

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THÈSE DE DOCTORAT TROISIÈME CYCLE (LMD)

FILIÈRE : ELECTROTECHNIQUE

SPÉCIALITÉ DE DOCTORAT : Modélisation et conception des Systèmes
Électromagnétiques

OUAMARA Dehbia

**Diagnostic et commande tolérante aux défauts d'une chaîne de
traction d'un véhicule électrique**

Soutenue publiquement le 28/04/2024

Devant le jury composé de :

M. RACHEK M'hemed	Président	Professeur	UMMTO
M. MAIDI Ahmed	Directeur de thèse	Professeur	UMMTO
M. BOUKHNIFER Moussa	Co-directeur de thèse	HDR	Université de Lorraine
M. MELLAH Rabah	Examineur	Professeur	UMMTO
M. KOUADRI Abdelmalek	Examineur	Professeur	Université de Boumerdes
M. CHAIBET Ahmed	Invité	HDR	Université de Bourgogne

Remerciements

En premier lieu, je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur M'Hamed RACHEK Professeur à l'Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, Monsieur Omar MELLAH Professeur à l'Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou et Monsieur Abdelmalek KOUADRI Professeur à l'Université M'Hamed Bougara de Boumerdès, qui m'ont fait l'honneur d'être membres de mon jury de ma thèse. Je suis ravie qu'ils aient pu se libérer de leurs missions et me faire l'honneur d'être mon jury de thèse et d'accepter de valoriser mon travail. Je tiens également à remercier Monsieur Ahmed CHAIBET Maître de conférences à l'Université de Bourgogne qui m'a fait l'honneur d'accepter notre invitation.

Je présente mes remerciements à mon directeur de thèse M. Ahmed MAIDI, Professeur à l'Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, qui m'a accompagné et encadré tout au cours de ce travail de thèse et qui m'a apporté ses conseils avisés. Je tiens aussi à le remercier pour sa bienveillance, sa disponibilité et pour les encouragements qu'il m'a apportés.

Je tiens à remercier chaleureusement le personnel du Laboratoire de Conception, Optimisation et Modélisation des Systèmes de l'Université de Lorraine, pour m'avoir si chaleureusement accueillie durant mes séjours scientifiques, tant sur le plan professionnel que personnel, en particulier, mon Co-directeur de thèse M. Moussa BOUKHNIFER Professeur à l'Université de Lorraine. Ces travaux de thèse sont le reflet d'une collaboration de plus de quatre ans avec lui au Laboratoire LCOMS. C'est grâce à lui que j'ai pu combiner avec succès la recherche théorique et la modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique au long de ma thèse. Je le remercie pour son accompagnement, ses conseils pertinents et ses encouragements pour mener à bien ce travail.

Je tiens à exprimer ma gratitude à M. Ahmed CHAIBET, pour les réunions de travail qu'il a eu avec nous (M. MAIDI, M. BOUKHNIFER et moi même), et dont les thématiques de travail ont inspiré cette thèse. Je le remercie également pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et pour les échanges, les conseils et la flexibilité qu'il m'a accordés en réponse à mes différentes sollicitations.

Un remerciement particulier à tous les doctorants, post-doctorants et stagiaires que j'ai rencontré en Algérie et au cours de mes séjours en France et en Corée du Sud.

Je remercie également tout le personnel de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ainsi que de la Faculté de Génie Électrique et d'Informatique, du Département Électrotechnique et les membres de notre équipe de laboratoire.

Dédicaces

Je dédie cette thèse à ma famille, à mon mari et à ma très chère Alice.

Résumé :

Le marché mondial de l'automobile est en pleine mutation pour deux raisons principales. La première est la diminution des réserves de combustibles fossiles et la seconde est la prise de conscience de l'impact des émissions de gaz sur le réchauffement de la planète. Le recours à l'électrification des véhicules représente donc un enjeu clé pour atteindre ces ambitions. Diverses activités de recherche ont été entreprises dans ce contexte, au cours des dernières années, dans le but de développer de nouvelles architectures de diagnostic qui améliorent la fiabilité des technologies existantes tout en veillant à respecter les contraintes de coût, d'efficacité et de sécurité. Dans ce cadre, l'objectif de cette thèse est de développer et de proposer plusieurs techniques de diagnostic de défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique, en traitant le défaut capteur de courant et le défaut court-circuit entre spires.

Le défaut capteur de courant a été résolu via une technique de diagnostic basée sur un modèle mathématique du véhicule électrique afin de détecter et de localiser le capteur de courant défectueux sur l'une des phases du stator de la machine asynchrone.

Le défaut court-circuit entre spires de l'enroulement du stator de la MAS utilisé dans les applications EV a été traité en combinant le filtre de Kalman étendu et des techniques de traitement de signal avancées. Cela permet d'identifier la phase défectueuse et d'estimer le taux de court-circuit et les caractéristiques fréquentielles des défauts, ainsi que leur temps d'apparition.

Mots-clés : Véhicule électrique, diagnostic de défauts, machine asynchrone, filtre de Kalman étendu, transformée de Fourier rapide, transformée de Fourier à court terme, défaut court-circuit.

Abstract :

The global automotive market is undergoing radical change for two main reasons. The first is the depletion of fossil fuel reserves and the second is the growing awareness of the impact of gas emissions on global warming. In this context, several research activities have been carried out, in recent years, with the aim of developing new diagnostic architectures that improve the reliability of existing technologies, while taking into account the constraints of cost, efficiency and safety. The aim of this thesis is to develop and propose one or more techniques for diagnosing faults in the powertrain of an electric vehicle, by dealing with the current sensor fault and the short-circuit fault between windings.

The current sensor fault has been solved, using a diagnostic technique based on a mathematical model of the electric vehicle to detect and locate the faulty current sensor on one of the stator phases of the asynchronous machine. The short-circuit fault between turns of the stator winding of the MAS, used in EV applications, has been treated by combining the extended Kalman filter and advanced signal processing techniques. This makes it possible to identify the faulty phase and to estimate the rate and frequency characteristics of the faults, as well as their time of occurrence.

Key words : Electric vehicle, fault diagnosis, asynchronous machine, extended Kalman filter, fast Fourier transform, short-Time Fourier Transform, short-circuit fault.

Nomenclature

(a, b, c)	Indices du repère triphasé (abc)
(d, q)	Indices du référentiel tournant (dq)
(α, β)	Indices du référentiel fixe (α, β)
Ω^*	Vitesse mécanique de référence [rad/s]
Ω	Vitesse mécanique de la machine [rad/s]
C_{em}^*	Couple électromagnétique de référence [N.m]
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m]
C_r	Couple de charge [N.m]
C_r	Couple de charge [N.m]
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
ω_n	Pulsation propre
θ_s	Pulsation propre
θ_r	Pulsation propre
θ_s	Pulsation propre
θ_{cck}	Angle entre le bobinage défectueux et le bobinage du premier axe de la phase du stator
p	Nombre de paires de pôles
τ_s	Constante du temps statorique
τ_r	Constante du temps rotorique
T_e	période d'échantillonnage
L_s	Inductance propre statorique [H]
L_r	Inductance propre rotorique [H]
M_{sr}	Inductance mutuelle stator et rotor [H]
R_s	Résistance statorique [Ω]
R_r	Résistance rotorique [Ω]
J	Inertie de la machine [kg.m ²]
μ	Coefficient de frottement visqueux [H]
h	Coefficient d'amortissement
K_i	Gain proportionnel de régulateur PI
K_i	Gain intégral de régulateur PI
N_{cc}	Nombre de spires en court-circuit
N	Nombre totale de spires sur une phase

Abréviations

C_{O_2}	Dioxyde du carbone
VE	Véhicule électrique
HEV	Hybrid Electric Vehicle
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MSRV	Machine synchrone à réluctance variable
MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
AFTC	Active Fault Tolerant Control
PI	Proportionnel Integral
FDI	Fault Detection and isolation
EKF	Extended Kalman Filter
MSRV	Machine Synchrone à reluctance variable
BV	Boite de vitesse
CEI	Commission Electrotechnique International
NEMA	National Electrical Manufactrurers International
MSRB	Machine Synchrone à Rotor bobiné
PMC	Perceptron Multi Couches
RBF	Réseau de neurone de Fonction à base Radiale
IGBT	Insulated Gate-Bipolar Transistor
DTC	Direct Torque Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
LQE	Linear Quadratic Estimation
ITSC	Inter Turn Short Circuit
FFT	Fast Fourier Transform
STFT	Short Time Fourier Transform
DMF	Demagnetisation Fault

Table des matières

Introduction générale	1
1 État de l'art sur les techniques de diagnostic de la chaîne de traction électrique	5
1.1 Introduction	5
1.2 Historique de l'électrification du véhicule	5
1.2.1 Chaîne de traction électrique	9
1.3 Types de tractions électriques	10
1.3.1 Véhicules tout électrique	10
1.3.1.1 Moteurs mono électrique	10
1.3.1.2 Traction avec boîte de vitesse	10
1.3.1.3 Traction avec réducteur fixe	11
1.3.1.4 Traction avec deux moto-réducteur répartis	11
1.3.1.5 Traction avec moteurs intégrés dans la roue	12
1.3.2 Véhicule hybride	12
1.3.2.1 Véhicule Micro hybride	13
1.3.2.2 Véhicule Mild hybride	14
1.3.2.3 Véhicule Full-hybride	14
1.4 Choix de la machine asynchrone	17
1.4.1 Machines à courants continu	18
1.4.2 Machines asynchrones	18
1.4.3 Machines synchrones	19
1.5 Défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique	22
1.5.1 Défaut du convertisseur de puissance	22
1.5.2 Défaut capteur	23
1.5.3 Défauts moteurs électrique	23
1.5.4 Défauts de sources d'énergie	23
1.6 Techniques de détection et de diagnostic des défauts	24

1.7	Techniques de diagnostic	26
1.7.1	Techniques de diagnostic quantitative	26
1.7.1.1	Approche basée sur l'observateur	27
1.7.2	Diagnostic par l'approche de l'espace de parité	28
1.7.2.1	Redondance statique :	28
1.7.2.2	Redondance dynamique :	28
1.7.3	Techniques de diagnostic qualitative	29
1.7.3.1	Diagnostic par la logique floue	29
1.7.3.2	Diagnostic basée sur les réseaux de neurones	29
1.7.3.3	Diagnostic par reconnaissance de forme	31
1.8	Étude comparative entre les approches quantitative et qualitative	31
1.9	Conclusion	33
2	Modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique	34
2.1	Introduction	34
2.2	Modélisation de la chaîne de traction du véhicule électrique	34
2.2.1	Modélisation de la MLI et de l'onduleur de tension	35
2.2.1.1	Technique de modulation <i>sinus triangle</i>	37
2.2.2	Modélisation de la machine asynchrone	37
2.3	Commande vectorielle	40
2.3.1	Commande vectorielle indirecte	41
2.3.2	Commande vectorielle directe	42
2.4	Découplage par compensation	43
2.5	Régulation et asservissement	45
2.5.1	Régulateur PI de vitesse	45
2.5.2	Régulateur PI de couple	46
2.6	Régulateur PI du flux	47
2.7	Résultats de simulation	48
2.8	Conclusion	51
3	Détection et localisation du défaut capteur du courant	52
3.1	Introduction	52
3.2	Méthodes de diagnostic de défauts à base du modèle mathématique	53
3.3	Génération du résidu	53
3.4	Filtre de Kalman	55
3.4.1	Filtre de Kalman Étendu	55
3.4.2	Mise en équation de la machine asynchrone	55

3.5	Technique de détection et d'isolation du défaut	59
3.5.1	Simulation de la machine en présence des défauts additif et multiplicatif	59
3.6	Approche proposée pour la détection et l'isolation du défaut capteur de courant	62
3.7	Résultats de simulation	63
3.8	Conclusion	65
4	Diagnostic du défaut ITSC dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique	66
4.1	Introduction	66
4.2	Diagnostic de défauts par les techniques de traitement de signal	67
4.3	Modélisation de la machine asynchrone en présence du défaut court-circuit entre spires	68
4.3.1	Types de défauts court-circuit	68
4.3.1.1	Défaut court-circuit entre phases	69
4.3.1.2	Défaut court-circuit entre deux enroulements	69
4.3.1.3	Court-circuit entre spires	69
4.3.2	Modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut court-circuit entre spires	70
4.4	Analyse de l'impact du court-circuit sur la machine asynchrone	72
4.4.1	Extraction de signature de défaut sur les courants en utilisant la FFT	74
4.4.1.1	Application de la FFT sur les courants du stator	74
4.4.1.2	Résultat de simulation	74
4.5	Diagnostic du INTC en utilisant le filtre de Kalman étendu et la FFT	76
4.5.1	Application de la FFT pour le traitement des résidus	77
4.6	Méthode du diagnostic du défaut court-circuit par l'analyse spectrale STFT	80
4.6.1	STFT	80
4.6.2	Analyse de résultats	82
4.7	Conclusion	84
	Conclusion générale et Perspectives	86

Table des figures

1.1	Émission de gaz à effet de serre dans le monde par secteur [18].	6
1.2	Émission de gaz à effet de serre en Europe par secteur [18].	6
1.3	Parc de voitures à batterie électrique et de voitures hybrides rechargeables dans le monde de 2005 à 2022 (en milliers) [19].	8
1.4	Chaîne de traction d'un véhicule électrique.	9
1.5	Exemple de tractions mono moteur cas tout électrique [22, 23].	11
1.6	Exemple de tractions multimoteur cas tout électrique [6, 22].	12
1.7	Exemple de moteur intégré dans la roue [24].	13
1.8	Classification de différentes topologies de la chaîne de traction.	14
1.9	Schéma de la configuration full hybride série.	16
1.10	Schéma de la configuration full hybride parallèle [6, 22].	17
1.11	Classification des défauts dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique.	22
1.12	Organigramme de différentes étapes de diagnostic.	25
1.13	Classification des méthodes de diagnostic.	26
1.14	Principe de diagnostic à base de modèle par génération de résidus [22]. . . .	27
1.15	Génération de résidus à base d'observateur.	28
1.16	Diagnostic du défaut basé sur une approche floue [57].	30
1.17	Structure d'un réseau de neurone.	31
1.18	Exemple de distribution de classes dans un exemple paramétrique [51]. . . .	32
2.1	Schéma d'un onduleur de tension associé à la machine asynchrone.	35
2.2	Onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.	37
2.3	Les différents repères dans le plan électrique.	39
2.4	Schéma de la commande vectorielle à orientation du flux indirecte du MAS. .	41
2.5	Schéma de la commande vectorielle directe pour la commande de la machine asynchrone.	43
2.6	Modèle de la machine asynchrone.	44
2.7	Schéma du découplage par compensation.	45

2.8	Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.	46
2.9	Synoptique de la boucle de régulation du couple.	47
2.10	Synoptique de la boucle de régulation du flux.	48
2.11	Profil de la vitesse.	49
2.12	Évolutions temporelles des courants statoriques.	49
2.13	Évolution du couple C_{em}	50
2.14	Évolution du flux φ_r	50
3.1	Schéma de diagnostic par génération de résidu.	54
3.2	Résultat de simulation du filtre de Kalman étendu.	59
3.3	Effet de différents types de défauts capteur sur les mesures : (a) Défaut additif (Offset) (b) Défaut multiplicatif (Gain) [106].	60
3.4	Résultats de simulation de la machine asynchrone en présence du défaut off set sur la phase a	61
3.5	Résultats de simulation de la machine asynchrone en présence du défaut gain sur la phase a	61
3.6	Schéma de diagnostic de capteur de courant par génération de résidu.	62
3.7	Schéma de contrôle du signal généré par les résidus.	62
3.8	Résultats FDI en présence de défaut offset sur la phase a	63
3.9	Résultats FDI en présence de défaut off set sur la phase b	64
3.10	Résultats FDI en présence de défaut gain sur la phase a	64
3.11	Résultats FDI en présence de défaut gain sur la phase b	65
4.1	Schéma de différents types de court-circuit dans les phases statoriques.	68
4.2	Schéma du défaut court-circuit entre spires dans le stator d'un moteur à induction [126].	70
4.3	Résultat de simulation du moteur à induction en mode sain et en présence de court-circuit entre spires sur la phase a (10%).	73
4.4	Zoom sur la vitesse	73
4.5	Spectre d'amplitude des courants statoriques en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas sans charge.	75
4.6	Résultats de simulation des résidus dans le cas sain et en présence de défaut court-circuit.	77
4.7	Schéma de génération du signal résiduel et schéma FDI.	77
4.8	Spectre d'amplitude des résidus en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas sans charge.	78

4.9	Spectre d'amplitude de résidus en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas avec charge.	79
4.10	Représentation de la FFT et STFT dans le domaine temporelle et fréquentielle.	81
4.11	Spectrogramme STFT du résidu R_a dans le cas sain du moteur.	83
4.12	Spectrogramme STFT du résidu R_a dans le cas sain et dans le cas défectueux du moteur.	83
4.13	Spectrogramme du résidu R_a du moteur défectueux (10%).	84

Liste des tableaux

- 1.1 Classement des pays selon le nombre de véhicules électriques vendus en 2022 [20]. 8
- 1.2 Avantages et inconvénients de différentes machine synchrone. 20
- 1.3 Comparatif des technologies moteurs électriques [32, 33]. 21

- 2.1 Paramètres du régulateur de vitesse. 46

- 3.1 Table de signatures de défauts. 63

Introduction générale

Suite à l'Accord de Paris qui concerne l'atténuation au réchauffement climatique et la volonté des pays d'atteindre la neutralité climatique dans la seconde moitié du 21^e siècle ont conduit à des changements significatifs. L'un de ces changements réside dans certaines ambitions telles que la réduction des émissions de gaz à effet de serre (GES), des émissions de dioxyde de carbone (CO₂), de la consommation de carburant et d'autres polluants, ainsi que la diversification des sources d'énergie utilisées [1–3]. La technologie des véhicules électriques (VEs) est l'une des solutions prometteuses pour réaliser certaines de ces ambitions. En effet, des efforts sont en cours dans un certain nombre de pays pour augmenter le nombre de VEs afin de parvenir à la dé-carbonisation du secteur des transports [4, 5].

Au cours des deux dernières décennies, de nombreuses activités de recherche se sont concentrées sur les véhicules électriques hybrides (HEV) et les véhicules électriques (EV), dans le but de développer de nouvelles architectures qui améliorent les performances des technologies automobiles existantes tout en respectant les contraintes de coût, d'efficacité, de fiabilité et de sécurité. Le progrès des VEs est lié à leur groupe motopropulseur électrique, composé d'une source d'énergie, d'un convertisseur de puissance et d'une machine électrique, à savoir la machine asynchrone (MAS), la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) et la machine à réluctance variable (MRV)...etc [6].

En pratique, plusieurs défauts peuvent affecter la chaîne de traction, tels que le défaut système, le défaut actionneur et le défaut capteur [7]. Par ailleurs, les contraintes de fonctionnement, le vieillissement des composants et l'usure mécanique [8] peuvent entraîner aussi des anomalies indésirables dans les chaînes de traction des véhicules électriques [9]. Ces anomalies peuvent être marginales au départ, mais leur sévérité peut progressivement s'accroître et causer des problèmes importants de performance et d'efficacité. Une panne subite et critique peut même entraîner un arrêt du fonctionnement des systèmes du véhicule électrique, ce qui entraîne de graves risques pour la sûreté. Il est donc nécessaire de disposer d'un moyen de diagnostic de défaut en temps réel adapté aux différents modes de fonctionnement et qui

identifie de manière précise les divers défauts susceptibles de se produire afin de veiller à la sécurité du conducteur et du véhicule électrique [9].

Le concept de diagnostic des défauts, inclus dans les exigences de sécurité fonctionnelle du secteur automobile, est élaboré pour permettre de rechercher et localiser les éléments présentant des défauts dans le système, d'en déterminer la nature et de fournir une base pour la mise en œuvre d'une éventuelle commande appropriée. Aujourd'hui, la demande d'une sécurité et d'un confort accrus augmente en prix et en complexité. La fiabilité est donc un facteur critique, un différenciateur clé pour un fonctionnement continu avec des performances acceptables, et représente aussi un indicateur fort de compétitivité.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressé en particulier à l'étude du défaut court-circuit entre spires de l'enroulement du stator. Plusieurs études antérieures [10, 11] se sont concentrées sur les défauts court circuits dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique à l'aide de différentes méthodes, et ont démontré d'excellents et remarquables résultats pour les applications EV [12, 13]. Cependant, il y a peu de considérations sur le taux et la fréquence des défauts ainsi que leur temps d'apparition.

La contribution de cette thèse repose sur deux objectifs principaux :

1. Le problème de la détection du défaut capteur de courant a été résolu via une technique de diagnostic basée sur le modèle du système du véhicule électrique. L'objectif est de détecter et de localiser le capteur de courant défectueux sur l'une des phases du stator de la machine asynchrone considérée utilisée dans cette étude.
2. Le problème de la détection du défaut court-circuit entre spires de l'enroulement du stator de la MAS, utilisée dans les applications EV, a été résolu en combinant le filtre de Kalman étendu [14], basé sur le modèle mathématique du VE, et des techniques de traitement de signal avancées. La technique proposée permet d'identifier la phase défectueuse et d'estimer le taux et les caractéristiques fréquentiels des défauts, ainsi que leur temps d'apparition.

Le contenu de la thèse est réparti en quatre chapitres, dont les différents points sont les suivants :

Le **premier** chapitre est consacré à l'état de l'art. Dans la première partie, nous présentons un historique des véhicules électriques et leurs évolutions depuis leurs apparitions,

tout en présentant les différents types de traction électrique proposés comme solution aux enjeux économiques et environnementaux. On met, notamment, en évidence le choix de la MAS dans l'application du véhicule électrique. Dans la deuxième partie du chapitre, nous nous intéressons aux différents défauts qui peuvent affecter les composants de la chaîne de traction. A la fin de cette partie, nous présentons une synthèse de différentes méthodes de diagnostic, proposées dans la littérature, pour la détection des défauts y remédier.

Le **deuxième** chapitre porte sur la modélisation de la chaîne de traction du VE. Le modèle de l'onduleur de tension contrôlé par la commande Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) est présenté. On présente également le modèle mathématique de la machine asynchrone. Ces modèles ont été pris comme référence dans la plupart des travaux de recherche dans la littérature [15][16]. Ensuite, une conception de la commande vectorielle à orientation du flux basée sur des régulateurs PI a été utilisée. A la fin du chapitre, des résultats de simulation sont présentés afin de démontrer l'efficacité de cette commande pour contrôler la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

Le **troisième** chapitre a pour objectif de proposer une technique de détection et de localisation des défauts capteur de courant (additif et multiplicatif) susceptible d'affecter la chaîne de traction asynchrone. Vu que le capteur de courant est un élément indispensable pour l'acquisition de données pour la stratégie de commande relative au système de traction. Tout défaut affectant le capteur nuira à la fiabilité de la commande, notamment au fonctionnement du système. L'approche FDI développée pour y remédier se base sur la génération des résidus obtenus à partir de la comparaison entre les signaux de courants statoriques issus de la machine asynchrone et les courants estimés par le filtre de Kalman étendus. Un traitement des résidus des courants s'effectue en les comparant à un seuil bien défini afin de détecter la présence et la localisation du capteur défectueux à l'aide de la table de signature résiduelle appropriée.

Le **quatrième** chapitre vise à développer une nouvelle méthodologie de diagnostic du défaut court-circuit entre spires d'une machine asynchrone. Tout au long du cycle de vie du moteur électrique, certains types de défauts peuvent survenir, le défaut du bobinage du stator étant le plus courant et peut conduire à la défaillance complète du moteur. L'impact de ce défaut doit être pris en compte dès le début car il peut affecter les performances du moteur, en particulier pour les applications EV. La méthode de diagnostic développée du défaut court-circuit entre spires dans le bobinage statorique consiste à traiter les résidus entre les courants réels et les courants estimés par le Filtre de Kalman étendu, en utilisant des

approches de traitements de signal avancés (transformée de Fourier rapide et la transformée de Fourier à court-terme).

L'étude et les perspectives de recherche sont présentées dans la conclusion générale.

Chapitre 1

État de l'art sur les techniques de diagnostic de la chaîne de traction électrique

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons rappeler les types de chaînes de traction d'un véhicule électrique, ainsi que les différentes topologies des modèles de constructeurs automobile en mettant l'accent sur le choix du type de motorisation. Ensuite, nous discuterons les types de défauts qui peuvent apparaître dans la chaîne de traction. Enfin, nous présenterons un état de l'art sur les techniques de diagnostic de défauts afin de positionner notre travail et de justifier les axes que nous avons choisis à explorer.

1.2 Historique de l'électrification du véhicule

Le premier véhicule électrique a été conçu en 1834 par l'américain Thomas Davenport, mais ce véhicule fonctionnait sur une batterie non rechargeable et pouvait parcourir uniquement de court trajet [17]. En 1881, Gustave Trouvé, fabriquait le premier véhicule électrique alimenté par une batterie secondaire, en 1884, le britannique Thomas Parker a réalisé une voiture électrique qui est la première de l'histoire. Depuis ce temps, la traction électrique s'est imposée dans toutes les industries (automobile, ferroviaire, aéronautique, navale, etc.)

Aujourd'hui, les concepteurs et les chercheurs travaillent sans cesse à l'amélioration des tractions du véhicule en favorisant la traction électrique tout en respectant les normes euro-

péennes sur les émissions de Gaz à Effet de Serre (GES) [18].

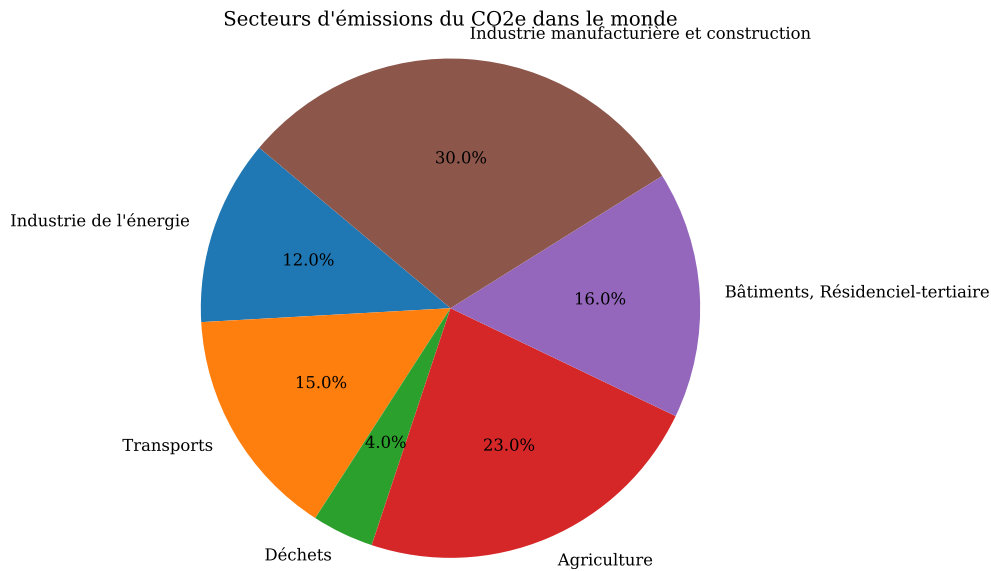


FIGURE 1.1 – Émission de gaz à effet de serre dans le monde par secteur [18].

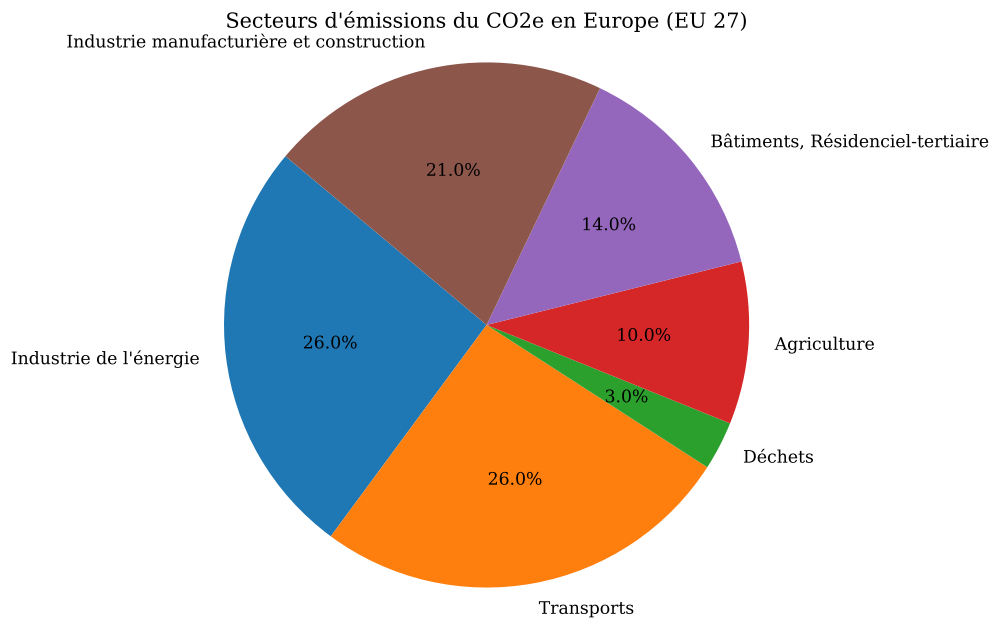


FIGURE 1.2 – Émission de gaz à effet de serre en Europe par secteur [18].

Les véhicules équipés de moteurs à combustion interne se sont développés rapidement à partir de 1930 grâce à la découverte des combustibles fossiles et à leur efficacité. Malgré ces avantages, ils présentent un certain nombre d'inconvénients : émissions de gaz à effet de serre, pollution atmosphérique, faible rendement et dépendance à l'égard des combustibles

fossiles, qui risquent de s'épuiser [18]. Les Figures 1.1 et 1.2 illustrent respectivement les secteurs d'émissions du CO₂ dans le monde et en Europe. Selon les statistiques fournies par [18], le secteur de transport représente 15% d'émissions de gaz à effet de serre dans le monde. Tandis qu'en Europe, il occupe la première place avec le secteur industrie de l'énergie, avec un taux de 26%. Cela a incité les constructeurs automobiles à chercher une autre alternative, tout en rendant le véhicule plus économique en carburant et moins polluant, en remplaçant le moteur à combustion interne par un moteur 100 % électrique. En effet, les véhicules tout électriques peuvent être une solution car ils offrent un certain nombre d'avantages, tels que :

- ils sont plus légers,
- leur rendement est bon,
- ne produisent pas aucune émission pendant leur utilisation,
- ils sont silencieux,
- ils offrent l'opportunité d'être alimentés par l'énergie électrique récupérable par le freinage électrique (ce qui le rend réversible),
- leur conception est simple.

Au cours des dernières années, la demande du véhicule 100% électrique ne cesse d'augmenter à travers le monde notamment en Europe. La Figure 1.3 représente le stock de voitures électriques dans le monde de 2005 à 2022 [19]. On peut constater que le nombre de voitures électriques dans le monde a augmenté sur cette période, s'élevant à près de 26 millions de voitures électriques en 2022. Aujourd'hui, une voiture vendue sur sept est un véhicule électrique. À ce rythme, les voitures électriques représentent 18% des ventes de voitures dans le monde en 2023 [20]. Le nombre de véhicules électriques vendus dans le monde atteint 7,66 millions d'unités en 2022. La Chine accapare près de 65,73% des ventes avec 5,03 millions d'unités vendues. Au cours de la même période, l'Europe a vendu 1,57 millions VE alors que les États-Unis se sont limités à 733 346 VE.

A l'horizon 2030, les véhicules électriques légers devraient représenter 50% des ventes du marché automobile. Toutefois, l'industrie automobile pourrait faire face à une pénurie de lithium, matériau essentiel pour la fabrication des batteries. En 2021, l'investissement mondial dans des moyens de transport électriques représente 36% de celui réservé à l'ensemble de la transition énergétique. Dans certains pays comme l'Allemagne et le Royaume Uni ce taux dépasse 50%.

Le Tableau 1.1 présente le classement des pays selon le nombre de véhicules électriques vendus en 2022 [20].

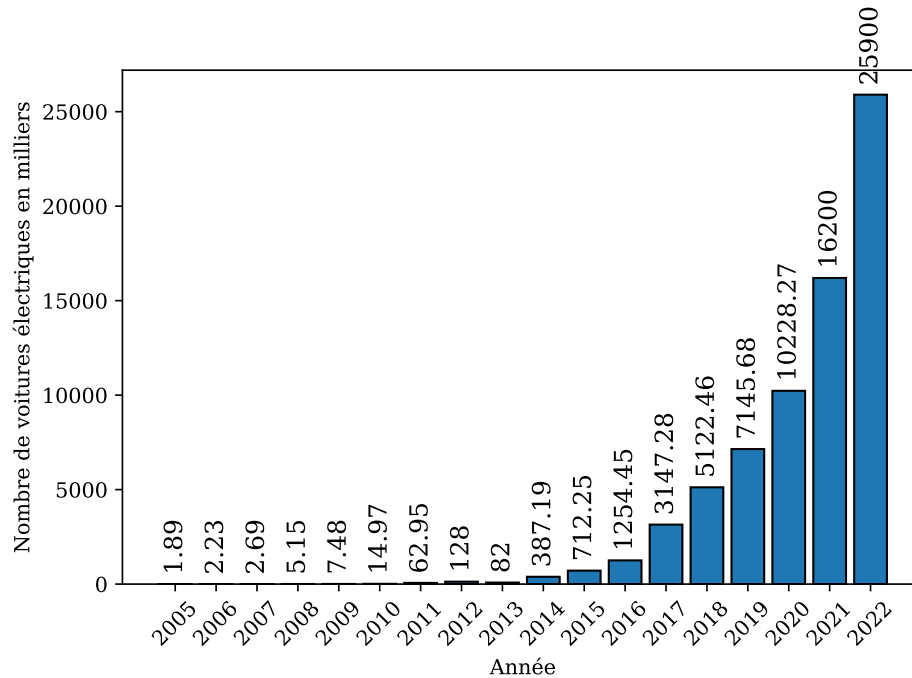


FIGURE 1.3 – Parc de voitures à batterie électrique et de voitures hybrides rechargeables dans le monde de 2005 à 2022 (en milliers) [19].

Rang	Pays	VEs vendues en 2022	Parts de marché mondial
1	Chine	5 033 000	65,73 %
2	États-Unis	733 346	9,58 %
3	Allemagne	470 559	6,15 %
4	Royaume-Uni	267 203	3,49 %
5	France	219 755	2,87 %
6	Norvège	138 292	1,81 %
7	Canada (2020)	97 133	1,27 %
8	Suède	94 984	1,24 %
9	Pays-Bas	73 394	0,96 %
10	Italie	49 536	0,65 %
Total monde		7 657 277	100,00 %

TABLE 1.1 – Classement des pays selon le nombre de véhicules électriques vendus en 2022 [20].

1.2.1 Chaîne de traction électrique

La chaîne de traction électrique est l'ensemble des éléments utilisés dans un VE depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique. Le schéma simplifié de la chaîne de traction est présenté par la Figure 1.4. Elle se compose de trois parties essentielles [21] partie source d'énergie, convertisseur de puissance et traction électrique.

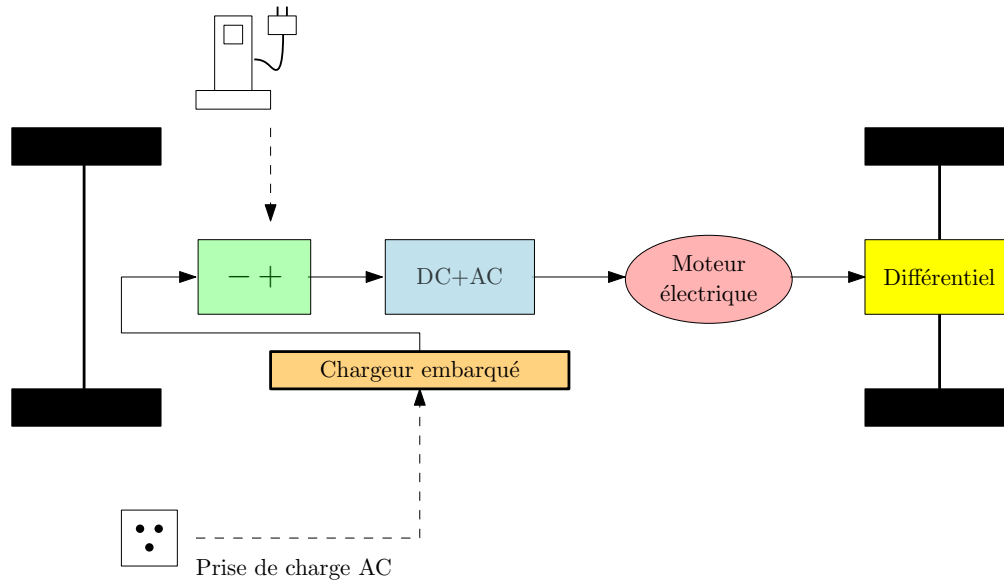


FIGURE 1.4 – Chaîne de traction d'un véhicule électrique.

- Partie source d'énergie : elle peut-être une batterie à haute tension ou source hybride comme une pile à combustible et une batterie.
- Partie convertisseur statique : un convertisseur DC/DC permet de recharger la batterie. Un convertisseur DC/AC, qui est l'interface entre la partie source et la partie électromécanique, il assure la commande du moteur en traction ou en régénération (freinage) à partir des paramètres de divers capteurs, y compris les pédales d'accélération et de frein, ce qui permettra d'accélérer ou de freiner le moteur.
- Partie traction électrique : elle se compose d'une ou plusieurs machines électriques, il existe plusieurs types de machine parmi lesquelles, on peut citer : machine à induction (IM), machine synchrone à réluctance variable (MSRV), machine synchrone à aimant permanent et machine à courant continu. Plus de détails sur ces types de machine seront présentés dans la section suivante.

1.3 Types de tractions électriques

Les véhicules à traction électrique sont divisés en deux grandes classes selon l'énergie embarquée à bord : les véhicules tout électriques et les véhicules électriques hybrides.

1.3.1 Véhicules tout électrique

Il existe plusieurs configurations de VE en fonction du nombre de moteurs électriques et de la technologie des transmissions mécaniques utilisée. On peut distinguer les solutions suivantes [22, 23] :

1.3.1.1 Moteurs mono électrique

La transmission de puissance électrique permet de transférer l'énergie de la source d'énergie au roues motrices et d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. Le choix de la solution de transmission dépend du compromis (couple de démarrage et vitesse maximale) selon les conditions de fonctionnement suivant :

- Assurer un couple maximal en phase de démarrage surtout pour les démarrages en côte, et pour une route en pente maximale où le couple du moteur électrique doit être au moins égal au couple résistant.
- Sur une route plate, obtenir une vitesse maximale pour la puissance maximale du moteur électrique à sa vitesse de rotation maximale.
- Optimiser la consommation d'énergie tout en garantissant un bon rendement à différentes vitesses.

La Figure 1.5 montre deux configurations de transmission mécanique différentes pour la motorisation 100% électrique mono moteur.

1.3.1.2 Traction avec boîte de vitesse

Le choix d'une solution basée sur la boîte de vitesse (BV) permet d'utiliser un moteur avec un couple plus faible et donc plus léger pour une vitesse maximale donnée au prix de certains inconvénients à savoir :

- Complexité de la commande par levier de vitesse,
- Nécessite d'un embrayage avec sa commande,
- Encombrement et fiabilité réduite de l'ensemble embrayage, BV et sa commande,

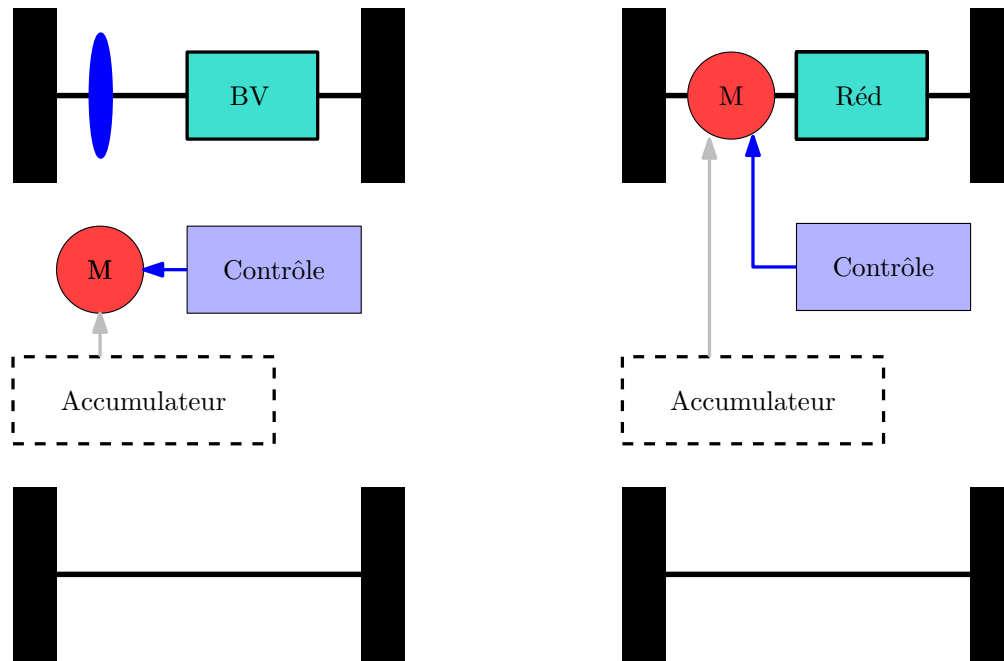


FIGURE 1.5 – Exemple de tractions mono moteur cas tout électrique [22, 23].

— Prix élevé.

1.3.1.3 Traction avec réducteur fixe

L'élimination de la boîte de vitesse oblige le constructeur à utiliser un moteur plus lourd, encombrant et coûteux (le couple est une grandeur très dimensionnelle). Pour éviter cela, on opte en générale pour une solution à base de motoréducteur. Ce qui permettra de séparer la vitesse des roues avec celle du moteur disposant ainsi d'un moteur qui tourne plus vite, et donc avec moins de couple. Le couple maximal censé être délivré par ce type de moteur est supérieur à celui délivré par un moteur associé à une BV. De plus, avec un rapport de réduction m , la puissance maximale disponible est très supérieure à la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre sa vitesse maximale.

1.3.1.4 Traction avec deux moto-réducteur répartis

Dans cette configuration, les deux moteurs sont montés à l'essieu avant et arrière donc suspendus et la puissance est transmise sur les roues à travers des cardans. Ils sont associés à un réducteur fixe afin d'accroître le couple massique. Avec une telle solution, la conduite du véhicule est plus facile vu que la suspension permet d'isoler les roues de la masse du moteur.

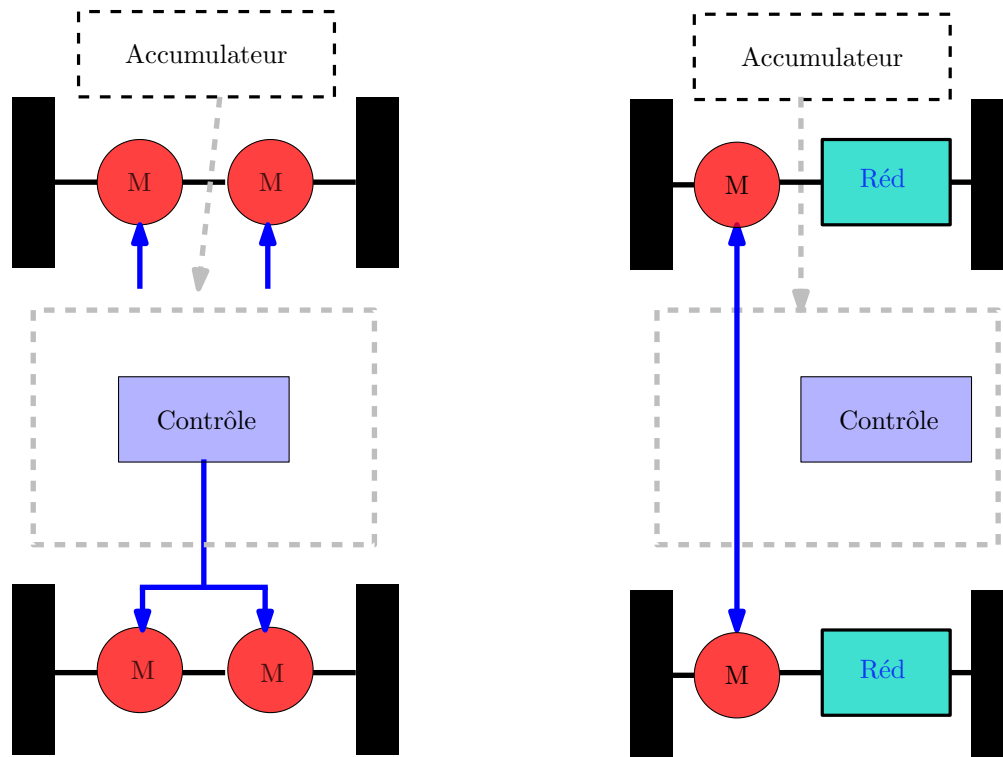


FIGURE 1.6 – Exemple de tractions multimoteur cas tout électrique [6, 22].

1.3.1.5 Traction avec moteurs intégrés dans la roue

Afin de supprimer les éléments de transmission mécanique et rendre la chaîne de traction optimale au maximum, le constructeur automobile a intégré directement les moteurs sur chacune des roues ce qu'on appelle moteur roue. Dans cette configuration, les moteurs ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance, une très grande sécurité et un contrôle sont nécessaires. En outre, le couple appliqué à chaque roue est contrôlé indépendamment et avec beaucoup plus de précision, ce qui ne peut qu'améliorer la sécurité du transport. Un renforcement des composants mécaniques en liaison avec le châssis et une conception mécanique optimisée de la jante et du rotor de la machine sont également exigés pour absorber les éventuels chocs. Ce concept a été introduit par le fabricant pneumatique Michelin en 2004 avec la technologie Active Wheel présenté dans la Figure 1.7. Il s'agit d'une roue dotée d'un moteur de 30 kW qui ne pèse que 5,8 kg, d'un système de freinage à récupération d'énergie et d'une suspension active (temps de réponse quasi instantané).

1.3.2 Véhicule hybride

Le principe du véhicule hybride est l'utilisation de deux moteurs de nature différente, un électrique et l'autre thermique. Le système de traction thermique conventionnel est combi-

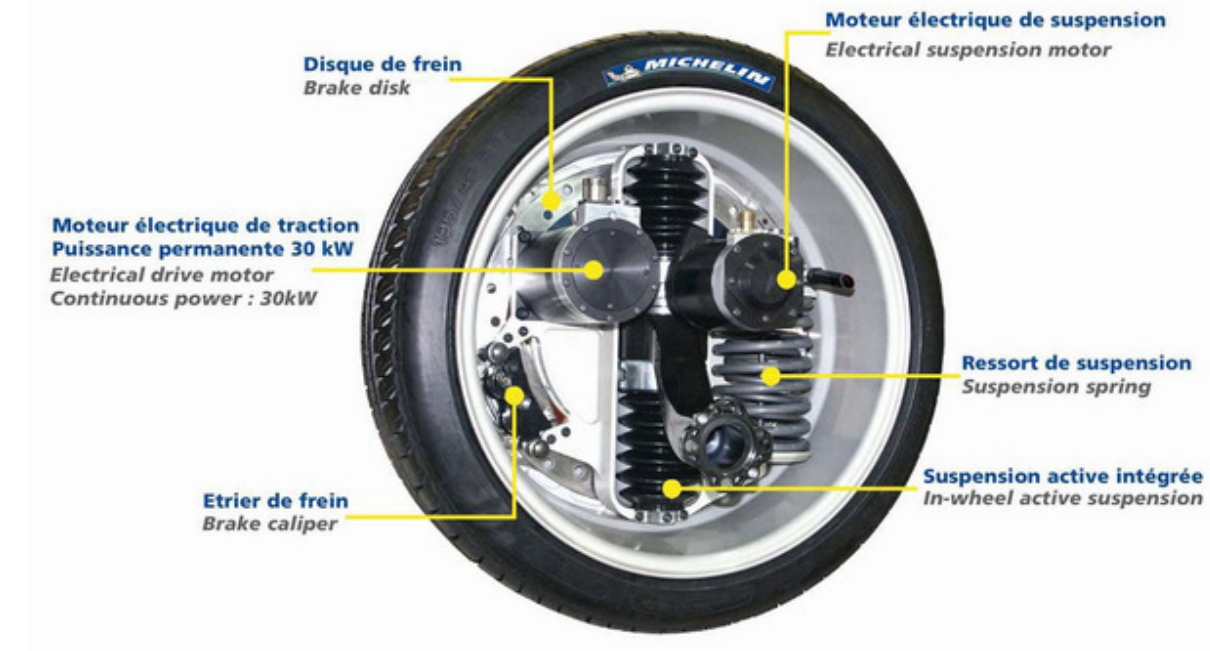


FIGURE 1.7 – Exemple de moteur intégré dans la roue [24].

née avec une source d'énergie électrique. L'objectif est de bénéficier des avantages de chaque source et de surmonter les principaux inconvénients des moteurs thermiques qui sont leur faible rendement énergétique et leur irréversibilité.

Selon le taux d'hybridation défini par le rapport entre la puissance des motorisations électriques et thermiques, on distingue plusieurs catégories de véhicule électrique Hybride. La Figure 1.8 regroupe les différentes topologies existantes pour la création de la chaîne de traction allant du véhicule thermique jusqu'au véhicule électrique [17].

1.3.2.1 Véhicule Micro hybride

Le véhicule micro-hybride est le premier niveau d'hybridation en utilisant un moteur électrique à faible puissance de l'ordre de 2-3 kW pour une plage de tension de 12-24 V pour assister le démarrage du moteur thermique. Cette configuration correspond au système *Stop & Start* lancé en 1983 par Fiat sur la Regata-E est développé ultérieurement en 2004 par Valeo sur la Citroën C3. Ce système met en veille le moteur thermique dès que la vitesse tombe au-dessous de 6 km/h lors du freinage et le redémarrer immédiatement dès que le conducteur appuie sur le pédale de l'embrayage. L'objectif étant d'économiser la consommation en carburant du véhicule. La configuration micro hybride est munie d'un alterno-démarrreur réversible couplé à un système de super-capacité.

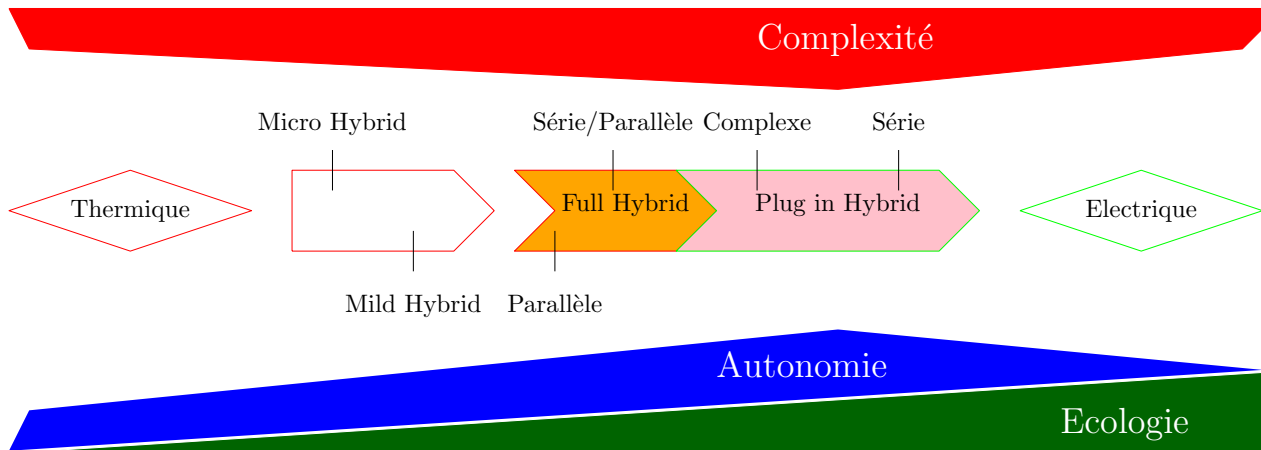


FIGURE 1.8 – Classification de différentes topologies de la chaîne de traction.

Une fois en mouvement, le véhicule est propulsé par le moteur à combustion interne et le moteur électrique ne fournit pas de couple supplémentaire au véhicule, le rendement énergétique augmente d'environ 5 à 10% avec l'utilisation d'un micro-système HEV [25–27]. Ce concept a été introduit par BMW série 1, fortow Mercedes... etc

1.3.2.2 Véhicule Mild hybride

Cette catégorie présente un niveau d'hybridation supérieur au micro-hybride. Le moteur électrique utilisé est plus puissant ayant une puissance de 10 à 20 kW alimenté en 100-200 V. Au-delà de la fonction "stop start", le moteur électrique sert à assister le moteur à combustion interne lors de la traction, il récupère aussi l'énergie lors du freinage pour recharger la batterie. La consommation énergétique est entre 10 à 20% par rapport à une voiture classique [28]. A titre d'exemple des véhicules mild hybride, on peut citer Chevrolet Malibu, Honda Escape, Suzuki Swift et les Citroën C4 et C5.

1.3.2.3 Véhicule Full-hybride

Les full-hybrides ont un niveau d'hybridation total. Le moteur électrique et la batterie sont plus grands que ceux de micro-hybride et mild-hybride, la puissance du moteur est 50 kw alimenté à 200-300 V. La configuration full hybride permet de propulser en mode électrique pur (zéro émission) à une vitesse maximale limitée couvrant de courtes distances. Quand la batterie est déchargée, le moteur thermique optimise de l'énergie en produisant de l'électricité. Le mode électrique est limité en puissance et en énergie, les véhicules full-hybrides n'ont pas une grande autonomie électrique et ne sont pas très performants comparant aux véhicules

thermiques.

L'inconvénient des full- hybrides est que les batteries des véhicules hybrides n'ont pas une durée de vie que le véhicule lui-même. Pour remédier à ce problème, les constructeurs automobiles ont proposé l'amélioration de la durée de vie des batteries (8 ans et kilométrage illimité pour la Honda Civic IMA, 8 ans ou 160 000 km pour la Prius en France). Les véhicules full-hybride permet de réduire de 10 à 30% la consommation du véhicule suivant son utilisation. A ce propos, le nombre de véhicules full hybride ne cesse d'augmenter ces dernières années. Parmi les véhicules full hybride, Toyota Prius, véhicule 3008 Hybrid4 de PSA, Camry Hybrid, Ford Escape Hybrid. Pour les modèles du véhicules full-hybrides, trois types de combinaisons du moteur électrique et thermique sont définies comme suit :

Architectures de l'hybridation

1. Hybridation série : Le système hybride électrique en série est une classification donnée aux véhicules où un transformateur d'énergie est placé en série avec un ou plusieurs moteurs électriques pour la traction du véhicule. Le rôle principal du moteur thermique dans ce cas est de produire de l'électricité pour alimenter la batterie, qui à son tour alimente le moteur de traction (électrique), soit directement ou par l'intermédiaire d'un générateur électrique. Cette configuration HEV ne permet pas de connexion mécanique directe entre le moteur thermique et les roues motrices. La batterie peut être aussi rechargée par la récupération d'énergie lors du freinage. Le HEV en série peut donc être décrit comme étant principalement alimenté par le moteur électrique et secondairement par le moteur thermique. Le schéma synoptique de cette configuration est donné par la Figure 1.9.

Les moteurs thermiques utilisés dans les HEV en série sont généralement petits par rapport à ceux utilisés dans les véhicules conventionnels et ne représentent moins de 50% de la puissance maximale nécessaire pour propulser le véhicule. Plusieurs constructeurs automobiles, tels que Volvo, Mitsubishi et BMW, ont exploré la possibilité de développer des HEV en série.

Les HEV en série ont tendance à avoir un moteur très efficace, cet avantage est rapidement compensé par le fait qu'ils nécessitent souvent des batteries très puissantes et coûteuses, avec une densité énergétique élevée. Ces batteries puissantes sont nécessaires car dans la plupart

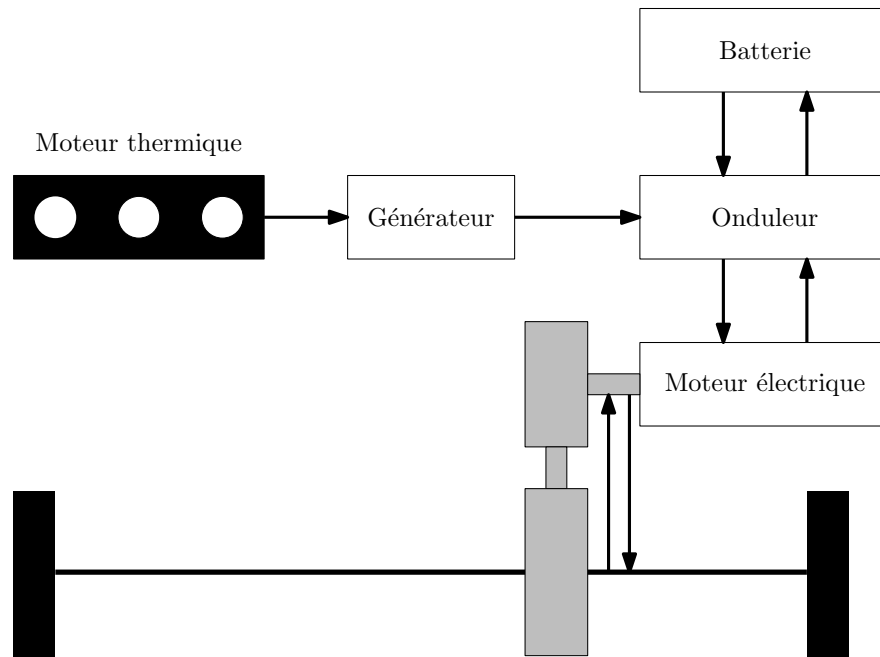


FIGURE 1.9 – Schéma de la configuration full hybride série.

des cas, le moteur doit produire à lui seul 50% de la puissance totale requise [29, 30].

2. Hybridation parallèle : Dans cette configuration, les deux moteurs électrique et thermique sont montés en parallèle, ils peuvent fonctionner simultanément ou indépendamment. Le moteur thermique est connecté mécaniquement aux roues motrices par l'intermédiaire d'une boîte à vitesse, tandis que le moteur électrique est utilisé pour aider le moteur thermique lors des accélérations. En fonction de la puissance du moteur, il peut être également utilisé comme seule source d'énergie du véhicule au ralenti et au démarrage. La Figure 1.10 montre l'architecture de l'hybridation parallèle.

La batterie peut être rechargée de la même manière que pour une configuration série, en récupérant de l'énergie au freinage grâce à la réversibilité du moteur électrique.

3. Hybridation série parallèle : Dans une hybridation série-parallèle, le moteur thermique est également utilisé pour charger la batterie. L'architecture est plus complexe, impliquant des liaisons mécaniques et des commandes supplémentaires par rapport à l'hybride en série et un générateur supplémentaire par rapport à l'hybride en parallèle. Le dispositif de répartition de puissance permet de transmettre la puissance du moteur à combustion interne aux roues avant par l'arbre de transmission et le générateur électrique, en fonction des conditions de conduite. Pour les brèves accélérations, la puissance peut être fournie à l'arbre de

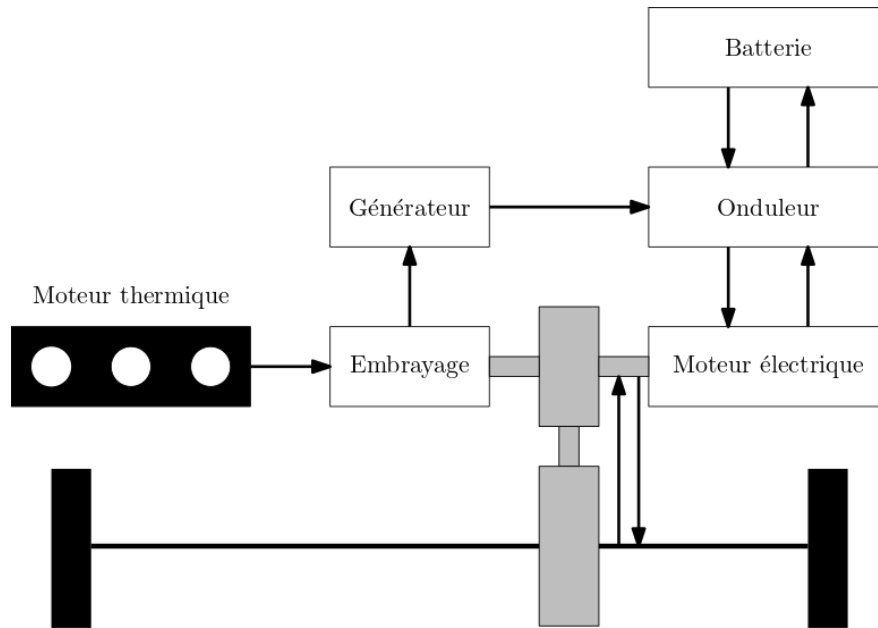


FIGURE 1.10 – Schéma de la configuration full hybride parallèle [6, 22].

transmission à la fois par le moteur thermique et le moteur électrique. Une unité de contrôle centrale régule le flux de puissance pour le système en utilisant de multiples signaux de retour provenant de divers capteurs. Plusieurs constructeurs ont conçu des modèles de véhicules à partir de cette architecture, on peut citer parmi eux Toyota Prius, Auris et Yaris, Nissan Altima et le 4x4 Lexus RX 400h en utilisant des variantes de ce principe (système Hybrid Synergy Drive).

1.4 Choix de la machine asynchrone

Le choix de la machine dans une chaîne de traction influe sur les autres composants du véhicule comme la commande et l'onduleur. Ce choix dépend des performances de la machine (le coût, le couple et le contrôle) afin d'assurer un fonctionnement efficace pour différents points de fonctionnement, tels que par exemple lors de la récupération d'énergie par freinage et lors d'un arrêt/démarrage rapide.

Les principaux critères pour le choix de la machine électrique sont :

- un rendement global élevé,
- un couple de charge important,
- une grande fiabilité à faible coût,

- un volume limité et un poids réduit,
- une bonne robustesse et facilité d'entretiens.

Avec de telles conditions, la conception des machines devient un véritable challenge. Les types de machines électriques utilisées dans les chaînes de tractions automobiles sont les machines à courant continu (MCC), les machines asynchrones (MAS), et machines synchrones. En plus du choix de la machine utilisée en choisissant d'une manière judicieuse le type d'alimentation et du convertisseur associé.

1.4.1 Machines à courants continu

Les machines à CC sont les premiers moteurs utilisés pour les VEs. Elles sont utilisées dans les modèles PSA des années 90, Saxo, Berlingo et Citroën. L'utilisation de ce type de moteur présente plusieurs avantages à savoir : pilotage facile, alimentation compatible avec les batteries et démarrage rapide. Cependant, il pose plusieurs problèmes tels que :

- usure du balai collecteur,
- pertes dans le rotor et le balai,
- rendement limité (85%).

Par la suite, le développement des convertisseurs statique a mené à l'utilisation des machines alternatives (MAS et MS) pour la traction automobile.

1.4.2 Machines asynchrones

Le développement spectaculaire de l'électronique de puissance a permis d'utiliser ces machines très robustes dont le contrôle est géré par un microprocesseur. Ce qui propose un faible coût à un prix abordable, l'absence de risque de démagnétisation due à l'augmentation de la température lors de l'utilisation des machines asynchrones dans les VEs, un entrefer uniforme, des structures simples, la durabilité, les techniques avancées de contrôle de la vitesse les ont rendus préférables à d'autres types de moteurs utilisés dans les VEs. Les normes d'efficacité des moteurs à induction sont fixées par deux institutions : la CEI (Commission électrotechnique internationale) et la NEMA (National Electrical Manufacturers Association). Le rendement élevé d'un moteur électrique sélectionné pour les véhicules électriques signifie qu'il dessine une bonne courbe de fonctionnement sur une large plage de vitesse. Selon les normes en vigueur, un moteur à induction de classe d'efficacité IE3 a un rendement su-

périeur à 95%. Le moteur électrique fonctionnant à faible vitesse a un rendement de 75%, et celui fonctionnant à une grande vitesse a un rendement de 90%, ce qui signifie que le moteur fonctionne efficacement [31]. Certains modèles ont été conçus à partir de cette machine à titre d'exemples, on cite Twizy par Renault, Roadster par Tesla, mini E par BMW, S10 pickup par Chevrolet.

1.4.3 Machines synchrones

La MS est une machine AC dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse du champ tournant créé par le stator. Elle existe en trois variantes : Les MS à Rotor Bobiné (MSRB), les MS à Aimant Permanent (MSAP) ainsi que les MS à Réductance Variable (MSRV).

Le Tableau 1.2 récapitulative résume les avantages et les inconvénients de chaque type de moteur. Parmi les exemples de véhicules réalisés par ce type de moteur, on peut citer : la BMW i dont le moteur est une MSAP et l'autonomie est de l'ordre de 160 km et Honda EV Plus.

Le Tableau 1.3 donne une comparaison des performances des différents moteurs.

Un moteur électrique idéal pour les VEs doit avoir un rendement élevé, une forte capacité de surcharge, et une large plage de vitesse. Son coût doit être faible avec une simplicité de réalisation dans tous les modes de fonctionnement. On constate que MAS et MSRV sont concurrentielles et mieux adaptées pour les applications VEs. Dans le cadre de cette thèse, on considère une chaîne de traction d'un VE basée sur la MAS.

Type de la machine synchrone	Avantages	Inconvénients
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> – Faible nombre de pôles – Refroidissement facile – Moteur plus léger – Rendement haut 	<ul style="list-style-type: none"> – Coût élevé des aimants – Commande complexe – Corrosion des aimants et démagnétisation
MSRB	<ul style="list-style-type: none"> – Bruits et vibration faible – Réalisation simple du rotor 	<ul style="list-style-type: none"> – Pertes Joule au rotor – Présence du système balais collecteur
MSRV	<ul style="list-style-type: none"> – Robustesse et rendement élevé – Fonctionnement à grande vitesse 	<ul style="list-style-type: none"> – Facteur de puissance faible et vibration – Changement de topologies du stator contraint à la conception de commandes différentes – Ondulation du couple

TABLE 1.2 – Avantages et inconvénients de différentes machine synchrone.

Caractéristiques/Notes (0-10)	MSAP	MSRB	MAS	MRV	MCC
Poids	8	8	7	7	6
Poids avec convertisseur	7	7	8	8	6
Rendement	9	9	8	8	7
Rendement avec convertisseur	9	8	7	8	6
Prix	6	8	9	8	8
Usinage	6	7	8	9	7
Volume	9	9	7	7	6
Densité de puissance	9	8	7	7	5
Commandabilité	8	7	9	9	8
Prix de commande	7	6	8	8	9
Ondulation de couple	8	8	7	6	6
Bruit acoustique	8	8	8	6	8
Fiabilité	8	8	9	9	7
Robustesse	6	6	8	9	6
Plage de vitesse	8	8	8	9	5
Durée de vie	9	7	9	9	6
Type de convertisseur	Onduleur	Onduleur et Hacheur	Onduleur	Onduleur	Hacheur
Total	124	122	126	126	106

TABLE 1.3 – Comparatif des technologies moteurs électriques [32, 33].

1.5 Défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique

Le défaut est la différence entre les valeurs mesurées et les valeurs observées. Le défaut peut apparaître au niveau des capteurs, des actionneurs ou du système [34]. La chaîne de traction d'un véhicule électrique est le principal composant de véhicule. [35, 36]. Ou elle est composée d'une source d'énergie, d'un onduleur de puissance et d'une machine électrique qui sont susceptibles d'être affectés par des défauts. La classification de ces défauts est résumée par la Figure 1.11.

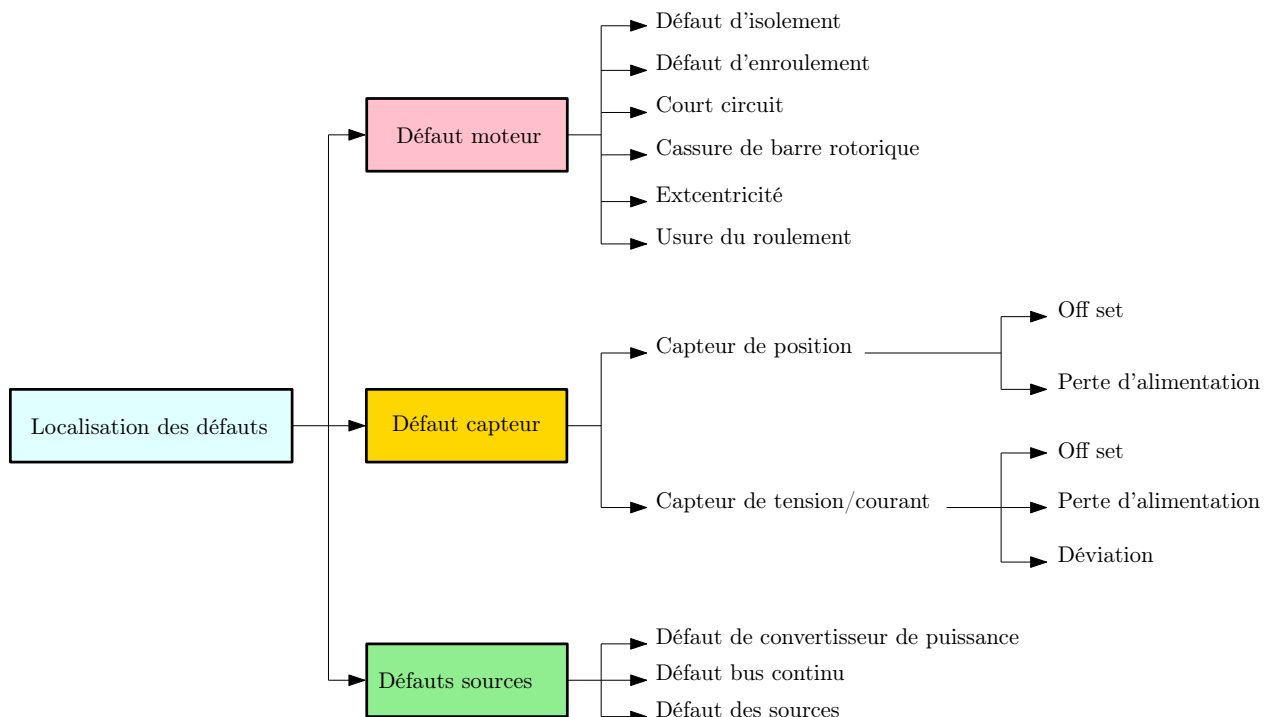


FIGURE 1.11 – Classification des défauts dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique.

1.5.1 Défaut du convertisseur de puissance

Dans la chaîne de traction des véhicules électriques, trois convertisseurs sont utilisés, généralement un convertisseur AC-DC, un convertisseur DC-DC et un convertisseur DC-AC.

Le convertisseur de puissance contient des commutateurs statiques qui peuvent être affectés par des défauts de type court-circuit [37, 38] et/ou circuit ouvert [39, 40].

- Circuit ouvert : ces défauts se manifestent dans la cellule du bras de commutation et produisent la perte de la réversibilité du courant dans le transistor de puissance.
- Court-circuit : la haute température cruciale conduit à un court-circuit physique de la puce de silicium [41]. Par conséquent, une cellule de commutation court-circuitée de l'onduleur de puissance produit des courants importants, qui provoquent un fort couple oscillant pouvant conduire à la rupture du rotor.

1.5.2 Défaut capteur

Le capteur est un dispositif électronique qui transforme une quantité physique en signal électrique. Les mesures effectuées par les capteurs sont utilisées pour contrôler des signaux générés en boucle fermée. Par conséquent, un capteur défectueux donne une mauvaise image de la variable physique mesurée. Les défauts du capteur peuvent être un bruit de mesure [6, 42], une perte totale du capteur [43–45], ou la perte d'efficacité de l'encodeur absolu [43]. Les défauts des capteurs mécaniques tels que le bruit de mesure, la baisse du gain et la perte aléatoire du signal du capteur sont étudiés par [6]. De même, il existe plusieurs types de défauts pour le capteur de position dans les véhicules électriques et hybrides, par exemple le décalage du capteur de position [46].

1.5.3 Défauts moteurs électrique

Le moteur électrique est le principal composant du système de propulsion électrique. Différents types de moteurs sont utilisés dans les véhicules électriques, cités précédemment. Dans les machines à courant alternatif, les défauts sont classés en fonction de leur localisation soit dans le stator, soit dans le rotor [47, 48]. Dans le stator, les principaux défauts sont d'ordre électrique et affectent les enroulements comme les défauts d'isolation, des courts circuits entre spires et entre phases et les circuit ouverts. Il existe également des défauts dans le circuit magnétique [49]. Au niveau du rotor, les défauts concernent le défaut du circuit magnétique, l'excentricité dynamique ou statique du décalage de rotor, la rupture de la barre du rotor pour le rotor à cage et l'usure des roulements [47].

1.5.4 Défauts de sources d'énergie

Les défauts les plus courants liés à la source d'énergie sont les fluctuations de la sortie du bus continu. Les défauts des piles à combustible, tels que les défauts du circuit du compresseur d'hydrogène, qui entraînent une réduction de l'efficacité du carburant. Le défaut court-circuit a été étudié par [50] dans le cas de la batterie de la Toyota Prius Hybrid, qui se manifeste

soudainement pendant les phases d'accélération et de décélération.

1.6 Techniques de détection et de diagnostic des défauts

La procédure de diagnostic des défauts est nécessaire dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique afin d'adopter une loi de commande appropriée. Le diagnostic requiert des informations sur le fonctionnement du système à contrôler en mesurant les différentes variables qui le caractérisent. A partir des mesures et des observations recueillies, on élabore un indicateur de défaut qui consiste à comparer le comportement réel du système avec la référence souhaitée par le calcul de la différence entre la valeur estimée et la valeur mesurée. Cette différence représente le résidu. Ainsi, un résidu non nul indique la présence d'un défaut.

Un système de diagnostic doit être réalisé en trois étapes essentielles (Figure 1.12) suivantes :

1. **Étape de détection** : cette étape permet de décider sur l'état de fonctionnement du système (mode normal ou dégradé). Ainsi, pour décider à propos de l'apparition du défaut, il suffit de tester la non-nullité des résidus. Mais en pratique, c'est difficile car les mesures collectées sont généralement affectées par le bruit ou les perturbations, cette étape est donc réalisée en supposant un seuil.
2. **Étape de localisation** : cette étape permet de localiser les éléments défaillants à partir de la connaissance de la signature du défaut et de déterminer l'effet du défaut sur un ou plusieurs résidus. Ainsi, l'élément défaillant (causes) peut être identifié à partir des résidus (effets). La connaissance du modèle de défaut du système permet de résoudre le problème inverse en utilisant un classificateur construit avec un réseau de neurones [51] et un système d'inférence flou par exemple.
3. **Étape de prise de décision** : La prise de décision consiste à choisir les actions correctives appropriées, qui sont nécessaires pour résoudre le problème de stabilité et pour assurer une performance acceptable en présence du défaut (mode dégradé) [9, 52]. La prise de décision consiste à développer des algorithmes et des techniques qui assurent le fonctionnement du système en mode dégradé. Ils sont appelés commandes tolérantes aux défauts [53]. Ou bien prendre d'autres décisions tels que le changement de consignes, arrêt d'urgence pour maintenance ou pour réparation en cas de défaillance.

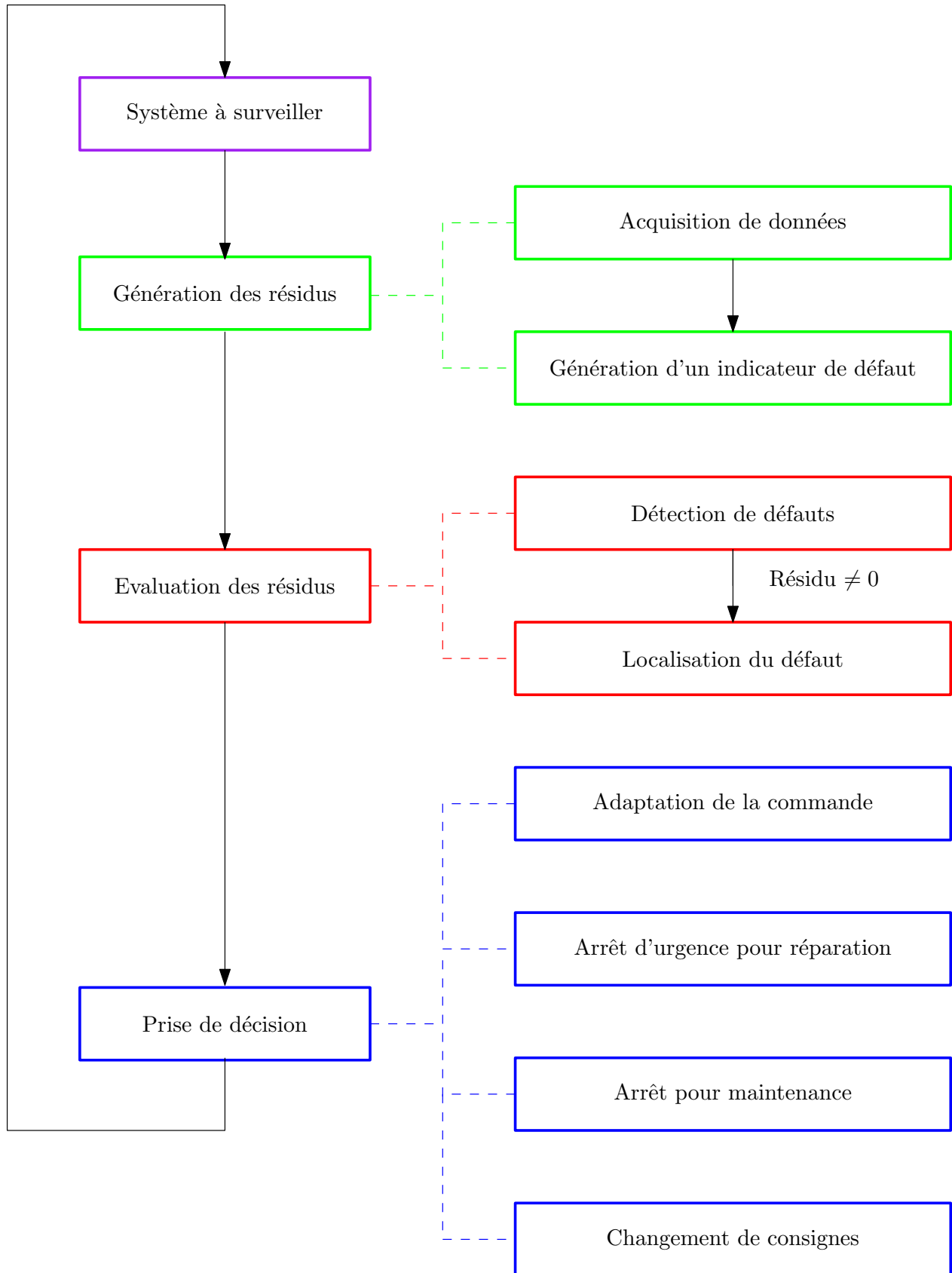


FIGURE 1.12 – Organigramme de différentes étapes de diagnostic.

1.7 Techniques de diagnostic

Les premières méthodes du diagnostic sont basées sur la redondance matérielle, qui est considérée comme critique pour le fonctionnement du système, comme dans l'aéronautique ou le nucléaire [34]. Les principaux inconvénients de la redondance matérielle sont liés au coût de la multiplication des composants et à l'encombrement supplémentaire qui en résulte.

Les progrès réalisés par les technologies avancées permettent d'utiliser des ordinateurs pour mettre en œuvre des stratégies de contrôle modernes et des techniques de l'intelligence artificielle [34]. Ces techniques permettent d'éliminer la redondance matérielle pour le diagnostic et de s'orienter vers une redondance analytique qui répond aux questions liées à cette nouvelle approche de diagnostic. Ainsi, différentes techniques existent dans la littérature [54], et on peut distinguer, en général, deux classes (Figure 1.13) : Quantitative et Qualitative

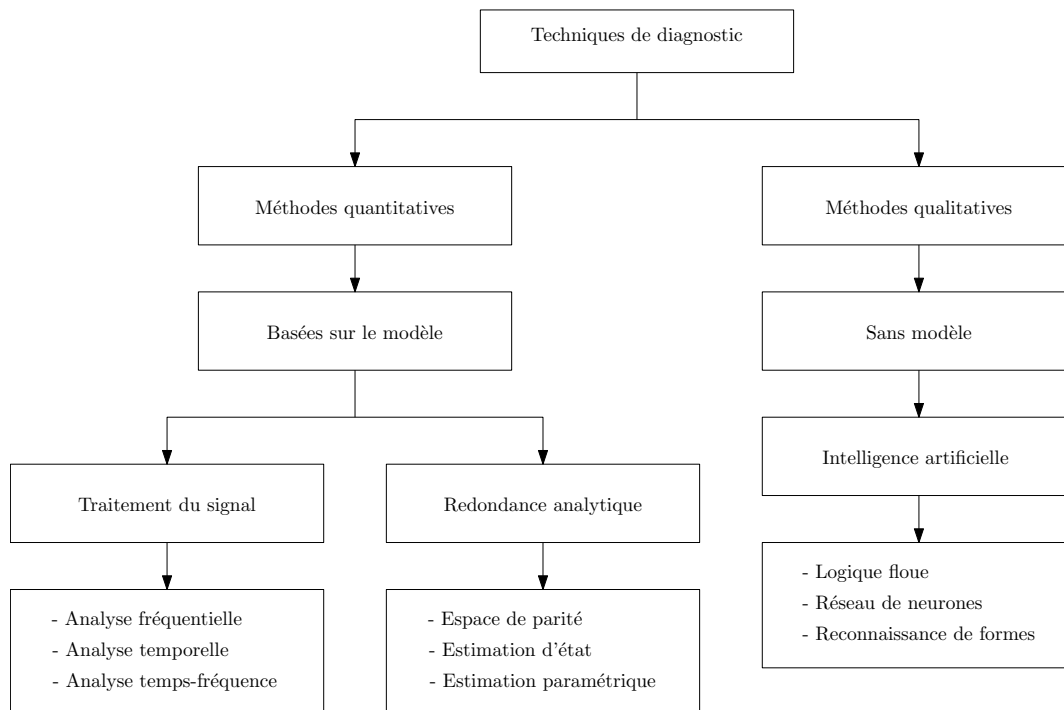


FIGURE 1.13 – Classification des méthodes de diagnostic.

1.7.1 Techniques de diagnostic quantitative

Le rôle des techniques de la Fault Detection and Isolation (FDI) est de donner des informations sur les défauts du système afin qu'une reconfiguration adéquate puisse avoir lieu. L'importance de la robustesse des systèmes de diagnostic utilisés dans l'AFTC (interconnexion de FDI et FTC) est de réagir automatiquement aux effets des défauts, en intégrant

une commande robuste, une stratégie de détection et de diagnostic afin de garantir des performances acceptables en mode dégradé [55]. Dans cette sous-section, nous nous concentrerons sur le diagnostic basé sur le modèle physique qui consiste à estimer les variables mesurées à l'aide d'un modèle mathématique. Si le modèle reflète fidèlement la dynamique du système en mode normal, la différence entre la variable estimée et la variable mesurée traduira la présence d'un ou plusieurs défauts sous forme de résidus. Afin de détecter le moment de l'apparition du défaut, il est nécessaire de comparer les résidus à des seuils de détection comme le montre la Figure 1.14.

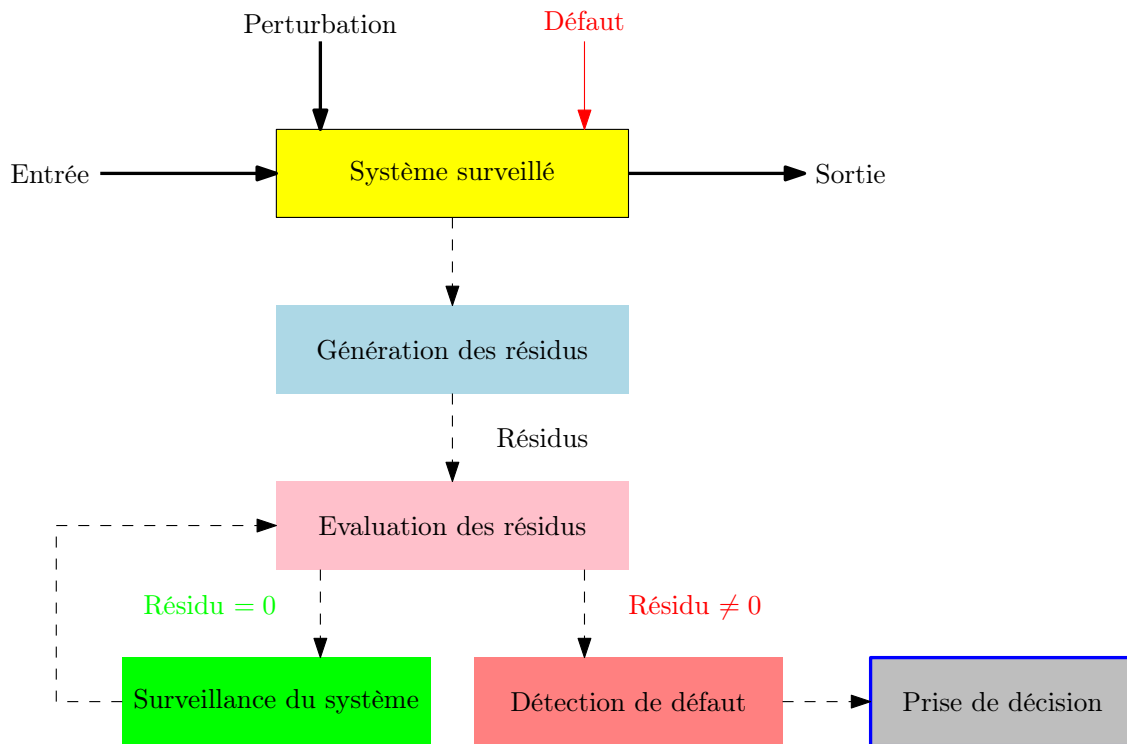


FIGURE 1.14 – Principe de diagnostic à base de modèle par génération de résidus [22].

1.7.1.1 Approche basée sur l'observateur

Le rôle d'un observateur consiste à estimer les états du système à partir des mesures disponibles. L'observateur d'état est un modèle dynamique qui produit un vecteur résiduel utile au système de diagnostic. Le résidu est la différence entre les sorties estimées et mesurées. En présence d'un défaut, le résidu est différent de zéro, mais en absence de défaut, le résidu est nul. Le principe de génération des résidus basée sur l'observateur est donné par la Figure 1.15.

Plusieurs observateurs ont été conçus pour suivre la vitesse, les courants de phase, les tensions et la position du rotor. Dans [56], la position mécanique et la vitesse sont estimées

en utilisant une approche basée sur un observateur dans le cas d'un moteur synchrone à aimants permanents.

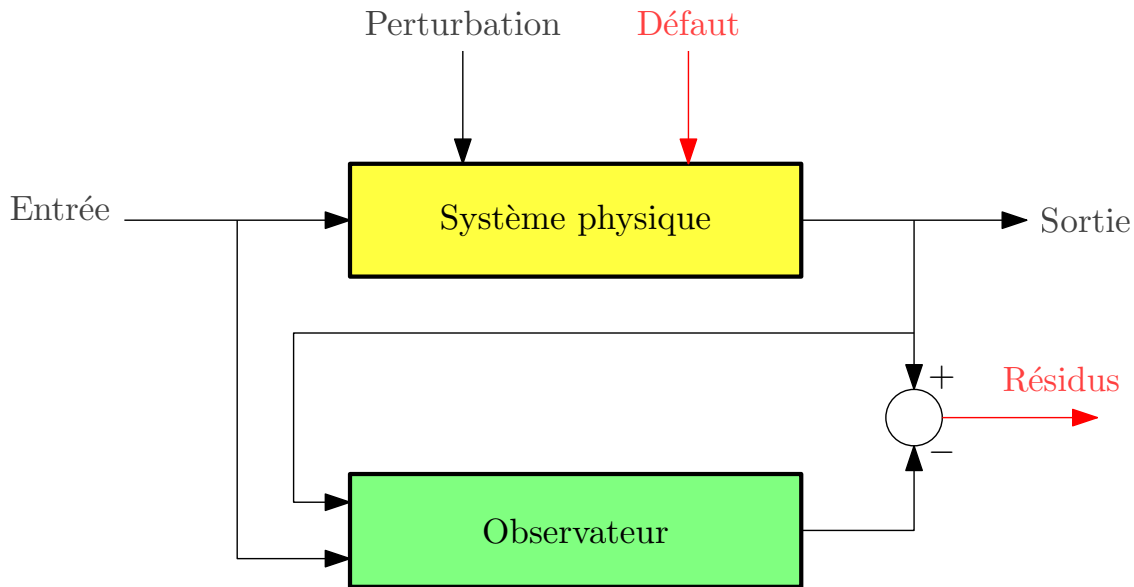


FIGURE 1.15 – Génération de résidus à base d'observateur.

1.7.2 Diagnostic par l'approche de l'espace de parité

Cette approche est basée sur les relations de redondance analytiques qui prennent deux formes essentielles.

1.7.2.1 Redondance statique :

L'approche statique consiste à examiner les connexions entre les différentes mesures provenant de différents capteurs.

1.7.2.2 Redondance dynamique :

La redondance dynamique est une généralisation de la redondance statique, qui conduit à la redondance temporelle en utilisant les relations dynamiques entre les entrées et les sorties. Par exemple, l'approche de l'espace de parité est généralisée dans [57, 58] appartient à la redondance dynamique. Les résidus peuvent être affectés par des incertitudes de modèle, des bruits de processus, de mesure, et des perturbations inconnues. C'est pourquoi des efforts considérables ont été déployés pour améliorer la robustesse des générateurs de résidus basés sur l'espace de parité. Cette approche a été appliquée avec succès pour découpler certaines

défauts afin d'obtenir des résidus structurés [59].

Dans [60], un schéma de génération de résidus a été proposé en utilisant le concept de relations de parité orthogonales pour la détection et l'isolation des défauts.

1.7.3 Techniques de diagnostic qualitative

Dans cette partie, nous présentons des techniques de diagnostic qualitatif qui sont basées à la fois sur les connaissances des experts et sur les données collectées à partir du système surveillé. Ainsi, des approches logiques et des modèles qualitatifs tels que la logique floue [45, 61], les réseaux neurones [56], les modèles de causalité et la reconnaissance des formes [62] sont utilisés dans ce type de diagnostic.

1.7.3.1 Diagnostic par la logique floue

La méthodologie proposée par Denoeux [63] est basée sur une approche de la logique floue. L'hypothèse de cette technique est la dépendance logique entre la signature des défauts simples et multiples. La signature des défauts multiples est définie comme une combinaison utilisant l'opérateur logique OR des signatures des défauts simples. Cette méthodologie est basée sur la structure de la matrice d'incidence qui est la matrice de signature de type booléen. Le diagnostic des défauts simples et multiples est réalisé en suivant les étapes résumées par la Figure 1.16.

Le raisonnement est effectué sur chaque signal indicateur de défaut S_k qui appartient à deux ensembles flous notés NZ (Non Zéro) et Z (Zéro) à travers les fonctions d'appartenance $\mu(\text{NZ})$ et $\mu(\text{Z})$, respectivement. Ensuite, l'attribut d'occurrence du défaut F_j est déterminé en utilisant les règles d'occurrence et l'hypothèse de simultanéité du défaut F_j avec un autre défaut F_k utilisant les règles d'hypothèse de simultanéité. L'agrégation des attributs des étapes précédentes permet de distinguer l'apparition d'un défaut simple ou de défauts simultanés. La décision finale est présentée sous la forme d'un vecteur de dimension égale au nombre de défauts [64].

1.7.3.2 Diagnostic basée sur les réseaux de neurones

Un diagnostic qualitatif basé sur l'intelligence artificielle et des approches du soft computing comme les réseaux de neurones ont fait l'objet d'une attention accrue depuis les années 90. En matière de diagnostic, il existe deux architectures principales basées sur les réseaux de neurones, qui sont le perceptron multicouches (PMC) et le réseau de neurone à fonction de base radiale (RBF) [65, 66]. Une architecture de réseau neurone est donnée par la

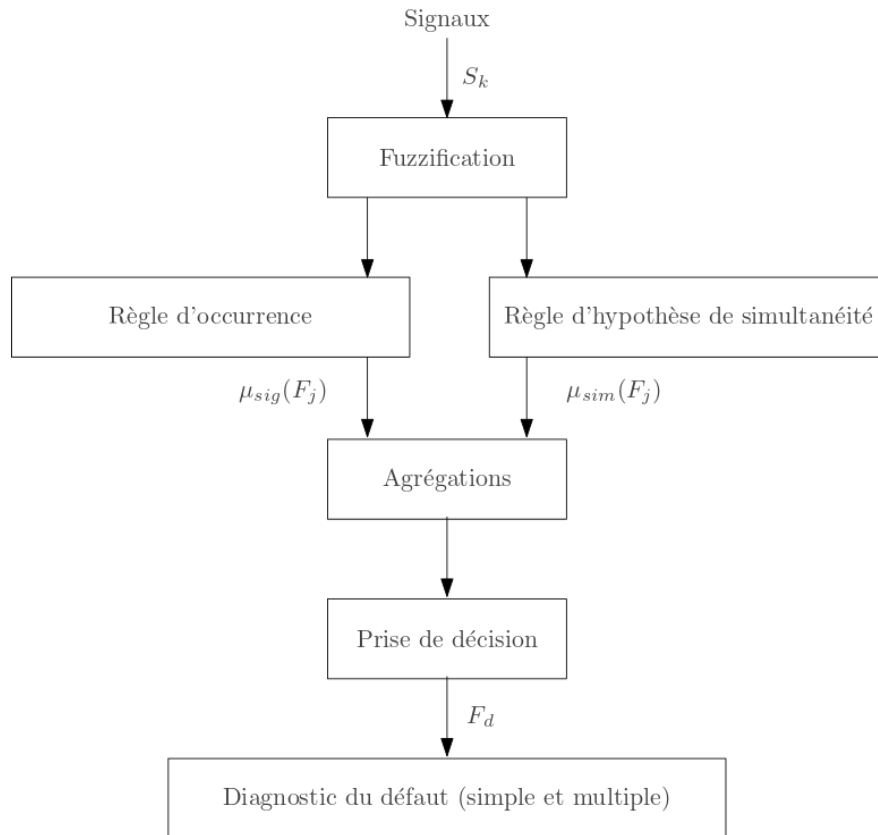


FIGURE 1.16 – Diagnostic du défaut basé sur une approche floue [57].

Figure 1.17. Par analogie aux neurones biologiques, un neurone artificiel est alors sensible à un certain nombre de paramètres d'entrée, d'une façon que sa sortie est active lorsque la somme pondérée de ses signaux d'entrée dépasse un certain seuil appelé *seuil d'activation* [67].

Dans [51], une approche de diagnostic de défaut, basée sur le réseau neurone à classes multiples, est proposée et appliquée au moteur à induction. L'approche proposée consiste à détecter les défauts après un court-circuit et à les localiser avec précision dans un circuit ouvert dans le commutateur.

La phase d'apprentissage est d'une importance primordiale car elle assure la fiabilité et la capacité de génération du réseau sur des cas qui n'ont pas été utilisés auparavant. Les algorithmes génétiques sont utilisés pour optimiser les paramètres du réseau [66, 68, 69]. Des techniques d'optimisation par algorithmes génétiques et de classification par réseau neurones ont été utilisées pour la machine à surveiller dans les références [68, 70]. L'avantage principale de l'utilisation de l'intelligence artificielle, en particulier les réseaux neuronaux est leur capacité à modéliser rapidement et facilement une fonction non linéaire [66].

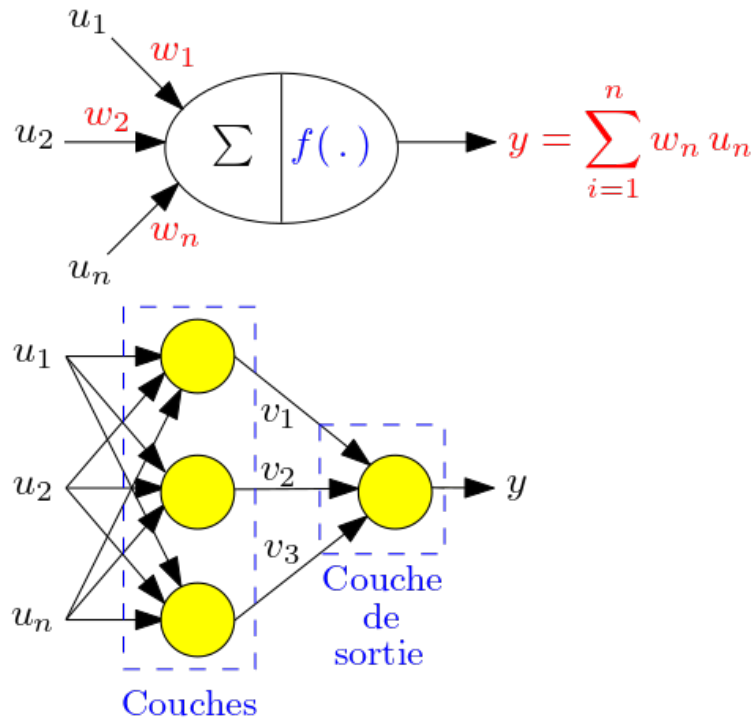


FIGURE 1.17 – Structure d'un réseau de neurone.

1.7.3.3 Diagnostic par reconnaissance de forme

Les approches par reconnaissance de formes sont utilisées pour évaluer la similarité du vecteur observé avec un vecteur de référence donné et associé aux défauts, sur la base de toutes les mesures de reconnaissance effectuées sur le processus. Ces approches comprennent : l'approche par réseau de neurones, l'approche par logique floue et l'approche par reconnaissance de formes structurales. Elles sont basées sur des données numériques ou des mesures. Ces données sont utilisées pour séparer l'espace paramétrique en plusieurs classes. Chaque classe correspond à un mode de fonctionnement particulier du système. Ces stratégies supposent que l'on connaisse tous les états de fonctionnement normaux et défectueux. Dans ce cas, le classificateur construit n'est pas extensible ; une décision sera prise concernant ces classes à l'aide de lois de probabilité [39, 40].

1.8 Étude comparative entre les approches quantitative et qualitative

Dans cette section, une comparaison des approches qualitative et quantitative est présentée. L'approche quantitative est basée sur des modèles mathématiques, contrairement à l'approche qualitative, qui propose une théorie du diagnostic en utilisant certains concepts

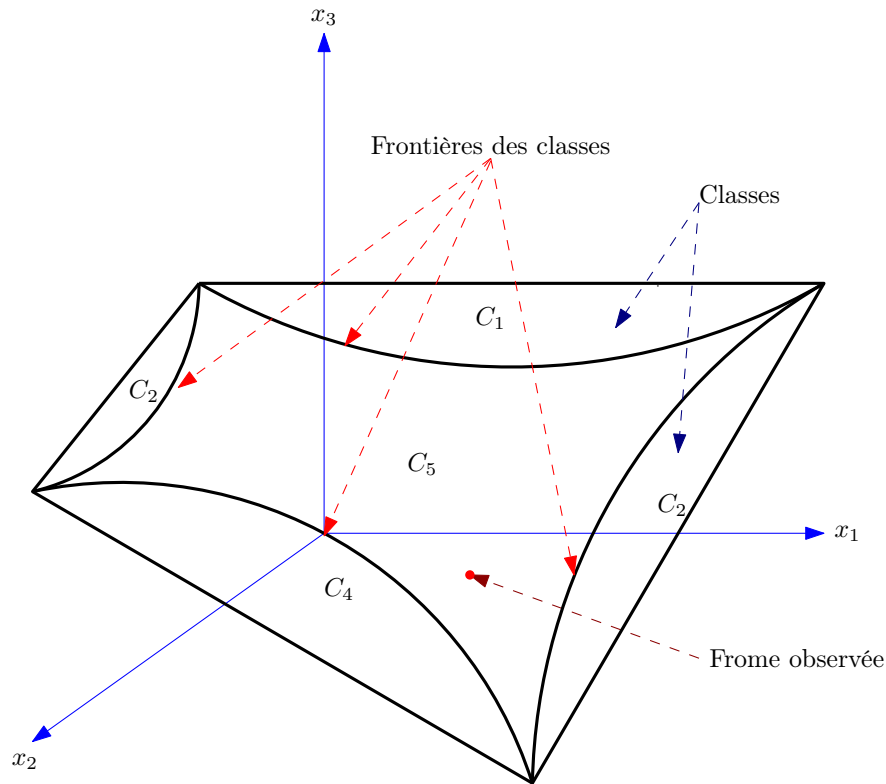


FIGURE 1.18 – Exemple de distribution de classes dans un exemple paramétrique [51].

de l'intelligence artificielle et qui sont basés sur des modèles qualitatifs ou symboliques. Dans l'approche FDI, la recherche des défauts, qui peuvent surgir peuvent affecter le système, est basée sur les données collectées de l'expérience car les composants du système n'apparaissent pas explicitement dans le modèle.

Dans l'approche DX (Diagnosis), les composants sont pris en compte explicitement dans le modèle. Aucune connaissance préalable des défauts ou des dysfonctionnements n'est nécessaire pour définir le défaut [71].

L'approche FDI traite le problème du diagnostic par la génération de résidus, qui servent à détecter le défaut. Ainsi, un tableau de diagnostic est construit et utilisé pour localiser le défaut. Mais, leur utilisation est limitée pour les défauts simples. Pour les méthodes diagnosis, le problème de diagnostic commence par l'étape de localisation suivie de l'étape du défaut. Elles sont plus appropriées pour la détection de défauts multiples [72].

Dans l'approche qualitative, un composant présentant un défaut n'affecte pas la relation de redondance analytique mais il affecte les relations de redondances analytiques dans

lesquelles il est impliqué en rendant insatisfaites par les observations données.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différents défauts qui peuvent affecter les composants d'une chaîne de traction des véhicules électrique. Nous avons aussi présenté les différentes approches de diagnostic utilisées pour maintenir la fiabilité et le fonctionnement du système même en présence de défauts.

Pour les véhicules électriques, chaque approche de diagnostic est plus appropriée pour détecter un défaut particulier. Par exemple, les observateurs sont plus adaptés pour la détection de défauts de capteurs. Certaines approches, qui sont intéressantes d'un point de vue théorique, sont difficiles à mettre en œuvre dans des applications en temps réel. Pour distinguer la méthode appropriée qui permet d'atteindre les objectifs de contrôle en présence de défauts, une étude comparative entre les méthodes qualitatives et quantitatives a été présentée à la fin du chapitre.

Pour le diagnostic des défauts, en utilisant certaines méthodes, l'utilisation du modèle de la chaîne de traction est indispensable. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

Chapitre 2

Modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique

2.1 Introduction

Dans l'industrie automobile, le moteur asynchrone est considéré comme étant une meilleure solution de motorisation de la chaîne de traction en raison de ses avantages évoqués dans le premier chapitre. Sa facilité d'implémentation de techniques de contrôle avancées en temps réel, intégrées aux cartes de commande, et les performances des systèmes de l'électronique de puissance associés aux système ont rendu son fonctionnement efficace dans les larges plages de vitesse variable possible.

L'objectif de chapitre consiste à modéliser les sous-systèmes constituant la chaîne de traction du véhicule électrique (onduleur et machine). Concernant la commande, nous nous focalisons sur la commande vectorielle à orientation de flux en utilisant les régulateurs PI de vitesse, flux et couple. Par la suite, nous présenterons les résultats de simulations afin de démontrer de manière explicite l'efficacité de l'approche de commande proposée.

2.2 Modélisation de la chaîne de traction du véhicule électrique

La modélisation est la représentation mathématique d'un système physique. Un modèle permet de prédire le comportement dynamique du système d'une part, et d'autre part il doit être approximativement proche du système réel et ne doit pas être trop complexe afin de faciliter la synthèse de lois de commande, le traitement mathématique et numérique [73].

Dans notre travail, nous avons considéré un véhicule électrique avec un moteur asynchrone alimenté par une batterie à travers un onduleur de tension. Le contrôleur mis en œuvre est basé sur la commande vectorielle à orientation du flux.

2.2.1 Modélisation de la MLI et de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique DC-AC composé de cellules de commutation, généralement avec des transistors IGBT [74], le séquençage appliqué aux interrupteurs statique réalise une modulation de largeur des impulsions de tensions, ce qui permettra de transmettre au réseau ou à la machine des ondes de tension d'amplitudes et de fréquences variables à partir d'une tension continue [75]. La Figure 2.1 montre un schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

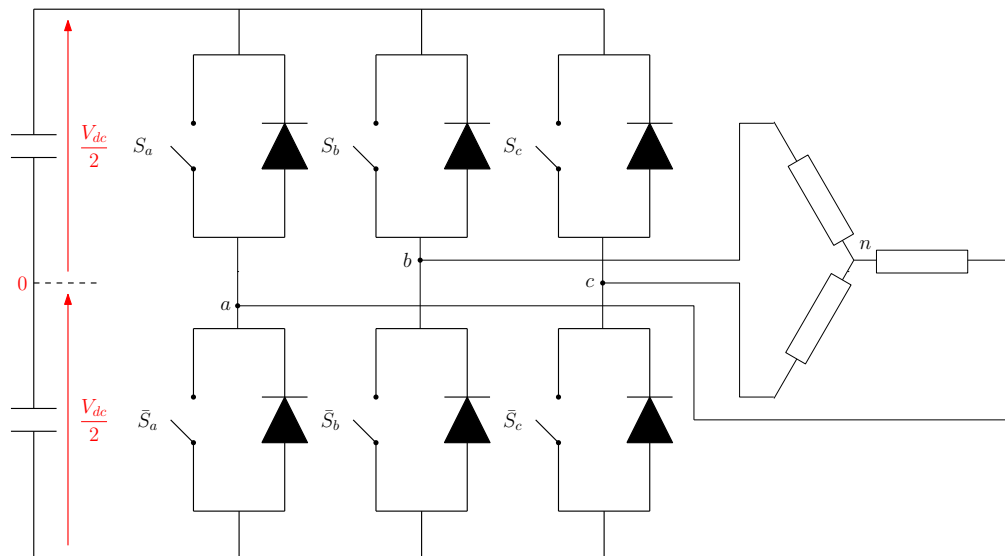


FIGURE 2.1 – Schéma d'un onduleur de tension associé à la machine asynchrone.

Les interrupteurs peuvent être définis par les valeurs booléennes de commande S_i (a, b, c).

- $S_i = 1$, signifie que l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$, signifie que l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

On peut écrire les tensions V_{i0} en fonction des signaux de commande comme suit :

$$V_{i0} = V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (2.1)$$

En prenant n comme le point neutre du côté alternatif, les tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les équations suivantes [76] :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} &= V_{cn} - V_{an} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Les tensions de la machine sont équilibrées, c'est-à-dire $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, donc [57] :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} &= \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} &= \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

On peut écrire les tensions de la phase en faisant apparaître le point 0 comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} &= V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} &= V_{c0} - V_{a0} \end{aligned} \quad (2.4)$$

où V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont des valeurs continues qui présentent les tensions à l'entrée de l'onduleur, et V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont des valeurs alternatives qui présentent les tensions à la sortie de l'onduleur.

En remplaçant (2.4) dans (2.3), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

On peut exprimer la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice 0 par la relation suivante :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.6)$$

A partir de l'équation (2.1), on peut établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.2.1.1 Technique de modulation *sinus triangle*

Le concept de la MLI sinus triangle est de comparer une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse de forme triangulaire haute fréquence illustrée sur la Figure 2.2. L'amplitude de l'onde de référence V_{ref} (ou l'onde modulatrice) peut prendre des valeurs comprises entre $[0, 1]$.

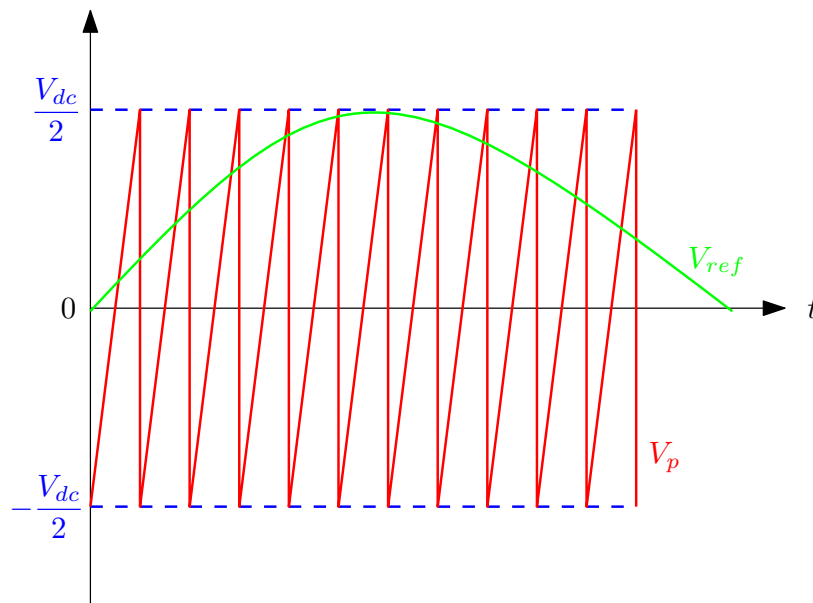


FIGURE 2.2 – Onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

2.2.2 Modélisation de la machine asynchrone

Longtemps, la machine asynchrone a été utilisée principalement à vitesse constante, étant donné qu'il n'était pas encore possible de contrôler de manière adéquate la dynamique de l'ensemble du moteur-charge. Cependant, avec les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et l'émergence de microcontrôleurs ainsi que de dispositifs de traitement du signal tels que les DSP et dSPACE, la commande de la machine asynchrone a gagné en flexibilité et en fiabilité.

La machine asynchrone est décrite théoriquement en utilisant différents modèles mathématiques. Dans notre cas, la machine asynchrone est associée à la stratégie de commande vectorielle. Ce qui permettra d'analyser le moteur d'une manière analogue à un moteur à courant continu. Le modèle d'état de la machine asynchrone peut être décrit sous différentes approches représentées sous forme d'un modèle matricielle, modèles d'états de la MAS sont décrit dans [77, 78]. Dans notre étude, le choix de la référence est celui lié au champs tournant en prenant en compte le fonctionnement de la machine en boucle fermée à des fréquences variables et en supposant que les tensions du stator sont équilibrées et sinusoïdales.

Le modèle de la MAS, tel que présenté dans [77] [78], est formulé dans le référentiel abc sous la forme d'une matrice de transition de dimension 6×6 , ce qui rend l'analyse du modèle complexe. Le passage d'un référentiel abc triphasé à un référentiel biphasé équivalent permet de réduire le nombre d'équations de six à quatre en utilisant les transformation de repères montrées sur la Figure 2.3. La transformation d'axe met en relation les courants ou les tensions sur les axes triphasés (a, b, c) avec les courants ou les tensions sur les axes biphasés (α, β) ou (d, q). Cette transformation a été initialement proposée par **Park** en 1920 et connue sur son nom *transformation de Park*.

Le modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone dans le référentiel $\alpha\beta$ est décrit par l'équation suivante [79] :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(\Omega) x(t) + B u(t) \\ y(t) &= C x(t) + F(t) u(t) \end{aligned} \tag{2.8}$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} -\xi & \omega_s & \frac{1}{\tau_r} & P\Omega K \\ 0 & -\xi & -P\Omega K & \frac{1}{\tau_r} \\ \frac{M_{sr}}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -P\Omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{\tau_r} & -P\Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

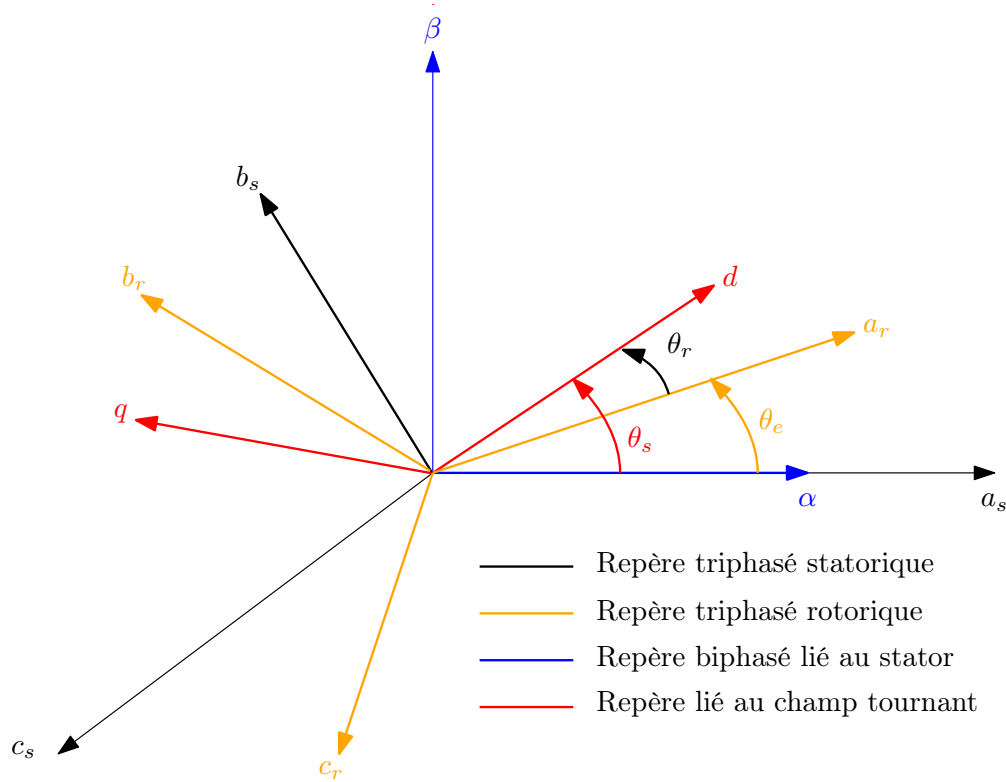


FIGURE 2.3 – Les différents repères dans le plan électrique.

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \tau_s = \frac{R_s}{L_s}, \quad \tau_r = \frac{R_r}{L_r}, \quad K = \frac{1}{L_r L_s - M_{sr}^2}, \quad \xi = -\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \quad (2.9)$$

Avec Ω est la vitesse mécanique du moteur, P est le nombre de paire de pôles, i_{sd} et i_{sq} sont respectivement les courants statoriques, φ_{rd} et φ_{rq} sont respectivement les flux rotoriques, L_s et L_r respectivement sont les inductances statorique et rotorique, M_{sr} est l'inductance mutuelle (stator-rotor), R_r et R_s sont respectivement les résistances rotoriques et statoriques, τ_s et τ_r sont respectivement les constantes de temps statorique et rotorique.

Le modèle $\alpha\beta$ est généralement utilisé pour la synthèse d'observateurs et la commande directe du couple (DTC). Cependant, pour contrôler un moteur asynchrone via une commande

vectorielle, il est nécessaire d'opérer avec un modèle dans le référentiel tournant dq .

Les matrices de ce modèle d'état sont données comme suit [79] :

$$A = \begin{bmatrix} -\xi & \omega_s & \frac{K}{\tau_r} & P\Omega K \\ -\omega_s & -\xi & -P\Omega K & \frac{K}{\tau_r} \\ \frac{M_{sr}}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - P\Omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{\tau_r} & -(\omega_s + P\Omega) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

L'équation qui régit le couple électromécanique en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = P M_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.10)$$

L'équation dynamique de la vitesse mécanique est donnée par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em}(t) - C_r(t) - \mu \Omega(t) \quad (2.11)$$

Avec J est le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge, μ est le coefficient de frottement visqueux de la machine et C_r est le couple de charge.

La commande de la MAS rencontre certaines difficultés, telles que la dynamique fortement non linéaire et multivariable, ainsi que le couplage entre le couple et le flux. Afin de remédier à ces problèmes, la commande vectorielle est abordée dans la section suivante.

2.3 Commande vectorielle

Le concept d'orientation du flux implique que l'axe direct soit orienté vers le vecteur du flux. Cette méthode permet de contrôler la machine asynchrone de la même manière que

le moteur à courant continu. La commande vectorielle à orientation du flux a bouleversé la commande des machines alternatives, les rendant plus compétitives pour la traction des véhicules hybrides ou électriques. Il existe deux schémas de commandes à orientation du flux, à savoir la commande directe (DFOC) et la commande indirecte (IFOC).

2.3.1 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte (IFOC) est une méthode très performante utilisée pour contrôler les machines asynchrones en contrôlant les courants du stator. Elle est basée sur la conversion des courants triphasés du stator en deux composantes orthogonales (c'est-à-dire les coordonnées dq). Le flux est contrôlé par la composante du courant i_{sd} , tandis que la composante i_{sq} contrôle le couple du moteur. La Figure 2.4 illustre le schéma de base de l'IFOC [80]. En général, les deux composantes du courant i_{sd} et i_{sq} sont comparées à leurs valeurs de référence, ensuite deux contrôleurs PI traitent les signaux d'erreur pour calculer les valeurs de référence des tension v_{sd} et v_{sq} .

La transformation de **Clark** est utilisée pour transformer le référentiel triphasé des tensions

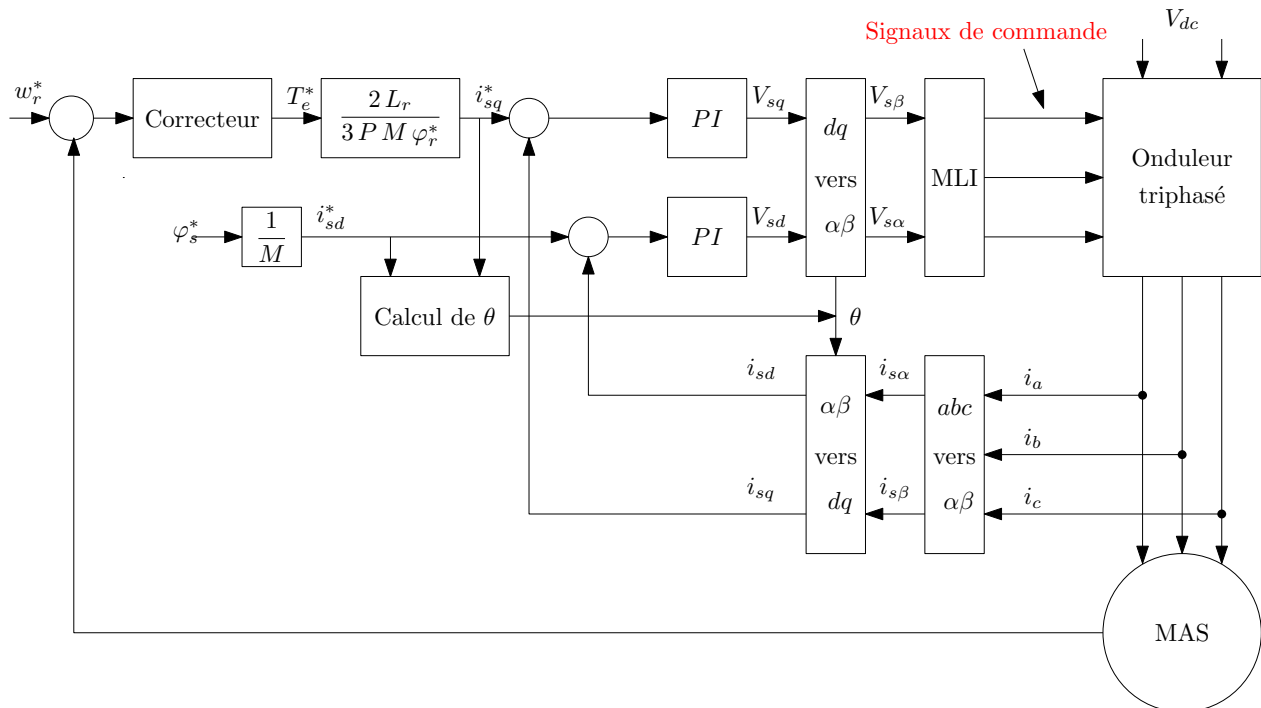


FIGURE 2.4 – Schéma de la commande vectorielle à orientation du flux indirecte du MAS.

en un référentiel stationnaire. Les signaux de commutation requis pour l'onduleur de tension sont calculés par modulation de largeur d'impulsion à vecteur spatial (SVPWM), afin de fournir la tension demandée à la machine asynchrone. L'onduleur triphasé est alimenté par

une tension continue provenant de la batterie.

2.3.2 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe est réputée pour garantir des performances élevées dans les cas des moteurs asynchrones en découplant le flux et le couple produits par les composantes des courants statoriques. Cette technique de commande nécessite une estimation de flux rotorique. Pour la configuration de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone, on a besoin d'un capteur de position de vitesse et deux capteurs de courants (voir la Figure 2.5).

Le flux est contrôlé par la composante du courant statorique i_{sd} et le couple par l'autre composante du courant statorique i_{sq} .

Dans le référentiel dq , le choix de l'angle de rotation de **Park** se fait d'une manière à ce que la direction du flux rotorique soit entièrement reporté sur l'axe directe, on obtient $\varphi_{rd} = \varphi_r$, $\varphi_{rq} = 0$, et

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (2.12)$$

En se basant sur cette équation, le couple électromagnétique est assuré par un estimateur analytique sachant que $\omega_s = \omega_r + P\Omega$.

La commande vectorielle comporte trois boucles de régulation, la première consiste à réguler la vitesse mécanique à partir de la mesure Ω , la seconde boucle est la régulation du couple autour du couple estimé dans l'équation (2.12) en agissant sur la mesure i_{sq} , le troisième régulateur correspond à réguler le flux autour d'un flux de référence $\varphi_{rq}^* = 1 \text{ Wb}$ selon la caractéristique du moteur [81] à partir de la mesure i_{sd} .

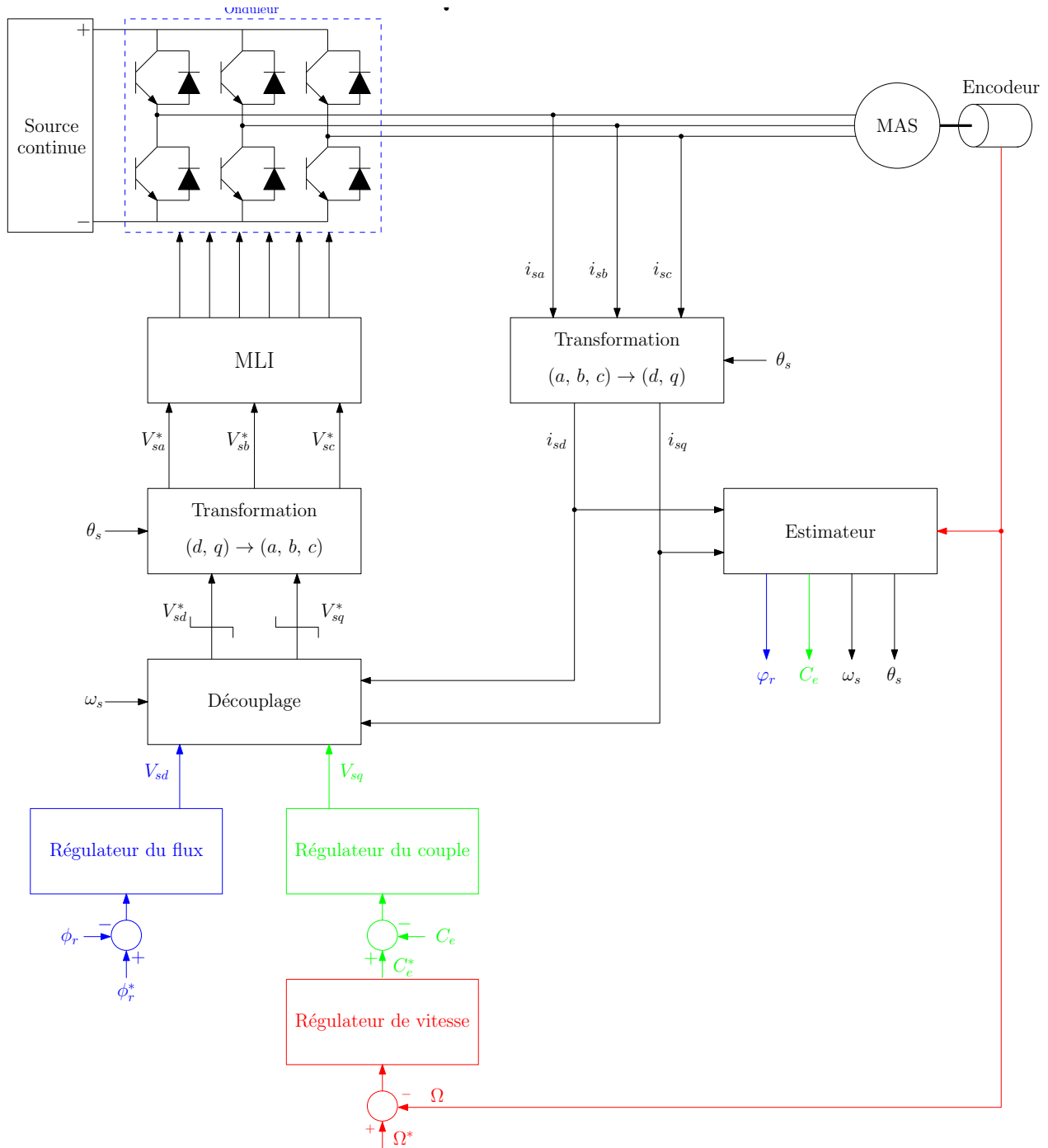


FIGURE 2.5 – Schéma de la commande vectorielle directe pour la commande de la machine asynchrone.

2.4 Découplage par compensation

Le découplage par compensation sert à définir deux nouvelles variables de commandes v_{ds}^* et v_{qs}^* d'une manière à ce que v_{ds}^* agisse uniquement sur i_{qs} et que v_{qs}^* agisse uniquement

sur i_{ds} , comme est illustré sur la Figure 2.6. Ces deux nouvelles variables de commandes sont définies comme suit [82] :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_{ds}^* + e_{ds} \\ v_{qs} &= v_{qs}^* + e_{qs} \end{aligned} \quad (2.13)$$

D'après, le modèle d'état de la machine asynchrone donné dans la Sou-section 2.3, on peut réécrire v_{ds} et v_{qs} comme suit :

$$\begin{aligned} v_{ds}^* &= \sigma L_s \frac{i_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ v_{qs}^* &= \sigma L_s \frac{i_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \\ e_{ds} &= -\omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ e_{qs} &= -\omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r \end{aligned} \quad (2.14)$$

La Figure 2.6 représente le schéma bloc de la machine asynchrone selon l'équation (2.14).

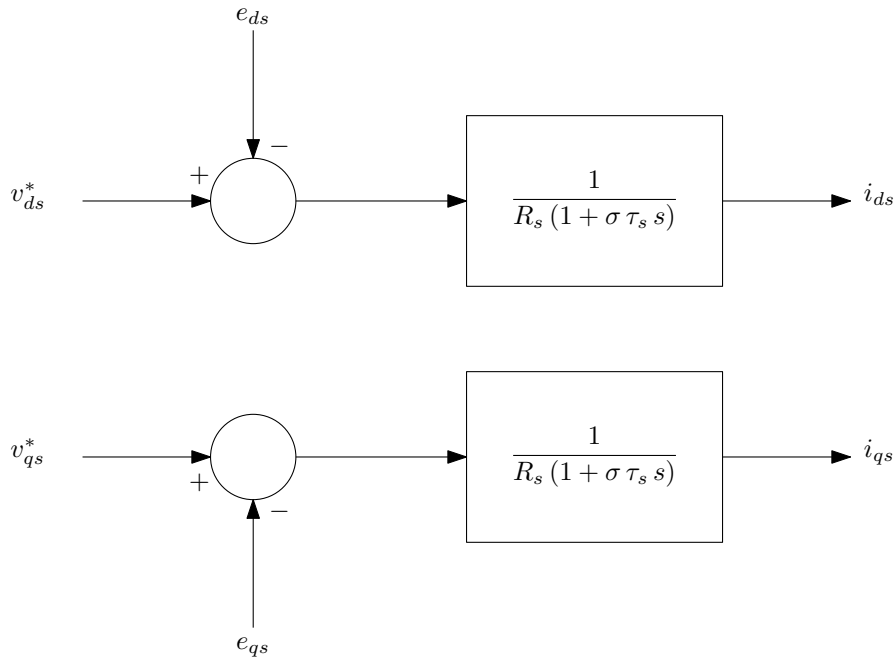


FIGURE 2.6 – Modèle de la machine asynchrone.

Afin de réaliser le découplage par compensation, on ajoute des tensions identiques de signe opposé à la sortie des régulateurs de courant afin de séparer les boucles de contrôle des axes d et q, comme le montre la Figure 2.7.

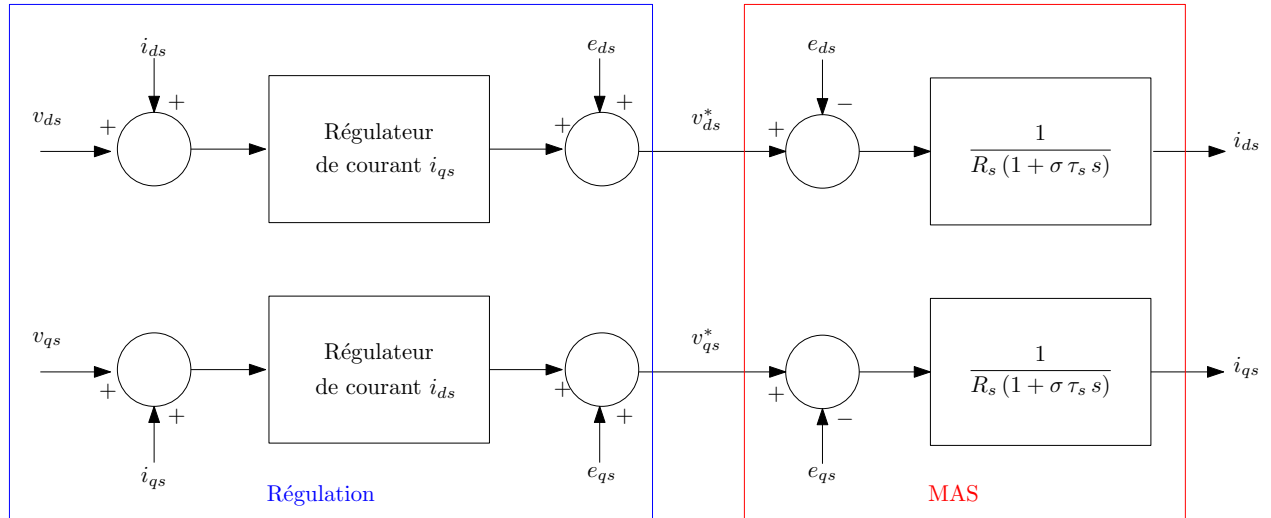


FIGURE 2.7 – Schéma du découplage par compensation.

2.5 Régulation et asservissement

Dans cette partie, notre attention se porte sur le contrôle PI. Celui-ci est bien apprécié dans l'industrie pour sa facilité d'implémentation, sa robustesse et sa simplicité. Nous présenterons ultérieurement la simulation appropriée pour le contrôle de la machine asynchrone basé sur des régulateurs de vitesse, de flux et de couple. Les régulateurs choisis sont de type Proportionnel Intégral pour les trois boucles de la commande vectorielle.

Le régulateur PI est composé d'une action proportionnelle qui consiste à réguler la rapidité avec laquelle la régulation doit être effectuée et d'une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur de sortie et sa propre référence.

2.5.1 Régulateur PI de vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est illustrée par la Figure 2.8. En utilisant le principe de superposition, on a :

$$\Omega(t) = \frac{K_{p1} s + K_{i1}}{J s^2 + (K_{p1} + k_f) s + K_{i1}} \Omega^*(t) - \frac{s}{J s^2 + (K_{p1} + k_f) s + K_{i1}} C_r(t) \quad (2.15)$$

La fonction de transfert possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique de 2ème ordre, on obtient les paramètres de suivant :

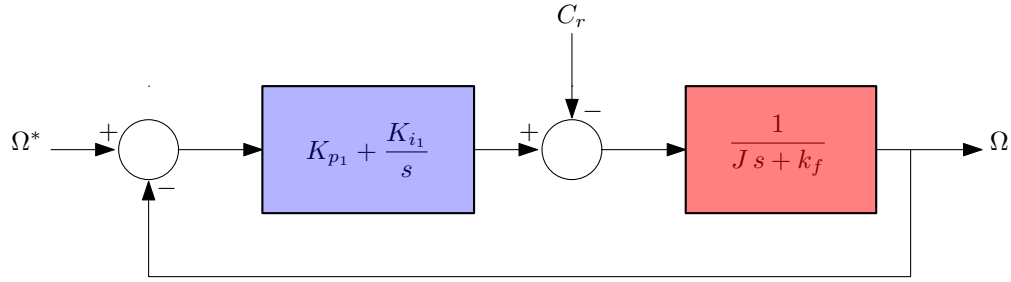


FIGURE 2.8 – Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.

$$K_{p1} \frac{2h K_{i1}}{\omega_n} - k_f, \quad K_{i1} = J \omega_n^3 \quad (2.16)$$

2.5.2 Régulateur PI de couple

L'expression du couple électromagnétique peut être formulée comme suit :

$$C_{em} = \frac{P M_{sr} \varphi_r}{\sigma L_s L_r (s + \xi)} v_{sq} \quad (2.17)$$

La Figure 2.9 décrit la boucle de régulation du couple électromagnétique. La fonction de transfert en boucle ouverte entre C_{em} et C_{em}^* est donnée par l'équation suivante :

$$H_{boC_{em}} = \frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{p2} K}{s} \quad (2.18)$$

avec

$$K_2 = \frac{P M_{sr} \varphi_r}{\sigma L_s L_r} \quad (2.19)$$

L'expression de la fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{bfC_{em}} = \frac{K_{p2} K}{s + K_{p2} K} \quad (2.20)$$

La fonction de transfert est d'ordre 1, par identification à la forme canonique d'un système d'ordre 1, on peut écrire les coefficients du régulateur $PI_{C_{em}}$ en fonction des paramètres de la machine asynchrone comme suit :

h	0,4	0,5	0,6	0,7	1
$\omega_{n1} \tau_1$	7,7	5,3	5,2	3	4,75

TABLE 2.1 – Paramètres du régulateur de vitesse.

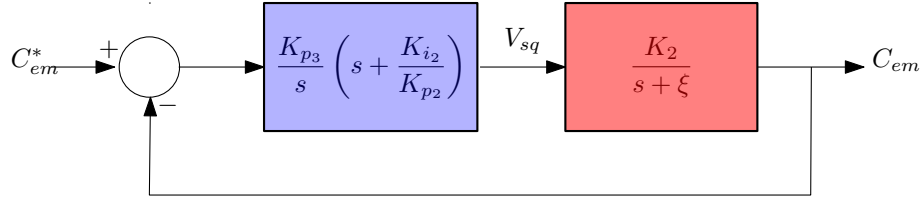


FIGURE 2.9 – Synoptique de la boucle de régulation du couple.

$$K_{p2} = \frac{\sigma L_s L_r}{P M \varphi_r \tau_2}, \quad K_{i2} = \xi K_{p2} \quad (2.21)$$

avec $T_{r2} = 3 \tau_2 = 3/(K_{p2} K_2)$ est le temps de réponse du couple.

2.6 Régulateur PI du flux

En raison de difficultés d'accès à cette mesure en raison de contraintes techniques et de problèmes liés aux coûts, l'estimation du flux rotorique est déterminée à l'aide de l'équation suivante :

$$\varphi_r = \frac{M_{sr}}{1 + \tau_r s} i_{sd} \quad (2.22)$$

avec $\tau = L_r/R_r$.

Le régulateur PI_{φ_r} sert à maintenir le flux rotorique constant autour de 1 Wb, la boucle de régulation du flux est schématisée sur la Figure 2.10.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{bo\varphi_r} = \frac{\varphi_r}{i_{sd}} = \frac{K_{p3} K_3}{s(s + \xi)} \quad (2.23)$$

avec $\tau = M_{sr}/(\sigma L_s L_r)$.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{bf\varphi_r} = \frac{K_{p3} K_3}{s^2 + \xi s + K_{p3} K_3} \quad (2.24)$$

L'identification de la fonction de transfert avec la forme canonique du système de deuxième ordre donne les coefficients du régulateur PI_{φ} en fonction des paramètres de la machine asynchrone comme suit :

$$K_{p3} = \frac{\xi^2}{K_3 (2 h_1)^2}, \quad K_{i3} = \frac{K_{p3}}{\tau_r} \quad (2.25)$$

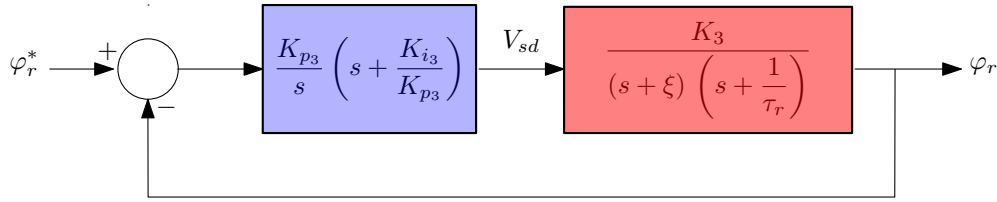


FIGURE 2.10 – Synoptique de la boucle de régulation du flux.

où h_1 est le coefficient d'amortissement choisi égale à 0,707 afin d'avoir des résultats satisfaisants.

2.7 Résultats de simulation

Cette étude porte sur l'analyse des performances de la commande de la machine asynchrone dédiée à une chaîne de traction d'un véhicule électrique. L'objectif est de simuler numériquement et d'implémenter une stratégie de contrôle efficace.

Le système de traction d'un véhicule électrique, dont l'élément essentiel est une machine asynchrone, a été étudié. Le modèle de convertisseur de puissance est contrôlé par modulation de largeur d'impulsion et la stratégie de commande vectorielle par des contrôleurs PI (vitesse et courants). Pour la simulation de ce modèle, un profil de vitesse différent a été choisi (démarrage, vitesse constante, décélération et enfin arrêt) afin de tester la robustesse des contrôleurs PI, un couple de charge $C_r = 12 \text{ N.m}$ a été appliqué en régime permanent dans l'intervalle de temps [3 s, 6 s].

Les résultats de la simulation présentés dans les figures 2.11, 2.12, 2.13 et 2.14 respectivement, visent à déterminer l'évolution (le comportement) de la vitesse de la machine, des courants du stator, du couple électromagnétique et du flux, en analysant la rapidité du système, l'erreur statique et la dynamique du système.

La Figure 2.11 montre les résultats de simulation de la vitesse, elle atteint sa valeur de référence sans dépassement et suit parfaitement le profil de vitesse choisi même en appliquant un couple de charge. Le couple de charge transmis à l'arbre de la machine est initialement à vide. A $t = 5\text{s}$, un couple de charge de 12 N.m est appliqué. A cet instant précis, les courants statoriques sont fortement sollicités, ce qui entraîne une augmentation de leur valeur,

comme le présente la figure 2.12. Après ce moment, la valeur reste constante jusqu'à $t=8\text{s}$. Les courants suivent bien les consignes, avec un taux d'ondulation faible, grâce à la période

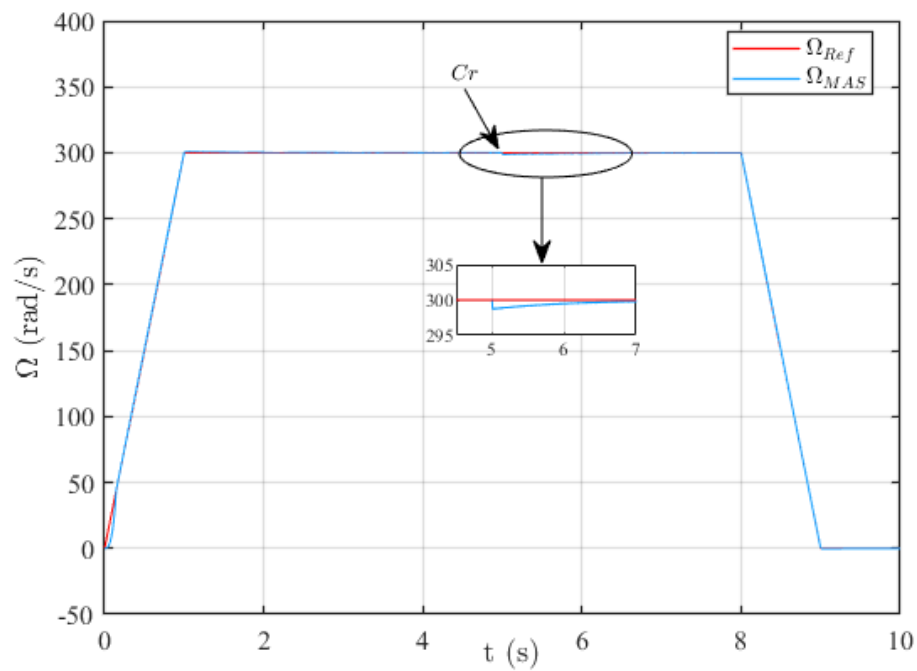


FIGURE 2.11 – Profil de la vitesse.

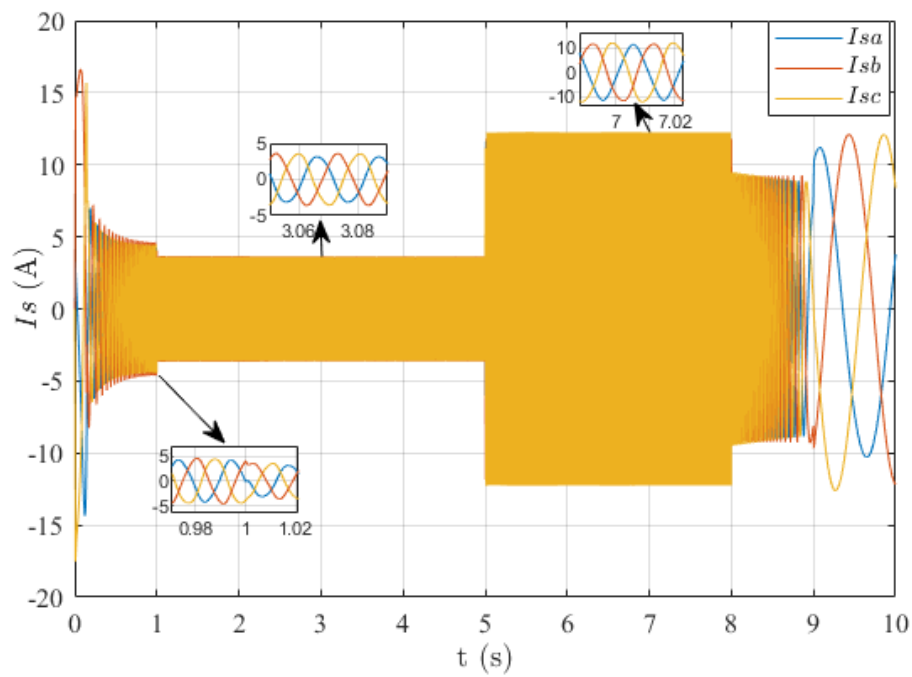


FIGURE 2.12 – Évolutions temporelles des courants statoriques.

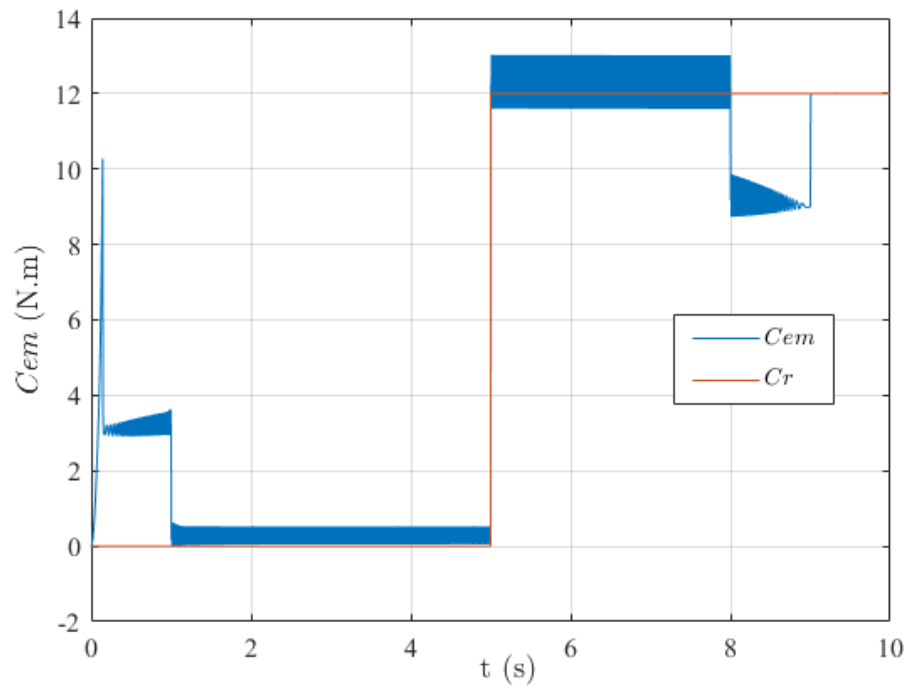


FIGURE 2.13 – Évolution du couple C_{em} .

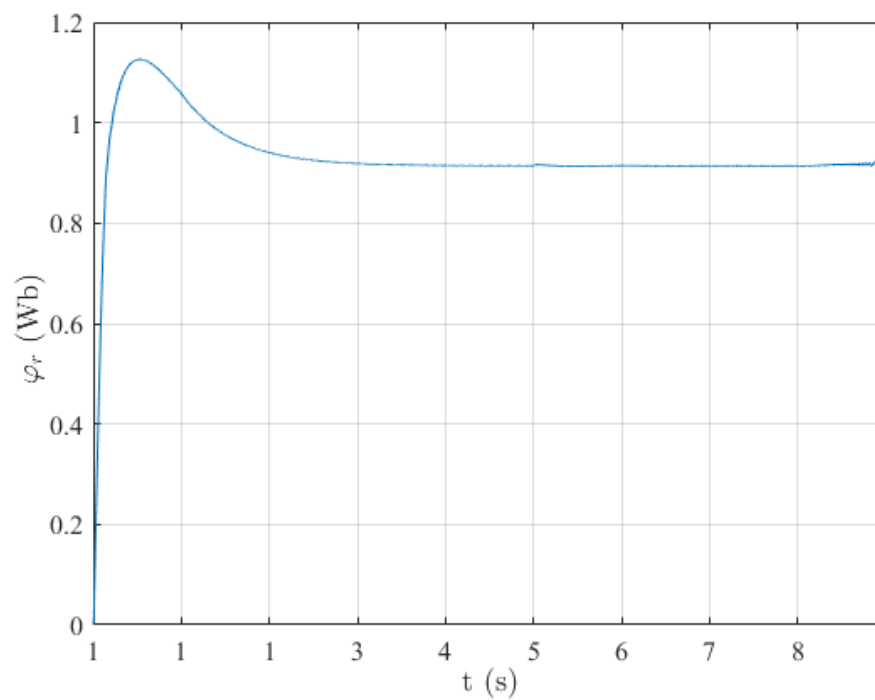


FIGURE 2.14 – Évolution du flux φ_r .

d'échantillonnage choisie, la fréquence des signaux MLI et les paramètres de régulation choisis.

Lorsque le couple de charge est modifié de manière échelonnée, la forme du signal de vitesse garde sa valeur de référence sans la dépasser et suit parfaitement le profil de vitesse imposé, même lorsque le couple de charge est appliqué.

En effet, les régulateurs PI améliorent la rapidité du système et en assurant un écart statique nul.

2.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande vectorielle à orientation du flux d'une MAS spécifiquement dédiée à une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Dans cette approche, des régulateurs de type PI ont été synthétisés pour asservir les grandeurs de flux, de vitesse et de couple.

À travers les résultats de simulations, nous avons illustré les avantages de cette technique de commande en termes d'amélioration des performances et de robustesse du système étudié face aux variations du couple de charge et du profil de vitesse. Cette approche a contribué à améliorer tant les performances dynamiques que statiques de la chaîne de traction, notamment la précision, l'erreur de traînage, le dépassement, le temps de réponse, le taux d'ondulation du couple et des courants de la machine, ainsi que la robustesse face aux variations paramétriques.

Chapitre 3

Détection et localisation du défaut capteur du courant

3.1 Introduction

Les capteurs du courant font parties de la chaîne de traction d'un VE. Ils sont des éléments essentiels pour la commande. Un bon fonctionnement de tout mécanisme de commande et de diagnostic nécessite des mesures précises et un retour d'information fiable pour atteindre un niveau de performance précis. Ces capteurs ont certains inconvénients, tel que la maintenance, le coût d'acquisition et le coût du renouvellement. Les défauts du capteur se traduisent par une mauvaise image de la grandeur à mesurer, ils sont dus aux défauts de fabrication, vieillissement et mauvais contact. De plus, certains capteurs perdent leurs fiabilités en raison de la variation de température dans leurs environnements. Pour remédier aux défauts susmentionnés et compenser au maximum leurs conséquences sur le fonctionnement de la chaîne de traction asynchrone, il est indispensable d'élaborer des méthodes de détection de capteurs du courant.

Ce chapitre est consacré au développement d'une approche de détection et d'isolation des défauts dans le moteur à induction du véhicule électrique. Trois capteurs de courant qui peuvent être impactés par des défauts (le défaut est modélisé comme un défaut additif (offset) ou un défaut multiplicatif (gain)) sont considérés dans cette étude. Un filtre de Kalman étendu (EKF) est synthétisé pour estimer les variables d'état dans la MAS afin de calculer les signaux résiduels. Ces résidus sont ensuite utilisés pour prendre la décision de détecter l'apparition d'un défaut et d'identifier le capteur défectueux sur la base d'un schéma de seuil.

3.2 Méthodes de diagnostic de défauts à base du modèle mathématique

Ces méthodes ont été développées au début des années 70. Une synthèse sur les types de méthodes de diagnostic a été présentée dans la Sou-section 1.7.1. Le principe de base de cette approche est de reconstruire l'état ou la sortie du système à partir de la connaissance de la commande (ou d'une partie de la commande) et des mesures (ou d'une partie des mesures) et d'utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. L'estimation de l'état peut être réalisée à l'aide de filtres [45, 83, 84] dans le cas stochastique ou d'observateurs dans le cas déterministe [85]. Dans cette section, on va se focaliser sur l'approche de diagnostic à base d'observateur, différents types d'observateurs ont été proposés dans la littérature pour la détection de défauts, dont l'observateur de Luenberger [45, 86], les observateurs à grand gain [87], les observateurs à entrée inconnues [88, 89], les observateurs à modes glissants [90, 91], et les observateurs adaptatifs [92–94]. L'approche à base d'observateur consiste à combiner les mesures avec le modèle mathématique du système. Le principe est de comparer en temps réel, la différence entre les mesures réelles du système à surveiller et les informations fournies par le modèle. Cet écart, appelé résidu, entre la mesure observée et son estimation indique la présence d'un ou plusieurs défauts, ensuite une évaluation de ces résidus sera menée afin de détecter l'apparition d'un ou plusieurs défauts.

La procédure de détection la plus simple est la plus utilisée repose sur la comparaison des résidus ou l'une de leurs caractéristiques statiques (moyenne ou écart type) [95] à des seuils de détection. Elle se poursuivra par le déclenchement d'une alarme à chaque dépassement de ce seuil et une procédure de localisation du défaut est appliquée pour localiser l'emplacement [96]. En raison des bruits de mesures et des incertitudes du modèle, le résidu n'est pas nul même dans un système sans défaut, donc il faudra bien définir des seuils d'alarme afin d'éviter les fausses alarmes.

3.3 Génération du résidu

La génération du résidu à base d'observateur consiste à présenter le système par un modèle mathématique. Si le modèle reflète avec précision la dynamique du système en mode défaut donc l'erreur entre les grandeurs estimées et mesurées indiquera la présence d'un ou plusieurs défauts sous forme de résidus. Ces derniers doivent être comparés à des seuils de détection pour détecter le moment d'apparition du défaut. Le concept de notre étude est de générer des résidus en estimant les courants du stator dans la MAS surveillée à partir des

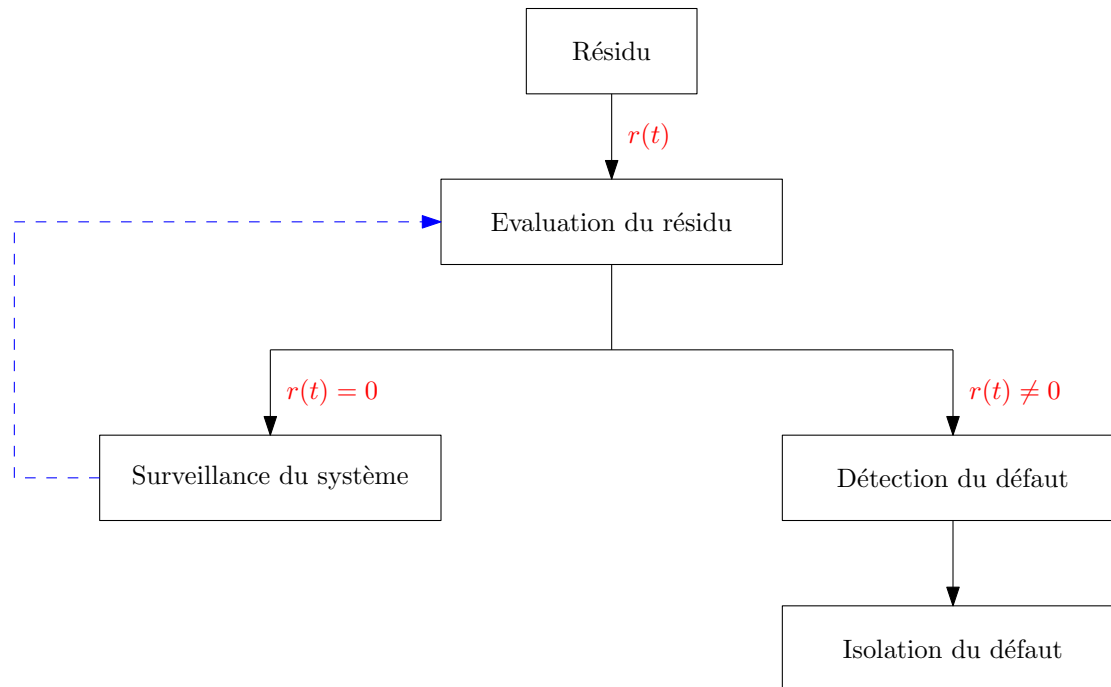


FIGURE 3.1 – Schéma de diagnostic par génération de résidu.

grandeurs mesurables (tensions et courants). En vue de la simplicité et de la mise en œuvre, l'observateur est généralement conçu sur la base d'un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de la sortie lorsque le défaut se produit.

Le résidu sert à comparer les sorties du système avec les mêmes sorties estimées par un observateur. La fiabilité de cette approche dépend de la robustesse de l'observateur vis-à-vis du défaut. Un accent sera mis sur les défauts de capteurs de courant qui peuvent affecter les systèmes d'entraînement asynchrone considérés dans le cadre de cette étude. Nous étudierons deux types de défauts capteurs de courant : défaut offset et défaut gain du capteur. Ces défauts sont dus au vieillissement ou à des origines électromagnétiques [97]. Des cas semblables ont été abordés dans [97, 98] en utilisant des observateurs pour isoler le défaut en analysant leurs résidus. Les courants estimés par l'observateur et les courants mesurés sont comparés pour générer les résidus $r(t)$ indiquant la présence ou non d'un défaut. Ces signaux résiduels sont souvent comparés à des seuils afin d'éviter les fausses alertes. Un défaut détecté et son emplacement sera identifié par la suite (sur quelle phase se situe le défaut). La Figure 3.1 montre un schéma qui présente les étapes de génération de résidus.

Toutefois, l'étude d'un défaut de capteur de courant dans la chaîne de traction du véhicule montre que le capteur de courant joue un rôle sensible dans la stratégie de contrôle vectoriel, dont dépend directement le découplage (voir Figure 2.5). Dans le cadre de cette

étude, pour assurer la continuité du fonctionnement du véhicule, on propose de surveiller le capteur de courant, en utilisant l'approche basée sur l'observation. Cette dernière présente plusieurs avantages, car elle est facile à mettre en œuvre.

Dans le cadre de notre analyse, le filtre de Kalman est choisi comme observateur de diagnostic sur les courants pour sa robustesse vis-à-vis des bruits de mesures [34]. Cet observateur prend en considération les erreurs de modélisation et les bruits de mesures. Une étude de l'observateur sous sa forme discrète est présentée dans la sous-section suivante.

3.4 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est l'estimation quadratique linéaire (LQE), est un ensemble d'équations mathématiques récursives qui consistent à estimer les états d'un système. Cet observateur joue un grand rôle important dans l'estimation de l'état stochastique linéaire à temps discret, en estimant les états du système perturbé à partir de ses valeurs précédentes et des mesures issues de sa sortie [99]. Le filtre de Kalman utilise un modèle linéaire discret de la forme suivante [100] :

$$\begin{aligned}x(k+1) &= A(k)x(k) + B(k)u(k) \\ y(k) &= Cx(k)\end{aligned}\tag{3.1}$$

où $x(k)$, $u(k)$ et $y(k)$ sont respectivement les vecteurs des états, des entrées, et des sorties du système. A , B , C sont respectivement les matrices d'état, de commande et de sortie du système. k représente l'instant d'échantillonnage. Pour les systèmes non linéaires, on utilise le filtre de Kalman étendu (EKF).

3.4.1 Filtre de Kalman Étendu

L'EKF est utilisé pour l'estimation des états d'un système non linéaire. Il consiste à linéariser les équations non linéaires autour d'un point de fonctionnement pour appliquer ensuite un filtre de Kalman linéaire au système linéarisé résultant [97]. L'EKF est l'observateur le plus adapté à l'estimation des systèmes non linéaire [101, 102]. Il a une bonne robustesse vis-à-vis des bruits de mesure et aux erreurs de modélisation [102].

3.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone

Dans notre travail, le choix de l'observateur pour le diagnostic est fait pour augmenter au maximum la sensibilité aux défauts. L'EKF est le plus répandu pour l'estimation

de l'état des systèmes non linéaires. Il offre notamment la possibilité d'ajouter au vecteur d'état d'autres variables que l'on souhaite également faire apparaître. Cet observateur est utilisé dans le cas de bruits gaussiens de moyenne nulle, et de matrices de covariance Q et R pour les états et les sorties respectivement. Mais, il reste sensible à tout défauts gain ou offset.

Nous avons conçu un EKF pour estimer les variables d'état du moteur à induction. Nous avons utilisé le modèle discret du moteur à induction dans le cadre de référence fixe α, β avec cinq variables d'état. Le modèle discret est donné par les équations suivantes [103, 104].

$$x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) \quad (3.2)$$

$$y(k) = H(k)x(k) + v \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} w &\cong N(0, Q) \\ v &\cong N(0, R) \end{aligned} \quad (3.4)$$

où $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les courants statoriques, $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ sont les flux rotoriques, Ω est la vitesse mécanique du moteur, L_s et L_r sont respectivement les inductances statorique et rotorique, respectivement. R_s et R_L sont respectivement les résistances du stator et du rotor. T_e est la période d'échantillonnage. w et v sont respectivement les bruits (de moyenne nulle) d'état et de mesure. Q et R sont respectivement et les matrices de covariances. Les différentes matrices et paramètres sont données comme suit :

$$x(k) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad u(k) = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\alpha} \end{bmatrix}$$

$$A_k = \frac{df(x, u)}{dx} = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{11} & a_{12} & b_{12} & f_1 \\ -b_{11} & a_{11} & -b_{12} & a_{12} & f_2 \\ a_{21} & b_{21} & a_{22} & b_{22} & f_3 \\ -b_{21} & a_{21} & -b_{22} & a_{22} & f_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ a_2 & 0 \\ 0 & a_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$Q = \begin{bmatrix} \delta_\varphi & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_\varphi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_\Omega \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} \delta_b & 0 \\ 0 & \delta_b \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

avec

$$\begin{aligned} a_{11} &= 1 + \alpha T_e + (\alpha^2 + \beta \gamma) T_e^2 / 2 \\ a_{12} &= \beta T_e \left(1 + \frac{(\alpha + \beta) T_e}{2} \right) + c \Omega^2 T_e^2 / 2 \\ a_{21} &= \gamma T_e \left(1 + \frac{(\alpha + \beta) T_e}{2} \right) \\ a_{22} &= 1 + \delta T_e + (\delta T_e + \beta \gamma) T_e^2 / 2 - \Omega^2 T_e^2 / 2 \\ b_{11} &= -c \gamma \Omega T_e^2 / 2 \\ b_{21} &= -\gamma \Omega T_e^2 / 2 \\ b_{12} &= (c T_e \left(1 + \frac{(\alpha + \delta) T_e}{2} \right) - \beta T_e^2 / 2) \Omega \\ b_{22} &= (-T_e + (c \gamma - 2 \delta) T_e^2 / 2) \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 0.5 c \gamma T_e^2 i_{s\beta} + c T_e^2 \Omega \varphi_{r\alpha} + (c T_e \left(1 + \frac{(\alpha + \delta) T_e}{2}\right) - \beta T_e^2 / 2) \varphi_{r\beta} \\
 f_2 &= 0.5 c \gamma T_e^2 i_{s\alpha} + c T_e^2 \Omega \varphi_{r\beta} - (c T_e \left(1 + \frac{(\alpha + \delta) T_e}{2}\right) - \beta T_e^2 / 2) \varphi_{r\alpha} \\
 f_3 &= 0.5 c \gamma T_e^2 i_{s\beta} - T_e^2 \Omega \varphi_{r\alpha} + (0.5 (c \gamma - 2 \delta) T_e^2 - T_e) \varphi_{r\beta} \\
 f_4 &= 0.5 c \gamma T_e^2 i_{s\alpha} - T_e^2 \Omega \varphi_{r\alpha} - (0.5 (c \gamma - 2 \delta) T_e^2 - T_e) \varphi_{r\alpha} \\
 a_1 &= \alpha T_e (1 + (\alpha T_e) / 2) \\
 a_2 &= \alpha \gamma T_e^2 / 2 \\
 \sigma &= 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \alpha = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_r} \\
 c &= \frac{1 - \sigma}{\sigma M_{sr}}, \quad a = \left(\alpha R_s + \frac{c M R_r}{L_r}\right) \\
 \beta &= \frac{c R_r}{L_r}, \quad \gamma = \frac{M_{sr} R_r}{L_r}, \quad \delta = -\frac{R_r}{L_r}
 \end{aligned}$$

L'EKF est basé sur trois étapes principales. La première étape est la phase de prédiction qui utilise l'état estimé de l'instant précédent pour estimer l'état actuel. La deuxième étape consiste à prédire le paramètre P_k^p et à calculer le gain du filtre de Kalman $K(k)$. La dernière étape est la détermination de la valeur finale du vecteur d'état dans l'étape de correction. Ces étapes sont résumées par les équations suivantes [99] :

— Prédiction :

$$\begin{aligned}
 x(k+1)^p &= A_{k1} x_{k1} + B_k u_k \\
 P_{k+1}^p &= A_k P_{k-1} A_k^T + Q
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

— Calcul du gain :

$$K_k = P_k^p H^T (H P_k^p H^T + R)^{-1} \tag{3.9}$$

— Mise à jour

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_k &= x_k^p + K_k (y_k - H x_k^p) \\
 \hat{P}_k &= (1 - K_k H) P_k^p
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

avec F et H sont respectivement des fonctions jacobienne d'état et de la mesure.

Les test de simulation réalisés ont pour but de démontrer l'efficacité de l'observateur EKF dans diverses conditions de fonctionnement. Les résultats de simulation des principaux signaux (Ω , i_{sa} et φ_r) sont illustrés par la Figure 3.2. D'après ces résultats, on constate

que les comportements de différentes grandeurs estimées sont en bonne concordance avec les comportements réels des grandeurs de la MAS.

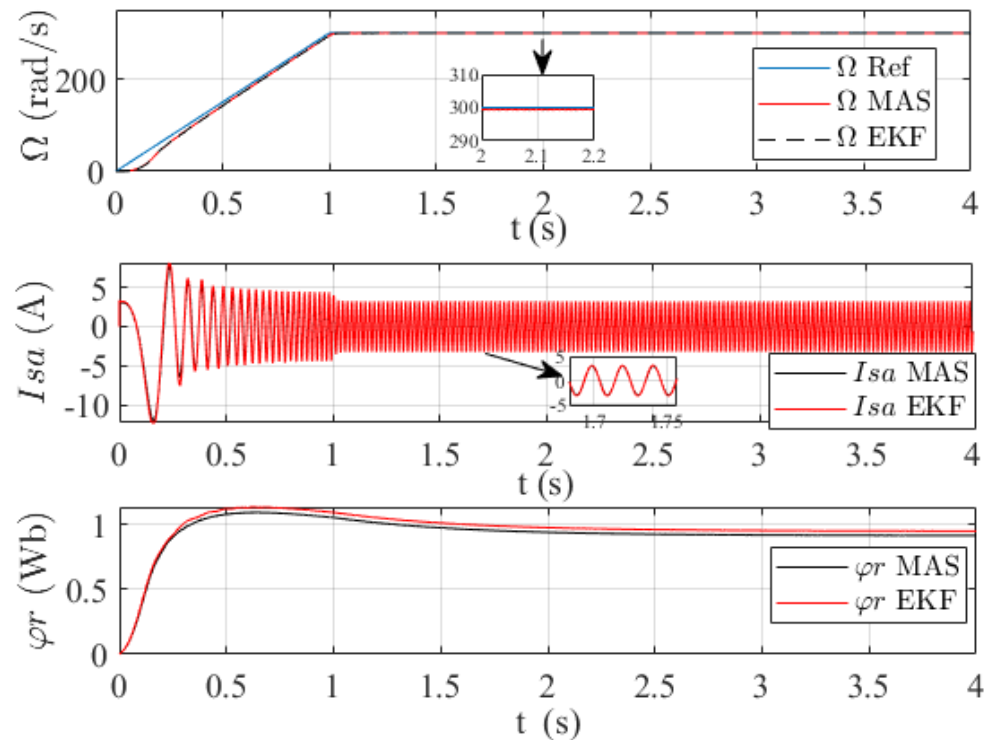


FIGURE 3.2 – Résultat de simulation du filtre de Kalman étendu.

3.5 Technique de détection et d'isolation du défaut

3.5.1 Simulation de la machine en présence des défauts additif et multiplicatif

Les défauts additifs sont des signaux superposés à un point du schéma fonctionnel. Ils influencent le comportement du système de la même manière qu'une entrée externe inconnue, indépendamment des entrées connues. Les défauts multiplicatifs sont générés par la multiplication d'une variation par des variables d'état ou des variables d'entrée. Ils peuvent représenter des variations paramétriques suite à des dysfonctionnements d'actionneurs, de capteurs, etc.

Les défauts additifs influencent la moyenne du signal de sortie du système, alors que les défauts multiplicatifs induisent des changements dans la variance et les corrélations du signal de sortie du système, ainsi que des changements dans les caractéristiques spectrales et la

dynamique du système [105]. Une illustration de l'effet du défaut offset et défaut gain est représentée par la Figure 3.3.

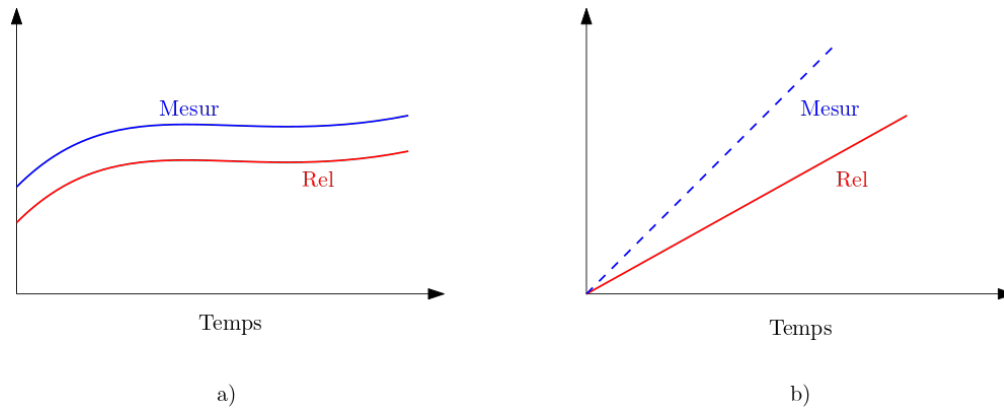


FIGURE 3.3 – Effet de différents types de défauts capteur sur les mesures : (a) Défaut additif (Offset) (b) Défaut multiplicatif (Gain) [106].

Un capteur défaillant génère une représentation erronée de la grandeur mesurée. Dans ce contexte, nous examinons un dysfonctionnement lié au courant du capteur. Nous avons injecté un défaut de gain et un défaut du type offset de 60% du courant, lors du régime permanent, séparément sur la phase A à l'instant $t = 2,5$ s. Les résultats des simulations sont exposés dans les Figures 3.4 et 3.5, respectivement. Nous constatons que ces défauts influent sur le comportement des courants statoriques (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}), du flux φ_r et du couple C_{em} .

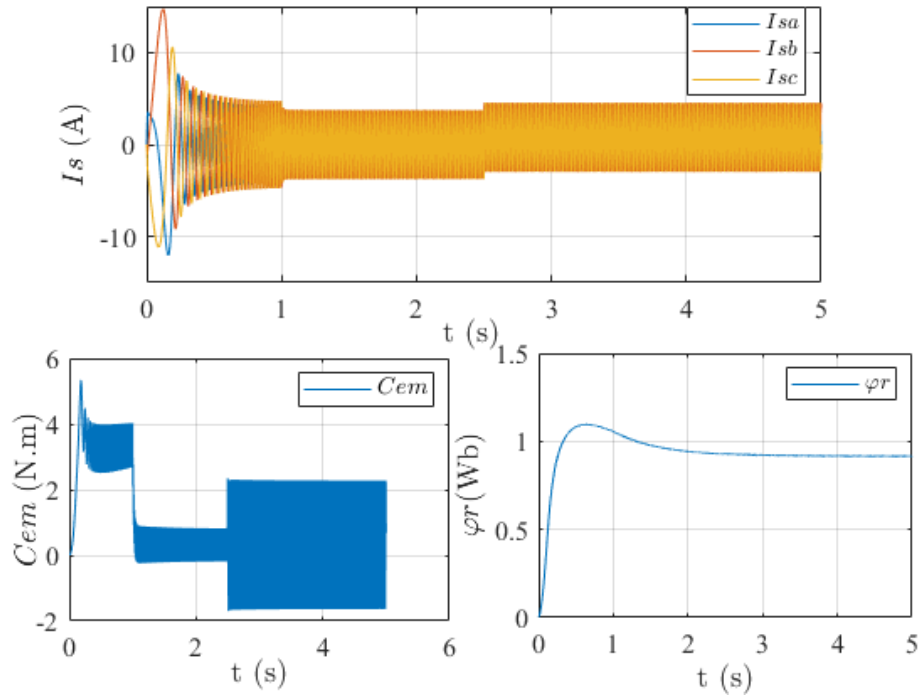


FIGURE 3.4 – Résultats de simulation de la machine asynchrone en présence du défaut off set sur la phase a .

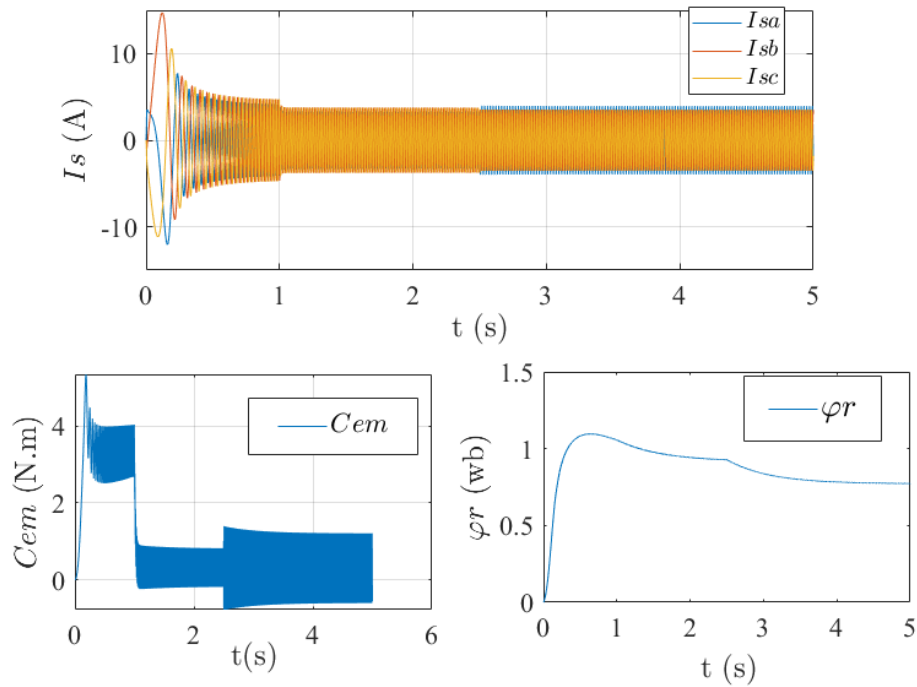


FIGURE 3.5 – Résultats de simulation de la machine asynchrone en présence du défaut gain sur la phase a .

3.6 Approche proposée pour la détection et l'isolation du défaut capteur de courant

Dans le contexte de notre investigation, le signal résiduel correspond à la disparité entre les courants réels de la machine asynchrone, mesurés par les trois capteurs de courant (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}), et les courants estimés fournis par l'EKF. La méthode de calcul du signal résiduel r est illustrée par La Figure 3.6 [21].

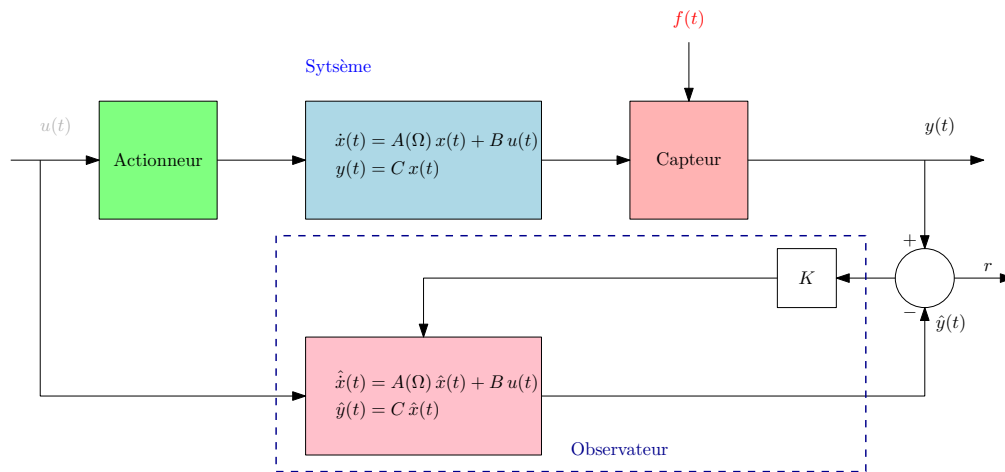


FIGURE 3.6 – Schéma de diagnostic de capteur de courant par génération de résidu.

Le signal résidu calculé permet de détecter l'apparition d'un défaut lorsque le capteur réel est affecté par un défaut additif (offset) ou un défaut gain. Afin d'isoler le capteur défectueux, nous amplifions les signaux de fréquence (le délai $T_d = 0.05$ s). La sortie amplifiée est comparée à un seuil pour générer le signal de contrôle binaire qui est égal à 0 pour le cas sain, et à 1 pour le cas défectueux. Le principe de cette technique est illustré sur la Figure-3.7.

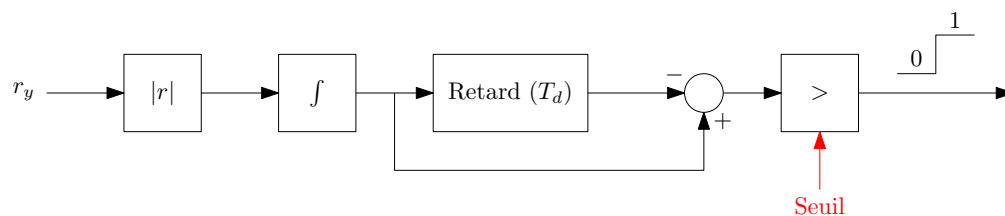


FIGURE 3.7 – Schéma de contrôle du signal généré par les résidus.

Les résultats obtenus sont donnés par le Tableau 3.1 et les Figures 3.8–3.11.

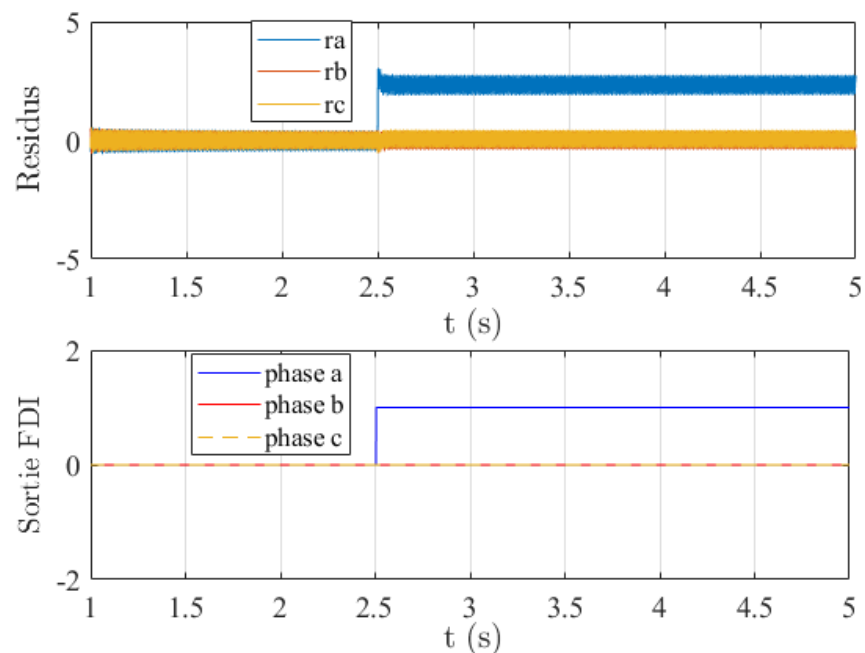
	Défaut sur le capteur de la phase a	Défaut sur le capteur de la phase b	Défaut sur le capteur de la phase c
R_a	1	0	0
R_b	0	1	0
R_c	0	0	1

TABLE 3.1 – Table de signatures de défauts.

3.7 Résultats de simulation

Un défaut gain de 60% du courant en régime permanent est injecté sur la phase a et la phase b , Les résultats de simulation correspondants sont présentés dans les Figures 3.8 et 3.9, respectivement. On observe que pour la phase affectée par le défaut, injecté à l'instant $t = 2,5$ s, la sortie FDI correspondante est égale à 1. Pour les deux autres phases, la sortie FDI est égale à 0.

Lorsqu'un défaut de type offset est introduit séparément sur la phase a et la phase b , les résultats obtenus sont respectivement exposés dans les Figures 3.10 et 3.11. Il est à noter que la détection et la localisation du défaut sont assurées par l'approche proposée. Théoriquement, en cas de défaillance du capteur sur une phase, la sortie FDI correspondante devrait être égale à 1. Cependant, dans notre situation, la FDI demeure nulle pour les deux autres phases.


 FIGURE 3.8 – Résultats FDI en présence de défaut offset sur la phase a .

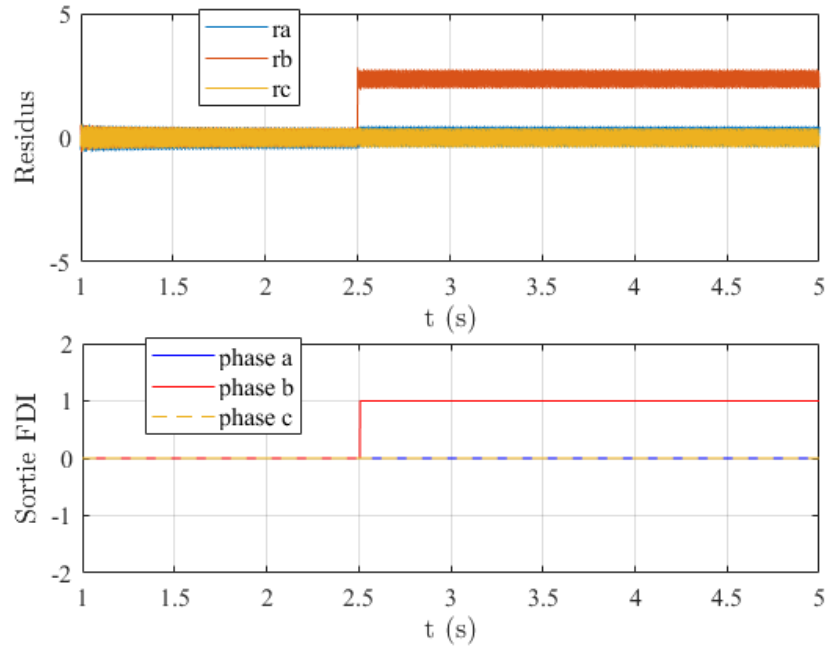


FIGURE 3.9 – Résultats FDI en présence de défaut off set sur la phase *b*.

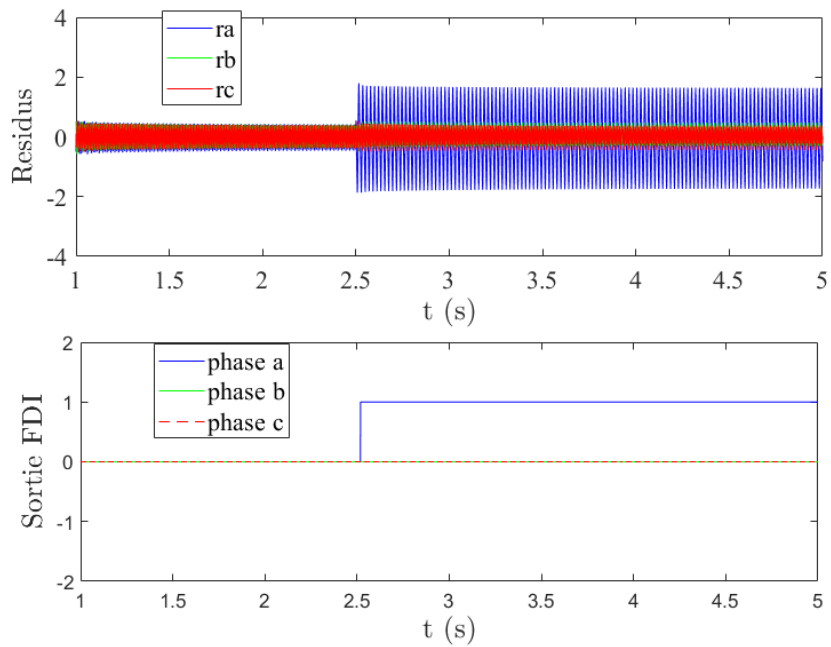
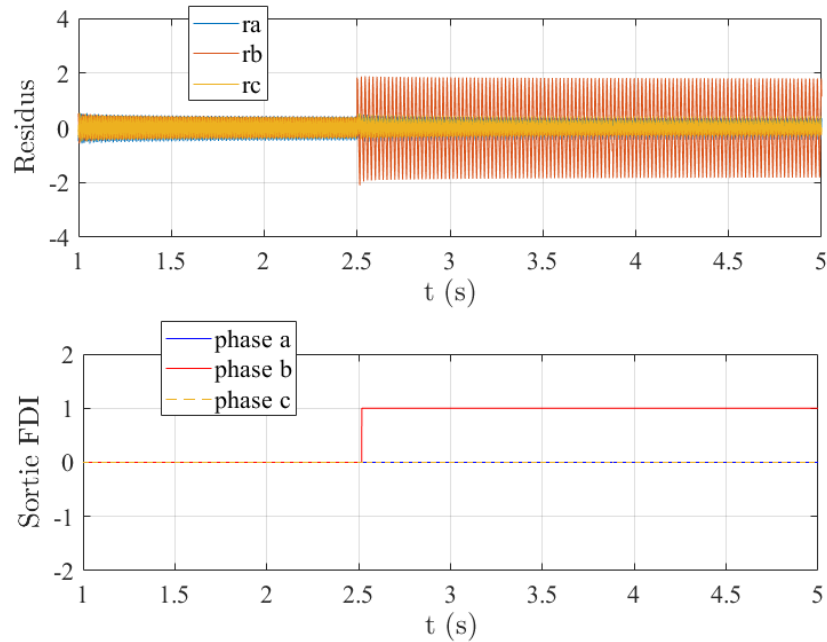


FIGURE 3.10 – Résultats FDI en présence de défaut gain sur la phase *a*.

FIGURE 3.11 – Résultats FDI en présence de défaut gain sur la phase b .

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une approche permettant de détecter et de localiser un défaut sur un capteur de courant (défaut de gain et défaut offset). Les résultats obtenus grâce à notre méthode basée sur le filtre de Kalman étendu concordent avec les performances de la MAS, soulignant ainsi l'efficacité de notre approche pour détecter et localiser un capteur défectueux.

De plus, l'approche que nous avons présentée peut être étendue à d'autres éléments de la chaîne de traction des véhicules électriques, tels que l'enroulement du stator et le convertisseur de puissance. Dans la suite de nos travaux, nous nous concentrons sur l'élaboration d'une méthodologie visant à détecter et identifier les défauts de court-circuit dans le stator à partir des signaux de courant statorique de la machine asynchrone. Cette investigation s'appuie sur des techniques de traitement du signal telles que la transformée de Fourier rapide (FFT) et la transformée de Fourier à court terme (STFT).

Chapitre 4

Diagnostic du défaut ITSC dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique

4.1 Introduction

Dans les applications automobiles, la fiabilité et la sûreté de fonctionnement de la chaîne de traction sont cruciales. Dans cette optique, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'analyse et au diagnostic de défauts électriques dans une machine asynchrone. Cette dernière est le composant le plus sensible par rapport aux autres composants de la chaîne de traction VE. Le diagnostic des défauts dans les entraînements électriques peut s'avérer très difficile, en particulier lorsque les données d'entrée proviennent d'une machine électrique en fonctionnement.

L'apparition du court-circuit entre spires (ITSC) est l'une des défaillances les plus dangereuses des machines électriques, si elles ne sont pas détectées à un stade précoce de leur développement, elles peuvent avoir de graves conséquences en termes de coût, de réparation et de sécurité. Ce sont les raisons pour lesquelles nous consacrons ce chapitre au développement d'une méthodologie pour détecter et identifier le défaut court-circuit du stator en utilisant les approches de traitement de signal (la transformée de Fourier rapide (FFT) et de la transformée de Fourier à court terme (STFT)) [107].

Les signaux exploités pour cette analyse sont les signaux résiduels entre les courants estimés fournis par le filtre de Kalman étendu (EKF) et les courants réels. En effet, la FFT permet d'extraire les fréquences liées aux courts circuits entre spires (ITSC) dans l'enroulement de phase. En outre, la STFT est utilisée pour obtenir des informations sur le moment et l'endroit où l'ITSC apparaît dans l'enroulement de phase.

4.2 Diagnostic de défauts par les techniques de traitement de signal

Le diagnostic par analyse du signal dans le domaine fréquentiel consiste à rechercher des signatures de défauts dans le domaine spectral, à l'aide d'outils d'analyse spectrale (transformée de Fourier discrète (TFD), etc.). Cette méthode est particulièrement utile pour détecter les défauts électriques et mécaniques des machines électriques. Cette approche est efficace dans la mesure où de nombreux défauts (barres cassées, détérioration de roulements, etc.) entraînent l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine asynchrone de la machine [108, 109]. L'une des méthodes les plus utilisées connues dans le domaine fréquentiel pour le diagnostic des défauts moteurs est le diagnostic par analyse du courant statorique, appelée plus généralement Motor Current Signature Analysis (MCSA) qui est adaptée au diagnostic des défauts d'origine mécanique comme les cassures de barres [110], les défauts inter-spires dans les enroulements [111], défauts d'alignement et d'excentricité [112], etc.

Il existe aussi d'autres types de diagnostic basé sur l'analyse des vibrations mécaniques [113] ou acoustiques [114], l'analyse du flux magnétique axial de fuite [115], l'analyse de la puissance instantanée [116] et l'approche du vecteur de Park [106].

La plupart des études se concentrent sur l'analyse du courant pour détecter les défauts de court-circuit entre spires dans l'enroulement du stator. Dans [117], la transformée en ondelettes discrètes est conçue pour analyser les courants afin de détecter l'ITSC dans un premier temps et d'estimer le nombre de spires défectueuses dans la phase endommagée. La FFT et la logique floue sont appliquées dans [118] sur la base des courants du stator pour détecter l'enroulement de phase court-circuité, il est démontré que la logique floue est meilleure que la distorsion harmonique totale lorsque les courants de défaut sont déformés. Une séparation linéaire des circuits entre spires ITSC dans un moteur à induction triphasé pour identifier les court-circuit est proposée dans [119]. Les auteurs ont noté, grâce à une analyse de la relation entre l'inductance et le nombre d'enroulements, que le courant diminue légèrement dans l'ITSC.

Dans Bin et Paghda [120], les auteurs ont utilisé l'ondelette pour détecter la rupture de la barre du rotor, le défaut d'excentricité et le défaut de roulement, en se basant sur l'analyse fréquentielle du courant, de la tension et de la puissance instantanée, tandis que le rapport signal/bruit des composantes spectrales a été examiné dans des conditions de charges

variables d'une seule phase dans le cycle actif.

4.3 Modélisation de la machine asynchrone en présence du défaut court-circuit entre spires

4.3.1 Types de défauts court-circuit

Le déséquilibre de tension est l'une des conditions de l'alimentation électrique qui ne peut être complètement évitée. Ces dernières années, ce problème a pris beaucoup d'importance. Sur de longues périodes, l'alimentation anormale entraîne un vieillissement de l'isolation des enroulements du stator, la fragilisation de l'isolation des spires est à l'origine de 80% de toutes les défaillances électriques du stator [121]. Cela peut provoquer un court-circuit bobine-bobine dans la même phase ou entre deux phases. Plus tard, ces défauts peuvent se transformer en un autre défaut de court-circuit grave, connu sous le nom de défaut phase-terre [122]. La Figure 4.1 résume les différents défauts de court-circuit ou de circuit ouvert qui peuvent se produire dans les enroulements du stator.

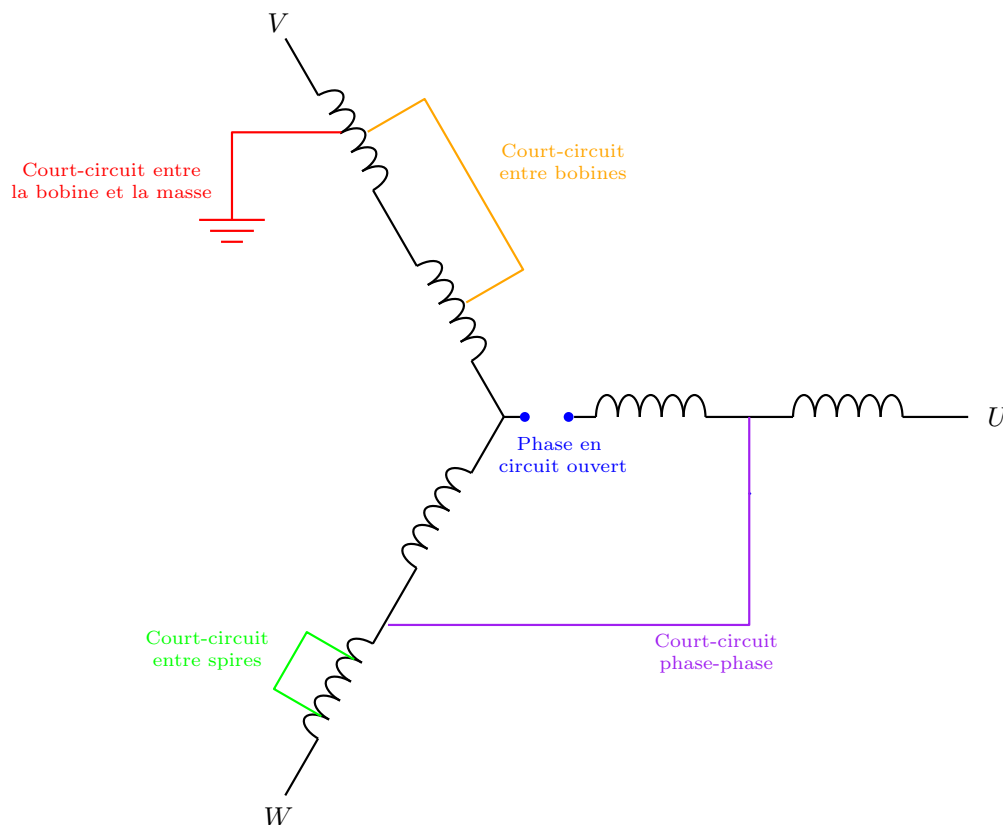


FIGURE 4.1 – Schéma de différents types de court-circuit dans les phases statoriques.

4.3.1.1 Défaut court-circuit entre phases

Le défaut court-circuit entre phases se produit lorsqu'une spire d'une phase est court-circuitée avec une spire d'une autre phase ou entre deux bobines de phases. Généralement, lors d'un court-circuit, les enroulements souffrent d'une défaillance de l'isolation en raison de la contrainte thermique qui se produit à cause de l'augmentation du courant dans les enroulements [123].

4.3.1.2 Défaut court-circuit entre deux enroulements

Le défaut court-circuit entre enroulements se produit lorsqu'un courant indésirable passe entre deux enroulements ou plus enroulements de la même phase. La gravité du défaut court-circuit entre spires peut conduire à ce type de défaut s'il n'est pas détecté à un stade précoce. Le courant circulant dans le bobinage du stator, dans le cas d'un défaut court-circuit entre enroulements, est plus grand que le défaut court-circuit entre spires ce qui provoquera de graves dommages sur la machine.

4.3.1.3 Court-circuit entre spires

Le défaut de court-circuit entre spires (ITSC) apparaît lorsqu'un courant indésirable passe entre deux spires de l'enroulement du stator [12], généralement de la même phase. Il est produit par une isolation défectueuse, des températures élevées ou des tensions élevées qui peuvent affecter le stator. On considère qu'il s'agit d'un défaut naissant, qui peut conduire à des court-circuits entre enroulement, entre phases et à des démagnétisations (DMF).

Le défaut court-circuit statorique dans une machine asynchrone peut être modélisé comme étant un nouvel enroulement ajouté à l'enroulement sain du stator. Ce nouvel enroulement dépend de deux paramètres ($\theta_{cck'}$ et $\eta_{cck'}$) qui peuvent donner des informations sur l'emplacement et le ratio du bobinage. La Figure 4.2 illustre un schéma de court-circuit entre spires d'un moteur à induction.

avec L_s est l'inductance du stator, L_r est l'inductance du rotor, M_{sr} est l'inductance mutuelle (stator-rotor), Z_{cc} est l'impédance en court circuit, R_s est la résistance de stator, R_r est la résistance de rotor.

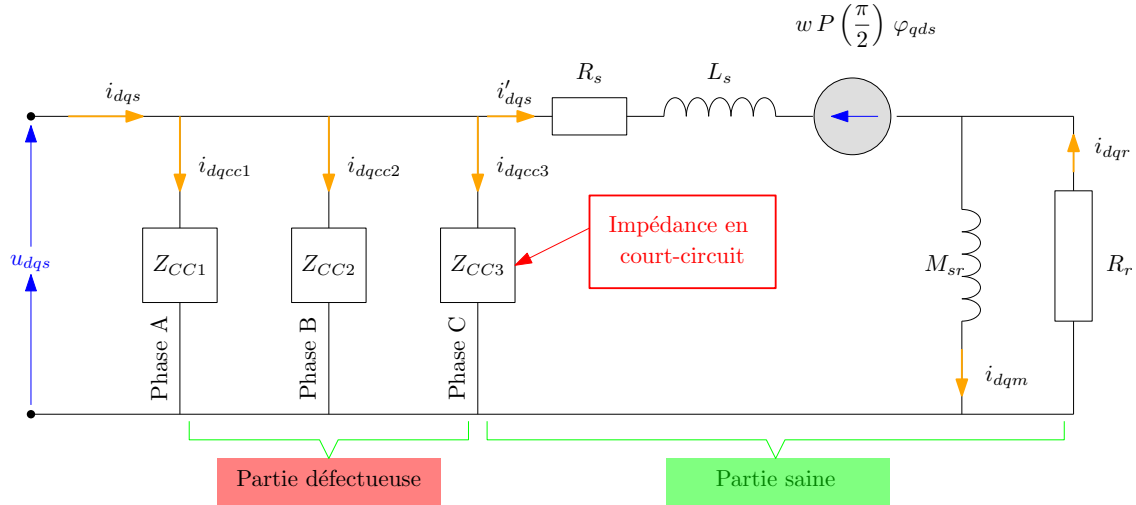


FIGURE 4.2 – Schéma du défaut court-circuit entre spires dans le stator d'un moteur à induction [126].

4.3.2 Modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut court-circuit entre spires

Le modèle mathématique du moteur à induction dans le cas d'un court-circuit entre spires, dans le référentiel (dq) , est donné par les équations suivantes [125, 126] :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(\Omega) x(t) + B u(t) \\ y(t) &= C x(t) + F(t) u(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} -\xi & \omega_s & \frac{K}{\tau_r} & P\Omega K \\ -\omega_s & -\xi & -P\Omega K & \frac{K}{\tau_r} \\ \frac{M_{sr}}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - P\Omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{\tau_r} & -(\omega_s + P\Omega) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

L'équation du couple électromécanique :

$$C_{em} = P M_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (4.2)$$

L'évolution de la vitesse mécanique est décrite par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em}(t) - C_r(t) - \mu \Omega(t) \quad (4.3)$$

Avec J est le moment d'inertie des parties tournante de l'ensemble machine-charge, μ est le coefficient de frottement visqueux de la machine et C_r est le couple de charge.

L_s et L_r respectivement sont les inductance statoriques et rotoriques, M_{sr} est l'inductance mutuelle (stator-rotor), R_r et R_s sont respectivement les résistances rotoriques et statoriques, τ_s et τ_r sont respectivement les constante de temps statorique et rotorique.

Ω est la vitesse mécanique du moteur, i_{sd} et i_{sq} sont respectivement les courants statoriques, φ_{rd} et φ_{rq} sont respectivement les flux rotoriques.

La matrice F est donnée par l'équation suivante :

$$F(\bar{\omega}(-\theta), \eta_{cck'}) = \frac{2}{3 R_s} \sum_{k'=1}^3 \eta_{cck'} P(-\theta) \bar{\omega}(-\theta_{cck'}) P(\theta) \quad (4.4)$$

$$\eta_{cck'} = \frac{N_{cc}}{N_s} = \frac{\text{Nombre de spires en court-circuit}}{\text{Nombre total de spires dans une phase}} \quad (4.5)$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\bar{\omega}(\theta_{cck'}) = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_{cck'}) & \cos(\theta_{cck'}) \sin(\theta_{cck'}) \\ \cos(\theta_{cck'}) \sin(\theta_{cck'}) & \sin^2(\theta_{cck'}) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

avec $P(\theta)$ est la matrice de rotation de park, $\theta_{cck'}$ est l'angle entre le bobinage défectueux et le bobinage du premier axe de la phase du stator. Ce paramètre peut prendre 3 valeurs : 0 , $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ qui permettent de localiser respectivement le court-circuit entre spires sur la phase a , b et c .

Le courant du court-circuit est donné par l'équation :

$$\begin{bmatrix} i_{dscc} \\ i_{qscc} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

L'équation du courant court-circuit peut se réécrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{dscc} \\ i_{qscc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3 R_s} \sum_{k'=1}^3 \eta_{cck'} P(-\theta) \bar{\omega}(-\theta_{cck'}) P(\theta) \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Par conséquent, les courants statorique dq résultants sont exprimés comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{dsf} \\ i_{qsf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dscc} \\ i_{qscc} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

où i_{ds} et i_{qs} sont les courants statoriques traversant l'enroulement sain. Ainsi, pour un enroulement du stator sain, le paramètre $\eta_{cck'} \left(\eta_{cck'} = \frac{N_{cc}}{N_s} \right)$ est égal à zéro car N_{cc} prend une valeur nulle.

4.4 Analyse de l'impact du court-circuit sur la machine asynchrone

Jusqu'à présent, peu d'études ont été faites sur le diagnostic des défauts du moteur à induction dans un système en boucle fermée. Ceci est principalement dû au fait que le contrôleur réduit l'impact des dommages par rapport à la boucle ouverte [127].

La Figure 4.3 montre les résultats de simulation du moteur à induction avec la commande à orientation de flux (FOC). On peut voir qu'en régime sain, les courants du stator sont sinusoïdaux et ont la même amplitude. Mais en présence d'un court-circuit entre spires sur la phase a , dans l'intervalle de temps $[1,5, 1,8 s]$ sans charge et à l'intervalle de temps $[2,5, 2,8 s]$ avec charge, il y a un déséquilibre au niveau des courants statoriques qui augmentent en terme d'amplitude. On peut conclure que le court-circuit affecte la phase défectueuse, c'est-à-dire la phase (a) par rapport aux autres phases (b,c) qui sont moins impactées. De même, nous observons l'influence du court-circuit entre spires sur les autres grandeurs de la machine. Lorsque le court-circuit entre spires se produit, des oscillations importantes sont observées

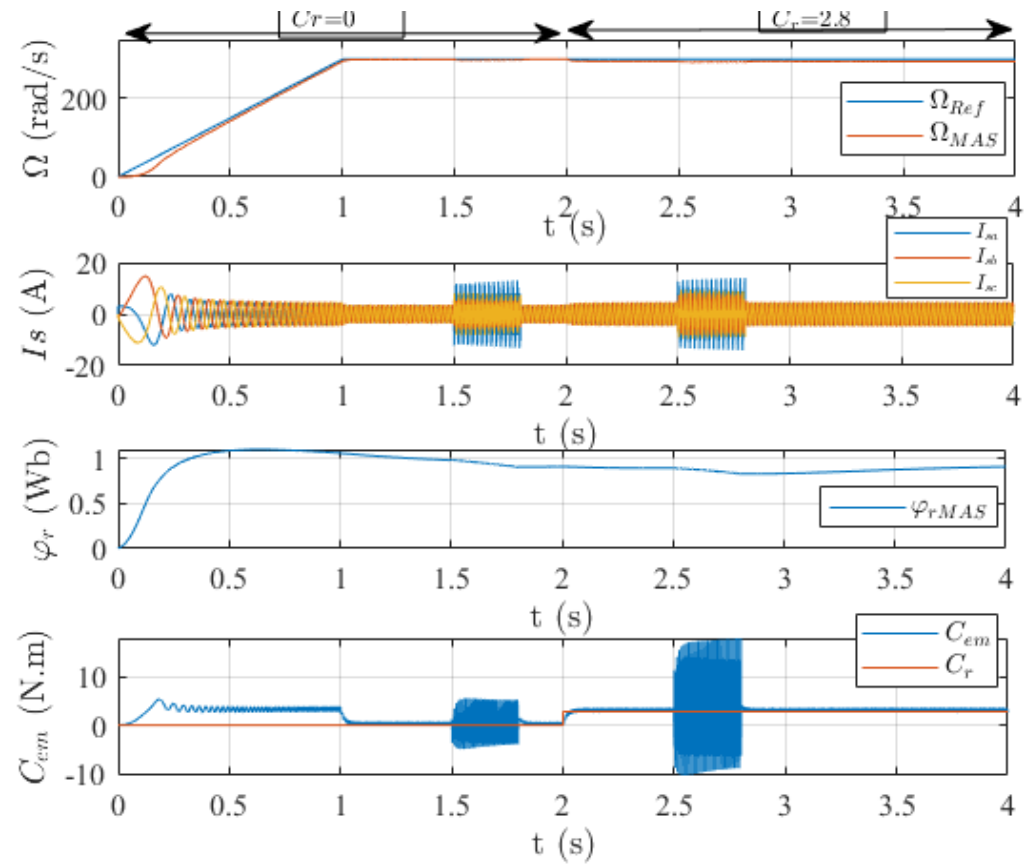


FIGURE 4.3 – Résultat de simulation du moteur à induction en mode sain et en présence de court-circuit entre spires sur la phase a (10%).

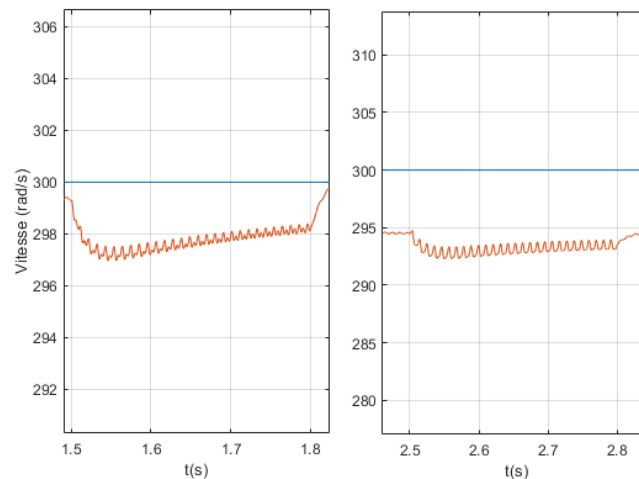


FIGURE 4.4 – Zoom sur la vitesse

au niveau du couple électromagnétique. Par contre, la perturbation de la vitesse mécanique n'est pas très importante, ceci s'explique par le fait que le contrôleur de vitesse

Proportionnel et Intégral (PI) se comporte bien en minimisant les effets du défaut ITSC sur la vitesse.

4.4.1 Extraction de signature de défaut sur les courants en utilisant la FFT

4.4.1.1 Application de la FFT sur les courants du stator

La transformée de Fourier rapide est une transformée intégrale linéaire qui est souvent utilisée pour transformer le signal du domaine temporel $x(t)$ au domaine fréquentiel $X(f)$. La formule de conversion est réalisée en utilisant l'équation suivante [128] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-2\pi j f t} \quad (4.11)$$

Lors d'un court-circuit entre spires dans le bobinage du stator dans une machine à induction, des harmoniques avec d'autres fréquences apparaissent en plus de la fréquence fondamentale de la machine. Afin de visualiser clairement ces fréquences, on applique la FFT sur les courants du stator.

Théoriquement, la fréquence harmonique du courant induit lorsque le défaut de court-circuit se produit dans le stator est donnée par l'équation suivante [129] :

$$f_{ITSC} = \left(\frac{\eta'}{p} (1 - s) \pm k'' \right) f_s, \quad n' = 1, 2, 3, \dots, \quad k'' = 1, 3, 5, \dots \quad (4.12)$$

où p est le nombre de paires de pôles, f_s est la fréquence fondamentale du courant statorique, et s est le glissement.

4.4.1.2 Résultat de simulation

Nous appliquons la FFT aux courants du stator afin d'extraire les fréquences d'analyse de la signature dans le cas sain et en présence de différents taux de court-circuit entre spires sur la phase a . Les résultats de simulation sont donnés par la Figure 4.5 [107].

Les résultats obtenus montrent clairement l'apparition d'une seule fréquence à 50 Hz en mode sain, qui est la fréquence fondamentale du moteur. Cependant, en présence d'un défaut de court-circuit entre spires, d'autres fréquences apparaissent à 150 Hz et à 250 Hz.

Les spectres d'amplitudes des trois courants statoriques, en présence de différents taux

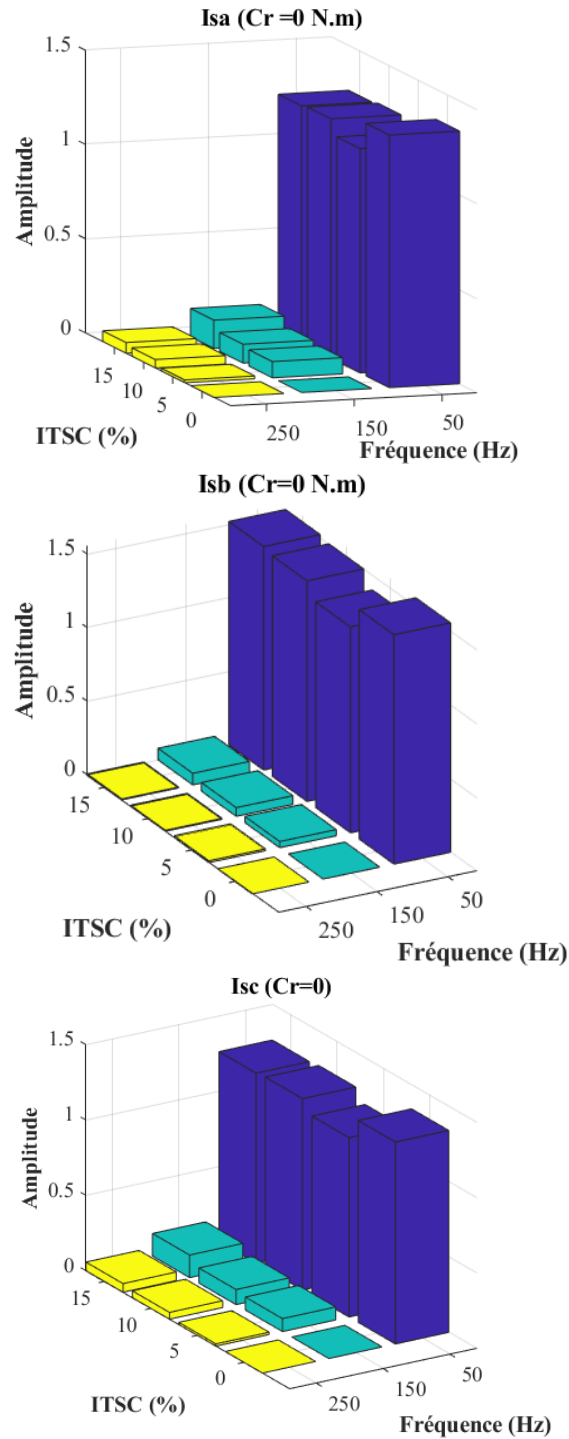


FIGURE 4.5 – Spectre d’amplitude des courants statoriques en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas sans charge.

de court-circuit, sont données aussi par la Figure 4.5. On constate que le court-circuit fait apparaître les 3ème et 5ème harmoniques de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique fondamentale augmente proportionnellement au taux de court-circuit. La même remarque est faite pour le 3ème harmonique, cependant pour le 5ème harmonique l'amplitude est très faible, elle est d'environ 10^{-2} .

Selon l'équation (4.12), nous obtenons les mêmes fréquences dans notre simulation lorsque nous injectons le défaut ITSC dans la phase A de l'enroulement du stator.

4.5 Diagnostic du INTC en utilisant le filtre de Kalman étendu et la FFT

L'EKF peut être utilisé pour estimer les courants réels. Au Chapitre 3, nous avons montré que l'EKF est plus efficace que le filtre de Kalman pour estimer les courants issus de la machine asynchrone. Le signal que l'on propose d'utiliser pour le diagnostic est constitué des résidus entre les courants estimés et les courants réels. La mise en équation du Filtre de Kalman Etendu synthétisé est donnée par les équations (3.2)–(3.4).

On simule notre système en synthétisant le filtre de Kalman Etendu, ensuite on calcule les résidus sur les trois phases du stator dans le cas sain et en présence d'un court-circuit entre spires. D'après les signaux résiduels r , obtenus en simulation entre les courants réels et les courants estimés par EKF présentés dans la Figure 4.6, nous remarquons que les trois signaux résiduels des trois phases sont d'environ 3% en régime transitoire et convergent vers 0 en régime permanent dans le cas sain. Aux intervalles de temps $[1, 5 s, 1, 8 s]$ et $[2, 5 s, 2, 8 s]$, nous avons observé un changement significatif de l'amplitude des signaux résiduels lorsque le défaut se produit. En raison de ces performances, les signaux résiduels seront utilisés pour le diagnostic des défauts entre les court-circuit dans l'enroulement du stator.

La Figure 4.7 illustre la génération des signaux résiduels r ainsi que le processus de diagnostic du défaut. Les signaux résiduels calculés permettent de détecter l'apparition d'un défaut en comparant les signaux résiduels au seuil des signaux résiduels en mode sain. Lorsque les signaux résiduels sont supérieurs à la valeur seuil, cela signifie la présence d'un défaut. Le traitement des signaux résiduels permet ensuite d'identifier les caractéristiques du défaut survenu et l'identification du défaut par l'étape FDI.

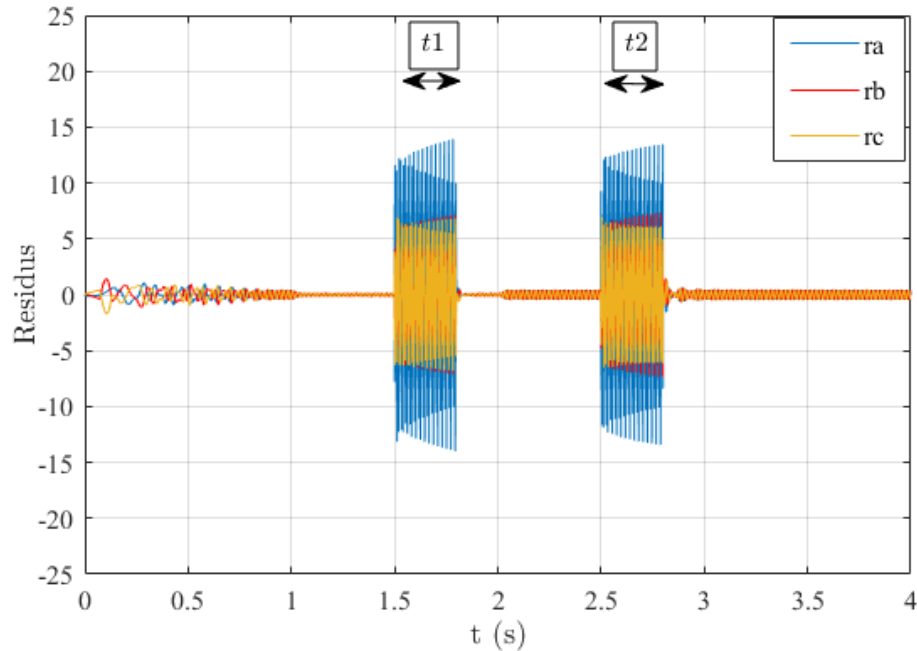


FIGURE 4.6 – Résultats de simulation des résidus dans le cas sain et en présence de défaut court-circuit.

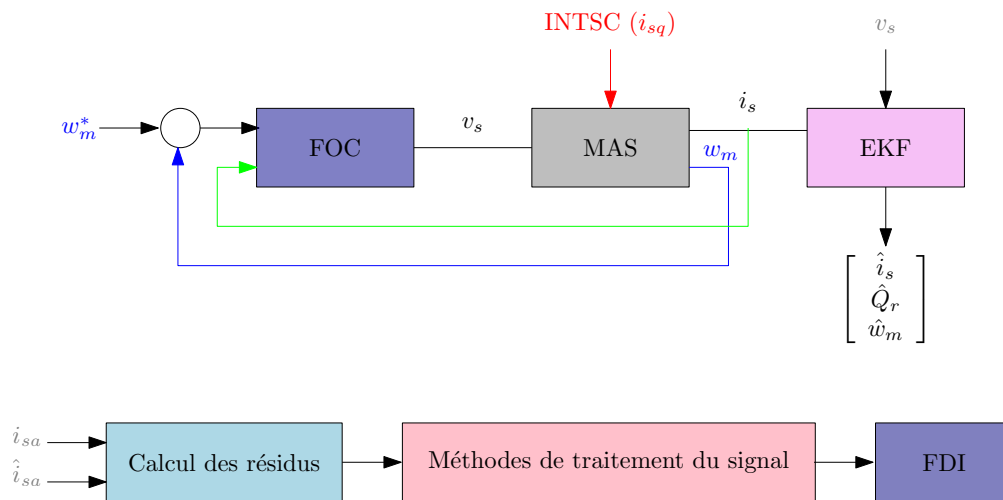


FIGURE 4.7 – Schéma de génération du signal résiduel et schéma FDI.

4.5.1 Application de la FFT pour le traitement des résidus

On applique différents taux de court-circuit sur la phase A, respectivement, dans le cas sans charge et avec charge. Puis, on évalue les résidus et on leur applique la FFT sur les résidus. Les résultats de simulation sont donnés par les Figures 4.8 et 4.9 respectivement pour les cas sans et avec charge.

— Sans charge $C_r = 0$:

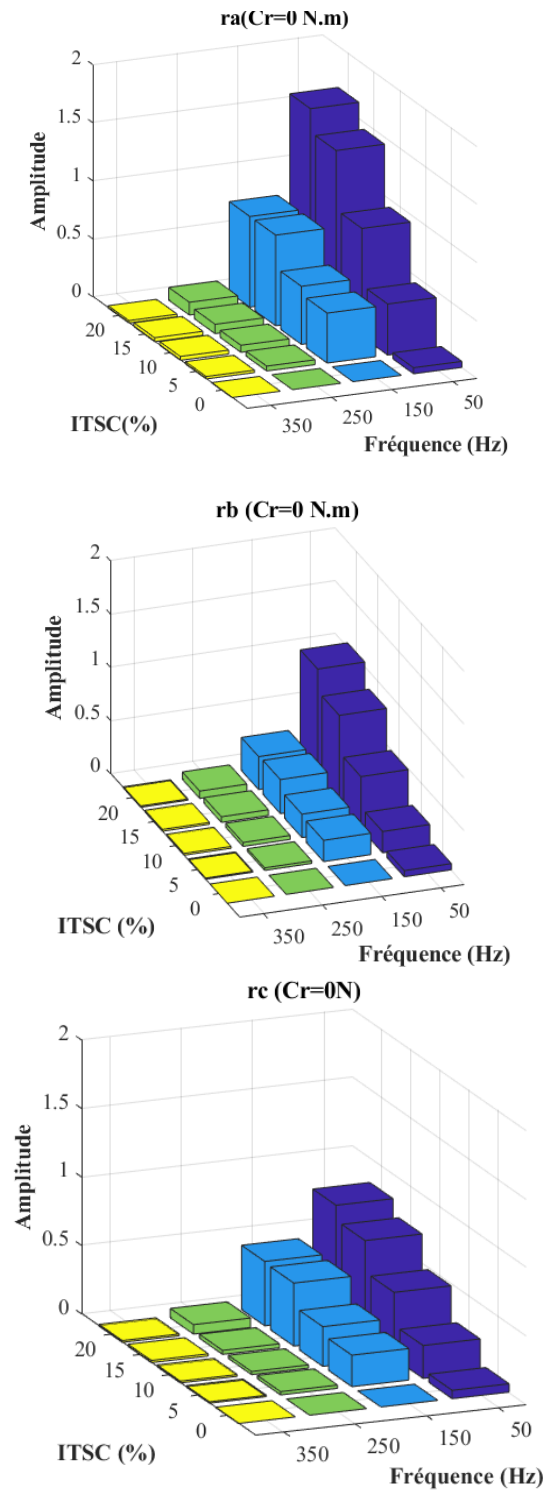


FIGURE 4.8 – Spectre d’amplitude des résidus en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas sans charge.

— Avec charge $C_r \neq 0$:

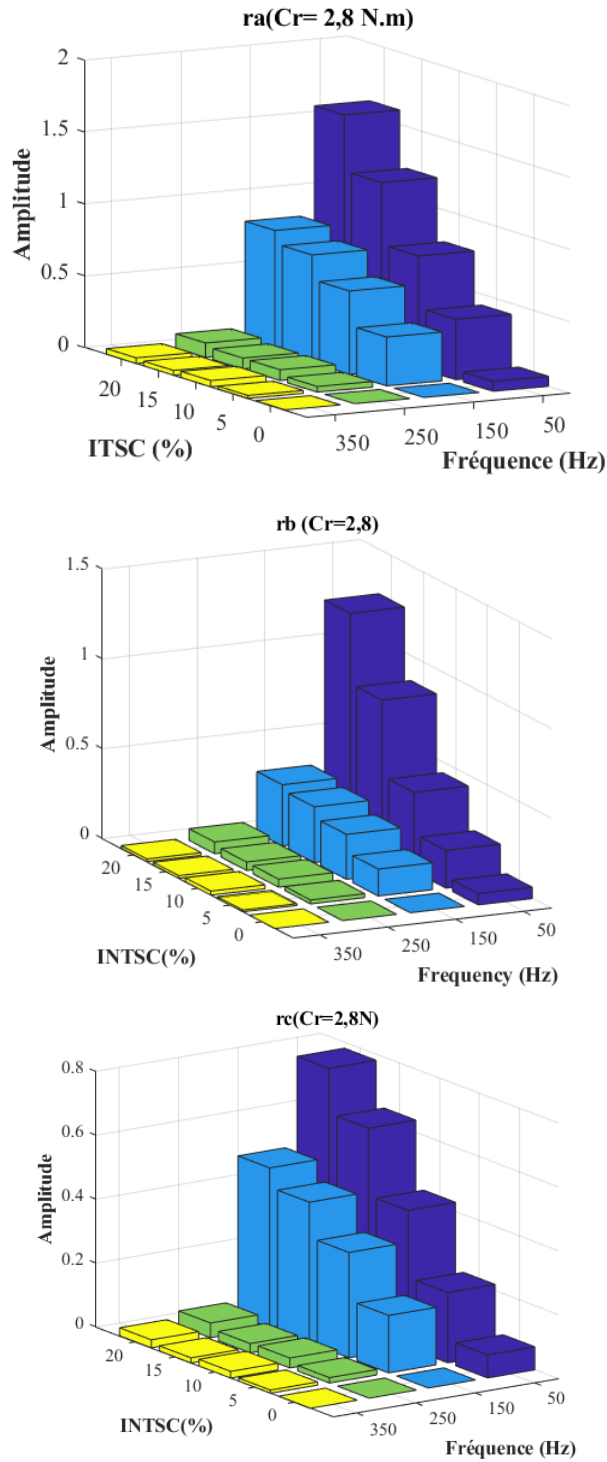


FIGURE 4.9 – Spectre d’amplitude de résidus en présence de différents court-circuit entre spires dans le cas avec charge.

Les Figures 4.8 et 4.9 illustrent le spectre d'amplitude des trois signaux résiduels en présence de différents taux de court-circuit (0, 5, 10, 15 et 20%) en tenant compte du couple de charge ($C_r = 2,8 \text{ N.m}$) dans la Figure 4.9. et sans couple de charge ($C_r = 0 \text{ N.m}$) dans la Figure 4.8. On constate qu'en mode sain, on ne distingue que la fréquence fondamentale à 50 Hz, avec une faible amplitude des signaux résiduels.

L'apparition du défaut ITSC dans la machine asynchrone sur la phase (a) a engendré une augmentation de l'amplitude de la fréquence fondamentale et a entraîné l'apparition de la 3^{ème} harmonique, et l'amplitude des signaux résiduels a augmenté proportionnellement à l'augmentation du nombre de spires court-circuitées.

Les résultats sont révélateurs de l'amplitude résiduelle de la phase défectueuse par rapport aux deux autres phases, ce qui permet d'identifier et de détecter la présence du défaut en montrant les caractéristiques du défaut et en estimant le taux de court-circuit.

L'application de la FFT sur les signaux résiduels permet d'identifier le type de défaut en déterminant les caractéristiques fréquentielles du défaut concernée (dans notre étude le défaut court-circuit), déterminer la phase défectueuse en comparant les amplitudes fréquentielles des trois résidus. Notons qu'en termes d'amplitude résiduelle de la phase défectueuse est plus importante dans la phase défectueuse par rapport aux deux autres phases, et enfin la FFT permet d'estimer le taux de court-circuit en comparant les amplitudes de chaque fréquence sur la phase défectueuse.

En revanche, le domaine fréquentiel donné par l'analyse FFT ne fournit pas d'informations sur le temps d'apparition d'une fréquence particulière, bien que la résolution fournie soit bonne. En outre, la FFT n'est efficace que dans le cas d'un signal stationnaire. Dans le diagnostic des défauts électriques, il est essentiel d'obtenir des informations sur le moment où le défaut s'est produit afin d'identifier la source du défaut.

4.6 Méthode du diagnostic du défaut court-circuit par l'analyse spectrale STFT

4.6.1 STFT

La Transformée de Fourier (TF) fournit une bonne représentation d'un signal dans le domaine fréquentiel puisqu'elle décompose les signaux en termes d'exponentielles complexes à différentes fréquences. Toutefois, cette représentation ne contient aucune information sur

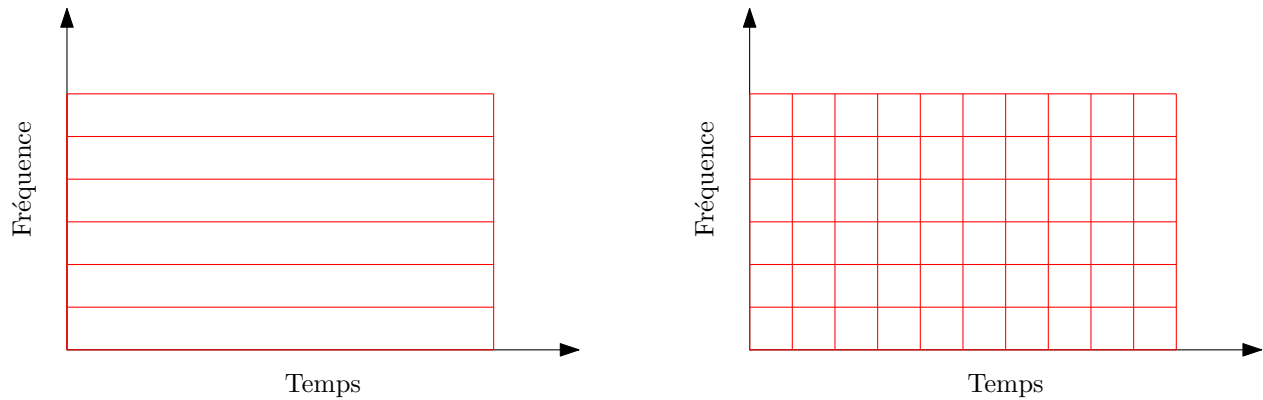


FIGURE 4.10 – Représentation de la FFT et STFT dans le domaine temporelle et fréquentielle.

l'occurrence d'une fréquence particulière dans le temps. Cette propriété est illustrée par la Figure 4.10. La présentation temps-fréquence met en évidence la résolution conjointe du temps et de la fréquence fournie par la transformée de Fourier à court terme. Les défauts INSC se manifestent au cours de fonctionnement du système. L'analyse du défaut nécessite toutefois des informations à la fois en fréquence et en temps. L'incapacité à la localisation temporelle d'un signal est une limitation fondamentale de la FFT.

Contrairement à la TF, la transformée de Fourier à court terme (STFT) fonctionne sur une longueur de fenêtre fixe qui peut fournir des informations précises sur le contenu en fréquence pour une taille de fenêtre donnée [130].

La résolution de la fréquence s'améliore avec l'augmentation de la taille de la fenêtre et vice versa. Cette propriété de la STFT la rend adaptée à l'analyse quantitative des composantes de fréquence dans les signaux non stationnaires.

La STFT est une extension de la FFT dans l'analyse du domaine temps-fréquence, elle permet de surmonter les contraintes de l'analyse FFT. Aussi, elle est bien adaptée à l'analyse des signaux non stationnaires [131]. L'équation de la STFT dans le domaine continu est donné par l'équation suivante comme suit :

$$S(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) w(\tau - t) e^{-2\pi f j \tau} d\tau \quad (4.13)$$

Réellement, le signal est échantillonné à une fréquence d'échantillonnage fixe (fs) et la transformée de Fourier discrète (TFD) est calculée pour analyser le spectre de fréquences en appliquant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT).

La STFT dans le domaine discret est donné par l'équation suivante :

$$s[m, k_f] = \sum_{n=0}^{n=N-1} x[n] w[n - m H] e^{\frac{-j 2 \pi n k_f}{N}} \quad (4.14)$$

où N est le nombre de points FFT, n est l'indice de l'échantillon d'entrée du domaine temporel, $x[n]$ est l'échantillon d'entrée $w[n]$ est la fonction de fenêtre, m est la position de $w[n]$ autour de laquelle elle est réelle et symétrique, H est la taille de la fenêtre.

Il est crucial de sélectionner la largeur correcte de la fenêtre H de la STFT afin d'obtenir une extraction efficace des symptômes de défaut. Il n'existe pas de méthode particulière pour la sélection de cette valeur. En effet, la valeur correcte de H dépend de la nature du signal analysé, des paramètres de mesure et de l'application considérée.

Les fonctions de fenêtre les plus répandues pour le traitement STFT sont rectangular, triangular, Hanning, Bartlett et Hamming. Dans ce travail, la fonction utilisée est Hamming. Celle-ci constitue une approche beaucoup plus optimisée du filtrage des signaux, ce qui permet d'obtenir une image plus claire du spectre de fréquences du signal.

4.6.2 Analyse de résultats

D'après les résultats donnés par la Figure 4.12, on observe un changement instantané des fréquences f_s et $3 f_s$ (couleur foncée) les changements sont marqués par les petits cercles dans les plages de temps $[1,5 \text{ s} ; 1,8 \text{ s}]$ et $[2,5 \text{ s} ; 2,8 \text{ s}]$ dû à la présence du défaut de court-circuit de 10% du nombre total de spires dans l'enroulement du stator de la phase A. Ailleurs ce changement n'est pas observé.

Dans la Figure 4.11, nous avons observé uniquement la fréquence de 50 Hz sur toute la plage de temps car il n'y a pas de défaut. Dans le cas de Figure 4.13, on observe un changement significatif sur toute la plage de temps pour les fréquences : fondamentale et la troisième harmonique, alors qu'elles sont inexistantes dans le cas sain, ce qui indique la présence du défaut sur toute cette plage de temps. En outre, une augmentation de la puissance/fréquence est visible, ce qui confirme la remarque précédente.

De plus, des harmoniques insensibles au défaut ITSC apparaissent avec une faible énergie (puissance/fréquence). Nous déduisons que les fréquences les plus sensibles au défaut ITSC sont les fréquences f_s et $3 f_s$, dont les valeurs puissance/fréquence pour un moteur non endommagé et endommagé diffèrent de manière significative, ce qui en fait représente un

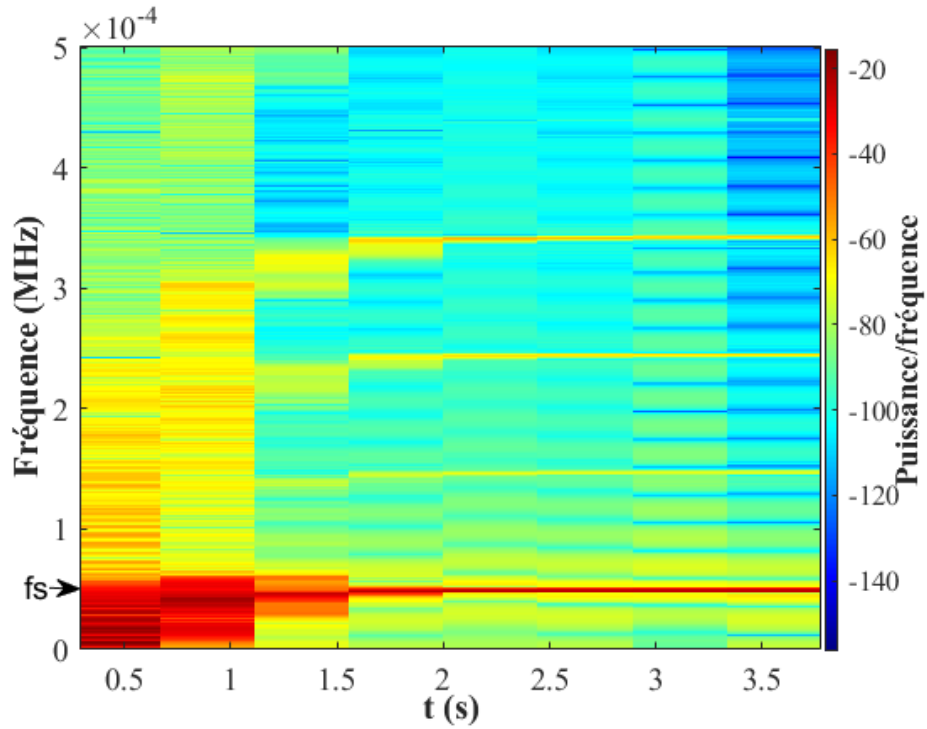


FIGURE 4.11 – Spectrogramme STFT du résidu R_a dans le cas sain du moteur.

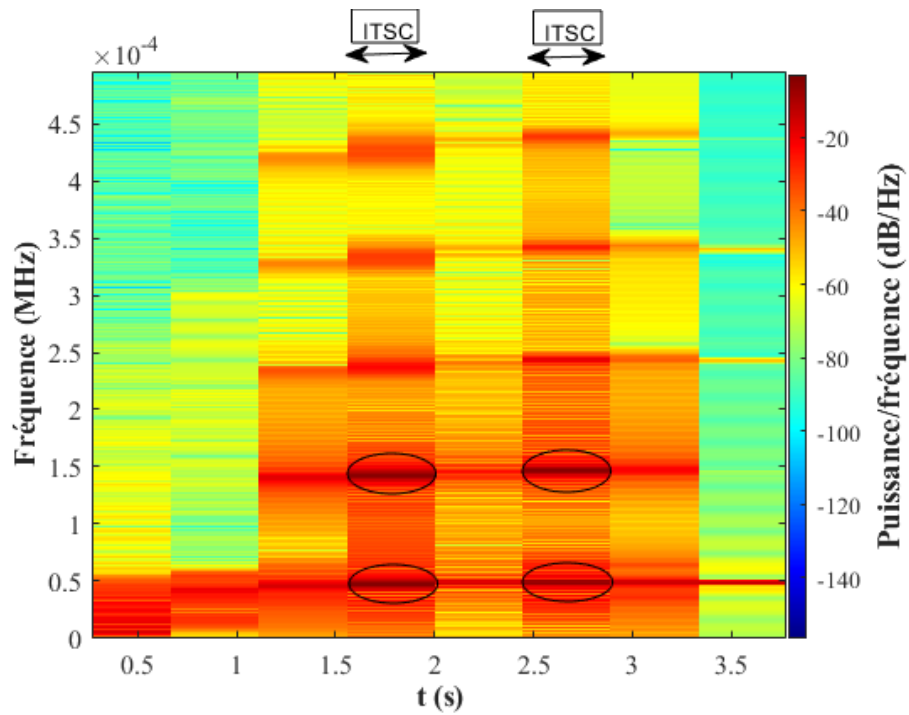


FIGURE 4.12 – Spectrogramme STFT du résidu R_a dans le cas sain et dans le cas défectueux du moteur.

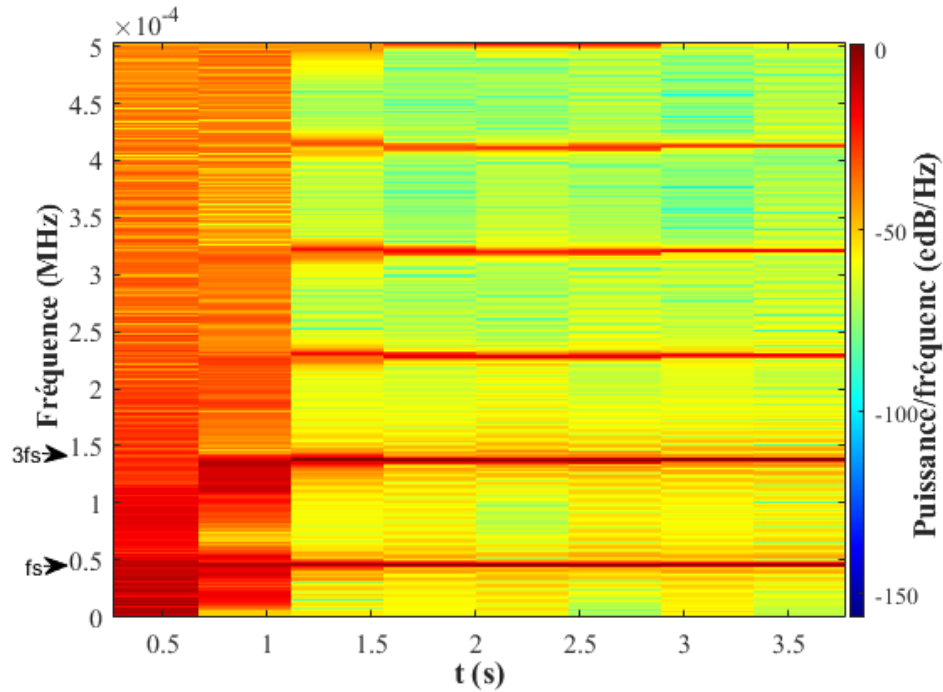


FIGURE 4.13 – Spectrogramme du résidu R_a du moteur défectueux (10%).

indicateur de défaut.

Pour mettre en évidence les caractéristiques remarquables de l'analyse STFT, la technique proposée peut trouver les symptômes d'un court-circuit instantané et définir le moment d'apparition du défaut de court-circuit.

4.7 Conclusion

Ce chapitre traite le problème du court-circuit entre les spires au niveau de l'enroulement du stator d'une machine asynchrone dans le contexte de l'application véhicule électrique. Les analyses FFT et STFT sont appliquées pour extraire les symptômes ITSC. L'étude a été réalisée pour les signaux de courant des phases du stator, et étendue aux résidus calculés entre les courants du stator estimés par l'EKF et les courants réels, ce qui constitue une contribution significative au thème dans le domaine de la détection des défauts dans les moteurs à induction.

Les résultats obtenus ont confirmé l'efficacité de l'application de l'analyse STFT sur les résidus pour récupérer les caractéristiques de défaut ITSC dans une phase statorique par rapport à l'analyse FFT. L'analyse STFT est également pertinente pour récupérer les carac-

téristiques de défaut ITSC. La méthode basée sur la STFT permet également de déterminer le moment de l'apparition du défaut et de surveiller la puissance/fréquence harmonique dans le système d'entraînement électrique.

Conclusion générale et Perspectives

Les VEs constituent aujourd'hui une révolution et leur avenir est plein de promesses. De nombreux pays ont soutenu la mise en place du transport électrique, ce qui a incité la majorité des constructeurs automobiles à investir dans des projets de VE. Le concept d'EV offre des avantages en matière d'utilisation de l'énergie et d'environnement, et il peut influencer les perspectives mondiales futures dans divers domaines : réduction des gaz à effet de serre, sécurité des véhicules et des voyageurs, efficacité énergétique, etc. Une vue d'ensemble des différents aspects liés aux véhicules électriques (VEs), ainsi que de tous les enjeux et perspectives émergents qui y sont associés. Dans ce contexte, les principaux types de véhicule électrique, les types des défauts de chaîne de traction du VE et les techniques de diagnostic correspondantes ont été présentés.

Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif de développer des techniques de diagnostic de défauts d'une chaîne de traction dédiée aux véhicules électriques. L'étude est axée sur la chaîne de traction basée sur le moteur asynchrone à cage d'écureuil en cas de présence de défauts qui peuvent surgir sur les capteurs de courant et de défaut court-circuit de l'enroulement du stator.

Dans le premier chapitre portant sur l'état de l'art et le domaine de la traction électrique, nous avons justifié l'intérêt de la problématique abordée dans cette thèse. Nous avons cité les éléments constitutifs de la chaîne de traction électrique. Une étude comparative des solutions existantes sur le marché a été réalisée en vue de justifier le choix de la MAS pour la traction électrique. Ce chapitre est achevé par une présentation de différentes techniques de diagnostic de défauts qui rentre dans le contexte de la problématique de la thèse. Ainsi, développer et mettre en œuvre un système de diagnostic est nécessaire pour assurer la fiabilité du système.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de l'ensemble de composants de la chaîne de traction d'un VE. Pour contrôler la vitesse de la MAS dans le contexte du véhicule électrique. Cette commande correspond à la commande à orientation du flux en utilisant trois

boucles de régulation du flux, du couple et de la vitesse basée sur des régulateurs PI. Cette commande a montré son efficacité en terme d'amélioration de performances et de robustesse. Elle a permis au véhicule de suivre la consigne de vitesse pour plusieurs profils.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé une technique de détection et de localisation de défauts capteur de courant en utilisant l'observateur EKF dont l'objectif est d'estimer les courants du stator. L'approche de détection de défaut consiste à générer les signaux résidus. L'observateur EKF donne une bonne estimation des grandeurs physiques dans divers modes de fonctionnement de la chaîne de traction. De plus, l'observateur a été utilisé non seulement pour l'estimation mais aussi pour la détection des défauts. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'EKF pour la détection des défauts gain et offset inhérent au capteurs de courant basée sur la génération de résidus. La localisation du capteur défectueux est réalisée par le traitement des résidus et l'utilisation de la table de signature de défauts.

Le quatrième chapitre a été consacré au diagnostic de court-circuit entre spires. En effet, l'étude a été réalisée pour le signaux des courants des phases du stator. Elle a été étendue aux résidus calculés entre les courants du stator estimés par l'EKF et les courants réels, ce qui constitue une contribution intéressante dans le domaine de la détection des défauts dans les machines asynchrones. Les résultats de simulation obtenus ont confirmé l'efficacité de l'application de l'analyse STFT à la machine asynchrone.

En appliquant l'analyse STFT aux résidus, il est à la fois possible de récupérer les caractéristiques fréquentielles du défaut ITSC dans une phase statorique et de déterminer son moment d'apparition sur une phase du stator par rapport à l'analyse FFT, qui est également pertinente pour récupérer les caractéristiques de défaut ITSC. La méthode basée sur la STFT permet aussi de surveiller la puissance/fréquence harmonique dans le système d'entraînement. En effet les résultats de simulation permettent de définir la phase défectueuse, les fréquences caractéristiques de défaut et son moment d'apparition.

A la lumière de l'étude réalisée, Il est impératif de redoubler d'efforts en matière de recherche et de développement afin de relever les challenges tant technologiques qu'économiques liés aux VEs. Cette intensification peut être motivée par les objectifs des états membres de l'Organisation des Nations unies pour le développement durable.

Comme perspectives de continuité, on peut suggérer les pistes suivantes :

-
- L'approche proposée dans le troisième chapitre peut également être étendue aux composants de la chaîne de traction du véhicule électrique (à l'enroulement du stator de la machine et au convertisseur de puissance).
 - Les résultats présentés dans le quatrième chapitre pourraient être appliqués dans le processus d'évolution des systèmes de diagnostic automatique, assistés par l'intelligence artificielle, sur la base d'une sélection appropriée des caractéristiques des défauts.
 - Proposer des approches data pour détecter les défauts naissants.
 - Proposer une commande tolérante aux fautes pour assurer la continuité de fonctionnement du véhicule en présence de défauts.
 - Mise en œuvre et valider des résultats obtenus sur un banc d'essai.

Bibliographie

- [1] M. Cheng, L. Sun, G. Buja, , and L. Song. Advanced electrical machines and machine-based systems for electric and hybrid vehicles. *Energies*, 8, 2015.
- [2] M. Koengkan, J.A Fuinhas, M Teixeira, E Kazemzadeh, A Auza, F Dehdar, and F Osmani. The capacity of battery-electric and plug-in hybrid electric vehicles to mitigate co2 emissions : Macroeconomic evidence from european union countries. *World Electric Vehicle*, 13, 2022.
- [3] D. Ouamara, A. Maida, A. Chaibet, and M. Boukhnifer. Fault diagnosis techniques for electrical powertrain system- a review. In *International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID)*), pages 1–7, 2019.
- [4] M.Boukhnifer and A.Raisemche. Fault tolerant control for induction motor in electrical vehicle. In *2012 IEEE International Conference on Control Applications*, pages 136–141, 2012.
- [5] A.Chaibet, M. Boukhnifer, N.Ouddah, and E Monmasson. Experimental sensorless control of switched reluctance motor for electrical powertrain system. *Energies*, 13 (12) :3081, 2020.
- [6] A. Raisemche, M. Boukhnifer, C. Larouci, and D. Diallo. Two active fault-tolerant control schemes of induction-motor drive in ev or hev. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(1) :19–29, 2014.
- [7] Y. Rkhisssi-Kammoun, J. Ghommam, M. Boukhnifer, and F. Mnif. Current sensor fault-tolerant control scheme for induction machine in electric vehicle applications using rise-algebraic estimation approach. In *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 358–363, 2018.
- [8] A.H. Bonnett. Cause and analysis of anti-friction bearing failures in ac induction motors. In *Conference Record of 1993 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, pages 36–46, 1993.

- [9] A. Raisemche, A. Chaibet, M. Boukhnifer, and D. Diallo. A speed sensor fault tolerant control for electrical vehicle system. *International digital signal and smart système*, 1(4) :323–335, 2017.
- [10] R.Pusca, R.Romary, A.Touti, P.Livinti, L.Nuca, and A.Ceban. Procedure for detection of stator inter-turn short circuit in ac machines measuring the external magnetic field. *Energies*, 14(4), 2021.
- [11] Luo Wang, Yonggang Li, and Junqing Li. Diagnosis of inter-turn short circuit of synchronous generator rotor winding based on volterra kernel identification. *Energies*, 11(10), 2018.
- [12] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, and J. Huang. Online interturn fault diagnosis of permanent magnet synchronous machine using zero-sequence components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12) :6731–6741, 2015.
- [13] Y. Yang, Y. Chen, and W. Hao. Online interturn fault diagnosis of permanent magnet synchronous machine using zero-sequence components. *IET Electr. Power Applications*, 15(1) :104–113, 2021.
- [14] M. Holland. *An Introduction to the Extended Kalman Filter*. Nova Science, 2020.
- [15] A. Raisemche. *Commande tolérante aux défauts d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique*. Thèse de doctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2014.
- [16] Y. Rkhissi kammoun. *Architecture de commande robuste et diagnostic de défauts électriques d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique*. Ecole Nationale d’Ingénieurs de Sfax ENIS, 2018.
- [17] V. Mester. *Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Electrique*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [18] Notre-planete.info. Secteurs d’émissions de gaz à effet de serre (co2e). <https://www.notre-planete.info/indicateurs/CO2-secteurs-emissions.php>, Mis à jour le 05juin 2023, consulté le 02 octobre 2023.
- [19] Statistica. vente de voitures électriques dans le monde entre 2005 et 2022. Statistica research departement, consulté le 10 mai 2023.
- [20] Atlas magazine en ligne. <https://vipress.net/102-millions-de-voitures-electriques-vendues-en-2022-17-millions-en-2023/>. <https://vipress.net/102-millions-de-voitures-electriques-vendues-en-2022-17-millions-en-2022/>, consulté le 07 mars 2023.

- [21] D. Ouamara, M. Boukhniher, A. Chaibet, A. Maidi, A. Sava, and K. Adjallah. Fault detection and isolation current sensor of electrical powertrain system. In *2020 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD)*, pages 1–6, 2020.
- [22] B. Multon. *Motorisation des véhicules électriques*. Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, 2001.
- [23] A. Raisemche. *Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique*. Thèse de doctorat, Université Paris Sud - Paris XI, 2014.
- [24] H.S.Braun, M. Krauss, F. Rattet, W. Bohne, M. Engelmann, U. Deuke, and M Di. Pierro. The full hybrid powertrain for bmw active hybrid. *ATZ worldwide*, 111(11), 2009.
- [25] W. Enang and C. Bannister. Modelling and control of hybrid electric vehicles (a comprehensive review). *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 74 :1210–1239, 2017.
- [26] D. F. Opila, W. Xiaoyong, R. McGee, J. A. Cook, and J. W. Grizzle. Performance comparison of hybrid vehicle energy management controllers on real-world drive cycle data. In *2009 American Control Conference*, pages 4618–4625, 2009.
- [27] O. M. Govardhan. Fundamentals and classification of hybrid electric vehicles. *International Journal of Engineering and Techniques*, 3(5) :194–198, 2017.
- [28] C. S. Namuduri, S. Gopalakrishnan, K. Van Maanen, B. Ludwig, and B. Bae. Fault-tolerant control of induction motor drive for automotive belt-alternator-starter application. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 267–272, 2011.
- [29] K. Çağatay Bayindir, M. A. Gözükcük, and A. Teke. A comprehensive overview of hybrid electric vehicle : Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units. *Energy Conversion and Management*, 52(2) :1305–1313, 2011.
- [30] I. Husain. *Electric and Hybrid Vehicles Design Fundamentals*. CRC Press, Boca Raton, 2021.
- [31] S. Pathak and R. Prakash. Development of high performance ac drive train. In *2006 IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles*, pages 1–3, 2006.
- [32] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems : A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(6) :1756–1764, 2006.

- [33] P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, and J. I. Perat. Switched reluctance drives for electric vehicle applications. *Renewable Energy & Power Quality Journal*, 1(1) :311–317, 2003.
- [34] R. Toscano. *Commande et diagnostic des systèmes dynamiques - Modélisation, analyse, commande par PID et par retour d'état, diagnostic*. Ellipses, Paris, 2011.
- [35] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen. Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles : Architectures and modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(2) :589–598, 2010.
- [36] C. C. Chan. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :704–718, 2007.
- [37] D.U. Campos-Delgado, D.R. Espinoza-Trejo, and E. Palacios. Fault-tolerant control in variable speed drives : a survey. *IET Electric Power Applications*, 2(2) :121–134, 2008.
- [38] Y. Song and B. Wang. Analysis and experimental verification of a fault-tolerant hev powertrain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12) :5854–5864, 2013.
- [39] A. Sayed-Ahmed, B. Mirafzal, and N. A. O. Demerdash. Fault-tolerant technique for δ -connected ac-motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2) :646–653, 2011.
- [40] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(6) :2246–2257, 2008.
- [41] M. A. Rodríguez-Blanco, A. Claudio-Sánchez, D. Theilliol, L. G. Vela-Valdés, P. Sibaja-Terán, L. Hernández-González, and J. Aguayo-Alquicira. A failure-detection strategy for igt based on gate-voltage behavior applied to a motor drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5) :1625–1633, 2011.
- [42] S. Rogers. Sensor noise fault detection. In *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, pages 4267–4268, 2003.
- [43] A. Akrad. *Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de doctorat, Université de Paris-Sud, 2010.

- [44] M. Boukhnifer, A. Raisemche, and D. Diallo. Fault tolerant control design of induction motor drive in electrical vehicle : A hybrid control approach. In *21st Mediterranean Conference on Control and Automation*, pages 40–45, 2013.
- [45] B. Tabbache, M. E. H Benbouzid, A. Kheloui, and J.-M. Bourgeot. Virtual-sensor-based maximum-likelihood voting approach for fault-tolerant control of electric vehicle powertrains. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(3) :1075–1083, 2013.
- [46] R. Loureiro, S. Benmoussa, Y. Touati, R. Merzouki, and B. Ould Bouamama. Integration of fault diagnosis and fault-tolerant control for health monitoring of a class of mimo intelligent autonomous vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(1) :30–39, 2014.
- [47] A. H. Bonnett and G. C. Soukup. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(4) :921–937, 1992.
- [48] D. Birolleau. *Etude d'actionneurs électriques pour la tolérance aux fautes*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 2008.
- [49] O. Ondel. *Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [50] I. Sefik, D. A. Asfani, and T. Hiyama. Simulation-based analysis of short circuit fault in parallel-series type hybrid electric vehicle. In *2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*, pages 2045–2049, 2011.
- [51] M. A. Masrur, Z. Chen, B. Zhang, and Y. Lu Murphey. Model-based fault diagnosis in electric drive inverters using artificial neural network. In *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pages 1–7, 2007.
- [52] B. R. O. Baptista, M. B. Abadi, A. M. S. Mendes, and S. M. A. Cruz. The performance of a three-phase induction motor fed by a three-level npc converter with fault tolerant control strategies. In *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, pages 497–504, 2013.
- [53] A. M. El-Refaie. Fault-tolerant pm machines : A review. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 1700–1709, 2009.

- [54] Zhang Pengbo, Chen Renxiang, Xu Xiangyang, Yang Lixia, and Ran Mengyu. Recent progress and prospective evaluation of fault diagnosis strategies for electrified drive powertrains : A comprehensive review. *Measurement*, 222 :113711, 2023.
- [55] Y. Zhang and J. Jiang. Fault tolerant control system design with explicit consideration of performance degradation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 39(3) :838–848, 2003.
- [56] R. Isermann and P. Ballé. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control Engineering Practice*, 5(5) :709–719, 1997.
- [57] A. Amrane, A. Larabi, and A. Aitouche. Unknown input observer design for fault sensor estimation applied to induction machine. *Mathematics and Computers in Simulation*, 167 :415–428, 2020.
- [58] X.-C. Lou, A. S. Willsky, and G. C. Verghese. Optimally robust redundancy relations for failure detection in uncertain systems. *Automatica*, 22(3) :333–344, 1986.
- [59] R. J. Patton and J. Chen. A review of parity space approaches to fault diagnosis. *IFAC Proceedings Volumes*, 24(6) :65–81, 1991.
- [60] J. Gertler and Q. Luo. Robust isolable models for failure diagnosis. *AIChE Journal*, 35(11) :185665–1868, 1989.
- [61] E. Chow and A. Willsky. Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 29(7) :603–614, 1984.
- [62] H. N. Koivo. Artificial neural networks in fault diagnosis and control. *Control Engineering Practice*, 2(1) :89–101, 1994.
- [63] T. Denœux, M. Masson, and B. Dubuisson. Advanced pattern recognition techniques for system monitoring and diagnosis : A survey. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 31 :1509–1540, 1997.
- [64] P. Weber, S. Gentil, P. Ripoll, and L. Foulloy. Multiple fault detection and isolation. *IFAC Proceedings Volumes*, 32(2) :7903–7908, 1999.
- [65] I. Issury. *Contribution au développement d’une stratégie de diagnostic global en fonction des diagnostiqueurs locaux : application à une mission spatiale*. These de doctorat, Université de Bordeaux 1, 2011.

- [66] J. P. Nieto González, L. E. Garza Castañón, A. Rabhi, and A. El Hajjaji. Fault diagnosis of a vehicle with soft computing methods. In A. Gelbukh and E. F. Morales, editors, *MICAI 2008 : Advances in Artificial Intelligence*, pages 492–502, Berlin, Heidelberg, 2008. Springer Berlin Heidelberg.
- [67] P. Borne, M. Benrejeb, and J. Haggège. *Les réseaux de neurones. Présentation et applications*. Technip, Paris, 2007.
- [68] M. Witczak. Advances in model-based fault diagnosis with evolutionary algorithms and neural networks. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 16(1) :85–99, 2006.
- [69] H. Nobuhara, E. M. Iyoda, B. Bede, and K. Hirota. A solution for generalized eigen fuzzy sets equations by genetic algorithms and its application to image analysis. In *2004 2nd International IEEE Conference on 'Intelligent Systems'. Proceedings (IEEE Cat. No.04EX791)*, volume 1, pages 208–212 Vol.1, 2004.
- [70] S. Xu, Z. Luo, and F. Yu. Study of fuel economy optimization for a semi-track air-cushion vehicle based on genetic algorithms and fuzzy control. In *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, volume 1, pages 1–7, 2008.
- [71] M. A. Djeziri. *Diagnostic des Systèmes Incertains par l'Approche Bond Graph*. These de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [72] S. Touaf. *Diagnostic logique des systemes complexes et dynamiques dans un contexte multi-agent*. These de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2005.
- [73] K. Houacine. *Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2016.
- [74] B. Robyns, B. François, P. Degobert, and J.-P. Hautier. *Commande vectorielle de la machine asynchrone. Désensibilisation et optimisation par la logique floue*. Technip, Paris, 2007.
- [75] C. Canudas De Wit. *Modélisation contrôle vectoriel et DTC : commande des moteurs asynchrones 1*. Lavoisier-Hermès, Paris, 2000.
- [76] A. Akrad, M. Hilairet, and D. Diallo. Design of a fault-tolerant controller based on observers for a pmsm drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4) :1416–1427, 2011.

- [77] J. Chiasson. *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*. John Wiley & Sons, New York, 2005.
- [78] M. Popescu. *Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes*. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, 2000.
- [79] P. Pillay and V. Levin. Mathematical models for induction machines. In *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, pages 606--616 vol.1, 1995.
- [80] M. Aktas, K. Awaili, M. Ehsani, and A. Arisoy. Direct torque control versus indirect field-oriented control of induction motors for electric vehicle applications. *International Journal Engineering Science and Technology*, 23(5) :1134–1143, 2020.
- [81] A. Elfadili, F.Giri, L.Dugard, H.Ouadi, and A. Elmagri. Régulation de vitesse d'une machine asynchrone avec optimisation de la référence de flux. In *Sixième Conférence Internationale Francophone d'Automatique Nancy, France, 2–4 juin 2010*.
- [82] L. Baghli. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. These de doctorat, Université de Nancy 1, 1999.
- [83] G. H. B. Foo, X. Zhang, and D. M. Vilathgamuwa. A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(8) :3485–3495, 2013.
- [84] X. Li, H. H. T. Liu, and B. Jiang. Parametrization of optimal fault detection filters. *Automatica*, 56 :70–77, 2015.
- [85] E. Alcorta García and P. M. Frank. Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis : A survey. *Control Engineering Practice*, 5(5) :663–670, 1997.
- [86] A. B. Youssef, S. K. El Khil, and I. Slama-Belkhodja. State observer-based sensor fault detection and isolation, and fault tolerant control of a single-phase pwm rectifier for electric railway traction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12) :5842–5853, 2013.
- [87] F. Aguilera, P. M. de la Barrera, C. H. De Angelo, and D. R. Espinoza Trejo. Current-sensor fault detection and isolation for induction-motor drives using a geometric approach. *Control Engineering Practice*, 53 :35–46, 2016.

- [88] M. Ghazal and J. Poshtan. Robust stator winding fault detection in induction motors. In *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, volume 1, pages 163–768, 2011.
- [89] J. Zarei and E. Shokri. Robust sensor fault detection based on nonlinear unknown input observer. *Measurement*, 48 :355–367, 2014.
- [90] C. P. Tan and C. Edwards. Sliding mode observers for detection and reconstruction of sensor faults. *Automatica*, 38(10) :1815–1821, 2002.
- [91] L. H. L. Chan, C. P. Tan, and M. Shanmugavel. Fault detection in a rotational system with an eccentric load using sliding mode observer. In *10th Asian Control Conference (ASCC)*, pages 1–6, 2015.
- [92] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani. Detection and isolation of speed-, DC-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5) :1662–1672, 2011.
- [93] Y. Yu, Z. Wang, D. Xu, T. Zhou, and R. Xu. Speed and current sensor fault detection and isolation based on adaptive observers for IM drives. *Journal of Power Electronics*, 14(5) :967–979, 2014.
- [94] Y. Yu, Y. Zhao, B. Wang, X. Huang, and D. Xu. Current sensor fault diagnosis and tolerant control for vsi-based induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5) :4238–4248, 2018.
- [95] M. Basseville and I. V. Nikiforov. *Detection of Abrupt Changes : Theory and Application*. Prentice Hall, New York, 1993.
- [96] H. Alwi, C. Edwards, and C. Pin Tan. *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*. Springer, London, 2011.
- [97] D. Fragkoulis. *Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire*. These de doctorat, Université de Toulouse 3, 2008.
- [98] D. Ichalal. *Estimation et diagnostic de systèmes non linéaires décrits par un modèle de Takagi-Sugeno*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 2009.

- [99] D. Simon. *Optimal State Estimation : Kalman, H_∞ , and Nonlinear Approaches*. John Wiley & Sons, New York, 2006.
- [100] L. I. Gliga. *Diagnostic d'une Turbine Eolienne à Distance à l'aide du Réseau de Capteurs sans Fil*. Thèse de doctorat, Université de Normandie, 2019.
- [101] B. Akhil Vinayak, K. Anjali Anand, and G. Jagadanand. Wavelet-based real-time stator fault detection of inverter-fed induction motor. *IET Electric Power Applications*, 14 (1) :82–90, 2020.
- [102] L. I. Gliga, H. Chafouk, D. Popescu, and C. Lupu. Diagnosis of a permanent magnet synchronous generator using the extended kalman filter and the fast fourier transform. In *7th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, pages 65–70, 2018.
- [103] M. Hilairret, D. Diallo, and M. Benbouzid. A self-reconfigurable and fault-tolerant induction motor control architecture for hybrid electric vehicles. In *ICEM 2006 : XVII International Conference on Electrical Machines*, 2006.
- [104] M. Hilairret, F. Auger, and C. Darengosse. Two efficient kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors. In *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings*, volume 2, pages 891–896, 2000.
- [105] S. methnani. *Diagnostic, reconnaissance et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux station d'épuration des eaux usées*. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, 2012.
- [106] H. Nejjari and M. E. H. Benbouzid. Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current park's vector pattern learning approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3) :730–735, 2000.
- [107] D. Ouamara, M. Boukhnifer, A. Chaibet, and A. Maldi. Diagnosis of itsc fault in the electrical vehicle powertrain system through signal processing analysis. *Diagnostyka*, 24 (1), 2023.
- [108] H. Henao, C. Demian, and G.-A. Capolino. A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(5) :1272–1279, 2003.
- [109] M. E. H. Benbouzid. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(5) :984–993, 2000.

- [110] X. Gong and W. Qiao. Bearing fault diagnosis for direct-drive wind turbines via current-demodulated signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(8) :3419–3428, 2013.
- [111] K.-H. Kim. Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a pmsm through current harmonic monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6) :2565–2568, 2011.
- [112] D. Morinigo-Sotelo, L. A. Garcia-Escudero, O. Duque-Perez, and M. Perez-Alonso. Practical aspects of mixed-eccentricity detection in pwm voltage-source-inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1) :252–262, 2010.
- [113] H. Henao, S. H. Kia, and G.-A. Capolino. Torsional-vibration assessment and gear-fault diagnosis in railway traction system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5) :1707–1717, 2011.
- [114] J.-D. Wu and C.-Q. Chuang. Fault diagnosis of internal combustion engines using visual dot patterns of acoustic and vibration signals. *NDT & E International*, 38(8) :605–614, 2005.
- [115] J. L. Han. New knowledge of the galactic magnetic fields. *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, 175–176 :62–69, 2008.
- [116] I. Ahmed and M. Ahmed. Comparison of stator current, axial leakage flux and instantaneous power to detect broken rotor bar faults in induction machines. In *Australasian Universities Power Engineering Conference*, pages 1–6, 2008.
- [117] A. Almounajjed, A. K. Sahoo, and M. K. Kumar. Diagnosis of stator fault severity in induction motor based on discrete wavelet analysis. *Measurement*, 182 :109780, 2021.
- [118] K. P. Diwatewar and S. K. Malode. Fault detection and analysis of three-phase induction motors using matlab simulink model. *International journal of Engineering research and Technology*, 9001 :1643, 2008.
- [119] Y.-J. Goh and O. Kim. Linear method for diagnosis of inter-turn short circuits in 3-phase induction motors. *Applied Sciences*, 9(22) :4822, 2019.
- [120] B. Lu and M. Paghda. Induction motor rotor fault diagnosis using wavelet analysis of one-cycle average power. In *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 1113–1118, 2008.

- [121] Z. Liu and J. V. Milanovic. Probabilistic estimation of voltage unbalance in mv distribution networks with unbalanced load. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 30(2) : 693–703, 2015.
- [122] M. Drif and A. J. M. Cardoso. Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(2) :1348–1360, 2014.
- [123] A. Alawady, F. Yousof, N. Azis, and M. Talib. Phase to phase fault detection of 3-phase induction motor using fra technique. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11 :1241, 2020.
- [124] S. R. K. Hoseini, E. Farjah, T. Ghanbari, and H. Givi. Extended kalman filter-based method for inter-turn fault detection of the switched reluctance motors. *IET Electric Power Applications*, 10(8) :714–722, 2016.
- [125] B. M’hamed, T. Djamel, S. A. Bessedik, and B. Mohamed-Fouad. Least square support vectors machines approach to diagnosis of stator winding short circuit fault in induction motor. *Diagnostyka*, 21(4) :35–41, 2020.
- [126] S. Bachir, S. Tnani, J.-C. Trigeassou, and G. Champenois. Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(3) :963–973, 2006.
- [127] S. Bensaoucha, Y. Brik, S. Moreau, S. A. Bessedik, and A. Ameer. Induction machine stator short-circuit fault detection using support vector machine. *International journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 40(3) :373–389, 2021.
- [128] E. O. Brigham and R. E. Morrow. The fast fourier transform. *IEEE Spectrum*, 4(12) : 63–70, 1967.
- [129] M. Wolkiewicz, G. Tarchała, T. Orłowska-Kowalska, and C. T. Kowalski. Online stator interturn short circuits monitoring in the dfoc induction-motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4) :2517–2528, 2016.
- [130] J. Rosero, J. Cusido, A. G. Espinosa, J. A. Ortega, and L. Romeral. Broken bearings fault detection for a permanent magnet synchronous motor under non-constant working conditions by means of a joint time frequency analysis. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 3415–3419, 2007.

-
- [131] W. G. Zanardelli, E. G. Strangas, and S. Aviyente. Identification of intermittent electrical and mechanical faults in permanent-magnet ac drives based on time–frequency analysis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4) :971–980, 2007.