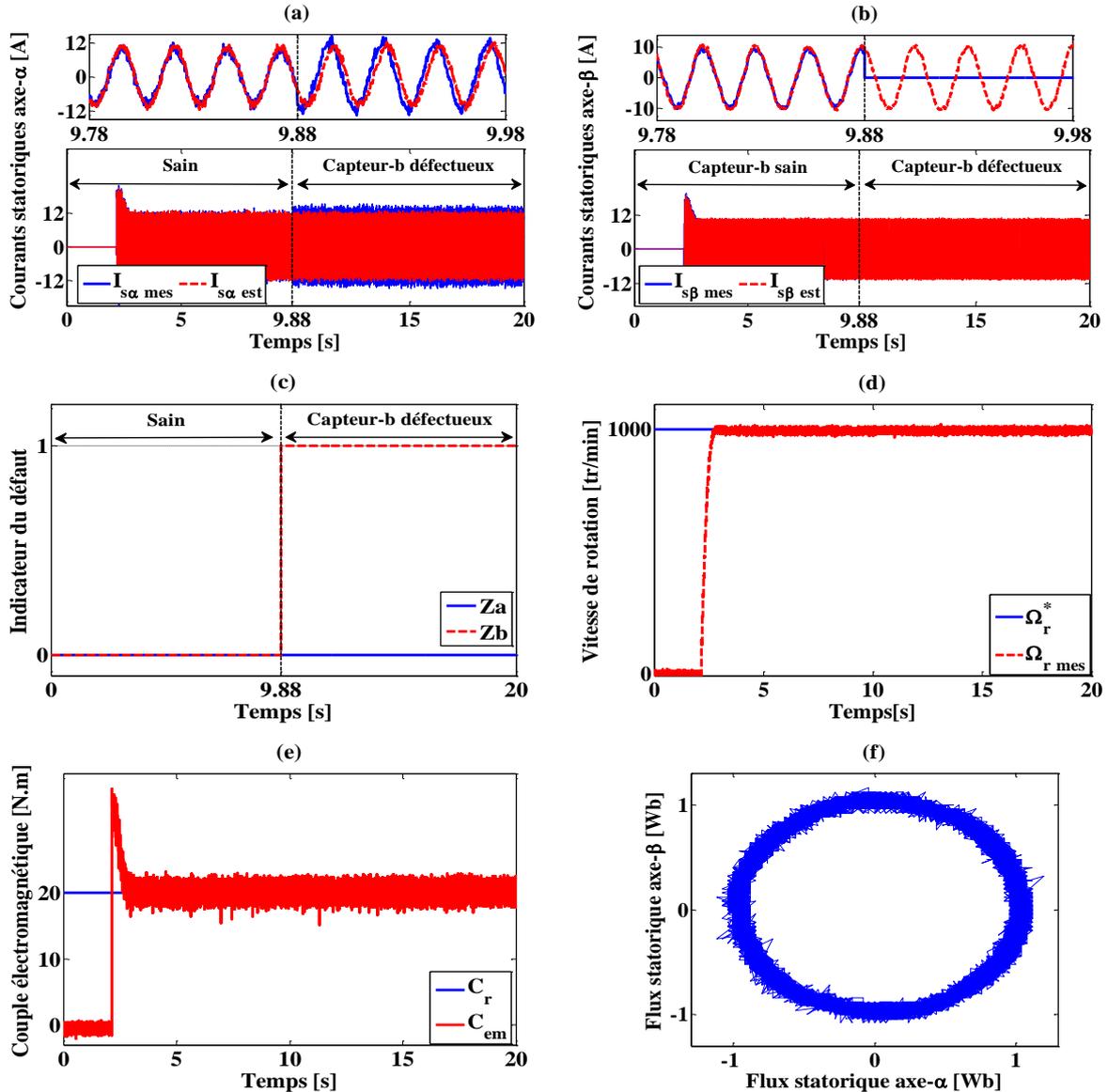


Figure IV.32 : Résultats expérimentaux lorsque le capteur-b est défectueux et le capteur-a reste sain : (a) courant mesuré et estimé de l'axe α , (b) courant mesuré et estimé de l'axe β , (c) indicateurs du défaut, (d) vitesses de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statorique.

• Défaut dans les capteurs a et b :

Dans ce test la FTC proposée est évaluée par la présence d'un défaut dans les deux capteurs de courant utilisés. A 1000 tr/min et une charge de 20 N.m, deux défauts ont été provoqués dans les capteurs a et b à $t = 8.75s$ et $t = 14.35s$ successivement.

Les figures IV.33 et IV.34 illustrent les résultats expérimentaux obtenus durant ce test. En effet, à $t = 8.75s$ l'algorithme a affiché $Z_a = 1$ jugeant le capteur-a défectueux là où il a sélectionné $I_{s\alpha est}$ pour remplacer $I_{s\alpha mes}$ qui est en état de défaut, comme il a maintenu $I_{s\beta mes}$ car il n'a pas été affecté par la défaillance du capteur-a.

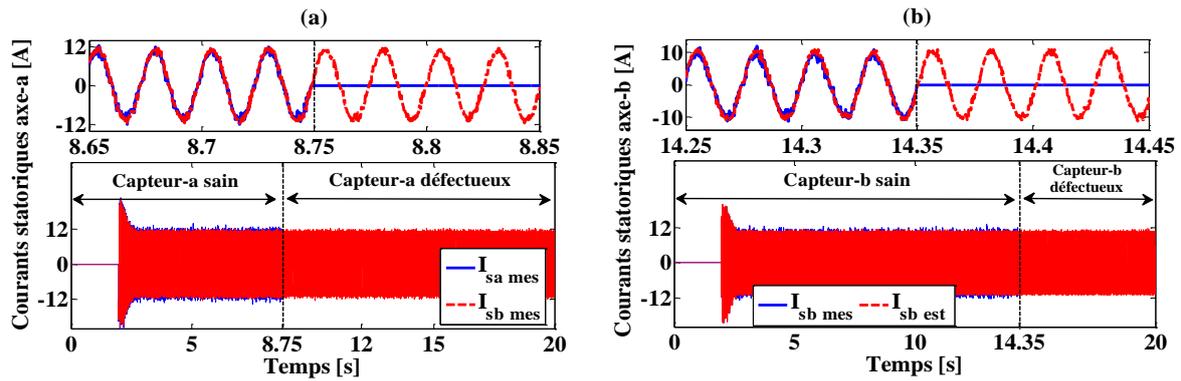


Figure IV.33 : Résultats expérimentaux lorsque les deux capteurs sont défectueux: (a) courant mesuré et estimé de l'axe-a, (b) courant mesuré et estimé de l'axe-b.

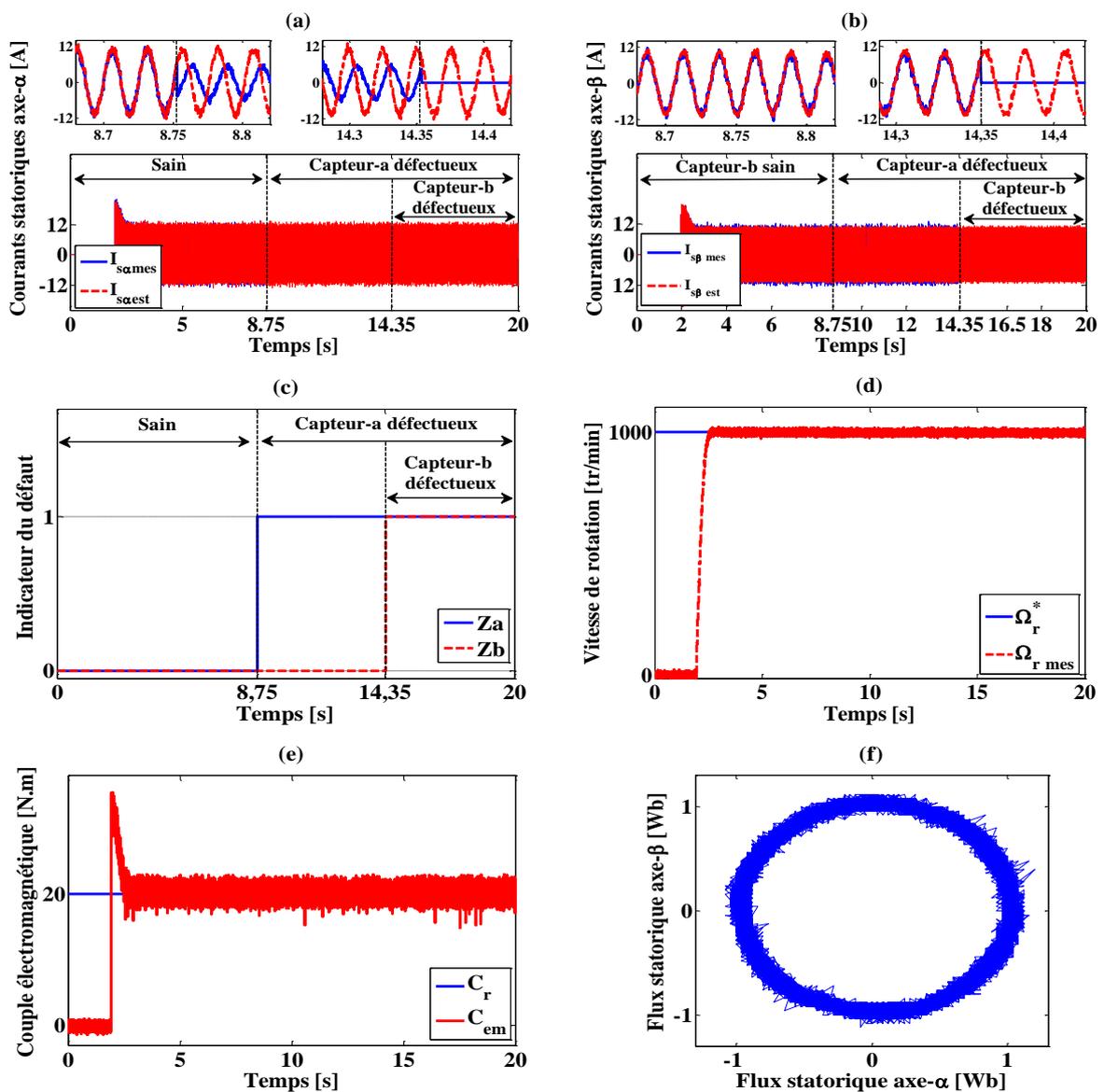


Figure IV.34 : Résultats expérimentaux lorsque les deux capteurs sont défectueux : (a) courant mesuré et estimé de l'axe-α, (b) courant mesuré et estimé de l'axe-β, (c) indicateurs du défaut, (d) vitesses de rotation, (e) couple électromagnétique et (f) trajectoire du flux statorique.

A $t = 14.35s$, un défaut est appliqué sur le capteur-b, ce qui a augmenté la sévérité du défaut dans le système. Cette fois aussi la FTC a réussi à détecter et isoler le défaut ainsi qu'à remplacer le courant $I_{s\beta mes}$ par un autre courant estimé.

Les résultats montrent que la FTC a permis de maintenir un fonctionnement ininterrompu même dans telles conditions sévères.

IV.3 DEUXIEME PARTIE : LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMATS PERMANENTS

Dans le chapitre précédent, une commande active tolérante aux défauts de capteurs de courant pour l'entraînement de la MSAP a été proposée, puis cette FTC a été simulée sur l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette section, l'implémentation expérimentale de la FTC proposée et les résultats issus de cette validation seront présentés.

La validation expérimentale de la FTC proposée pour la MSAP a été effectuée au Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE) de l'université d'Artois. Le banc d'essai est montré précédemment sur la figure IV.28.

Le socle de la MAS a été remplacé par un autre présenté sur la figure IV.35 ; il est composé d'une MSAP de 7.2kW et une génératrice synchrone à aimants. Les paramètres de cette MSAP sont les mêmes que ceux utilisés pour la simulation donnés dans le tableau III.6. La MSAP est équipée d'un encodeur incrémental embarqué, relié à l'interface dSpace1104 avec un câble spécifique pour mesurer la vitesse de rotation ainsi pour capter la position exacte du rotor.

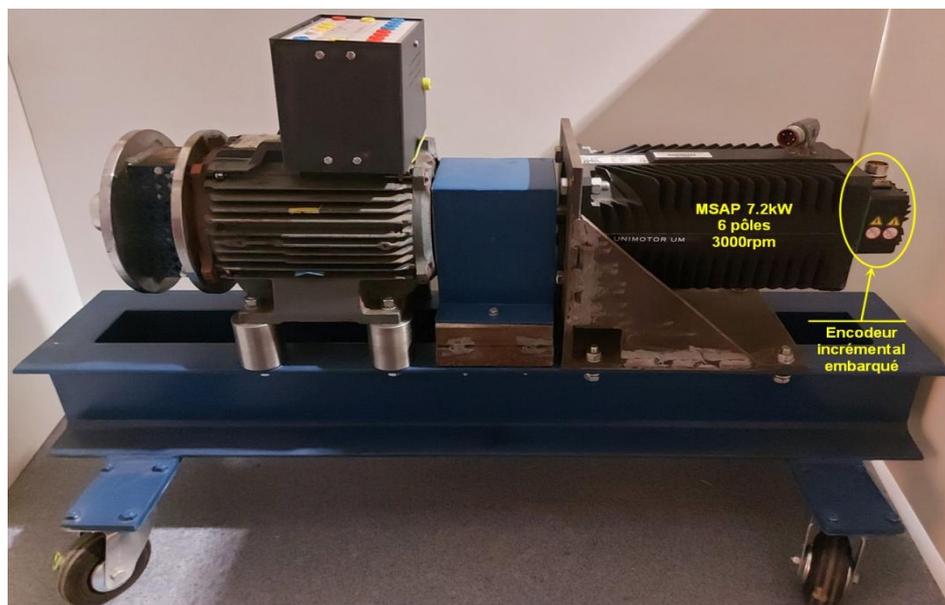


Figure IV.35 : Banc de la MSAP du LSEE.

IV.3.1 Commande active tolérante aux défauts avec un contrôle vectoriel pour la MSAP

IV.3.1.1 Résultats expérimentaux de la FTC en contrôle vectoriel sur la MSAP

- **Défaut de gain du capteur-b et du capteur-c**

La figure IV.36 présente les résultats issus de la validation expérimentale de la FTC appliquée à l'entraînement d'une MSAP. Le test a été effectué à vitesse nominale (3000 *tr/min*) avec un couple résistant de 25 *N.m* (charge nominale). Un défaut de gain de +35% a été provoqué au niveau du capteur-b à $t = 10.76s$ et un autre au niveau du capteur-c de -40% à $t = 14.34s$.

On observe que le fonctionnement de la machine n'a pas été interrompu malgré la présence de deux défauts, ce qui est visible sur les allures de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants statoriques direct et quadratique illustrées respectivement sur les figures IV.36(d), IV.36(g) et IV.36(h). On remarque que les deux défauts ont été détectés rapidement (100 μs) grâce au mécanisme FDIR et les courants défectueux ont été effectivement remplacés par des courants estimés.

L'erreur entre les courants mesurés et les courants estimés est calculée et affichée pour chaque phase sur la figure IV.36(f). Sur cette figure on peut voir aussi le seuil du déclenchement d'alerte du défaut $Th = 0.85 A$. L'erreur sur la phase-a est restée tout au long du test inférieure à ce seuil, car aucun défaut n'a été provoqué dans le capteur-a. Par contre, l'erreur est devenue supérieure au seuil sur les phases b et c juste au moment de l'apparition des défauts dans les capteurs respectifs, ce qui a fait agir le circuit FDIR en isolant les capteurs défectueux et en les remplaçant par des composantes correctes.

- **Défaillance complète et successive des trois capteurs de courant**

Dans ce test, la vitesse référence est fixée à 2300 *tr/min* et l'échelon de couple de charge appliqué est de 25 *N.m*. Les trois capteurs de courants utilisés ont été mis en défaut successivement. Le capteur-a à $t = 8.69s$, le capteur-b à $t = 12.52s$ et le capteur-c à $t = 16.82s$, comme le montrent les figures IV.37(a), IV.37(b) et IV.37(c).

La FTC a réussi à maintenir le fonctionnement du système même dans le cas où les trois capteurs sont défaillants. L'algorithme de détection a réagi au premier lieu indiquant $Z = 1$ (capteur-a défaillant), puis $Z = 4$ (capteurs a et b sont défaillants), ensuite $Z = 7$ (tous les capteurs sont défectueux) comme le montre la figure IV.37(e).

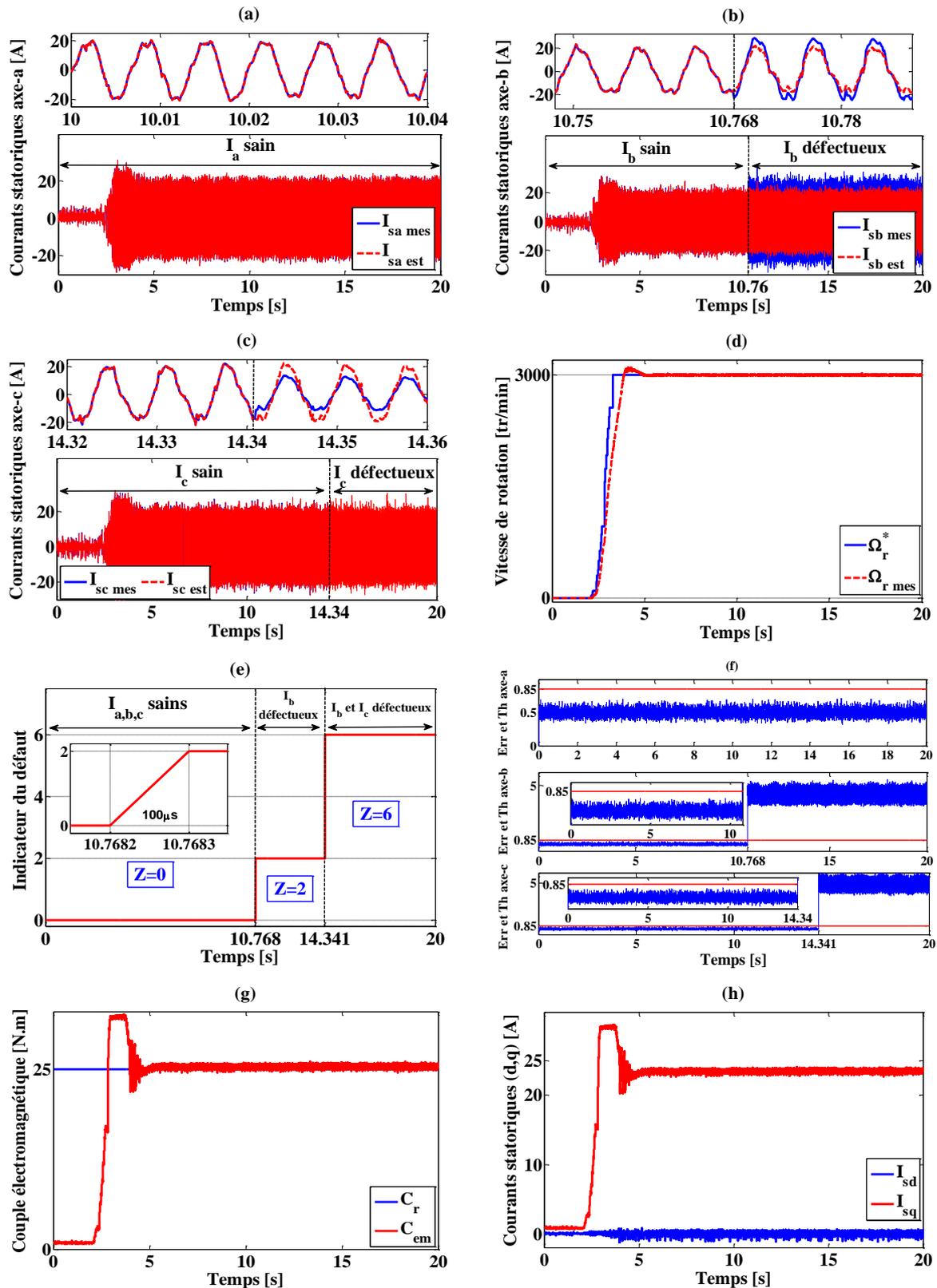


Figure IV.36 : Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec apparition du défaut de gain successivement sur le capteur-b puis le capteur-c (le capteur-a reste sain) : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) erreur et seuil, (g) couple électromagnétique et (h) courants statoriques direct et quadratique.

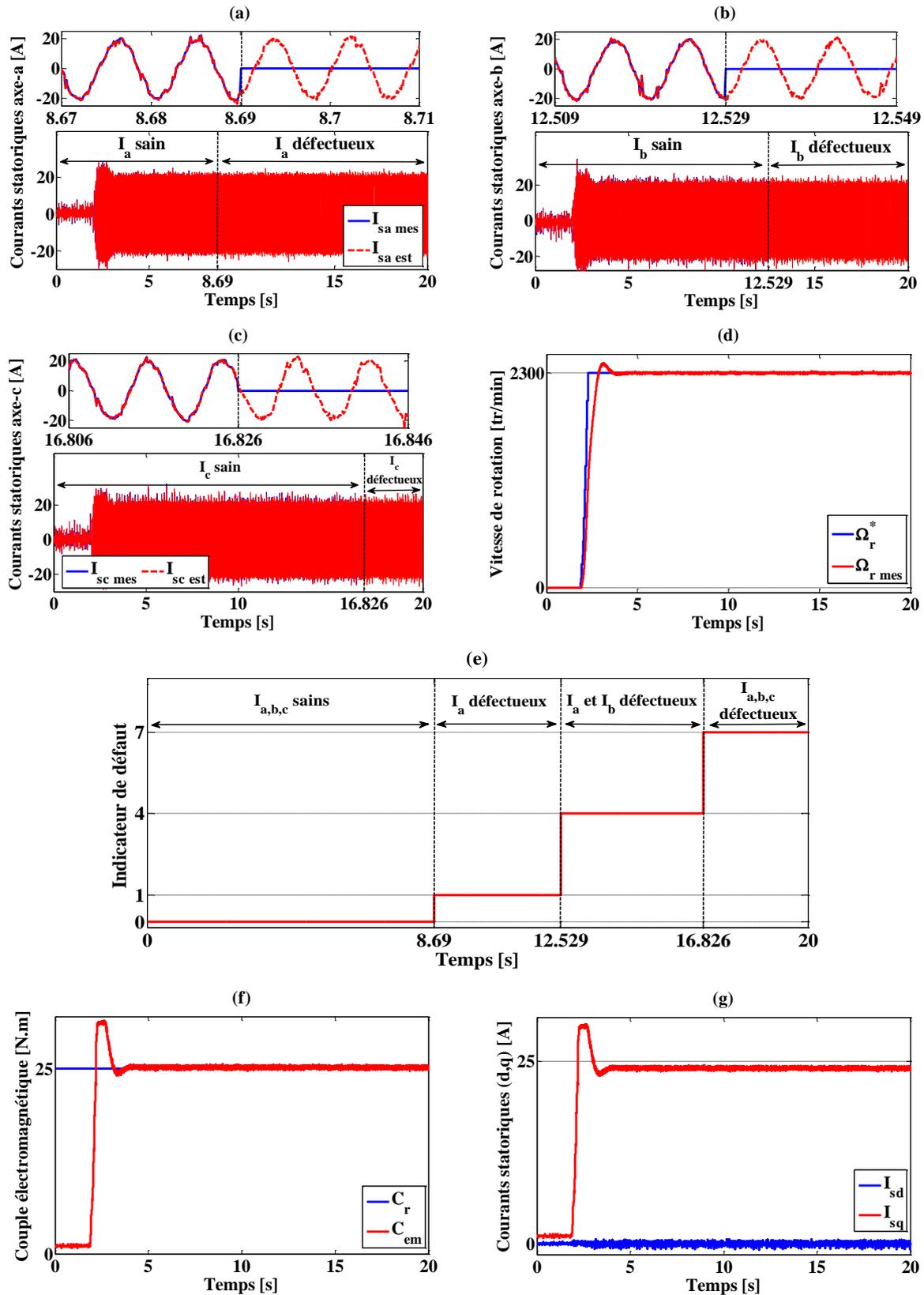


Figure IV.37 : Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec défaillance complète sur tous les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

- **Démarrage avec défaut dc-offset dans les trois capteurs**

La figure IV.38 présente les résultats expérimentaux relevés durant un test qui a été effectué avec défauts d'offset dans les trois capteurs de courant dès le démarrage du système, +4A dans le capteur-a, +3A dans le capteur-b et -6A dans le capteur-c. Le test est effectué à 50% de la charge nominale et une vitesse de rotation de 1000 tr/min.

On voit sur la figure IV.38(e) que même avant l'application de l'échelon de vitesse, la FTC a lancée une alerte indiquant $Z = 7$, ce qui veut dire que les trois capteurs sont en état de défaut. Cela est visible sur les courbes des courants statoriques figures IV.38(a), IV.38(b) et IV.38(c) où le décalage entre les grandeurs mesurées et les grandeurs apparaît clairement.

Par conséquent, pour réussir le démarrage et satisfaire les conditions du système, les courants estimés ont été choisis dès le début. La FTC a réagi aussi dès l'élimination de l'offset des capteurs par la séparation des courants estimés et réintégration des courants mesurés dans la boucle de commande (figure IV.38(e)).

- **Capteurs défaillants à vitesse variable en charge :**

Dans ce test, la FTC est mise en examen par la présence de différents défauts dans les trois capteurs sous vitesse variable en charge. La commande tolérante a détectée chaque défaut au moment de son apparition.

Par contre, on voit sur la figure IV.39(e) que les valeurs de Z sont mitigées durant l'intervalle [23.47s, 28.81s]. Cette perturbation est causée par le passage de la vitesse de rotation par 0 tr/min en présence du défaut. De plus, comme le seuil est fixe et n'est pas adaptatif (fixé à 0.85), on remarque que les erreurs entre les grandeurs mesurées et celles estimées sont très faibles même en présence des défauts dans les capteurs (figure IV.39(f)). Ceci est dû principalement aux amplitudes des courants qui sont presque nulles en raison de manque d'un couple résistant, car la charge utilisé sur le banc de la MSAP est une GSAP qui ne génère pas de couple tant que la vitesse est nulle, sachant que cette incident n'influence pas le fonctionnement du système qui reste performant, d'ailleurs l'algorithme est sorti de l'état instable dès que la machine s'est mise en rotation.

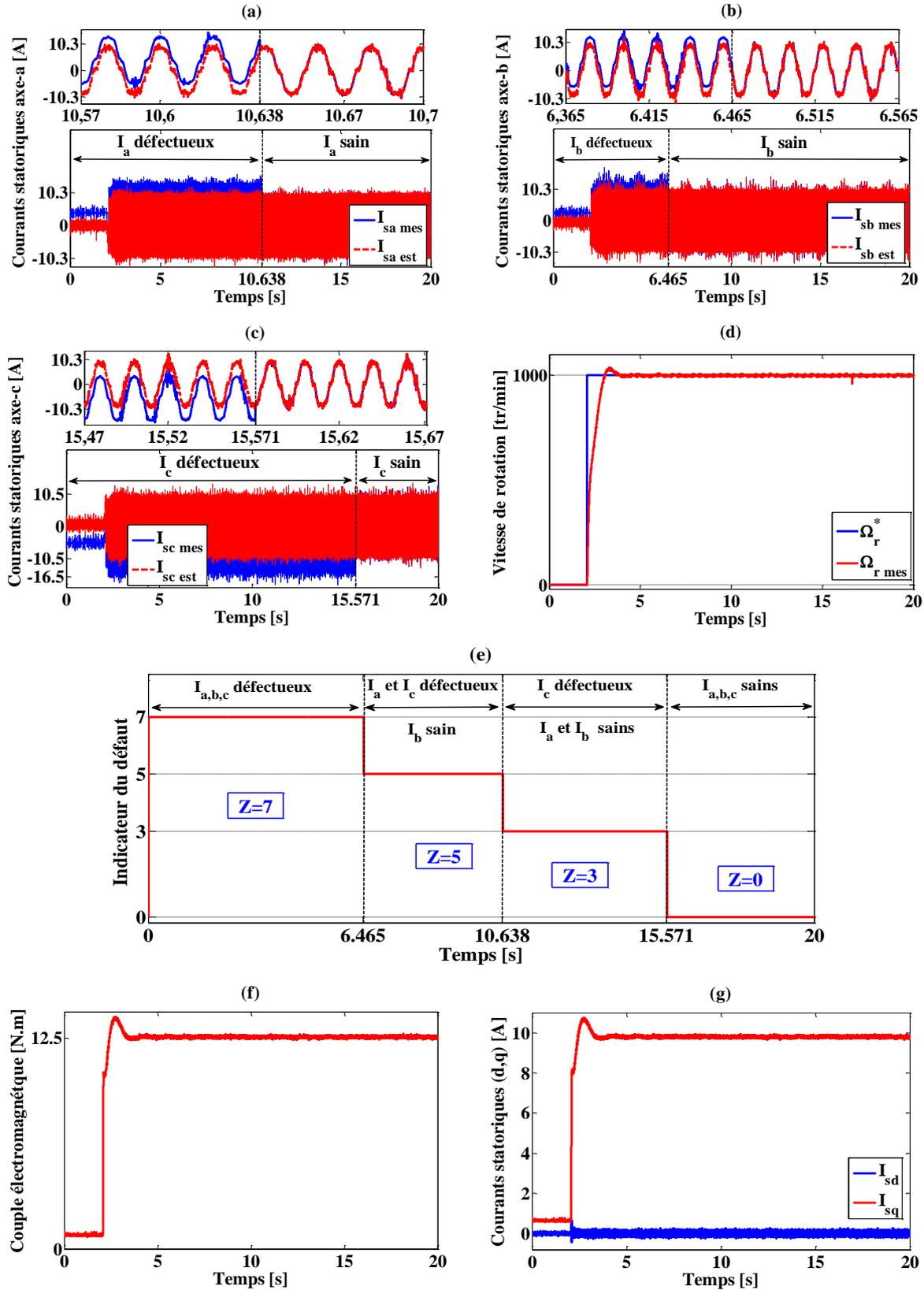


Figure IV.38 : Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP avec démarrage en défaut d'offset dans tous les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

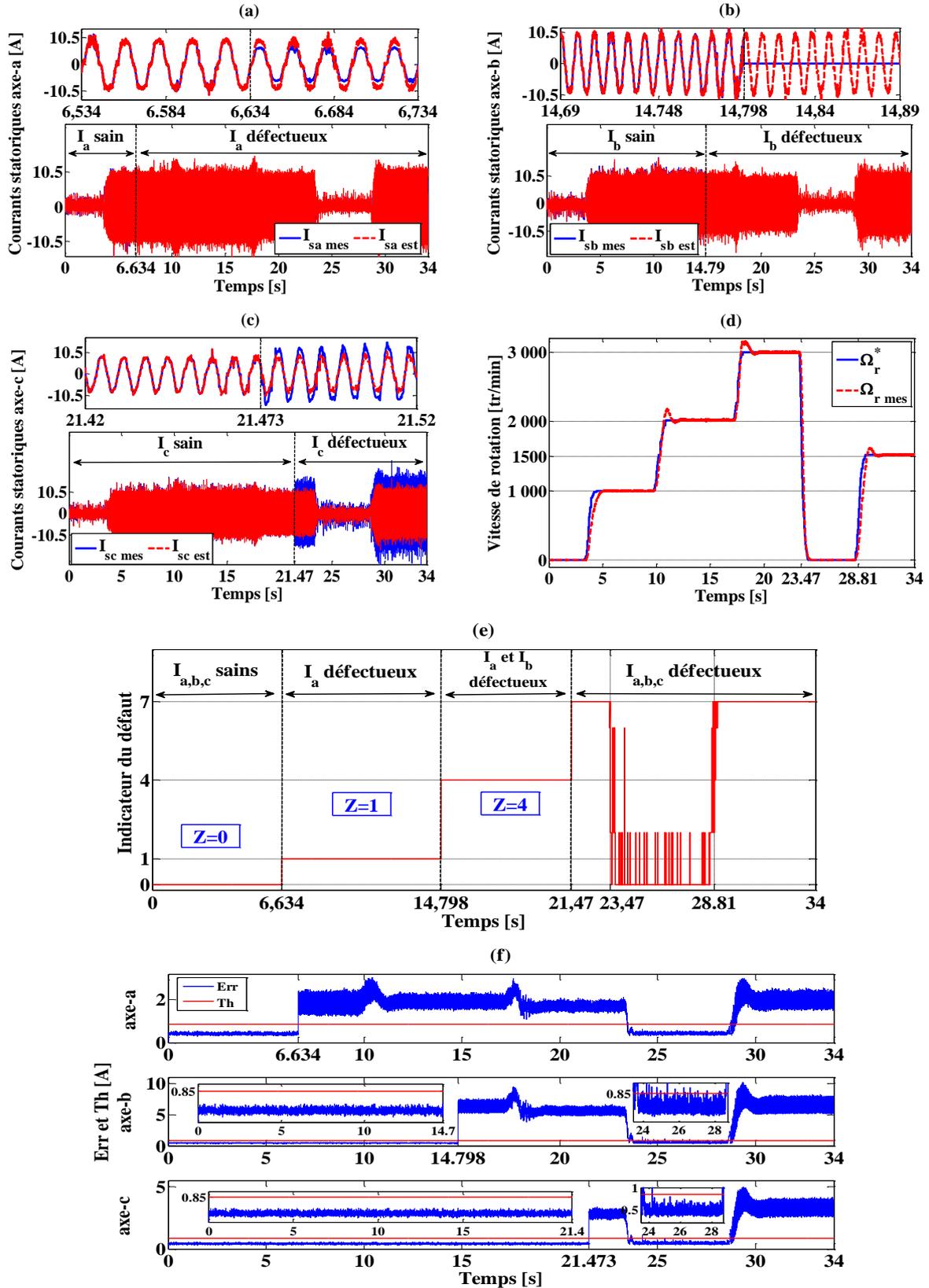


Figure IV.39 : Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP à vitesse variable et charge constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut et (f) erreurs et seuil.

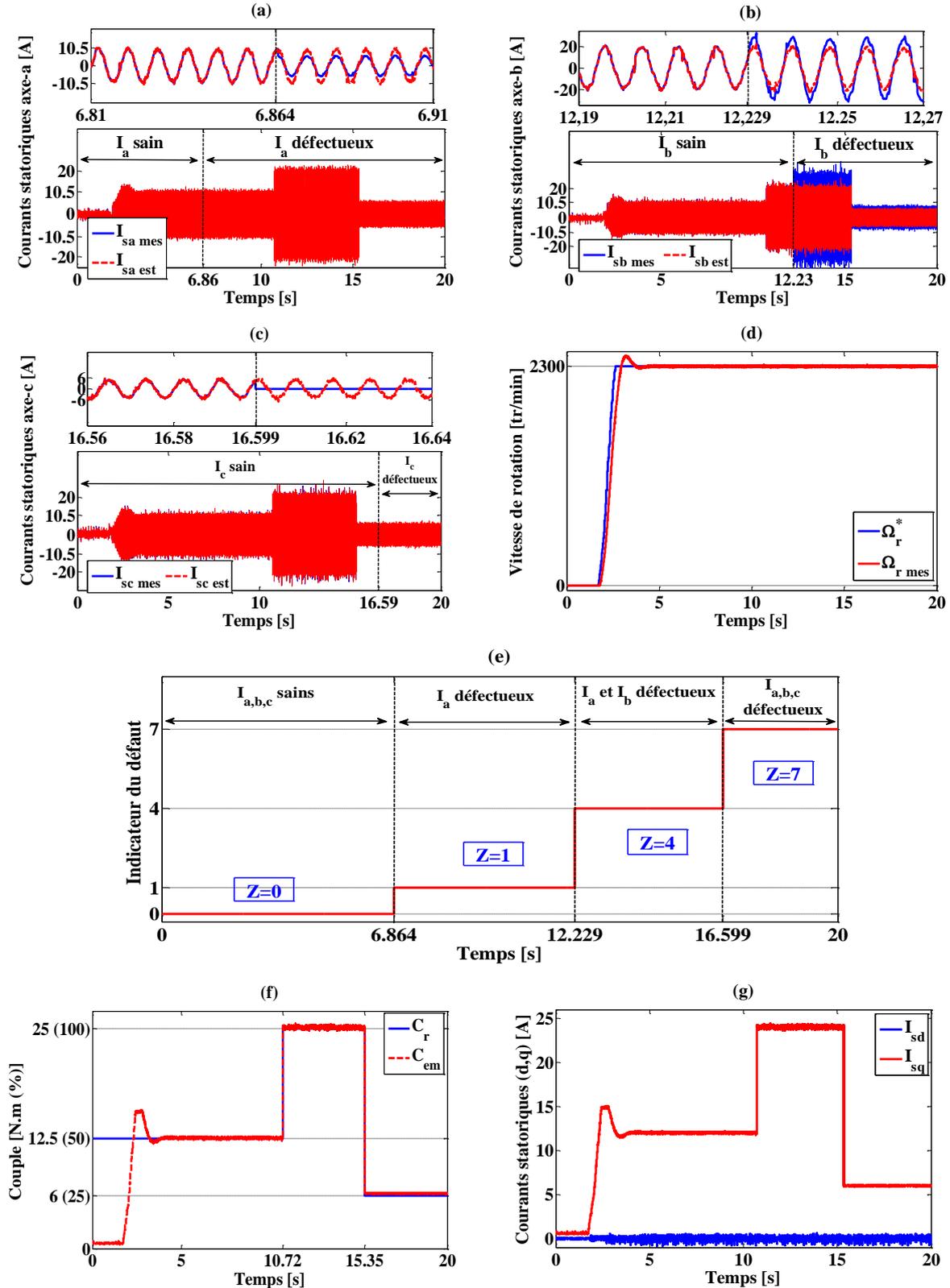


Figure IV.40 : Résultats expérimentaux de la FTC sur la MSAP à charge variable et vitesse constante avec apparition de différents défauts dans les capteurs : (a) courant mesuré et estimé sur la phase-a, (b) courant mesuré et estimé sur la phase-b, (c) courant mesuré et estimé sur la phase-c, (d) vitesses de rotation, (e) indicateur du défaut, (f) couple électromagnétique et (g) courants statoriques direct et quadratique.

- **Capteurs défaillants à charge variable et vitesse constante**

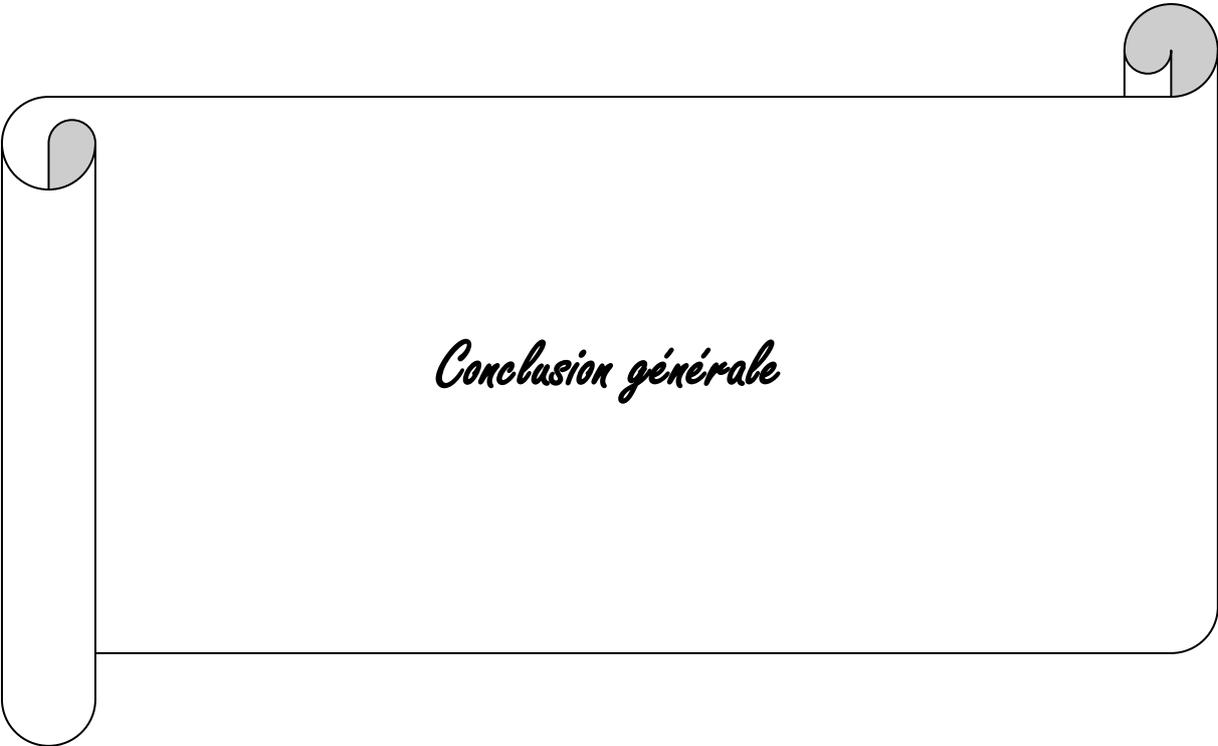
La figure IV.40 affiche les résultats obtenus en appliquant la FTC proposée durant un test de charge variable et en présence de différents défauts dans les trois capteurs. Un défaut de gain de -40% dans le capteur-a à partir du $t = 6.86s$, un défaut de gain de +45% dans le capteur-b à partir de $t = 12.23s$ et une défaillance complète du capteur-c à partir de $t = 16.59s$. La vitesse de la machine est fixée à 2300 tr/min et le couple résistant appliqué passe de 50% de la charge nominale vers 100% à $t = 10.72 s$, ensuite vers 25% à $t = 15.35 s$.

On constate que la FTC a maintenu le fonctionnement du système en assurant la détection et la reconfiguration du système en isolant les capteurs défectueux et en les remplaçant par les courants estimés.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la validation expérimentale de la commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant. Nous avons commencé tout d'abord par une étude expérimentale des limites de l'estimateur des courants proposé. Cette étude a été effectuée sur une MAS de 4kW et elle a confirmé les résultats de simulation du chapitre précédent où on a vu que l'estimateur est sensible aux variations paramétrique. Cette étude a révélé que la résistance statorique joue un rôle très important dans la précision de l'estimateur, ce qui nécessite de choisir la bonne valeur pour réussir une estimation correcte et éviter la mise en œuvre inopinée du système de détection et d'isolation des défauts.

Ensuite, nous avons présenté et discuté les résultats expérimentaux issus de la validation de la commande active tolérante aux défauts sur une MAS soit avec la commande vectorielle ou en commande directe du couple et sur une MSAP commandée en vectorielle. Différents tests ont été effectués à savoir : à vitesse variable, a charge variable, a vitesse nominale, à charge nominale et à faible vitesse. Les résultats expérimentaux sont identiques à ceux issus de la simulation, et ils confirment l'efficacité de la méthode proposée dans cette thèse. La FTC proposée a réussi à assurer les performances requises pour le fonctionnement du système malgré toutes les contraintes imposées.



Conclusion générale

Conclusion générale

Au cours du dernier demi-siècle, la sûreté de fonctionnement et la continuité de service étaient utiles dans quelques domaines tel que la télécommunication, le transport et l'industrie légère, mais indispensables dans d'autres domaines comme l'aéronautique, la défense, l'aérospatiale et le nucléaire. Aujourd'hui, le facteur économique et les normes de sûreté de fonctionnement jouent un rôle très important dans tous les secteurs ce qui a ouvert la porte à plusieurs voies de recherches scientifiques, parmi ces recherches on trouve les méthodes et les concepts au service de la maîtrise des risques. Par conséquent, les commandes tolérantes aux défauts qui étaient une particularité de certains secteurs, sont devenues primordiales pour tous les secteurs.

Cette thèse a abordé la commande tolérante aux défauts des capteurs de courant utilisés dans les variateurs de vitesse des machines asynchrones et les machines synchrones à aimants permanents triphasées. Plusieurs études ont été consacrées à ce sujet, offrant de nombreuses solutions soit pour la détection des capteurs défectueux ou pour la reconstruction des courants. Les solutions offertes pour la détection des capteurs en défaut sont prometteuses et diverses, par contre les méthodes optées pour l'estimation et la reconstruction des courants statoriques sont toujours limitées à quelques techniques qui souffrent de plusieurs inconvénients, comme par exemple la nécessité d'avoir ou moins un capteur de courant sain, l'utilisation d'un banc de deux d'observateurs au minimum, la nécessité de redémarrage du système entier en cas de récupération d'un capteur défaillant, la forte dégradation des performances, etc.

L'objectif principal de cette thèse est de mettre en œuvre une commande tolérante aux défaut basée sur un seul estimateur de courants qui assure une estimation robuste des courants triphasés, associé à un mécanisme de détection et d'isolation des défaut, ainsi que la reconfiguration du système pour la détection précoce et en ligne des différents capteurs défectueux. De plus, la commande doit assurer des performances acceptables pour le fonctionnement du système, éviter l'interruption du service en anticipant l'apparition de d'autres défauts majeurs. Cette méthode a été testée sur Matlab/Simulink pour une MAS et une MSAP, puis appliquée en temps réel sur un banc d'essai expérimental.

Le premier chapitre a présenté un état de l'art sur les principaux concepts, en commençant par quelques définitions dans le domaine de la sûreté de fonctionnement et la commande tolérante aux défauts, puis en passant en revue les différents défauts qui peuvent apparaître dans l'ensemble machine et variateur. Ensuite la FTC dans son contexte ainsi que ses motivations ont été exposés et enfin une synthèse sur la tolérance aux défauts dans les machines électriques a été présentée. Le deuxième chapitre a présenté la modélisation de la MAS et la MSAP vis-à-vis de la simulation et l'implémentation en se basant sur des hypothèses simplificatrices. Puis les commandes utilisées pour la variation de vitesse des deux machines ont été introduites.

La commande tolérante aux défauts des capteurs de courants proposée dans cette thèse est présentée dans le troisième chapitre. On y aborde principalement la méthode proposée pour l'estimation des courants statoriques, suivie des résultats de simulation sur deux machines et deux méthodes de commande différentes. Le quatrième chapitre a présenté les résultats expérimentaux issus des tests effectués sur les bancs d'essais.

La FTC proposée dans cette thèse est divisée en deux parties, la partie FDIR qui assure la détection et l'isolation des défauts ainsi que la reconfiguration du système et la partie qui assure la reconstruction des courants statoriques.

Afin d'assurer la détection, l'isolation et la reconfiguration du système d'entraînement électrique en cas de défaut de capteur de courant, un circuit de décision a été mis en place. Des capteurs de courant se situent sur les phases statoriques de la machine et pour détecter tout changement inhabituel et indésirable dans les signaux des grandeurs mesurées dû à un défaut de gain, un défaut d'offset ou bien une rupture totale du signal du capteur, l'erreur entre les courants mesurés et les courants estimés est calculée à chaque pas d'échantillonnage. Les valeurs absolues de l'erreur obtenues sur chaque phase sont toujours maintenues sous analyse par un comparateur logique vis-à-vis d'un seuil (Th). Par conséquent en cas de défaut sur un ou plusieurs capteurs, la sortie du comparateur logique correspondant au capteur défectueux se met à la valeur 1. Après la détection du capteur défectueux vient alors l'isolation, où en fonction des sorties des trois comparateurs logiques une décision est prise pour isoler le(s) capteur(s) défectueux et remplacer le(s) mesure(s) erronée(s) par une estimation correcte. Certes, cette méthode est simple et efficace, par contre elle reste toujours limitée car elle nécessite la sélection d'un seuil approprié et bien défini pour chaque système.

Une commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant performante réussie est synonyme d'une bonne reconstruction des courants. Jusqu'à aujourd'hui, peu de travaux proposaient une solution pour la reconstruction des courants triphasés basée sur un seul estimateur sans avoir recours aux capteurs de courants. La méthode proposée dans cette thèse pour l'estimation des courants statoriques de la MAS et la MSAP assure cette tâche même en cas de défaut de tous les capteurs de courant, en utilisant uniquement un capteur de tension dans le bus continu du convertisseur et la vitesse mesurée. L'observateur d'état de Luenberger a été modifié et utilisé pour reconstruire les courants statoriques.

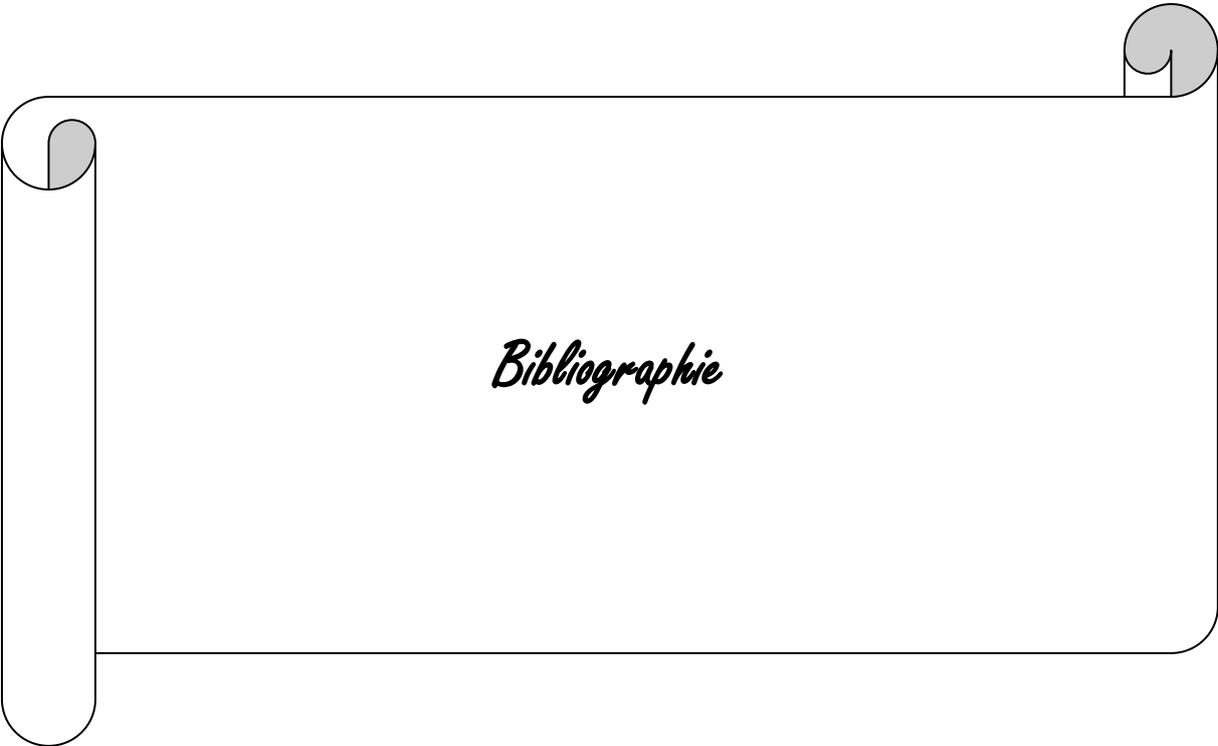
Généralement l'utilisation classique de cet observateur dans l'entraînement des machines électriques triphasées a pour objectif d'estimer la vitesse de rotation. Dans cette thèse, cet observateur d'état a été reconfiguré pour assurer l'estimation des courants à travers le modèle de la machine et la matrice de gain, en utilisant la tension du bus continu et la vitesse mesurée qui remplace le mécanisme adaptatif.

La méthode proposée maintient les performances du système et elle peut être utilisée avec de différentes stratégies de commandes. Cette méthode comme toutes les autres méthodes a néanmoins aussi des inconvénients : elle est sensible aux variations paramétriques causées par

l'augmentation de la température de la machine et il faut faire un choix judicieux des paramètres du modèle.

Certes, le sujet en question est loin d'être épuisé et les travaux de cette thèse ont ouvert d'autres pistes d'amélioration. Le plan de la continuité du travail de cette thèse sur le court terme a pour objectifs de :

- Appliquer cette méthode sur une chaîne de traction d'un véhicule électrique et un système de pompage photovoltaïque autonome.
- Développer une méthode de détection et d'isolation des défauts basée sur l'intelligence artificielle qui peut détecter les défauts dans les capteurs de courant en se passant de la phase de réglage du seuil de déclenchement.
- Etudier l'effet des défauts machine sur l'estimateur des courants.
- Etendre la commande tolérante sur tout le système de commande y compris les défauts machine.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] Blanke M, Kinnaert M, Lunze J, Staroswiecki M. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. 1st ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2003. doi:10.1007/978-3-662-05344-7.
- [2] Blanke M, Kinnaert M, Lunze J, Staroswiecki M. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. 2nd ed. Springer Berlin Heidelberg; 2006. doi:10.1007/978-3-540-35653-0.
- [3] Blanke M, Kinnaert M, Lunze J, Staroswiecki M. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2016. doi:10.1007/978-3-662-47943-8.
- [4] Witczak M. *Modelling and Estimation Strategies for Fault Diagnosis of Non-Linear Systems*. vol. 354. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2007. doi:10.1007/978-3-540-71116-2.
- [5] Isermann R. *Fault-Diagnosis Applications*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2011. doi:10.1007/978-3-642-12767-0.
- [6] Noura H, Theilliol D, Ponsart J-C, Chamseddine A. *Fault-tolerant Control Systems*. London: Springer London; 2009. doi:10.1007/978-1-84882-653-3.
- [7] Witczak M. *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategies for Non-Linear Systems*. vol. 266. Cham: Springer International Publishing; 2014. doi:10.1007/978-3-319-03014-2.
- [8] Alwi H, Edwards C, Pin Tan C. *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*. London: Springer London; 2011. doi:10.1007/978-0-85729-650-4.
- [9] Wei X, Verhaegen M. LMI solutions to the mixed \mathcal{H}_2 -/ \mathcal{H}_∞ fault detection observer design for linear parameter-varying systems. *Int J Adapt Control Signal Process* 2011;25:114–36. doi:10.1002/acs.1184.
- [10] Marcos A, Balas GJ. A robust integrated controller/diagnosis aircraft application. *Int J Robust Nonlinear Control* 2005;15:531–51. doi:10.1002/rnc.1010.
- [11] Yang Z, Stoustrup J. Robust reconfigurable control for parametric and additive faults with FDI uncertainties. *Proc. 39th IEEE Conf. Decis. Control (Cat. No.00CH37187)*, vol. 4, IEEE; n.d., p. 4132–7. doi:10.1109/CDC.2000.912363.
- [12] Edwards C, Spurgeon S. *Sliding Mode Control*. CRC Press; 1998. doi:10.1201/9781498701822.
- [13] Shtessel Y, Buffington J, Banda S. Tailless aircraft flight control using multiple time scale reconfigurable sliding modes. *IEEE Trans Control Syst Technol* 2002;10:288–96. doi:10.1109/87.987075.
- [14] Shin D, Moon G, Kim Y. Design of Reconfigurable Flight Control System Using Adaptive Sliding Mode Control: Actuator Fault. *Proc Inst Mech Eng Part G J Aerosp Eng* 2005;219:321–8. doi:10.1243/095441005X30333.
- [15] Corradini ML, Orlando G, Parlangeli G. A fault tolerant sliding mode controller for accommodating actuator failures. *Proc. 44th IEEE Conf. Decis. Control, IEEE; n.d., p. 3091–6*. doi:10.1109/CDC.2005.1582636.

- [16] Montes de Oca S, Puig V, Theillio D, Tornil-Sin S. Fault-Tolerant Control design using LPV Admissible Model Matching: Application to a two-degree of freedom helicopter. 2009 17th Mediterr. Conf. Control Autom., IEEE; 2009, p. 522–7. doi:10.1109/MED.2009.5164595.
- [17] Rodrigues M, Theilliol D, Aberkane S, Sauter D. Fault Tolerant Control Design For Polytopic LPV Systems. *Int J Appl Math Comput Sci* 2007;17:27–37. doi:10.2478/v10006-007-0004-5.
- [18] Jong-Yeob Shin, Belcastro CM. Performance analysis on fault tolerant control system. *IEEE Trans Control Syst Technol* 2006;14:920–5. doi:10.1109/TCST.2006.876911.
- [19] Hamayun MT, Edwards C, Alwi H. Fault Tolerant Control Schemes Using Integral Sliding Modes. vol. 61. Cham: Springer International Publishing; 2016. doi:10.1007/978-3-319-32238-4.
- [20] Abdellatif M. Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs. Thèse de Doctorat Université de Toulouse, 2010.
- [21] Toscano R. Commande et diagnostic des systèmes dynamiques. 2nd ed. 2011.
- [22] Boussaid B. Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références. Thèse de Doctorat Université de Lorraine, 2011.
- [23] Ondel O. Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone. Thèse de Doctorat École Centrale De Lyon, 2006.
- [24] Abd Elhamid M. Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone En Présence De Variation De Charge. Thèse de Doctorat Université de Biskra 2017, n.d.
- [25] Ginzarly R, Hoblos G, Moubayed N. Faults in hybrid electric vehicles' permanent magnet machines. 2015 Third Int. Conf. Technol. Adv. Electr. Electron. Comput. Eng., IEEE; 2015, p. 169–74. doi:10.1109/TAECE.2015.7113621.
- [26] Alameh K. Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents. Thèse de Doctorat Université de Rouen Normandie, 2017.
- [27] Bessous N. Contribution au Diagnostic des Défauts dans les Machines Asynchrones : Comparaison entre l'Analyse Vibratoire et l'Analyse du Courant d'Alimentation. Thèse de Doctorat Université de Biskra 2017, n.d.
- [28] Campos-Delgado DU, Espinoza-Trejo DR, Palacios E. Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey. *IET Electr Power Appl* 2008;2:121–34. doi:10.1049/iet-epa:20070203.
- [29] Balaban E, Saxena A, Bansal P, Goebel KF, Curran S. Modeling, Detection, and Disambiguation of Sensor Faults for Aerospace Applications. *IEEE Sens J* 2009;9:1907–17. doi:10.1109/JSEN.2009.2030284.
- [30] Tabbache B, Benbouzid M, Kheloui A, Bourgeot J-M, Mamoune A. PWM inverter-fed induction motor-based electrical vehicles fault-tolerant control. *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE*; 2013, p. 8204–9. doi:10.1109/IECON.2013.6700506.
- [31] Rogers S. Sensor noise fault detection. *Proc. 2003 Am. Control Conf. 2003.*, vol. 5,

- IEEE; n.d., p. 4267–8. doi:10.1109/ACC.2003.1240506.
- [32] Manohar M, Das S. Current Sensor Fault-Tolerant Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Flux-Linkage Observer. *IEEE Trans Ind Informatics* 2017;13:2824–33. doi:10.1109/TII.2017.2714675.
- [33] Bourogaoui M, Sethom HBA, Belkhdja IS. Speed/position sensor fault tolerant control in adjustable speed drives – A review. *ISA Trans* 2016;64:269–84. doi:10.1016/j.isatra.2016.05.003.
- [34] Chakraborty C, Verma V. Speed and Current Sensor Fault Detection and Isolation Technique for Induction Motor Drive Using Axes Transformation. *IEEE Trans Ind Electron* 2015;62:1943–54. doi:10.1109/TIE.2014.2345337.
- [35] Maamouri R. Diagnostic et commande tolérante aux défauts appliqués à un système de conversion électromécanique à base d ’ une machine asynchrone triphasée. Thèse de Doctorat Université de Sousse, 2017.
- [36] Vallon J. Introduction à l ’ étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT. Thèse de Doctorat Université de Toulouse, 2003.
- [37] Wolfgang E. Examples for failures in power electronics systems. ECPE Tutor. Reliab. Power Electron. Syst., Nuremberg, Germany: 2017.
- [38] Visscher R. Chernobyl nuclear disaster n.d. www.chernobul.co.uk.
- [39] Lions JL. Rapport de la Commission d’enquête Ariane 501 n.d. <http://www.astrosurf.com/luxorion/astronautique-accident-ariane-v501.htm>.
- [40] Wikipédia. Vol 2933 LaMia Airlines n.d. https://fr.wikipedia.org/wiki/Vol_2933_LaMia_Airlines.
- [41] Mahmoud MM, Jiang J, Zhang Y. Active Fault Tolerant Control Systems. vol. 287. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2003. doi:10.1007/3-540-36283-5.
- [42] Li L. Fault Detection and Fault-Tolerant Control for Nonlinear Systems. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden; 2016. doi:10.1007/978-3-658-13020-6.
- [43] Magni J-F, Bennani S, Terlouw J, editors. Robust Flight Control. vol. 224. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 1997. doi:10.1007/BFb0113842.
- [44] Isermann R. Fault-Diagnosis Systems. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2006. doi:10.1007/3-540-30368-5.
- [45] Raisemche A. Commande tolérante aux défauts d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique. Thèse de Doctorat Université Paris-Sud, 2014. doi:<NNT : 2014PA112342>.
- [46] Diallo D, Benbouzid MEH, Makouf A. A Fault-Tolerant Control Architecture for Induction Motor Drives in Automotive Applications. *IEEE Trans Veh Technol* 2004;53:1847–55. doi:10.1109/TVT.2004.833610.
- [47] Benbouzid MEH, Diallo D, Zeraoulia M. Advanced Fault-Tolerant Control of Induction-Motor Drives for EV/HEV Traction Applications: From Conventional to Modern and Intelligent Control Techniques. *IEEE Trans Veh Technol* 2007;56:519–28. doi:10.1109/TVT.2006.889579.
- [48] Martin G. Parameter Estimation for Fault Diagnosis of an Automotive Engine using

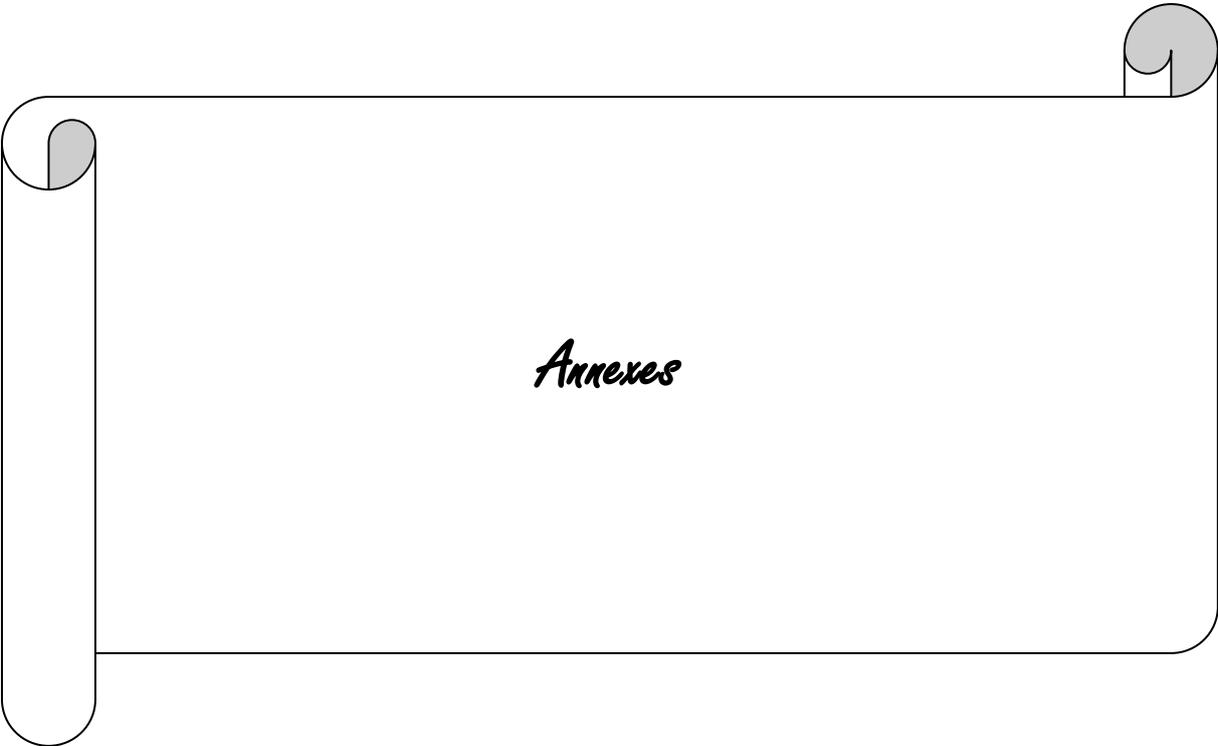
- Extended Kalman Filters. Thèse de Master Université de Linköpings 2001, n.d.
- [49] Garcia-Velo J, Walker BK. Aerodynamic Parameter Estimation for High-Performance Aircraft Using Extended Kalman Filtering. *J Guid Control Dyn* 1997;20:1257–60. doi:10.2514/2.7597.
- [50] Ameid T, Menacer A, Talhaoui H, Harzelli I. Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor. *Measurement* 2017;111:243–59. doi:10.1016/j.measurement.2017.07.039.
- [51] Kowal M, Korbicz J. Robust Fault Detection using Neuro-Fuzzy Networks. *IFAC Proc Vol* 2005;38:185–90. doi:10.3182/20050703-6-CZ-1902.01833.
- [52] Korbicz J, Kowalczyk Z, Kościelny JM, Cholewa W, editors. *Fault Diagnosis*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg; 2004. doi:10.1007/978-3-642-18615-8.
- [53] Abdelmalek S, Barazane L, Larabi A, Bettayeb M. A novel scheme for current sensor faults diagnosis in the stator of a DFIG described by a T-S fuzzy model. *Meas J Int Meas Confed* 2016;91:680–91. doi:10.1016/j.measurement.2016.05.102.
- [54] Kamal E, Aitouche A, Ghorbani R, Bayart M. Unknown Input Observer with Fuzzy Fault Tolerant Control for Wind Energy System. vol. 45. *IFAC*; 2012. doi:https://doi.org/10.3182/20120829-3-MX-2028.00069.
- [55] Talhaoui H, Menacer A, Kessal A, Tarek A. Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on Hilbert and discrete wavelet transforms. *Int J Adv Manuf Technol* 2018;95:1399–408. doi:10.1007/s00170-017-1309-7.
- [56] Ameid T, Menacer A, Talhaoui H, Harzelli I. Broken rotor bar fault diagnosis using fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study. *Int J Adv Manuf Technol* 2017;92:917–28. doi:10.1007/s00170-017-0143-2.
- [57] Ameid T, Menacer A, Talhaoui H, Azzoug Y. Discrete wavelet transform and energy eigen value for rotor bars fault detection in variable speed field-oriented control of induction motor drive. *ISA Trans* 2018;79:217–31. doi:10.1016/j.isatra.2018.04.019.
- [58] Seifried P. Fault Detection and Diagnosis in Chemical and Petrochemical Processes. *Chemie Ing Tech* 1979;51:766–766. doi:10.1002/cite.330510726.
- [59] Garcia H, Ray A, Edwards RM. Reconfigurable control of power plants using learning automata. *IEEE Control Syst* 1991;11:85–922. doi:10.1109/37.103362.
- [60] Eryurek E, Belle R, Upadhyaya. Fault-tolerant control and diagnostics for large-scale systems. *IEEE Control Syst* 1995;15:34–42. doi:10.1109/37.466264.
- [61] Gelderloos HC, Young DJ. Redundancy Management of Shuttle Flight Control Rate Gyroscopes and Accelerometers. 1982 *Am. Control Conf.*, IEEE; 1982, p. 808–11. doi:10.23919/ACC.1982.4787966.
- [62] Enns R, Si J. Reconfigurable Helicopter Flight Control Methods for Main Rotor Actuator Failures. *AIAA Guid. Navig. Control Conf. Exhib.*, Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics; 2002. doi:10.2514/6.2002-4837.
- [63] Huang CY, Celi R, Shih I-C. Reconfigurable Flight Control Systems for a Tandem Rotor Helicopter. *J Am Helicopter Soc* 1999;44:50–62. doi:10.4050/JAHS.44.50.

- [64] Maybeck PS, Stevens RD. Reconfigurable flight control via multiple model adaptive control methods. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 1991;27:470–80. doi:10.1109/7.81428.
- [65] Moerder DD, Halyo N, Broussard JR, Caglayan AK. Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraftflight control system. *J Guid Control Dyn* 1989;12:325–33. doi:10.2514/3.20412.
- [66] Morse WD, Ossman KA. Model following reconfigurable flight control system for the AFTI/F-16. *J Guid Control Dyn* 1990;13:969–76. doi:10.2514/3.20568.
- [67] Samedov R. An Approach to the Support of the Fault-Tolerance of the Double Redundant Computer Control Systems. *Math Comput Appl* 1999;4:175–84. doi:10.3390/mca4020175.
- [68] Yang S-C, Chen G-R, Jian D-R. On-Line Stator Open-Phase Fault Detection and Tolerant Control for Permanent Magnet Machines Using the Neutral Point Voltage. *IEEE Access* 2017;5:1073–82. doi:10.1109/ACCESS.2017.2651113.
- [69] Raisemche A, Boukhniher M, Diallo D. New fault-tolerant control architectures based on voting algorithms for electric vehicle induction motor drive. *Trans Inst Meas Control* 2016;38:1120–35. doi:10.1177/0142331215587717.
- [70] Jannati M, Monadi A, Idris NRN. Fault-Tolerant Control of 3-Phase IM Drive (Speed-Sensor Fault and Open-Phase Fault) 2015:384–9.
- [71] Shu C, Wei L, Rong-Jun D, Te-Fang C. Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Scheme for Open-Circuit Faults in Three-Stepped Bridge Converters. *IEEE Trans Power Electron* 2017;32:2203–14. doi:10.1109/TPEL.2016.2558491.
- [72] Sobanski P, Orłowska-Kowalska T. Faults diagnosis and control in a low-cost fault-tolerant induction motor drive system. *Math Comput Simul* 2017;131:217–33. doi:10.1016/j.matcom.2015.10.012.
- [73] Tarchala G, Sobanski P, Orłowska-Kowalska T. Fault tolerant sliding mode direct torque control of induction motor with inverter reconfiguration. 2017 IEEE 26th Int Symp Ind Electron 2017:1825–31. doi:10.1109/ISIE.2017.8001526.
- [74] Yu Y, Zhao Y, Wang B, Huang X, Xu D. Current Sensor Fault Diagnosis and Tolerant Control for VSI-Based Induction Motor Drives. *IEEE Trans Power Electron* 2018;33:4238–48. doi:10.1109/TPEL.2017.2713482.
- [75] Wang X. Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors with Fault-Tolerant Extended Kalman Filtering 2017:1331–7.
- [76] Bagheli L, Poure P, Rezzoug A. Sensor Fault Detection for Fault Tolerant Vector Controlled Induction Machine. 11th Eur Conf Power Electron Appl EPE 2005 2005:1–10.
- [77] Gajanayake C, Bhangu BS, Foo G, Zhang X, Tseng KJ, Don Vilathgamuwa M. Sensor fault detection, isolation and system reconfiguration based on extended Kalman filter for induction motor drives. *IET Electr Power Appl* 2013;7:607–17. doi:10.1049/iet-epa.2012.0308.
- [78] Gálvez-Carrillo M, Kinnaert M. Sensor fault detection and isolation in doubly-fed induction generators accounting for parameter variations. *Renew Energy*

- 2011;36:1447–57. doi:10.1016/j.renene.2010.10.021.
- [79] Arnanz R, Mendoza A, Jos LJM, Per R. Sensor and Inverter Fault Tolerant Control in Induction Motors. *Electronics* 1984;920–5. doi:10.3182/20060829-4-CN-2909.00153.
- [80] Beng GFH, Zhang X, Vilathgamuwa DM. Sensor fault-resilient control of interior permanent-magnet synchronous motor drives. *IEEE/ASME Trans Mechatronics* 2015;20:855–64. doi:10.1109/TMECH.2014.2311126.
- [81] Omrane I, Etien E, Dib W, Bachelier O. Modeling and simulation of soft sensor design for real-time speed and position estimation of PMSM. *ISA Trans* 2015;57:329–39. doi:10.1016/j.isatra.2014.06.004.
- [82] Veluvolu KC, Kommuri SK. Second-order Sliding Mode based Sensor Fault- Tolerant Control of Induction Motor Drives Second-order Sliding Mode based Sensor Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives 2015. doi:10.1109/IIC.2015.7150804.
- [83] Boukhnifer M, Raisemche A, Diallo D, Larouci C. Fault tolerant control to mechanical sensor failures for Induction Motor drive: A comparative study of voting algorithms. *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE; 2013*, p. 2851–6. doi:10.1109/IECON.2013.6699583.
- [84] Tabbache B, Benbouzid MEH, Kheloui A, Bourgeot J-M. Virtual-Sensor-Based Maximum-Likelihood Voting Approach for Fault-Tolerant Control of Electric Vehicle Powertrains. *IEEE Trans Veh Technol* 2013;62:1075–83. doi:10.1109/TVT.2012.2230200.
- [85] Gouichiche A, Zabar M, Chedjara Z, Safa A, Tadjine M. Experimental validation of a fault tolerant control of induction motor using a voting algorithm. *2015 3rd Int. Conf. Control. Eng. Inf. Technol., vol. 0, IEEE; 2015*, p. 1–6. doi:10.1109/CEIT.2015.7233081.
- [86] Raisemche A. *Commande tolérante aux défauts d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique*. Université Paris Sud - Paris XI, 2014.
- [87] Yu Y, Wang Z, Xu D, Zhou T, Xu R. Speed and Current Sensor Fault Detection and Isolation Based on Adaptive Observers for IM Drives. *J Power Electron* 2014;14:967–79. doi:10.6113/JPE.2014.14.5.967.
- [88] Grouz F, Sbita L, Boussak M. Current sensors faults detection, isolation and control reconfiguration for PMSM drives. *2013 Int. Conf. Electr. Eng. Softw. Appl., IEEE; 2013*, p. 1–6. doi:10.1109/ICEESA.2013.6578414.
- [89] Karimi S, Gaillard A, Poure P, Saadate S. Current Sensor Fault-Tolerant Control for WECS With DFIG. *IEEE Trans Ind Electron* 2009;56:4660–70. doi:10.1109/TIE.2009.2031193.
- [90] Sepe RB, Fahimi B, Morrison C, Miller JM. Fault tolerant operation of induction motor drives with automatic controller reconfiguration. *IEMDC 2001. IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. (Cat. No.01EX485), IEEE; n.d.*, p. 156–62. doi:10.1109/IEMDC.2001.939291.
- [91] Stettenbenz M, Liu Y, Bazzi A. Smooth switching controllers for reliable induction motor drive operation after sensor failures. *2015 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., IEEE; 2015*, p. 2407–11. doi:10.1109/APEC.2015.7104685.

- [92] Liu Y, Stettenbenz M, Bazzi AM. Smooth Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives with Sensor Failures. *IEEE Trans Power Electron* 2018;PP:1–1. doi:10.1109/TPEL.2018.2848964.
- [93] Aguilera F, de la Barrera PM, De Angelo CH. A fault tolerant system for current sensors in induction motor drives. 2015 XVI Work. Inf. Process. Control, IEEE; 2015, p. 1–7. doi:10.1109/RPIC.2015.7497178.
- [94] Tabbache B, Rizoug N, Benbouzid MEH, Kheloui A. A Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor-Based EVs. *IEEE Trans Veh Technol* 2013;62:965–71. doi:10.1109/TVT.2012.2232325.
- [95] Dybkowski M, Klimkowski K. Stator current sensor fault detection and isolation for vector controlled induction motor drive. 2016 IEEE Int. Power Electron. Motion Control Conf., IEEE; 2016, p. 1097–102. doi:10.1109/EPEPEMC.2016.7752147.
- [96] Klimkowski K, Dybkowski M. Neural network approach for stator current sensor fault detection and isolation for vector controlled induction motor drive. 2016 IEEE Int. Power Electron. Motion Control Conf., IEEE; 2016, p. 1072–8. doi:10.1109/EPEPEMC.2016.7752143.
- [97] Manohar M, Das S, Kumar R. A robust current sensor fault detection scheme for sensorless induction motor drive. 2017 IEEE PES Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf., IEEE; 2017, p. 1–6. doi:10.1109/APPEEC.2017.8308967.
- [98] Manohar M, Das S. Current Sensor Fault-Tolerant Control of Induction Motor Driven Electric Vehicle Using Flux-Linkage Observer. 2020 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo, IEEE; 2020, p. 884–9. doi:10.1109/ITEC48692.2020.9161553.
- [99] Ammar A, Benakcha A, Bourek A. Adaptive MRAC-based direct torque control with SVM for sensorless induction motor using adaptive observer. *Int J Adv Manuf Technol* 2016. doi:10.1007/s00170-016-9840-5.
- [100] Diab AAZ. Implementation of a novel full-order observer for speed sensorless vector control of induction motor drives. *Electr Eng* 2017;99:907–21. doi:10.1007/s00202-016-0453-7.
- [101] Ammar A, Bourek A, Benakcha A. Sensorless SVM-Direct Torque Control for Induction Motor Drive Using Sliding Mode Observers. *J Control Autom Electr Syst* 2017;28:189–202. doi:10.1007/s40313-016-0294-7.
- [102] Saleh K, Sumner M. Sensorless speed control of five-phase PMSM drives with low current distortion. *Electr Eng* 2018;100:357–74. doi:10.1007/s00202-017-0511-9.
- [103] Bala M, Bahri I, Mercier A, Khanchoul M, Krebs G. A Speed PMSM Control Technique With a Single DC Bus current Sensor. *IECON 2019 - 45th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 1, IEEE; 2019, p. 243–8. doi:10.1109/IECON.2019.8927460.
- [104] Bala M, Bahri I, Mercier A, Khanchoul M, Krebs G. Speed PMSM Control Technique using a Single Current Sensor with Random SVPWM. 2020 IEEE 29th Int. Symp. Ind. Electron., IEEE; 2020, p. 1547–52. doi:10.1109/ISIE45063.2020.9152452.
- [105] Metidji B, Taib N, Baghli L, Rekioua T, Bacha S. Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Without AC Phase Current Sensors. *IEEE Trans Power Electron* 2012;27:4132–9. doi:10.1109/TPEL.2012.2190101.

- [106] Noordeen S, Karthikeyan K, Parveen M a N. Direct Torque Control for Induction Motor Without Current Sensors. *Int J Eng Res Technol* 2013;2:388–97.
- [107] Aminoroaya I, Vaez-Zadeh S. Permanent magnet synchronous motor control using DC-Link current regulation. *IECON 2016 - 42nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IEEE*; 2016, p. 7077–82. doi:10.1109/IECON.2016.7793899.
- [108] Wang W, Yan H, Xu Y, Zou J, Zhang X, Zhao W, et al. New Three-Phase Current Reconstruction for PMSM Drive with Hybrid Space Vector Pulse Width Modulation Technique. *IEEE Trans Power Electron* 2020;8993:1–1. doi:10.1109/TPEL.2020.2997986.
- [109] Zhemin Hu ; Ming Yang ; Kaixuan Yang ; Dianguo Xu. Current Sensorless Direct Predictive Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. *PCIM Asia 2016; Int. Exhib. Conf. Power Electron. Intell. Motion, Renew. Energy Energy Manag. Proc., IEEE*; 2016, p. 1–8.
- [110] Yu Y, Chen X, Dong Z. Current sensorless direct predictive control for induction motor drives. *2017 IEEE Transp. Electrifi. Conf. Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), IEEE*; 2017, p. 1–6. doi:10.1109/ITEC-AP.2017.8080975.
- [111] Rafa S, Larabi A, Barazane L, Manceur M, Essounbouli N, Hamzaoui A. Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor. *ISA Trans* 2014;53:744–54. doi:10.1016/j.isatra.2014.02.005.
- [112] F. Blaschke. The Principle of Field Orientation as Applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines. *Siemens Rev* 1972;34:217–20.
- [113] Takahashi I, Ohmori Y. High-performance direct torque control of an induction motor. *IEEE Trans Ind Appl* 1989;25:257–64. doi:10.1109/28.25540.
- [114] Luenberger D. An introduction to observers. *IEEE Trans Automat Contr* 1971;16:596–602. doi:10.1109/TAC.1971.1099826.
- [115] KELLER H. Non-linear observer design by transformation into a generalized observer canonical form. *Int J Control* 1987;46:1915–30. doi:10.1080/00207178708934024.
- [116] Yih-Guang Leu, Tsu-Tian Lee, Wei-Yen Wang. Observer-based adaptive fuzzy-neural control for unknown nonlinear dynamical systems. *IEEE Trans Syst Man Cybern Part B* 1999;29:583–91. doi:10.1109/3477.790441.
- [117] Kubota H, Sato I, Tamura Y, Matsuse K, Ohta H, Hori Y. Regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer. *IEEE Trans Ind Appl* 2002;38:1081–6. doi:10.1109/TIA.2002.800575.
- [118] Miklosovic R, Radke A, Zhiqiang Gao. Discrete implementation and generalization of the extended state observer. *2006 Am. Control Conf., IEEE*; 2006, p. 6 pp. doi:10.1109/ACC.2006.1656547.
- [119] Filho CJV, Scalcon FP, Gabbi TS, Vieira RP. Adaptive observer for sensorless permanent magnet synchronous machines with online pole placement. *2017 Brazilian Power Electron. Conf., IEEE*; 2017, p. 1–6. doi:10.1109/COBEP.2017.8257406.



Annexes

Annexe A: Modèles et blocs Simulink

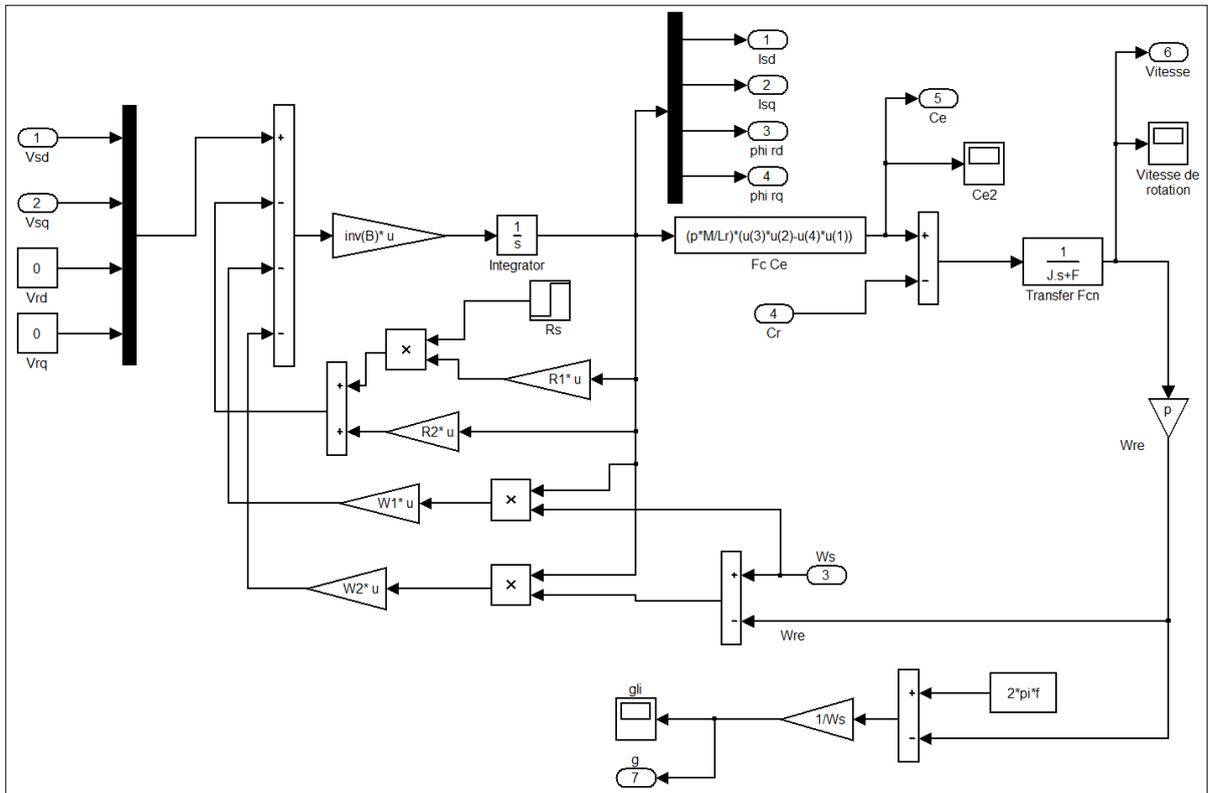


Figure A.1 : Schéma bloc de la MAS sur Simulink.

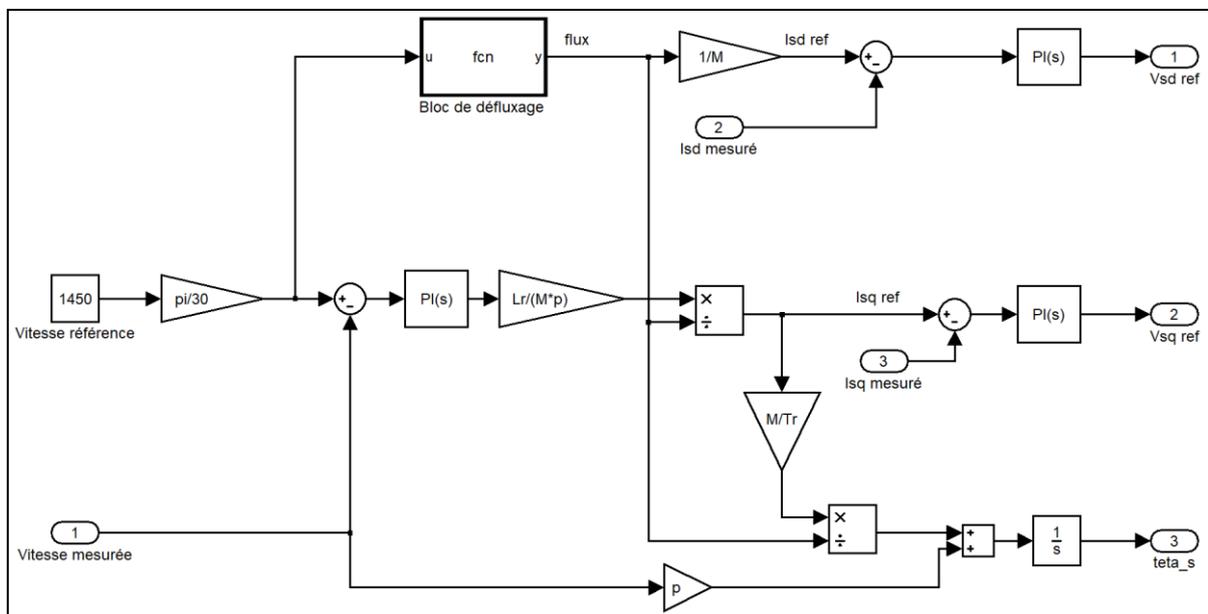


Figure A.2 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS sur Simulink.

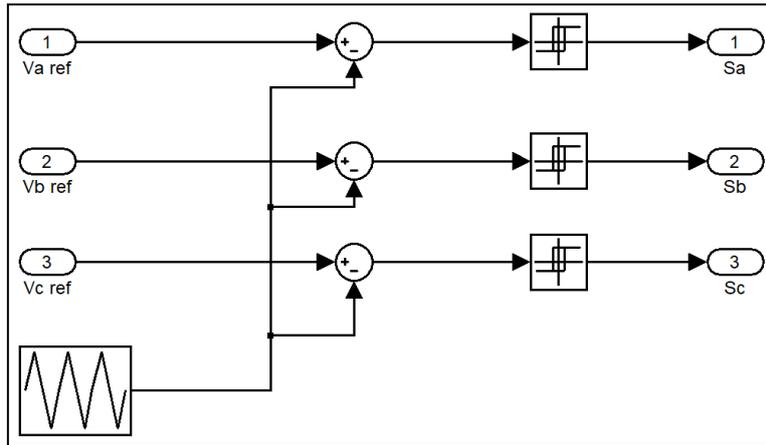


Figure A.3 : Schéma bloc du contrôle de courant de type Hystérésis modulé sur Simulink.

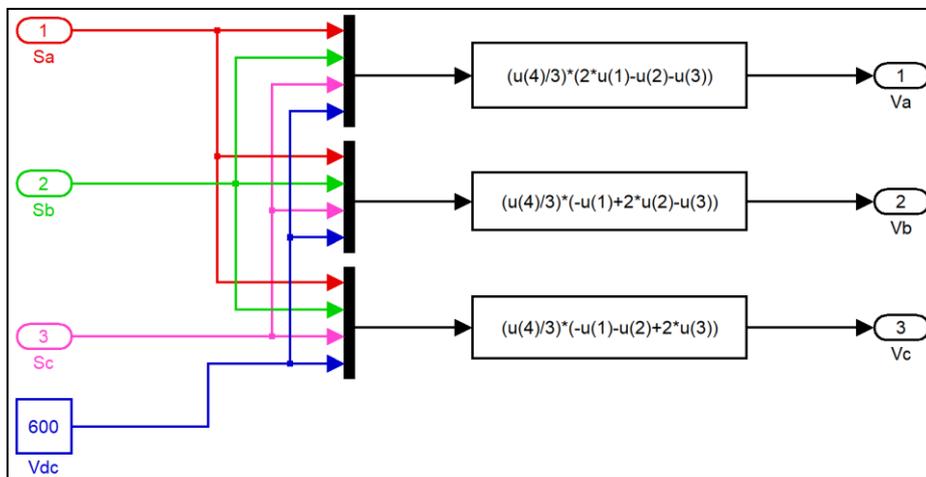


Figure A.4 : Schéma bloc de l'onduleur triphasé sur Simulink.

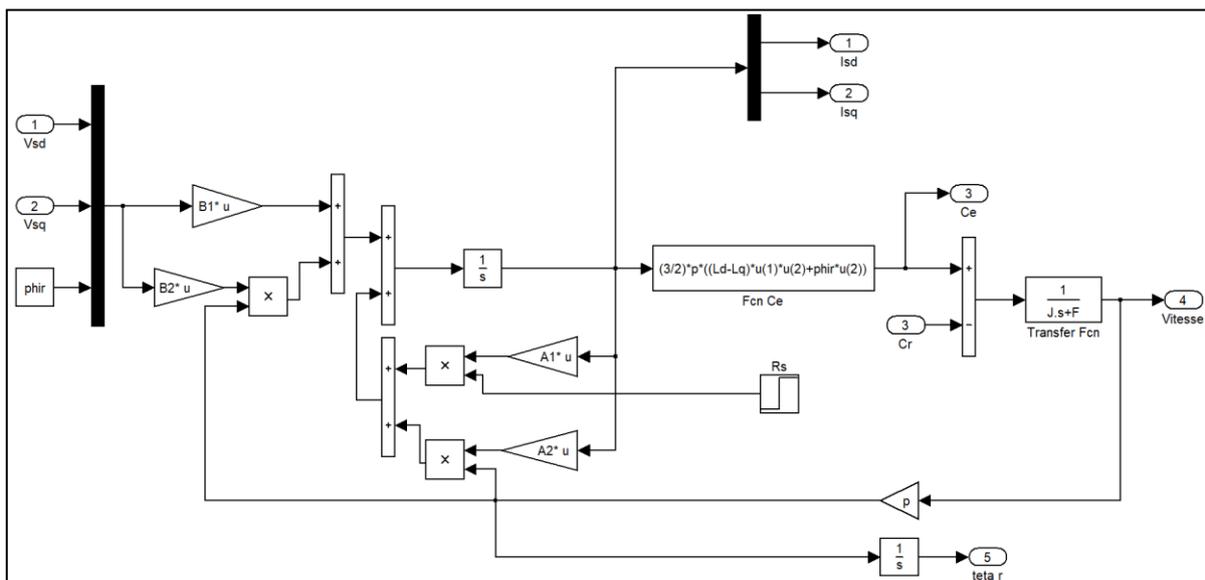


Figure A.5 : Schéma bloc de la MSAP sur Simulink.

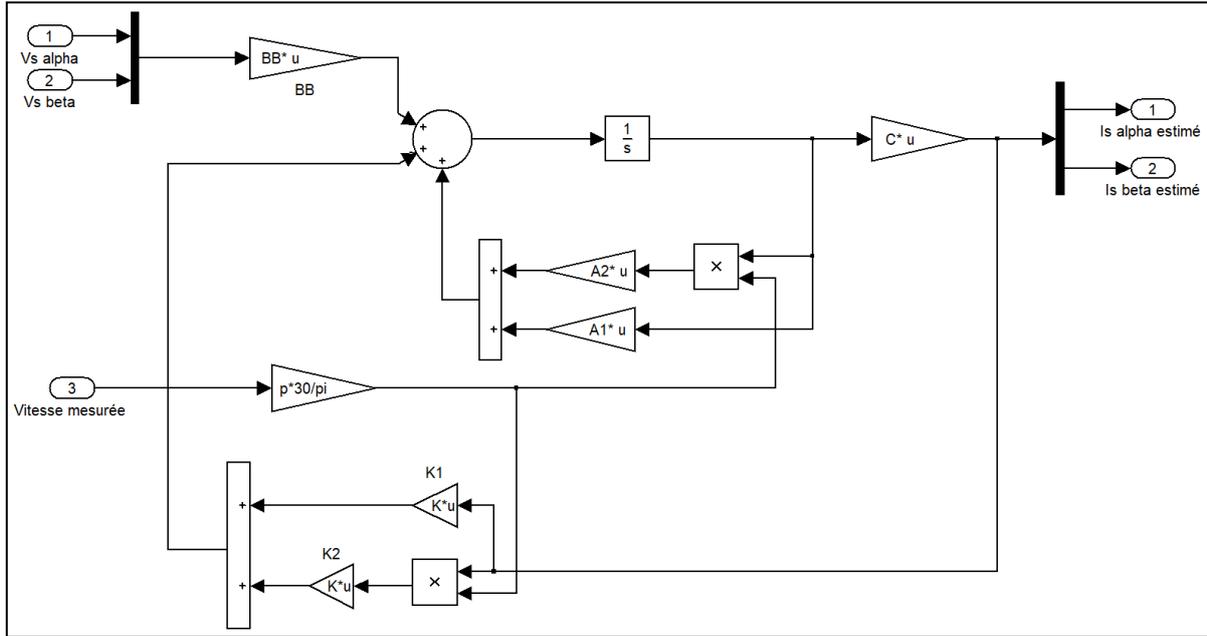


Figure A.6 : Schéma bloc de l'estimateur des courants de la MAS.

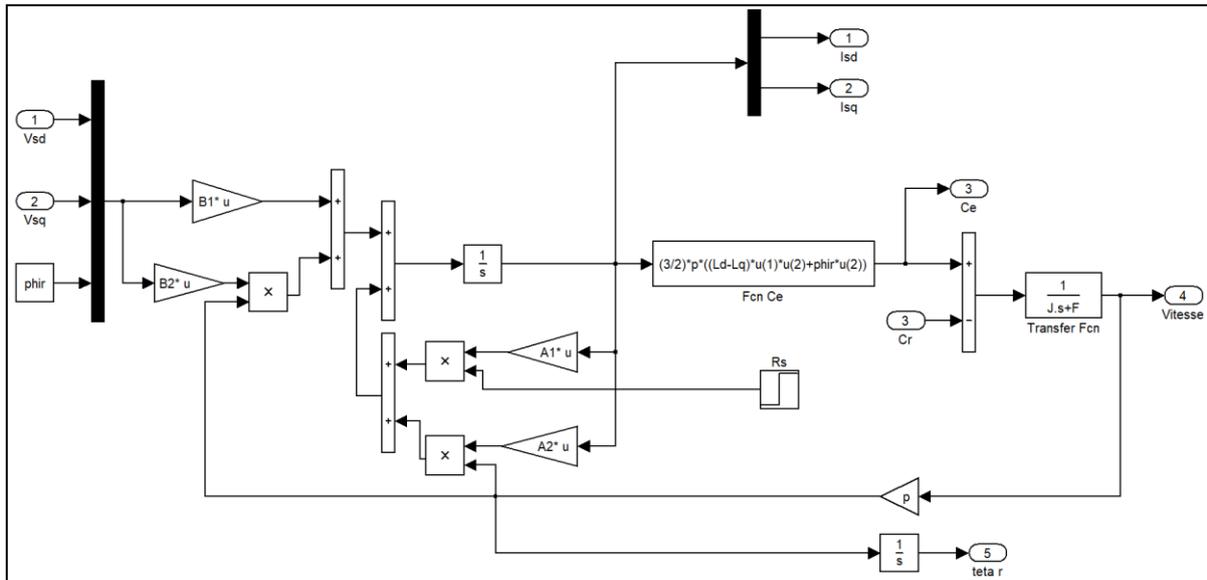


Figure A.7 : Schéma bloc de la MSAP.

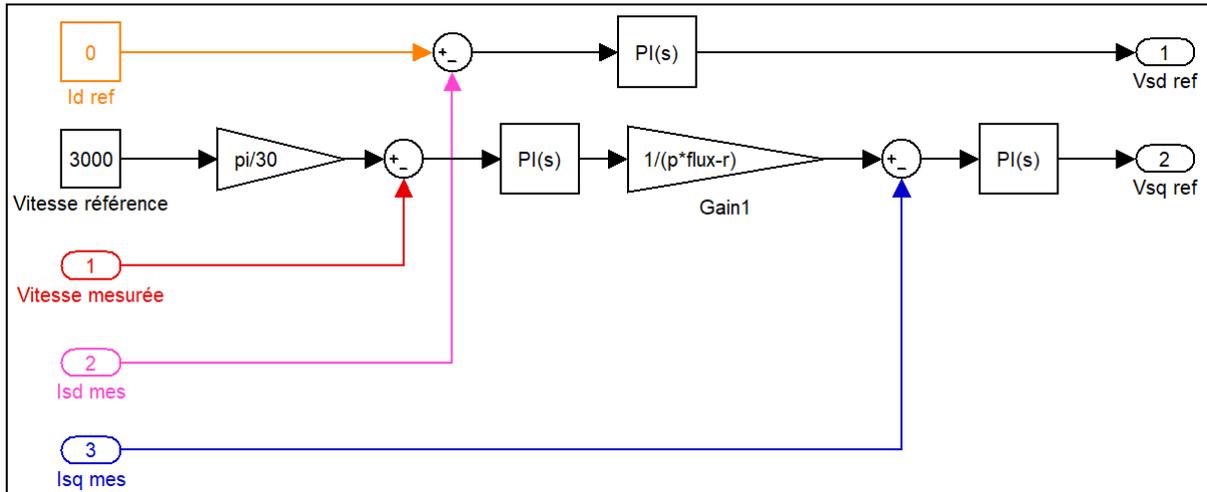


Figure A.8 : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

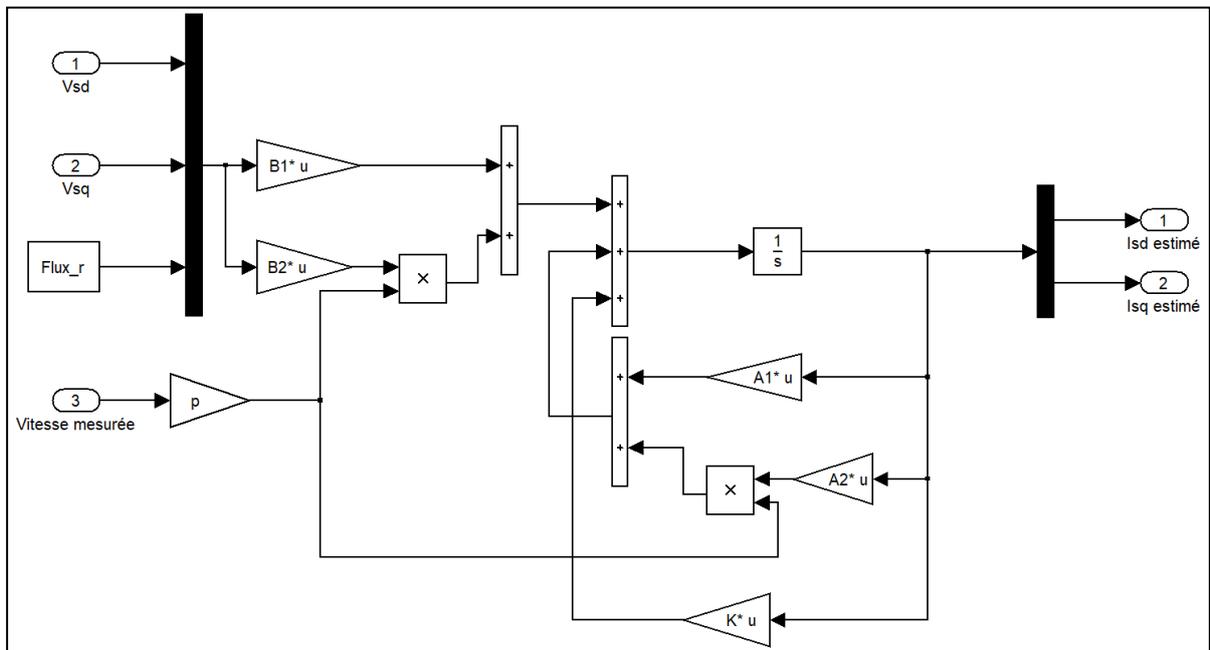


Figure A.9 : Schéma bloc de l'estimateur des courants de la MSAP.

Annexe B: Calcul des régulateurs

• Régulateur de vitesse

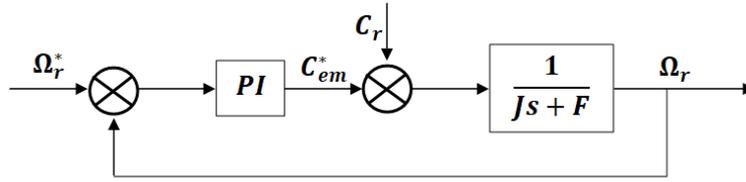


Figure B.1 : Boucle de vitesse pour la commande vectorielle de la MAS.

La fonction de transfert de système en boucle ouverte est donnée par l'équation suivante :

$$FTBO(s) = \frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{k_p s + k_i}{s(Js + F)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + F)s + k_i}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devienne :

$$FTBF(s) = \frac{1 + \tau s}{\frac{J}{k_i} s^2 + \left(\frac{F}{k_i} + \tau\right) s + 1}$$

Avec : $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

La fonction de transfert en boucle fermée est sou forme d'un système de second d'ordre qui est donné par la fonction suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient :

$$\begin{cases} k_p = 2J\omega_n - F \\ k_i = J\omega_n^2 \end{cases}$$

• Régulateurs des courants

Soit les équations de tension suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = \lambda\sigma L_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{sq}^* = \lambda\sigma L_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases}$$

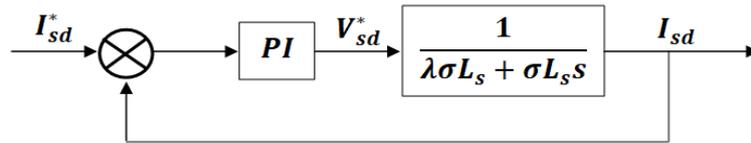


Figure B.2 : Boucle de courant I_{sd} pour la commande vectorielle de la MAS.

La fonction de transfert de système en boucle ouverte est donnée par l'équation suivante :

$$FTBO(s) = \frac{k_p s + k_i}{s(\lambda\sigma L_s + \sigma L_s s)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF(s) = \frac{k_p s + k_i}{\frac{\sigma L_s}{k_i} s^2 + \frac{1}{k_i} (\lambda\sigma L_s + k_p) s + 1}$$

Donc :

$$\begin{cases} k_p = (2\xi\omega_n - 1)\lambda\sigma L_s \\ k_i = \omega_n^2 \lambda\sigma L_s \end{cases}$$

Même gain pour le courant I_{sq} et même méthode pour calculer ceux de la commande de la MSAP.

Annexe C: Implémentation expérimentale

Les machines utilisées dans cette thèse soit pour la simulation ou l'expérience ont les plaques signalétiques suivantes :

SAER [®] ELETTROPOMPE		GUASTALLA (RE) ITALY TEL. +390522 830941 www.saerelettropompe.com		CE MADE IN ITALY	
Type A14-33-903-1,5		N° 3116457		Year 8	
IP 55	Cl. F	cos φ 0,80		eff. 79,5	
50Hz - Δ		50Hz - Y		60Hz - Δ	
kW 1,1		kW 1,1		kW 1,26	
V 230		V 400		V 275	
A 4,3		A 2,5		A 3,6	
rpm 1450		rpm 1450		rpm 1740	
Bearing NDE 6205 2RS1-G3 DE		Bearing 6205 2RS1-G3		Kg	
SI		IEC 60034 - 1		3~ INDUCTION MOTOR	

Figure C.1 : Plaque signalétique de la MAS 1.1 kW du laboratoire LGEB.

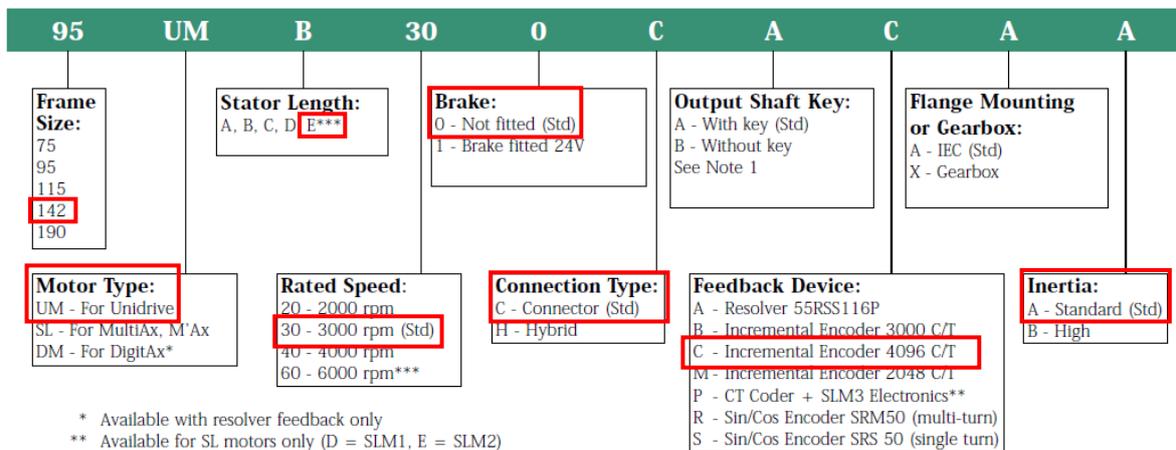
LEROY [®]		SOMER		3~LS112MT		CE	
IP 55 IK08 cl.F		40 °C S S1		N° 901985 UF 001		26 kg	
	V	Hz	min ⁻¹	kW	cos φ	A	
△	380	50	1415	4,00	0,83	9,20	
△	230	50	1425	4,00	0,79	15,8	
△	400	50	1425	4,00	0,79	9,10	
△	415	50	1435	4,00	0,76	9,30	
△	440	60	1720	4,80	0,85	9,00	
△	460	60	1730	4,80	0,82	9,00	

Figure C.2 : Plaque signalétique de la MAS 4 kW du laboratoire LSEE.



Figure C.3 : Plaque signalétique de la MSAP du laboratoire LSEE.

ORDER REFERENCE EXAMPLE



Note 1: Applies to output shaft of the motor or when gearbox fitted, output shaft of gearbox.

Cette machine est doté d'un encodeur incrémental dont les connexions sont les suivante :

Connection details

Power Plugs

Pin	75-142 with brake	75-142 without brake
1	Phase U	Phase U
2	Phase V	Phase V
3	Earth	Earth
4	Phase W	Phase W
5	Brake	N/C
6	Brake	N/C
Shell	Screen	Screen
Pin	190 with brake	190 without brake
U	Phase U	Phase U
V	Phase V	Phase V
Ⓛ	Earth	Earth
W	Phase W	Phase W
+	Brake	N/C
-	Brake	N/C
Shell	Screen	Screen

Signal Plugs

Pin	Encoder	Resolver	Sincos
1	Thermistor 0V	Excitation high	REF Cos
2	Thermistor Signal	Excitation low	+ Daten
3	Screen	Cos high	-Daten
4	S1	Cos low	+ Cos
5	S1 Inverse	Sin high	+ Sin
6	S2	Sin low	REF Sin
7	S2 Inverse	Thermistor	Thermistor
8	S3	Thermistor	Thermistor
9	S3 Inverse		Screen
10	Channel A		0 Volts
11	Index		-
12	Index Inverse		+ Volts
13	Channel A Inverse		
14	Channel B		
15	Channel B Inverse		
16	+ 5V		
17	0 Volts		
Body	Screen	Screen	

Pour l'implémentation expérimentale on a utilisé un convertisseur statique Semiteach, composé d'un pont à diodes, un filtre et un onduleur triphasé à base des IGBTs, ces caractéristiques sont les suivantes :

Absolute maximum ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
$I_{OUT\ MAX}$	Maximum permanent output current	30	A_{RMS}
$I_{IN\ MAX}$	Maximum permanent input current	30	A_{DC}
$V_{OUT\ MAX}$	Maximum output voltage	400	V_{AC}
$V_{BUS\ MAX}$	Maximum DC bus voltage	750	V_{DC}
f_{OUT}	Maximum inverter output frequency	500	Hz
f_{SW}	Maximum switching frequency	50	kHz

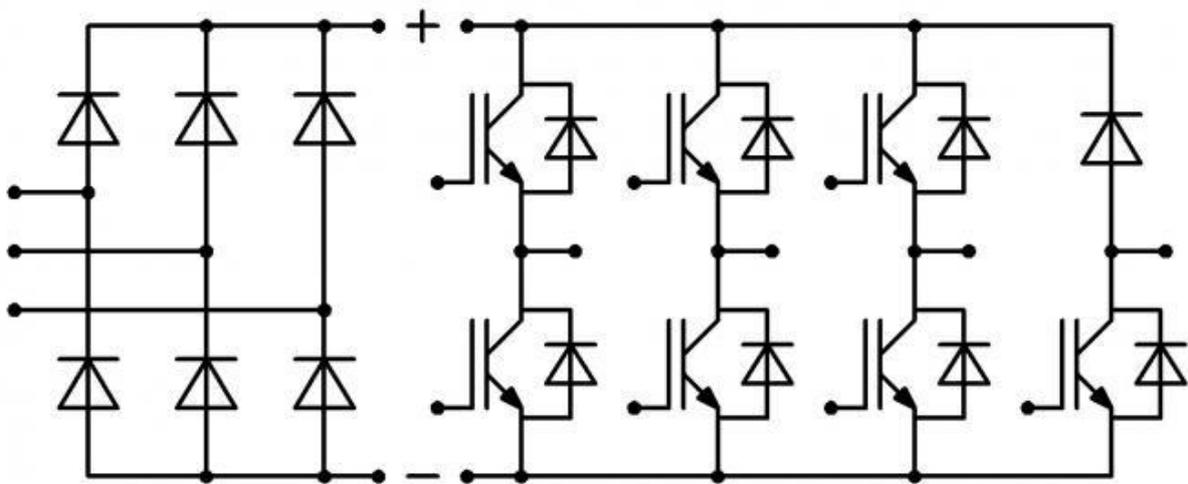


Figure C.4 : Convertisseur Semiteach.

La mise en œuvre expérimentale a été réalisée à l'aide de dSpace 1104, une interface entrée-sortie (E/S) entre l'électronique de puissance et la partie logicielle qui est MATLAB/Simulink/ControlDesk [Dsp12]. Pour chaque période d'échantillonnage, la carte dS1104 reçoit les signaux d'entrée des capteurs (courants, tensions des ports ADC et vitesse du codeur par les ports INC) et génère les signaux de commande numériques. Ces signaux sont fournis par le programme MATLAB/Simulink avec une interface en temps réel (RTI), où les ports E/S de dS1104 sont accessibles dans la bibliothèque de Simulink.



Figure C.5 : dSpace 1104.

Elle est équipée principalement de 8 entrées ADC convertissent les signaux analogiques aux signaux numériques (4 en 16 bits, 4 en 12 bits), 8 sorties DAC convertissent les signaux numériques aux signaux analogiques de 16 bits pouvant fournir une tension analogique entre 10V et +10V, 2 entrées pour codeurs incrémentaux, 20 entrées/sorties numériques, des entrées/sorties (TMS320F240), une sortie PWM (MLI) et 3 temporisateurs indépendants de 32 bits.

Un amplificateur de tension 5V/15V (voir figure C.6) est utilisé pour amplifier les signaux PWM sortant de l'interface dSpace qui ont une tension de 5V. Cet amplificateur est utilisé car pour commander les IGBT du convertisseur Semiteach il faut des signaux de commande à une tension entre 12 et 15V.

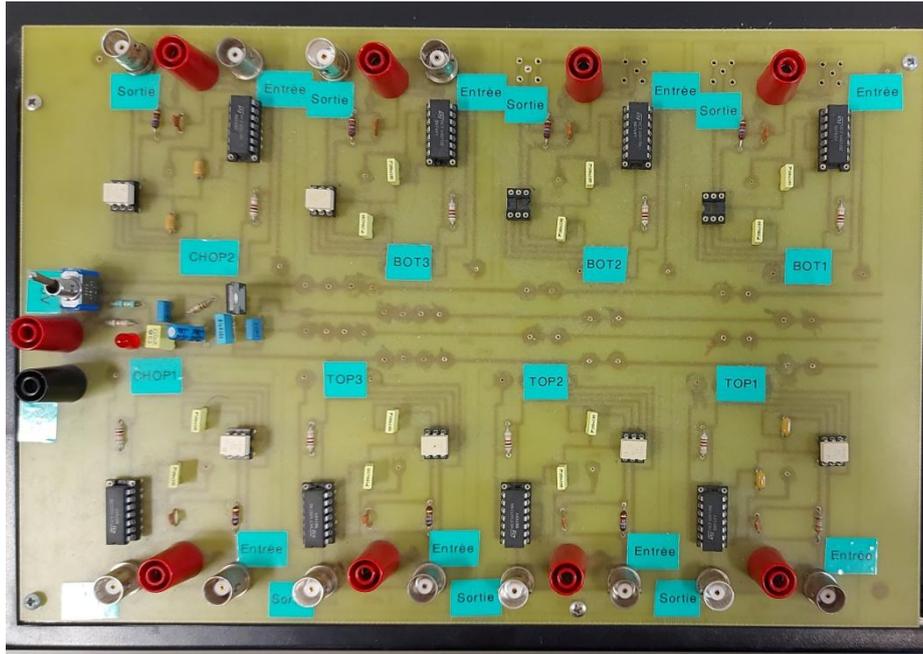


Figure C.6 : Amplificateur 5-15V.

Les mesures de température ont été prises en utilisant un GRAPHTEC GL840 montré à la figure C.7 qui dispose de 20 voies d'entrées analogiques. La sauvegarde des données a été effectuée en ligne sur un PC avec une liaison USB avec le GRAPHTEC, sous forme d'un fichier Excel, en utilisant la fonction mode USB drive qui permet de transférer les données vers le PC.



Figure C.7 : GRAPHTEC GL840.