RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Yahia Farès de Médéa (YFUM)
Faculté de Génie Électrique



Mémoire de Master

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master en **Électrotechnique**
Spécialité : **Commande Électrique**

Thème du mémoire

Commande tolérante aux pannes pour les systèmes de traction des véhicules électriques

Présenté par : GUESSOUM Abdelaziz

Encadré par :
M. Henini Noureddine

Jury :

M. Kaddour Benyoucef	Président du jury
M. Skender Mohamed Ryadh	Examinateur

Année universitaire : 2024 – 2025

Remerciement

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui m'ont soutenu(e) et accompagné(e) tout au long de la réalisation de ce mémoire de master.

Je remercie tout particulièrement Henini Noureddine, mon encadrant universitaire, pour ses conseils précieux, sa disponibilité, son soutien constant et ses orientations éclairées tout au long de ce travail. Son expertise et ses remarques m'ont été d'une grande aide pour mener à bien cette mémoire.

Je souhaite également remercier l'ensemble des enseignants de mon parcours, dont les cours et les conseils ont constitué une base solide pour la réalisation de ce mémoire.

Je remercie du fond du cœur ma famille, pour son soutien moral, sa patience et ses encouragements constants, qui m'ont permis de garder confiance et motivation dans les moments les plus difficiles.

Enfin, je n'oublie pas mes amis et camarades de promotion, avec qui j'ai partagé des moments de collaboration, d'entraide et de bonne humeur durant ce parcours universitaire.

ملخص

في ظل التحديات المرتبطة بالتحول الطاقوي، تلعب المركبات الكهربائية دورًا محوريًا في تحقيق تخفيض الانبعاثات كربون. غير أن موثوقية نظام الدفع فيها تُعد عاملاً حاسمًا، إذ إن أي خلل قد يؤثر على الأداء والسلامة. يعرض هذا العمل إستراتيجية تحكم مع الأعطال تعتمد على نمذجة دقيقة لنظام الدفع، وكشف الأعطال باستخدام المراقبين، وتطبيق استراتيجيات تحكم تكيفية لضمان استمرارية تشغيل المركبة في ظروف متدهورة.

الكلمات المفتاحية: السيارة كهروبائية ،التحكم المتسامح مع الأعطال، كشف الأعطال، نظام الدفع، المتانة، المراقب

Abstract

In response to the challenges of the energy transition, electric vehicles (EVs) play a key role in promoting low-carbon mobility. However, the reliability of their traction system is critical, as any fault may compromise both performance and safety. This work proposes a fault-tolerant control (FTC) strategy based on detailed modeling of the traction system, fault detection using observers, and the implementation of adaptive control techniques to ensure continued vehicle operation under degraded conditions.

Keywords: Electric vehicles, fault-tolerant control, fault detection, traction system, robustness, observers.

Résumé

Face aux exigences de la transition énergétique, les véhicules électriques (VE) jouent un rôle essentiel dans la promotion d'une mobilité décarbonée. Toutefois, la fiabilité de leur système de traction demeure cruciale, car toute défaillance peut compromettre les performances et la sécurité. Ce travail présente une stratégie de commande tolérante aux pannes (CTP) fondée sur une modélisation détaillée du système de traction, la détection des défauts à l'aide d'observateurs, et la mise en œuvre de commandes adaptatives afin d'assurer le maintien de l'opérabilité du véhicule en conditions dégradées.

Mots Clée :Véhicules électriques, commande tolérante aux pannes, détection de défauts, système de traction, robustesse, observateurs.

Table des matières

Table des figures i

Liste des tableaux iii

Introduction Générale 1

1 Contexte général des véhicules électriques 3

1.1 Introduction . . . 3

1.2 Généralités sur l'électrification du véhicule . . . 3

1.3 Classification des véhicules électriques et hybrides . . . 5

1.3.1 Véhicules hybrides . . . 5

1.3.2 Véhicule électrique . . . 6

1.4 Configuration de l'architecture des véhicules électriques . . . 10

1.4.1 Batteries . . . 13

1.4.2 Convertisseurs . . . 16

1.4.3 Onduleurs . . . 17

1.4.4 Conclusion . . . 18

2 Tolérance aux pannes dans les systèmes de commande 19

2.1 Définition générale de la commande tolérante aux pannes . . . 19

2.2 Classification des pannes . . . 20

2.2.1 Défauts de la source d'énergie . . . 20

2.2.2 Défauts des capteurs . . . 21

2.2.3 Défauts de la machine électrique . . . 21

2.2.4 Défauts des convertisseurs de puissance . . . 21

2.3 Méthodes de détection et de diagnostic des pannes . . . 22

2.4 Techniques de diagnostic . . . 23

2.4.1 Techniques de diagnostic quantitatives . . . 25

2.4.2 Techniques de diagnostic qualitatives . . . 27

2.5 Classification des systèmes tolérants aux défauts 30
2.5.1 Approche passive (PFTC) 30
2.5.2 Approche active (AFTC) 31
2.6 Reconfiguration structurelle 33
2.6.1 Reconfiguration fonctionnelle 34
2.7 Travaux existants dans la littérature 35
2.7.1 Contributions majeures et références fondamentales 35
2.7.2 Panorama des approches 35
2.7.3 Applications et systèmes concernés 36
2.7.4 Synthèse 36
2.7.5 Conclusion 36

3 Modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique 38
3.1 Introduction 38
3.2 Architecture de la chaîne de traction 40
3.3 Modélisation du moteur asynchrone dans le repère *dq* 40
3.3.1 Hypothèses de modélisation 40
3.3.2 Équations du moteur dans le repère *dq* 41
3.3.3 Expression du couple électromagnétique 41
3.3.4 Équation de la dynamique mécanique 41
3.3.5 Modélisation matricielle du système 42
3.4 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé 43
3.4.1 Structure matérielle de l'onduleur à deux niveaux 43
3.4.2 Génération des tensions de phase par séquencement 44
3.4.3 Stratégie de commande : la modulation MLI sinus-triangle 44
3.5 Commande vectorielle du moteur asynchrone dans une chaîne de traction électrique 45
3.5.1 Principe général de la commande vectorielle 46
3.5.2 Commande vectorielle directe 46
3.5.3 Découplage par compensation 47
3.6 Régulation et asservissement 49
3.6.1 Régulateur PI de vitesse 49
3.6.2 Régulateur PI de couple 50
3.6.3 Régulateur PI de flux 51
3.6.4 Avantages et justification du choix 52
3.6.5 Perspectives pour la commande tolérante aux pannes 52
3.6.6 Modèle du couple résistant pour la dynamique du véhicule 52

3.7 Résultats de simulation 54

4 Détection et localisation du défaut du capteur de vitesse 58

4.1 Introduction 58
4.2 Estimation de la vitesse par un observateur MRAS 59
4.3 Comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée 61
4.3.1 Méthodologie 61
4.4 Détection du défaut et reconfiguration 62
4.4.1 Modélisation d'un capteur bruité avec bruit gaussien blanc 63
4.4.2 Stratégie de reconfiguration 64
4.4.3 Comparaison des vitesses : mesurée, estimée et réelle 65
4.5 Conclusion 66

Conclusion Générale et Perspectives 67

Bibliographie 69

A Paramètres du moteur utilisé A

Table des figures

1.1 Évolution du stock mondial de véhicules électriques (2005–2023) 4
1.2 Différentes topologies des véhicules hybrides [1] 5
1.3 Principe de fonctionnement d'un véhicule à pile à combustible [2] 7
1.4 Schéma simplifié d'un véhicule électrique *plug-in* [3] 7
1.5 Schéma de fonctionnement de la chaîne de traction électrique d'un VE [4] . 9
1.6 Différentes configurations des véhicules électriques : A) traction avant/arrière à deux moteurs,B) architecture à quatre moteurs [5] 11
1.7 Évolution du coût moyen des packs batteries de VE (USD/kWh) de 2018 à 2024 (estimation 2024) [6]. 15
1.8 Parts de marché des principales chimies de batteries lithium-ion (NMC, NCA, LFP, Autres) de 2018 à 2024 [7]. 16

2.1 Classification des défauts dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique [8]. 20
2.2 Organigramme des différentes étapes du processus de diagnostic. 23
2.3 Classifcation des méthodes de diagnostic. 24
2.4 Principe de diagnostic à base de modèle par génération de résidus. 25
2.5 Génération de résidus à base d'observateur. 26
2.6 Diagnostic du défaut basé sur une approche floue 28
2.7 Diagnostic basé sur les réseaux de neurones 29
2.8 Décomposition hiérarchique d'un système PFTC 30
2.9 Décomposition hiérarchique d'un système AFTC 31

3.1 Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux. 43
3.2 Comparaison entre onde sinusoïdale de référence et onde porteuse triangulaire dans la MLI. 45
3.3 Structure typique d'une commande vectorielle directe (FOC) 47
3.4 Modèle de la machine asynchrone. 48
3.5 Schéma du découplage par compensation 49

3.6 Synoptique de la boucle de régulation de vitesse. 50
3.7 Synoptique de la boucle de régulation du couple 51
3.8 Synoptique de la boucle de régulation du flux 51
3.9 Évolution de la vitesse du moteur 55
3.10 Courants statoriques en fonction du temps 55
3.11 Couple électromagnétique du moteur 56
3.12 Flux statorique du moteur 56

4.1 Schéma de principe d'un observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique 60
4.2 Comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée par MRAS . . . 62
4.3 Résidu de vitesse avec seuil de détection 62
4.4 Évolution du résidu entre la vitesse réelle et estimée. Le franchissement du seuil à $t = 5\,\mathrm{s}$ indique la détection d'un défaut de capteur. 64
4.5 Comparaison des vitesses : mesurée (défectueuse), estimée (MRAS) et réelle. La reconfiguration intervient après détection du défaut à $t = 5\,\mathrm{s}$. 65

Liste des tableaux

1.1 Classement des premiers marchés de VE vendus en 2024 4
1.2 Classement des pays selon le nombre de véhicules électriques vendus en 2022 4
1.3 Avantages et inconvénients des véhicules hybrides (HEV) 6
1.4 Avantages et inconvénients des différents types de véhicules électriques . . 8
1.5 Comparaison entre différents types de moteurs pour véhicules électriques . 12
1.6 Caractéristiques des différents types de batteries 14
1.7 Avantages et limites des onduleurs utilisés dans les VE 17

Introduction Générale

Dans le contexte actuel de transition énergétique, les véhicules électriques (VE) s'imposent comme une solution incontournable pour une mobilité durable et décarbonée. Toutefois, au-delà des performances énergétiques, la fiabilité de leurs systèmes de traction représente un enjeu central, tant du point de vue de la sécurité des usagers que de l'acceptation à grande échelle de cette technologie.

En effet, les chaînes de traction électrique, composées principalement du moteur, de l'onduleur de puissance et des capteurs associés, sont soumises à des conditions de fonctionnement sévères. Une défaillance, notamment au niveau du capteur de vitesse ou de position, peut entraîner une perte immédiate du couple moteur, compromettant gravement la stabilité du véhicule. Dans certains cas, cette perte peut excéder 100 % du couple nominal, mettant en danger l'intégrité du système et la sécurité de l'utilisateur.

Face à ces enjeux, ce mémoire s'inscrit dans une démarche de renforcement de la fiabilité des chaînes de traction pour VE. Il propose la mise en œuvre d'une stratégie de **commande tolérante aux pannes (CTP)**, fondée sur l'utilisation d'un observateur d'état — en particulier un observateur de Luenberger — afin de compenser les défauts de capteurs et d'assurer la continuité de service.

Le système étudié repose sur un moteur asynchrone alimenté par un onduleur triphasé, piloté par une commande vectorielle directe orientée champ (FOC). L'objectif est de maintenir les performances du système, même en présence de défauts, tout en garantissant la stabilité et la sécurité du véhicule.

Structure du mémoire

Ce travail est organisé en cinq chapitres, dont chacun aborde une étape essentielle du développement et de l'évaluation de la stratégie proposée :

— **Chapitre 1 – Contexte général des véhicules électriques** Ce chapitre introduit les enjeux liés à la mobilité électrique, décrit l'architecture typique d'un système de traction pour VE, et présente les différents types de moteurs utilisés ainsi que les exigences de fiabilité associées.

— **Chapitre 2 – État de l'art de la tolérance aux pannes** Il propose une syn-

thèse des approches existantes en matière de diagnostic et de commande tolérante aux défauts. Il distingue les différentes catégories de pannes et met en évidence les méthodes basées sur les observateurs.

— **Chapitre 3 – Méthodologie de commande proposée** Ce chapitre détaille la modélisation du système de traction étudié, les scénarios de panne envisagés, ainsi que la stratégie de commande tolérante adoptée. Il met en lumière le rôle de l'observateur dans la détection et la compensation des défauts.

— **Chapitre 4 – Simulations et analyse des résultats** À travers une série de tests réalisés sous MATLAB/Simulink, ce chapitre évalue les performances du système en conditions nominales et dégradées. Il compare les résultats obtenus avec et sans activation de la CTP.

— **Conclusion et perspectives** Ce dernier chapitre récapitule les principales contributions du mémoire, dresse un bilan critique des performances de la stratégie développée, et propose des axes d'amélioration et d'extension pour des recherches futures.

Chapitre 1

Contexte général des véhicules électriques

1.1 Introduction

Ce chapitre présente les fondations de la commande tolérante aux pannes pour les chaînes de traction des véhicules électriques. Nous y rappelons succinctement les principales topologies de motorisation Types de moteurs utilisés , Contraintes et exigences de fiabilité dans l'automobile

1.2 Généralités sur l'électrification du véhicule

Au cours des dernières années, la demande de véhicules 100 % électriques ne cesse d'augmenter à travers le monde. La Figure 1.1 montre l'évolution du stock mondial de voitures électriques de 2005 à 2023, qui atteint environ 40 millions d'unités fin 2023 [9]. En 2024, les ventes mondiales de véhicules électriques ont dépassé 17 millions d'unités, soit plus d'un véhicule sur cinq (22 % de part de marché) [10]. La Chine a concentré près de 65 % de ces ventes, avec 11 millions d'unités écoulées (soit plus de la moitié des ventes globales en 2024) [10].

À 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 représentait 36 % de celui réservé à l'ensemble de la transition énergétique. Dans certains pays comme l'Allemagne et le Royaume-Uni, ce taux dépassait 50 % [11].

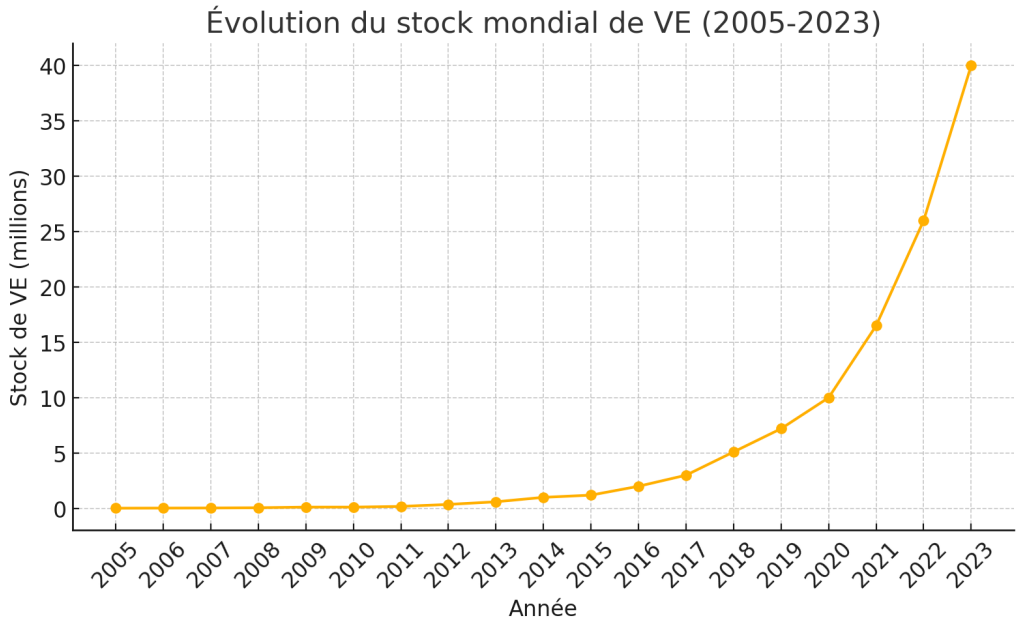


Figure 1.1: Évolution du stock mondial de véhicules électriques (2005–2023)

Tableau 1.1: Classement des premiers marchés de VE vendus en 2024

Pays	**VE vendus en 2024 (unités)**
Chine	11 000 000
Europe (UE)	3 150 000
États-Unis	1 800 000

Source : IEA, Global EV Outlook 2024 et 2025 [9, 10].

Tableau 1.2: Classement des pays selon le nombre de véhicules électriques vendus en 2022

Pays	**VE vendus en 2022 (unités)**
Chine	5 030 000
Europe (UE)	1 570 000
États-Unis	733 346

Source : BloombergNEF, Global EV Sales 2023 [11].

La montée en puissance des véhicules électriques (VE) sur le marché mondial, portée par les objectifs environnementaux et les innovations technologiques, accentue l'enjeu de la fiabilité des chaînes de traction électriques. La commande tolérante aux pannes apparaît ainsi comme un élément clé pour assurer la disponibilité, la sécurité et la pérennité de ces systèmes.

1.3 Classification des véhicules électriques et hybrides

Les véhicules électriques sont classés en deux catégories selon leur motorisation : les véhicules électriques rechargeables et les véhicules électriques hybrides. Le premier type repose uniquement sur une propulsion électrique pour fournir l'énergie à la chaîne de traction. Le second type comprend un moteur supplémentaire utilisant une source d'énergie fossile en complément de la propulsion électrique.

1.3.1 Véhicules hybrides

Les véhicules hybrides sont constitués de deux systèmes de motorisation, dont l'un est connu sous le nom d'hybride rechargeable (*plug-in hybrid*). Dans ce système, le moteur thermique peut recharger la batterie alimentant le moteur électrique. Cette technologie se décline en plusieurs types selon les topologies des deux moteurs [**?**]. La figure 1.2 présente les différentes topologies des véhicules hybrides [1].

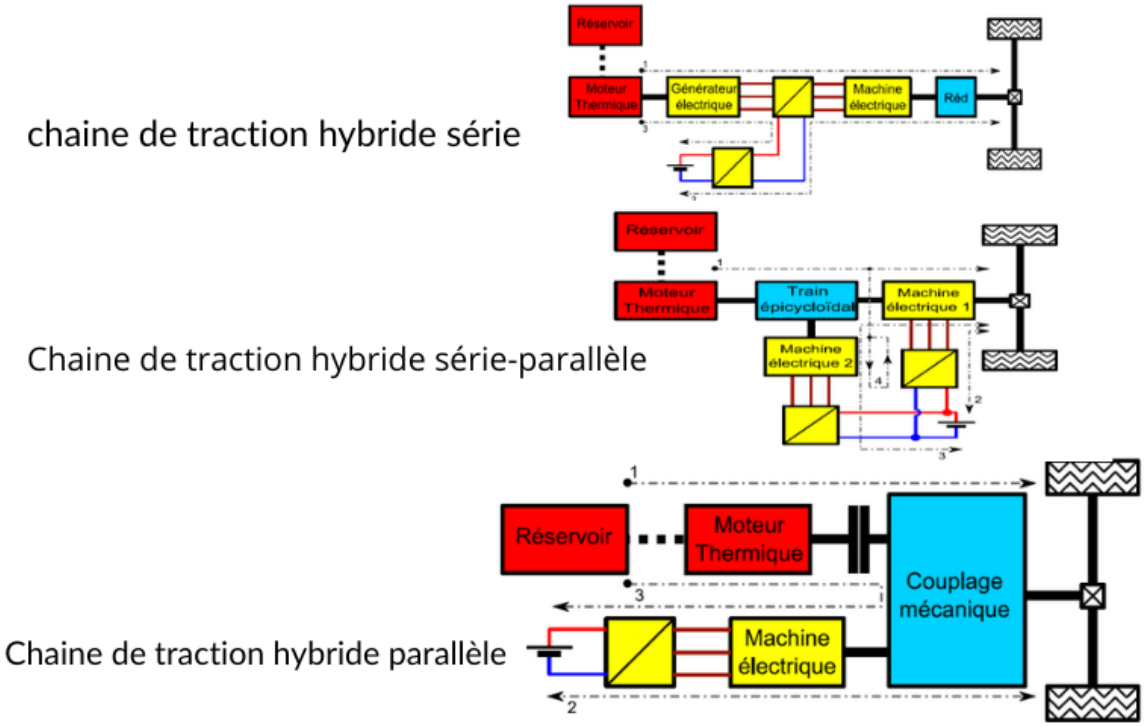


Figure 1.2: Différentes topologies des véhicules hybrides [1]

Tableau 1.3: Avantages et inconvénients des véhicules hybrides (HEV)

Type HEV	Exemple	Avantages	Inconvénients
Série	BMW i3 Rex	— Bonne autonomie — Batterie nettement sous-dimensionnée — Bon contrôle du moteur thermique — Bonnes performances dynamiques du moteur électrique	— Système de motorisation important — Augmentation du poids — Mode thermique impossible seul
Parallèle	Hyundai Sonata	— Bonne autonomie et bonnes performances — Fonctionnement tout thermique ou tout électrique — Zéro émission en mode électrique	— Utilisation d'un seul moteur électrique — Taille importante du système de motorisation — Poids et prix élevés — Mauvaise dynamique (fonctionnement fréquent du thermique)

1.3.2 Véhicule électrique

Ce type de véhicule est uniquement équipé d'un moteur électrique dans son système de motorisation, ce qui en fait un véhicule à zéro émission, en raison de l'absence de moteur thermique. L'énergie est fournie par des systèmes de stockage tels que les batteries (BT), les supercondensateurs (SC) ou les piles à combustible (FC). Il est également possible d'avoir un système de stockage hybride composé de combinaisons comme batterie-supercondensateur (BT-SC) ou pile à combustible-supercondensateur (FC-SC), selon les objectifs du concepteur et les performances souhaitées pour le véhicule électrique [12–14].

Ces véhicules peuvent être classés en deux catégories : les véhicules électriques rechargeables (*plug-in*) et les véhicules à pile à combustible. Les véhicules *plug-in* sont considérés comme des véhicules entièrement électriques en raison de la conception de leur chaîne de traction. Cependant, leur principale limitation réside dans l'autonomie, car la batterie seule ne peut pas toujours fournir la portée désirée. Il est donc nécessaire de développer de nouvelles topologies de batteries ou de nouveaux types de cellules pour augmenter

l'autonomie des véhicules électriques tout en garantissant des performances élevées [15].

Les véhicules à pile à combustible ont été introduits comme solution aux limitations d'autonomie des véhicules purement électriques. Ils utilisent une réaction chimique entre l'hydrogène et l'oxygène, exprimée dans les équations (Anode) et (Cathode), pour produire de l'électricité et prolonger l'autonomie du véhicule [2].

$$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^- \tag{Anode}$$

$$2H^+ + 2e^- + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O \tag{Cathode}$$

$$H_2 + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O + \text{Électricité} + \text{Chaleur} \tag{1.2}$$

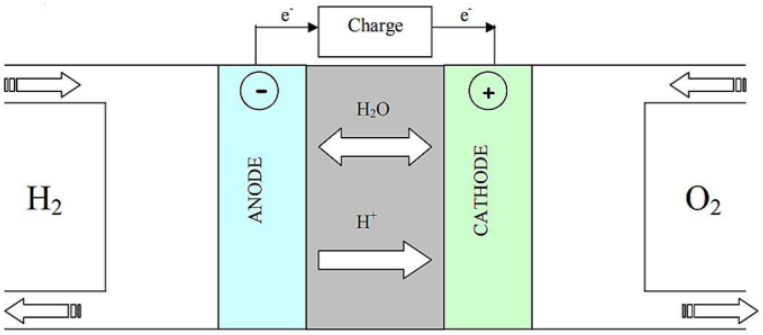


Figure 1.3: Principe de fonctionnement d'un véhicule à pile à combustible [2]

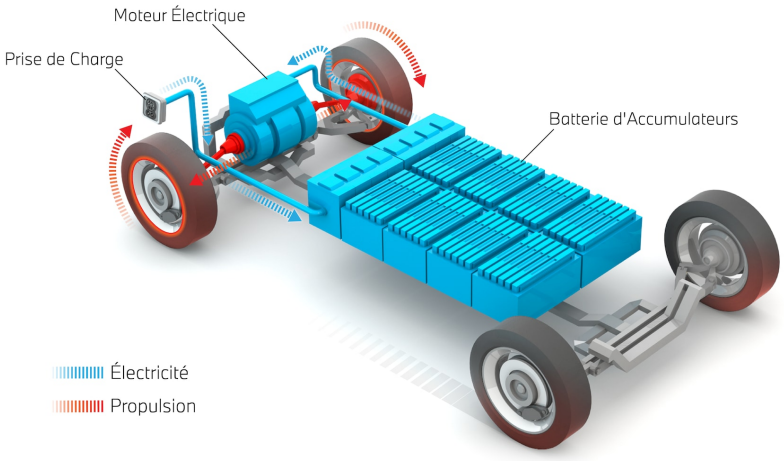


Figure 1.4: Schéma simplifié d'un véhicule électrique *plug-in* [3]

Tableau 1.4: Avantages et inconvénients des différents types de véhicules électriques

Type de VE	Avantages	Inconvénients
VE à batterie (BEV) *Ex. : Tesla Model Y (2023)*	— Zéro émission locale — Réduction des coûts de maintenance (jusqu'à 40 %) — Confort acoustique (véhicule silencieux) — Moins de pannes (jusqu'à 3 fois moins que les véhicules thermiques)	— Autonomie encore limitée selon les usages — Usage principalement urbain — Prix d'achat élevé
VE à pile à combustible (FCEV) *Ex. : Toyota Mirai (2023)*	— Zéro émission locale — Fonctionnement silencieux — Grande fiabilité et longue durée de vie — Possibilité de combiner avec une batterie pour optimiser l'autonomie	— Risque lié à la manipulation de l'hydrogène — Infrastructure de ravitaillement en hydrogène encore limitée — Procédé de production d'hydrogène énergivore

La chaîne de traction d'un véhicule électrique se compose de trois parties principales : **électrochimique**, **électrique** et **mécanique**, chacune jouant un rôle essentiel dans le fonctionnement global du véhicule.

1.3.2.1 Partie électrochimique

La partie électrochimique constitue la source principale d'énergie, communément désignée sous le terme de *Système de Stockage d'Énergie* (BSS – *Battery Storage System*). Ce système peut intégrer différents dispositifs tels que des batteries, des supercondensateurs (SC) ou des piles à combustible (FC), comme détaillé dans la référence [16].

1.3.2.2 Partie électrique

La partie électrique est divisée en deux sous-ensembles : **le contrôleur** et **la chaîne de puissance**.

— Le **contrôleur** collecte les informations issues de toutes les parties de la chaîne de traction, et traite les données nécessaires à l'exécution des commandes du conduc-

teur (accélération, décélération, freinage). Il intègre des systèmes électroniques de commande ainsi que des convertisseurs d'énergie intelligents.

— La **chaîne de puissance** comprend le moteur électrique, qui remplace le moteur thermique des véhicules traditionnels. Ce moteur génère la vitesse et le couple nécessaires pour entraîner la partie mécanique.

1.3.2.3 Partie mécanique

La partie mécanique se compose principalement du **différentiel** et des **mécanismes de transmission** reliés aux roues du véhicule. Le différentiel répartit le couple et la vitesse fournis par le moteur électrique entre les roues, tandis que la transmission adapte la vitesse et le couple des roues à ceux du moteur, assurant ainsi une utilisation optimale de la puissance disponible.

La performance globale d'un véhicule électrique dépend fortement du choix optimal des composants dans chaque sous-système de la chaîne de traction afin d'atteindre les objectifs de performance, d'autonomie et d'efficacité énergétique.

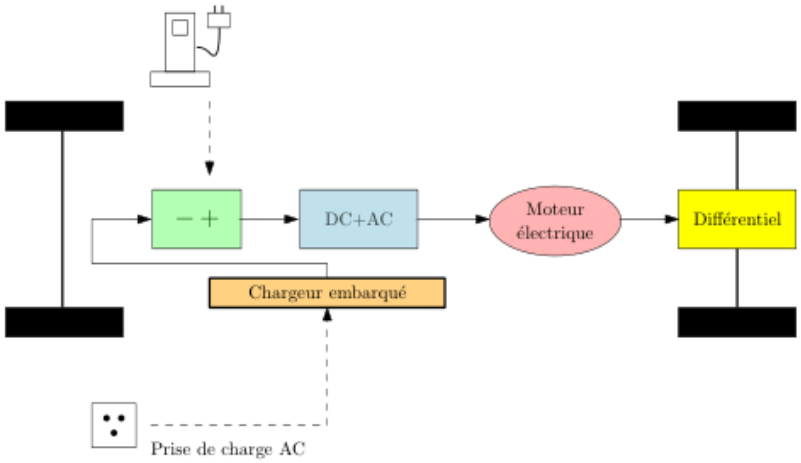


Figure 1.5: Schéma de fonctionnement de la chaîne de traction électrique d'un VE [4]

Ce type de configuration est largement décrit dans la littérature, notamment dans [4], qui détaille les composants et leur interaction au sein des véhicules électriques modernes.

1.4 Configuration de l'architecture des véhicules électriques

Les configurations des véhicules électriques varient considérablement d'un modèle à l'autre, principalement en fonction du niveau de puissance souhaité et des solutions mécaniques adoptées. L'architecture la plus simple repose sur l'utilisation d'un moteur unique pour la traction, généralement couplé à une boîte de vitesses ou à un réducteur à rapport fixe, ce qui permet une implémentation simple. Le système de commande dans cette configuration reste relativement peu complexe, comme illustré à la Figure 1.6.

À l'opposé, l'architecture à deux moteurs utilise un moteur pour la traction des roues avant et un autre pour les roues arrière. Cette configuration augmente à la fois le coût et l'encombrement du véhicule, et rend le système de commande plus complexe. La distribution de la puissance est généralement équilibrée entre les deux moteurs.

Une autre configuration est celle appelée *drivetrain* (chaîne de traction répartie), qui comprend généralement deux moteurs à l'arrière, recevant chacun environ 30 % de la puissance, tandis que les roues avant reçoivent environ 40 % de la puissance, principalement utilisées pour les phases de traction avant.

Enfin, l'architecture à quatre moteurs intègre un moteur dans chaque roue, permettant une distribution indépendante de la puissance aux quatre roues. Cette configuration offre un contrôle très précis de la traction et de la stabilité, mais entraîne une augmentation du volume, du coût et de la complexité de la chaîne de traction, ce qui représente un défi pour l'intégration.

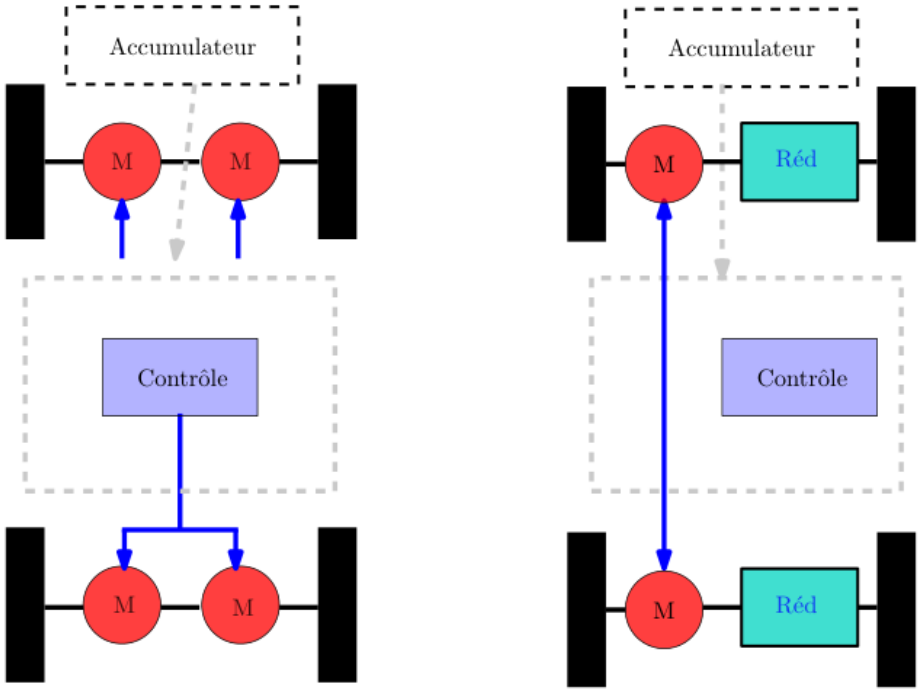


Figure 1.6: Différentes configurations des véhicules électriques : A) traction avant/arrière à deux moteurs,B) architecture à quatre moteurs [5]

Motorisation des véhicules électriques L'évolution des technologies de propulsion électrique a conduit à l'émergence de divers types de machines électriques adaptées aux exigences spécifiques des véhicules électriques. En effet, le choix du moteur joue un rôle déterminant dans les performances globales du véhicule en termes de rendement énergétique, de fiabilité, de densité de puissance et de complexité de commande.

Les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) sont largement adoptés dans l'industrie automobile grâce à leurs performances dynamiques élevées, leur rendement supérieur et leur compacité [5]. Toutefois, d'autres solutions méritent une attention particulière.

Les moteurs asynchrones (MAS), connus pour leur robustesse et leur faible coût, constituent une alternative fiable, notamment dans des environnements contraignants. Par ailleurs, la machine asynchrone à double alimentation (DFIM) offre un compromis intéressant entre performance et flexibilité de commande, en particulier dans les applications nécessitant une large plage de vitesse [17].

Les machines multiphases, telles que les PMSM à double étoile, suscitent également un intérêt croissant. Elles permettent d'améliorer la tolérance aux défauts, de réduire les ondulations de couple et d'augmenter la fiabilité du système [18, 19].

Dans ce contexte, une comparaison structurée entre ces différents types de moteurs s'impose afin de mieux orienter le choix technologique pour les futures plateformes de

mobilité électrique.

Tableau 1.5: Comparaison entre différents types de moteurs pour véhicules électriques

Type de moteur	Avantages	Inconvénients
MAS triphasé	— Robustesse et fiabilité accrues, — Coût de fabrication réduit, — Technologies de commande bien maîtrisées.	— Rendement inférieur à celui des PMSM, — Performances dynamiques limitées à basse vitesse, — Faible densité de puissance.
DFIM (Double alimentation)	— Large plage de variation de vitesse, — Contrôle indépendant des flux statoriques et rotoriques, — Bonne efficacité énergétique dans des applications variables.	— Commande plus complexe nécessitant deux convertisseurs, — Sensibilité aux déséquilibres de tension, — Moins adaptée aux faibles vitesses.
PMSM triphasé	— Excellente densité de puissance, — Rendement élevé même à basse vitesse, — Réponse dynamique rapide.	— Coût élevé des aimants permanents, — Dépendance aux matériaux rares, — Moins tolérant aux défauts.
PMSM six phases (double étoile)	— Tolérance accrue aux défauts, — Réduction significative des ondulations de couple, — Amélioration de la continuité de service en cas de panne.	— Complexité de commande et de filtrage, — Coût de mise en œuvre plus élevé, — Moins standardisé industriellement.

1.4.1 Batteries

Le système de stockage d'énergie électrique repose sur des cellules électrochimiques connectées selon des configurations en série et en parallèle. Le choix de cette architecture est déterminé par le concepteur, en fonction de la topologie du système et des exigences de performance.

Deux principales formes de cellules sont utilisées dans les véhicules électriques (VE) : les cellules cylindriques et les cellules prismatiques. Une analyse comparative montre que les cellules cylindriques sont souvent privilégiées, en particulier dans les VE 100% électriques ne disposant pas de système hybride. Ces cellules sont des structures complexes intégrant au minimum trois matériaux actifs, avec des dimensions normalisées (ex : 18650, 21700).

La Table 1.6 présente une comparaison des principales technologies de batteries disponibles pour les véhicules électriques, en termes d'avantages et de limitations techniques [16].

Tableau 1.6: Caractéristiques des différents types de batteries

Type de batterie	Avantages	Inconvénients
Lithium-ion C : Matériaux carbonés A : Oxyde de cobalt E : Solution de sel de lithium	— Grande puissance et énergie spécifiques — Haute densité énergétique — Longue durée de vie — Faible effet mémoire — Recyclable — Bonne performance à haute température	— Coût élevé — Temps de charge lent (mais meilleur que d'autres technologies)
Nickel-métal hydrure C : Alliage de nickel, titane, vanadium A : Hydroxyde de nickel E : Solution alcaline	— Fonctionnement sûr à haute tension — Recyclable — Durée de vie acceptable — Bonne densité énergétique — Résistant à la surcharge/décharge — Fonctionne à température élevée	— Durée de vie réduite en décharge rapide (200-300 cycles) — Effet mémoire réduisant la puissance utile
Plomb-acide C : Plomb spongieux A : Oxyde de plomb E : Acide sulfurique dilué	— Plus de 50 ans d'utilisation industrielle — Coût relativement faible — Fabrication en grande quantité	— Faible densité énergétique — Entretien nécessaire — Lourdeur — Durée de vie limitée — Décharge limitée à 20 %
Nickel-cadmium C : Cadmium A : Hydroxyde de nickel	— Décharge complète sans dommage — Longue durée de vie — Recyclable	— Coût élevé pour les applications automobiles — Risques de pollution (déchets de cadmium)

C : Cathode, A : Anode, E : Électrolyte

La chimie utilisée dans les cellules cylindriques au lithium-ion varie selon les applications visées. Tesla, par exemple, a maintenu une composition chimique relativement constante tout en augmentant la taille des cellules, passant du format 18650 au 21700, et envisageant des cellules de format 46800 pour améliorer les performances futures [20, 21].

Malgré ces avancées, la réduction des coûts des batteries reste un enjeu majeur, particulièrement en lien avec l'augmentation de l'autonomie des véhicules. Figure 1.7 illustre le coût des batteries en pourcentage du prix total d'un VE, soulignant les efforts constants pour concilier performance, autonomie et accessibilité économique [22].

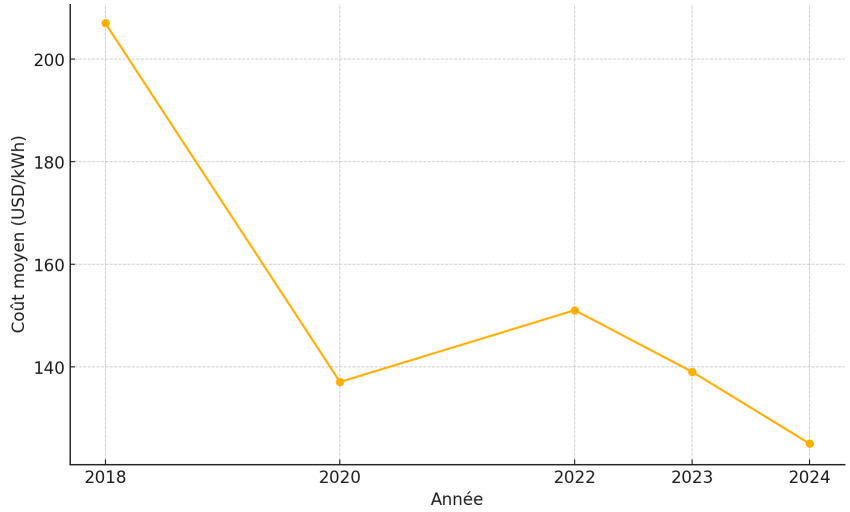


Figure 1.7: Évolution du coût moyen des packs batteries de VE (USD/kWh) de 2018 à 2024 (estimation 2024) [6].

Le coût des batteries lithium-ion dépend de plusieurs facteurs : la composition chimique, les dimensions des cellules, les procédés de fabrication, ainsi que le prix des matières premières. Les matériaux de la cathode (souvent à base de cobalt, nickel, manganèse ou aluminium) sont les plus coûteux, tandis que le graphite est communément utilisé pour l'anode.

Les critères d'évaluation des performances d'une cellule incluent : la durée de vie, la puissance spécifique, la capacité énergétique, la densité énergétique, ainsi que le coût au kilowattheure (kWh). Plusieurs chimies sont aujourd'hui utilisées, notamment :

— Nickel-Manganèse-Cobalt (NMC) : $\sim$ 112,7 \$/kWh ;

— Nickel-Cobalt-Aluminium (NCA) : $\sim$ 120,3 \$/kWh ;

— Lithium-Fer-Phosphate (LFP) : $\sim$ 98,5 \$/kWh (plus économique, mais à plus faible densité énergétique) [23].

Les cellules de type NMC dominent actuellement le marché des cellules cylindriques grâce à un bon compromis performance/prix. En 2021, elles représentaient environ 58%

du marché mondial. Cette part devrait décliner à 60% d'ici 2026, au profit de nouvelles technologies ou d'alternatives moins coûteuses. La Figure 1.8 illustre l'évolution de la part de marché des différentes technologies de cellules lithium-ion [7].

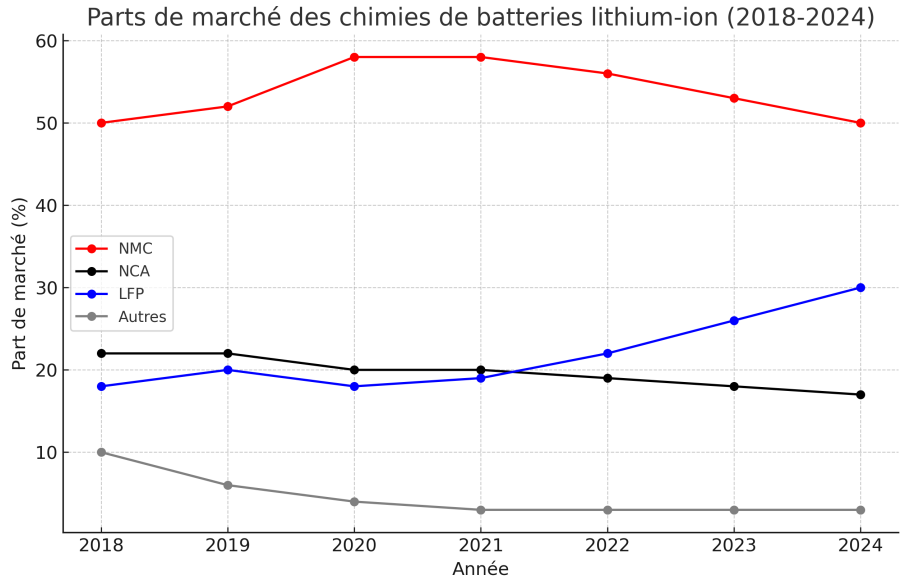


Figure 1.8: Parts de marché des principales chimies de batteries lithium-ion (NMC, NCA, LFP, Autres) de 2018 à 2024 [7].

1.4.2 Convertisseurs

Les convertisseurs constituent des éléments fondamentaux du système électrique des véhicules électriques (VE). Leur fonction principale est de transformer la tension continue fournie par la batterie — généralement constante — en une tension régulée, appelée tension de bus, adaptée aux exigences des différents sous-systèmes. Ils assurent également la gestion des phases de charge et de décharge de la batterie, influençant directement la consommation énergétique ainsi que la récupération d'énergie lors du freinage régénératif [24, 25].

Les avancées en électronique de puissance et en automatisation ont permis le développement de plusieurs topologies de convertisseurs adaptées aux applications spécifiques des VE. Parmi celles-ci, le convertisseur *buck-boost* se distingue par sa capacité à abaisser ou élever la tension d'entrée, sa simplicité de conception, ainsi que son rendement élevé dans une large plage de conditions de fonctionnement [26, 27].

1.4.3 Onduleurs

L'onduleur constitue un maillon fondamental de la chaîne d'énergie, en assurant la conversion du courant continu (DC) issu de la batterie en courant alternatif (AC) nécessaire à l'alimentation et au pilotage du moteur électrique. Cette conversion est indispensable pour permettre un contrôle efficace de la vitesse et du couple moteur.

Les onduleurs se distinguent par leur structure, leur niveau de tension de sortie et le type de composants utilisés, notamment les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT). Leur commande repose généralement sur la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM, *Pulse Width Modulation*), qui permet de contrôler précisément la fréquence et l'amplitude du signal de sortie.

On distingue principalement deux types d'onduleurs :

— **Onduleur à deux niveaux** : simple, économique, et largement utilisé dans les VE compacts.

— **Onduleur multiniveaux** : plus sophistiqué, il offre une meilleure qualité de tension, réduit les pertes de commutation et améliore le rendement global [28].

Ces solutions contribuent directement à l'optimisation des performances énergétiques, au confort de conduite et à la durabilité des composants électroniques de puissance.

tabularx

Tableau 1.7: Avantages et limites des onduleurs utilisés dans les VE

Type d'onduleur	**Avantages**	**Limites**
Deux niveaux	— Conception simple et compacte — Coût réduit — Commande PWM directe	— Forte distorsion harmonique — Contraintes élevées sur les IGBT — Échauffement des composants
Multiniveaux	— Qualité de tension améliorée — Réduction des pertes de commutation — Diminution des contraintes sur chaque étage	— Complexité de conception accrue — Coût et encombrement supérieurs — Nécessite une commande plus sophistiquée

L'ensemble formé par la batterie, les convertisseurs, l'onduleur et le moteur électrique constitue ce que l'on appelle la **chaîne de traction**. Celle-ci joue un rôle central dans le fonctionnement du véhicule, en assurant la conversion, la gestion et la distribution efficace de l'énergie.

La chaîne de traction retenue dans ce mémoire repose sur une configuration à moteur unique, alimentée par une batterie lithium-ion composée de cellules cylindriques de type 21700 à chimie NMC. La topologie retenue est celle d'un onduleur à deux niveaux, déployé en double exemplaire pour piloter un système d'entraînement électrique à moteur asynchrone.

Cette architecture permet de délivrer le couple et de réguler la vitesse sur l'ensemble des roues du véhicule électrique.

Les principales contributions de ce travail permettent d'améliorer plusieurs aspects de la configuration choisie :

— Réduction des coûts

— Compacité dimensionnelle

— Simplicité de mise en œuvre

— Augmentation de l'autonomie

— Intégration de technologies innovantes

1.4.4 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de dresser un aperçu global des véhicules électriques, en soulignant leur rôle central dans la transition énergétique actuelle. L'architecture générale des véhicules électriques a été présentée Figure 1.5, avec une attention particulière portée sur le système de traction électrique et les différentes technologies de moteurs utilisées (tableaux 1.5).

Par ailleurs, les exigences croissantes en matière de sûreté de fonctionnement et de fiabilité, inhérentes au domaine automobile, ont été mises en lumière à travers la norme *ISO 26262* [29]. Ces contraintes renforcent la nécessité de développer des stratégies de commande à la fois robustes et tolérantes aux pannes.

Le chapitre suivant approfondira le concept de tolérance aux pannes appliqué aux systèmes de commande, en introduisant les principales typologies de pannes, les méthodes de détection et de diagnostic associées, ainsi que les différentes approches de conception de commandes tolérantes aux défauts.

Chapitre 2

Tolérance aux pannes dans les systèmes de commande

La tolérance aux pannes est un enjeu majeur pour garantir la fiabilité et la sécurité des systèmes de traction électrique. Cette section définit les concepts normatifs, décrit les principales étapes du diagnostic et propose une classification détaillée des défauts, illustrée par des cas concrets.

2.1 Définition générale de la commande tolérante aux pannes

La *commande tolérante aux pannes* (CTP) regroupe l'ensemble des stratégies de contrôle visant à maintenir ou à rétablir le comportement nominal d'un système en présence de défaillances [30,31]. Ces stratégies sont essentielles dans les systèmes critiques, où la continuité de fonctionnement et la sécurité sont primordiales.

Les objectifs principaux de la CTP sont les suivants :

— **Sécurité** : assurer la stabilité du système et éviter tout comportement dangereux suite à une panne ;

— **Disponibilité** : garantir un niveau de performance minimal, afin de limiter les interruptions de service et de maintenir une opération dégradée mais acceptable.

Une architecture typique de CTP comporte trois modules fondamentaux :

Détection Surveillance continue des grandeurs mesurées et calcul de *résidus* pour détecter l'apparition d'une défaillance [32] ;

Diagnostic (FDI) Identification et localisation de la source de la panne (*Fault Detection & Isolation*) [33] ;

Reconfiguration Réajustement de la loi de commande ou modification de la structure d'actionnement afin de compenser la défaillance et restaurer la qualité de service.

2.2 Classification des pannes

Les défauts dans une chaîne de traction électrique peuvent être définis comme des écarts significatifs entre les grandeurs mesurées et celles estimées par un observateur ou un estimateur. Ils peuvent survenir à différents niveaux du système : capteurs, actionneurs, convertisseurs de puissance ou machines électriques [34, 35]. Une classification typique de ces défauts est illustrée à la Figure 2.1.

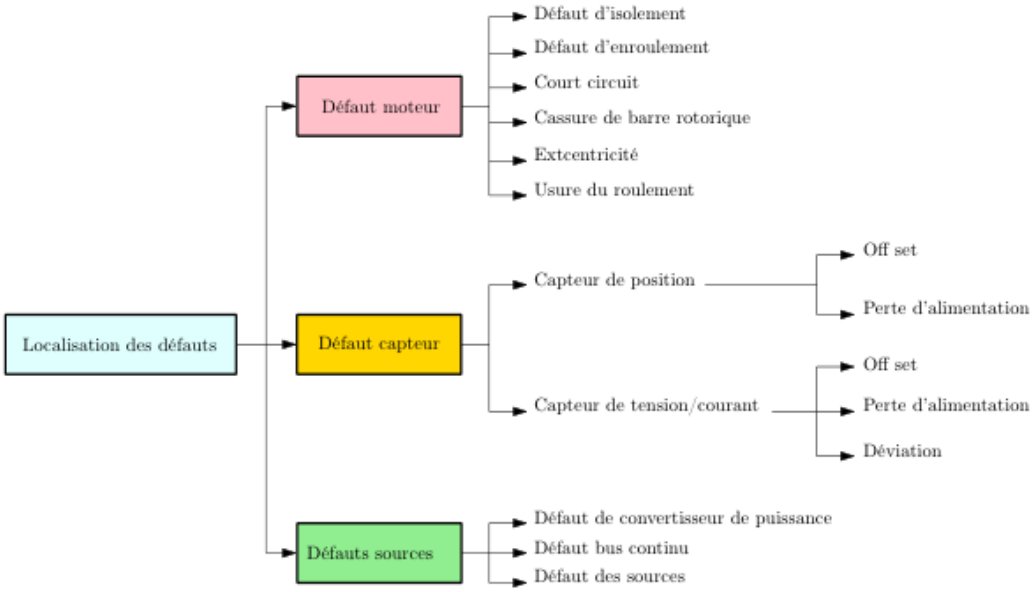


Figure 2.1: Classification des défauts dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique [8].

2.2.1 Défauts de la source d'énergie

Les sources d'énergie (batteries ou piles à combustible) sont également sujettes à des défauts affectant la stabilité de l'alimentation :

— **Perturbations sur le bus continu** : fluctuations de tension ou interruptions temporaires pouvant désactiver les convertisseurs [36].

— **Défaillance des auxiliaires** : comme la panne du compresseur d'hydrogène dans une pile à combustible, entraînant une chute des performances énergétiques.

— **Court-circuit interne** : dans les batteries lithium-ion, ce type de défaut peut générer une surchauffe rapide, voire un emballement thermique dangereux [37].

2.2.2 Défauts des capteurs

Les capteurs jouent un rôle clé dans le pilotage de la traction, en convertissant des grandeurs physiques (position, courant, température, vitesse, etc.) en signaux exploitables par le système de commande. Les défauts fréquemment rencontrés incluent :

— **Bruit et dérive** : variations aléatoires du signal et dérive lente du gain ou de l'offset, dégradant la précision des mesures [38].

— **Perte totale de signal** : défaillance complète due à une rupture de connexion ou un capteur endommagé (ouverture de circuit) [39].

— **Biais constant** : décalage systématique introduit par exemple par un capteur de position ou un encodeur absolu mal calibré [40].

2.2.3 Défauts de la machine électrique

Les machines électriques utilisées dans la traction, notamment les moteurs asynchrones et les moteurs à aimants permanents, peuvent présenter divers défauts :

— **Défauts d'enroulement** : courts-circuits entre spires ou entre phases, ou encore interruptions dans les enroulements statoriques ou rotoriques [41].

— **Défauts d'isolation** : dégradation du vernis isolant provoquant des courants de fuite et risquant d'endommager les circuits [42].

— **Excentricité du rotor** : désalignement statique ou dynamique entre les axes du rotor et du stator, générant des vibrations et des pertes de performance [43].

— **Usure des roulements** : phénomène mécanique engendrant des jeux, des frottements, et des vibrations susceptibles de perturber la commande [44].

2.2.4 Défauts des convertisseurs de puissance

La chaîne de traction d'un véhicule électrique comprend généralement trois types de convertisseurs : un redresseur AC/DC, un convertisseur abaisseur ou élévateur DC/DC, et un onduleur DC/AC. Ces éléments peuvent être sujets à plusieurs types de défaillances :

— **Défaut en circuit ouvert** : rupture d'un composant de commutation (IGBT ou MOSFET), entraînant l'impossibilité de conduire le courant dans un sens donné [45].

— **Court-circuit interne** : fusion partielle ou totale de la jonction semi-conductrice sous contrainte thermique, provoquant des courants de court-circuit dangereux, des oscillations de couple et des risques de destruction du convertisseur [46].

2.3 Méthodes de détection et de diagnostic des pannes

Le diagnostic des défauts dans une chaîne de traction de véhicule électrique constitue une étape essentielle pour la mise en œuvre d'une stratégie de commande tolérante aux pannes. Cette démarche repose sur l'analyse des variables caractéristiques du fonctionnement du système, mesurées en temps réel. À partir de ces mesures et des observations associées, on construit un *indicateur de défaut*, ou *résidu*, défini comme l'écart entre la valeur mesurée et celle estimée par un modèle. Un résidu significativement différent de zéro est interprété comme un symptôme potentiel de dysfonctionnement.

Un système de diagnostic des défauts s'organise généralement en trois étapes fondamentales, comme illustré à la Figure 2.3 :

1. Détection : cette phase vise à déterminer si le système fonctionne en régime nominal ou s'il présente une défaillance. En théorie, cela revient à tester la nullité des résidus. En pratique, en raison du bruit de mesure et des incertitudes, un *seuil de tolérance* est introduit afin de distinguer un comportement normal d'un comportement dégradé.

2. Localisation : cette étape consiste à identifier la composante défectueuse à l'origine du résidu observé. Elle repose sur l'analyse de la *signature des défauts*, c'est-à-dire l'influence spécifique qu'un défaut donné exerce sur les différents résidus. Ce problème inverse peut être traité à l'aide de techniques de classification, telles que les réseaux de neurones [47], et nécessite souvent la construction d'un modèle fautif du système.

3. Prise de décision : une fois le défaut détecté et localisé, il convient de choisir l'action corrective la plus appropriée afin de restaurer la stabilité du système et d'assurer un niveau de performance acceptable, même en mode dégradé. Cette action peut prendre la forme d'une commande tolérante aux pannes [48], d'une reconfiguration des consignes de commande, ou, dans les cas critiques, d'un arrêt d'urgence du véhicule afin de permettre une maintenance [49].

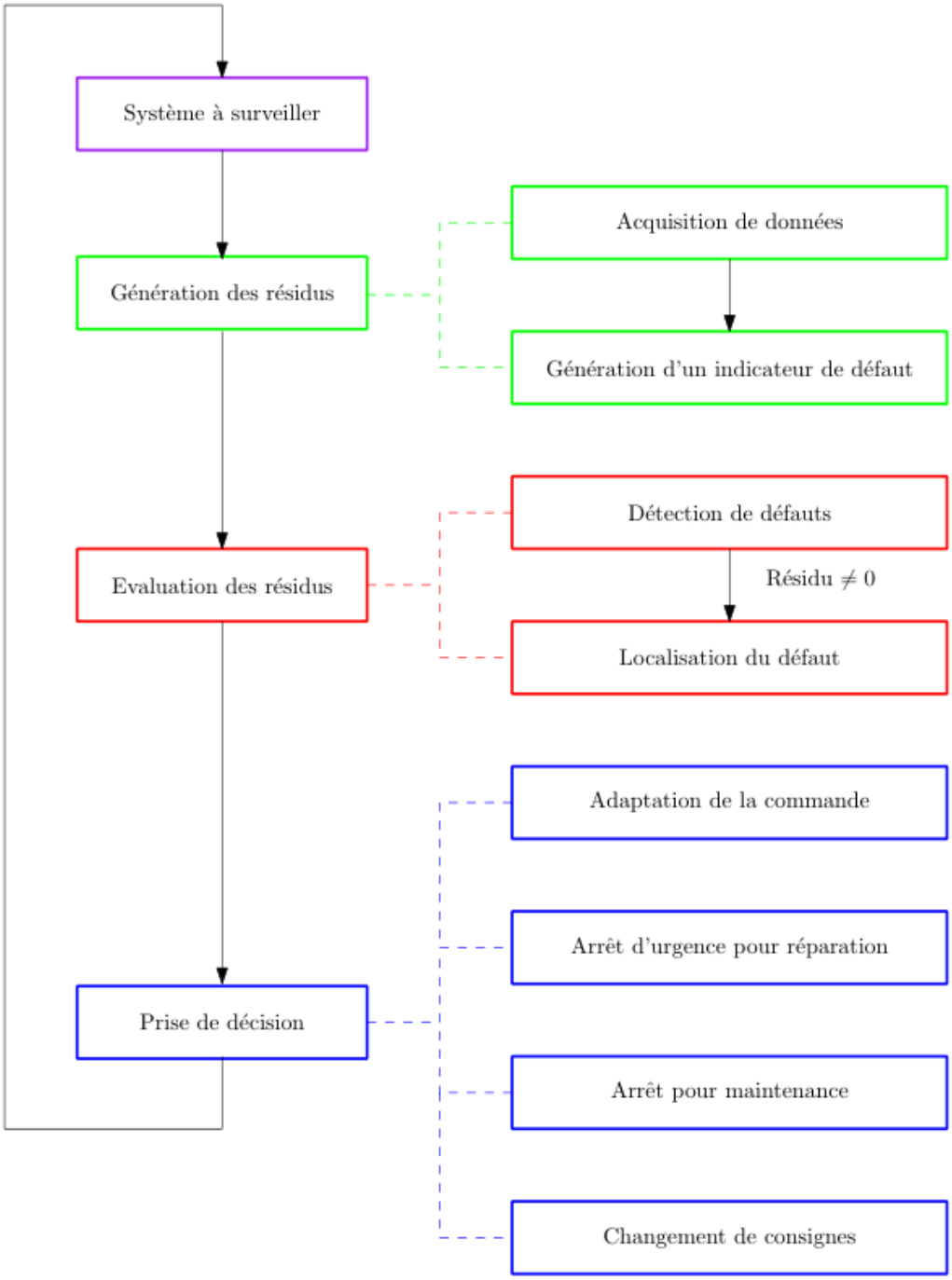


Figure 2.2: Organigramme des différentes étapes du processus de diagnostic.

2.4 Techniques de diagnostic

Les premières méthodes de diagnostic reposaient principalement sur la *redondance matérielle*, particulièrement critique dans les systèmes où la sûreté est primordiale, tels que l'aéronautique ou le nucléaire [50]. Cette approche consiste à multiplier les composants

pour assurer la continuité de service en cas de défaillance.

Cependant, les principaux inconvénients de la redondance matérielle sont le coût élevé engendré par la duplication des équipements ainsi que l'encombrement supplémentaire qu'elle impose.

Avec les progrès des technologies informatiques et des techniques modernes de contrôle, notamment les méthodes issues de l'intelligence artificielle, il est désormais possible de réduire voire d'éliminer la redondance matérielle dans les systèmes de diagnostic [50]. Ces avancées ont conduit à l'émergence de la *redondance analytique*, qui s'appuie sur des modèles mathématiques et des algorithmes pour détecter et diagnostiquer les défauts.

Dans la littérature, différentes techniques de diagnostic existent [51], que l'on peut généralement classer en deux grandes catégories, comme illustré 2.3

— Les méthodes *quantitatives*, basées sur des modèles mathématiques précis du système ;

— Les méthodes *qualitatives*, qui reposent sur des connaissances expertes et des descriptions symboliques.

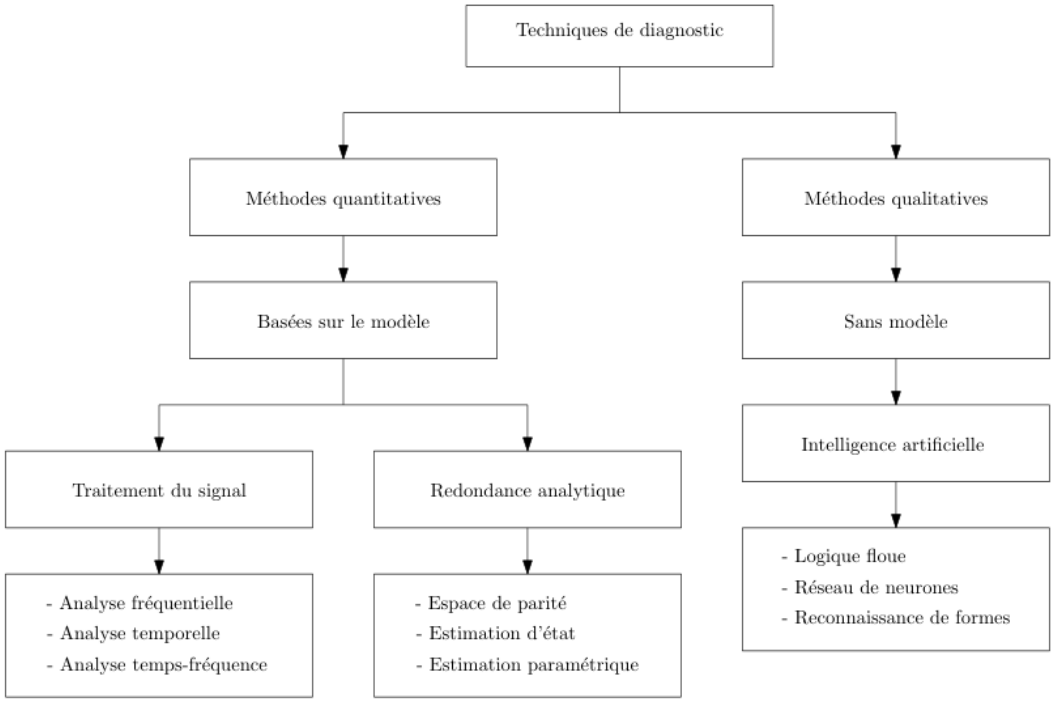


Figure 2.3: Classifcation des méthodes de diagnostic.

2.4.1 Techniques de diagnostic quantitatives

Les techniques quantitatives, souvent désignées sous l'acronyme *Fault Detection and Isolation* (FDI), visent à détecter la survenue d'un défaut et à en localiser la source à l'aide d'un modèle mathématique représentant le comportement nominal du système. Dans le cadre des systèmes de commande tolérants aux fautes (AFTC), l'intégration d'un module FDI robuste est essentielle : ce dernier doit être capable de distinguer un véritable défaut d'une simple perturbation externe ou d'un bruit de mesure, afin de déclencher une reconfiguration appropriée sans compromettre la stabilité du système [52].

L'approche générale des techniques FDI peut être résumée selon les étapes suivantes :

1. Modélisation : définir un modèle (linéaire ou non linéaire) représentant la dynamique du système en fonctionnement nominal.

2. Estimation : à chaque pas d'horloge, estimer la sortie du système à partir du modèle et des entrées connues.

3. Calcul du résidu : calculer l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée, appelé *résidu*.

4. Détection : comparer la valeur du résidu à un *seuil* (fixe ou adaptatif) afin de décider si un défaut est présent ou non.

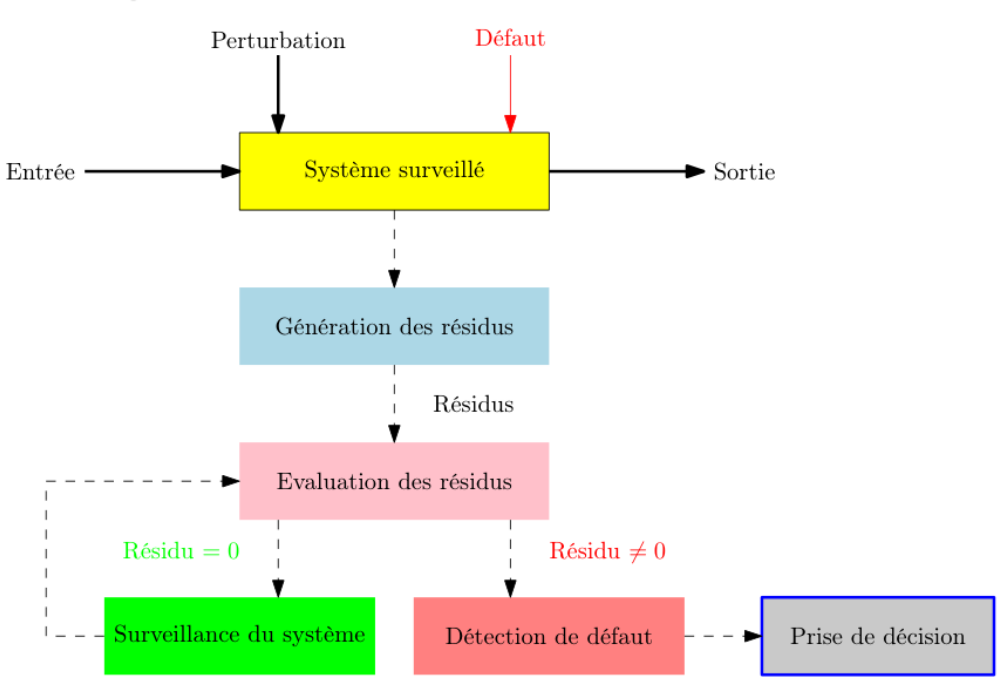


Figure 2.4: Principe de diagnostic à base de modèle par génération de résidus.

2.4.1.1 Approche basée sur l'observateur

Un observateur d'état est un algorithme qui, à partir des entrées et sorties mesurées, reconstruit les variables internes du système (états). Le résidu est alors formé par l'écart :

$$r(t) = y_{\text{mesuré}}(t) - y_{\text{estimé}}(t).$$

En l'absence de défaut, ce résidu reste proche de zéro (à l'échelle du bruit). Dès qu'un défaut apparaît, le résidu diverge et dépasse le seuil, déclenchant l'alarme.

Les principales variantes d'observateurs sont :

— **Observateur à gains constants** (Luenberger) : simple à mettre en œuvre, mais sensible aux incertitudes [32].

— **Observateur à gains adaptatifs** : ajuste ses paramètres en ligne pour compenser les variations du modèle.

— **Filtre de Kalman étendu** (EKF) : intègre un bruit de mesure et un bruit de processus dans un cadre probabiliste.

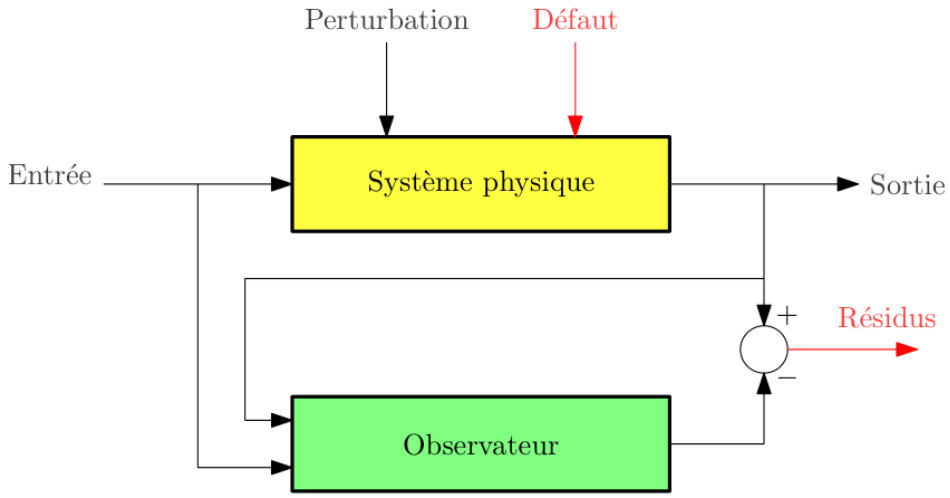


Figure 2.5: Génération de résidus à base d'observateur.

2.4.1.2 Approche de l'espace de parité

L'approche de l'espace de parité exploite des combinaisons linéaires des équations du modèle pour annuler les contributions utiles du système et ne conserver que les termes perturbateurs ou défaillants. On distingue :

— **Parité statique** : agrégation d'équations algébriques entre mesures simultanées, sans tenir compte de la dynamique [53].

— **Parité dynamique** : inclusion de termes retardés, conduisant à des relations temporelles entre signaux d'entrée et de sortie [54].

2.4.2 Techniques de diagnostic qualitatives

Les techniques qualitatives s'appuient sur l'exploitation de données historiques et de connaissances expertes pour identifier des signatures de défauts sans recourir exclusivement à un modèle mathématique complet.

2.4.2.1 Diagnostic par logique floue

La méthodologie proposée par Denoeux repose sur une approche fondée sur la logique floue. Cette technique s'appuie sur l'hypothèse d'une dépendance logique entre les signatures des défauts simples et celles des défauts multiples. En effet, la signature des défauts multiples est définie comme une combinaison logique de type `OR` des signatures associées aux défauts simples.

Cette méthodologie utilise la *matrice d'incidence*, qui est une matrice de signature de type booléen. Le processus de diagnostic des défauts simples et multiples suit les étapes illustrées dans la Figure 2.6.

Le raisonnement s'effectue sur chaque signal indicateur de défaut S_k, lequel appartient à deux ensembles flous notés NZ (Non Zéro) et Z (Zéro), à travers les fonctions d'appartenance $\mu(NZ)$ et $\mu(Z)$ respectivement.

L'attribut d'occurrence d'un défaut F_j est ensuite déterminé en utilisant les règles d'occurrence, ainsi que l'hypothèse de simultanéité du défaut F_j avec un autre défaut F_k, à l'aide de règles dédiées à l'hypothèse de simultanéité.

L'agrégation des attributs issus de ces étapes permet de distinguer l'apparition d'un défaut simple ou de plusieurs défauts simultanés. La décision finale est représentée sous la forme d'un vecteur de dimension égale au nombre total de défauts [55].

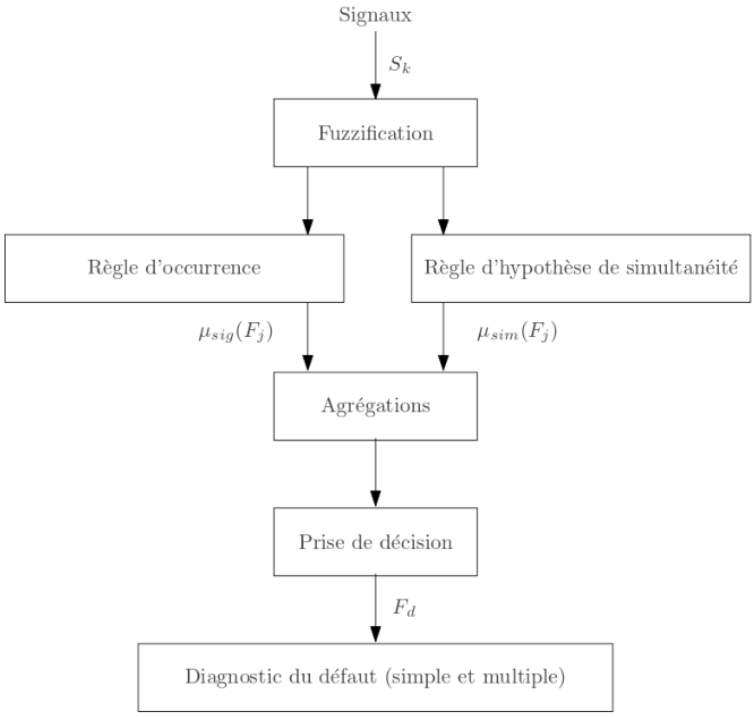


Figure 2.6: Diagnostic du défaut basé sur une approche floue

2.4.2.2 Diagnostic basée sur les réseaux de neurones

Un diagnostic qualitatif basé sur l'intelligence artificielle et les approches de type *soft computing*, telles que les réseaux de neurones, a suscité un intérêt croissant depuis les années 1990. En matière de diagnostic, deux architectures principales de réseaux de neurones sont couramment utilisées : le perceptron multicouche (PMC) et le réseau de neurones à fonctions de base radiale (RBF) [56, 57].

Par analogie avec les neurones biologiques, un neurone artificiel est sensible à plusieurs paramètres d'entrée, et sa sortie s'active lorsque la somme pondérée de ces signaux dépasse un certain seuil, appelé *seuil d'activation* [58].

Dans [47], une approche de diagnostic de défauts basée sur un réseau de neurones à classes multiples a été proposée et appliquée à un moteur à induction. Cette méthode permet de détecter les défauts consécutifs à un court-circuit, puis de les localiser précisément lorsqu'un circuit ouvert survient dans le commutateur.

La phase d'apprentissage est essentielle, car elle conditionne la fiabilité du réseau et sa capacité à généraliser à des situations inédites. Des algorithmes génétiques sont souvent employés pour optimiser les paramètres du réseau [57, 59, 60]. Ces techniques ont notamment été appliquées à la surveillance des machines dans [59, 61].

L'un des principaux avantages de l'intelligence artificielle — et en particulier des ré-

seaux de neurones — réside dans leur capacité à modéliser rapidement et efficacement des fonctions non linéaires complexes.

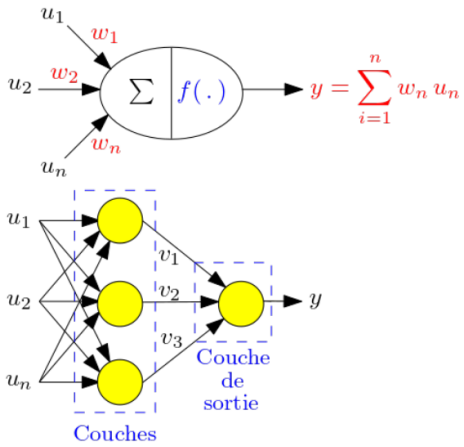


Figure 2.7: Diagnostic basé sur les réseaux de neurones

2.4.2.3 Diagnostic par reconnaissance de formes

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 structurelles. 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 [62].

Dans certains domaines critiques comme l'aéronautique, les transports ferroviaires ou le nucléaire, la tolérance aux défauts repose historiquement sur la redondance matérielle. Bien que cette approche améliore la sécurité, elle engendre des coûts d'investissement et de maintenance élevés. À l'inverse, les méthodes de commande tolérante aux défauts basées sur des approches analytiques visent à maintenir les performances et la stabilité du système tout en réduisant les coûts.

L'objectif principal de la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande capables de maintenir les performances nominales d'un système, même en présence de pannes affectant un ou plusieurs composants. Depuis deux décennies, de nombreux travaux de recherche ont été consacrés à cette problématique (Patton, 1997 ; Blanke et al., 1997, 2000, 2001 ; Zhang et Jiang, 2003a ; Jiang, 2005 ; Steinberg, 2005 ;

Lunze et Richter, 2008 ; Zhang et Jiang, 2008 ; Jiang et al., 2011). Plusieurs ouvrages de référence offrent une vision d'ensemble de ces méthodes (Mahmoud et al., 2003 ; Korbicz et al., 2004 ; Steffen, 2005 ; Blanke et al., 2006 ; Noura et al., 2009).

2.5 Classification des systèmes tolérants aux défauts

Les systèmes de commande tolérants aux défauts, ou *Fault-Tolerant Control Systems* (FTCS), peuvent être classés en deux grandes catégories : les approches passives (PFTC) et les approches actives (AFTC).

2.5.1 Approche passive (PFTC)

Les méthodes passives visent à concevoir des contrôleurs robustes capables de tolérer certains défauts sans nécessiter d'adaptation dynamique. Ces contrôleurs sont conçus pour résister à des incertitudes et à quelques pannes prédéfinies, sans recourir à une détection en ligne ni à une reconfiguration de la loi de commande. Ainsi, le système continue d'opérer avec la même structure et les mêmes performances, tant que les défauts restent dans les limites prévues.

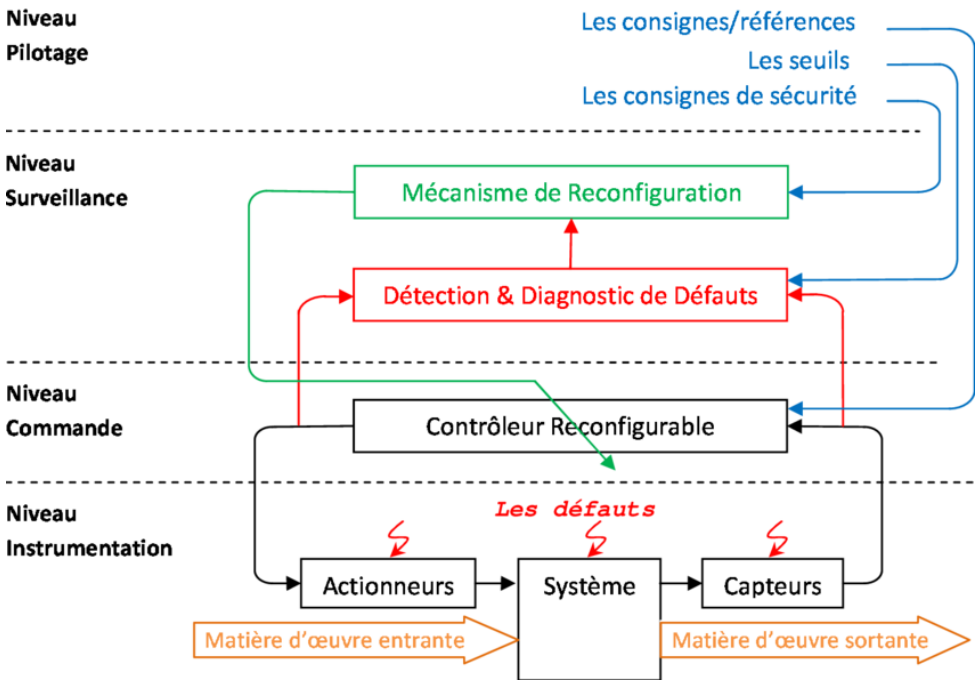


Figure 2.8: Décomposition hiérarchique d'un système PFTC

Comme illustré dans la figure 2.8, un système PFTC peut être décomposé en trois niveaux hiérarchiques :

— **Niveau pilotage** : responsable de la génération des consignes ou références.

— **Niveau commande** : contenant le contrôleur robuste qui applique la loi de commande.

— **Niveau instrumentation** : incluant capteurs, actionneurs et autres dispositifs physiques.

Le contrôleur reçoit les références du niveau supérieur et les mesures du niveau inférieur pour calculer les signaux de commande. Il agit en permanence pour assurer le suivi des consignes et la réduction des perturbations, y compris certains défauts anticipés. Des synthèses générales sur les méthodes robustes sont disponibles dans (Siljak, 1980 ; Veillette et al., 1992 ; Veillette, 1995 ; Yang et al., 1998 ; Zhao et Jiang, 1998 ; Jiang et Zhao, 2000 ; Liao et al., 2002).

2.5.2 Approche active (AFTC)

Contrairement à l'approche passive, l'approche active repose sur un mécanisme de détection, de diagnostic et de reconfiguration de la loi de commande en temps réel. Cette méthode vise à préserver la stabilité et les performances du système, même après l'apparition de défauts. Une légère dégradation des performances peut être tolérée selon les situations.

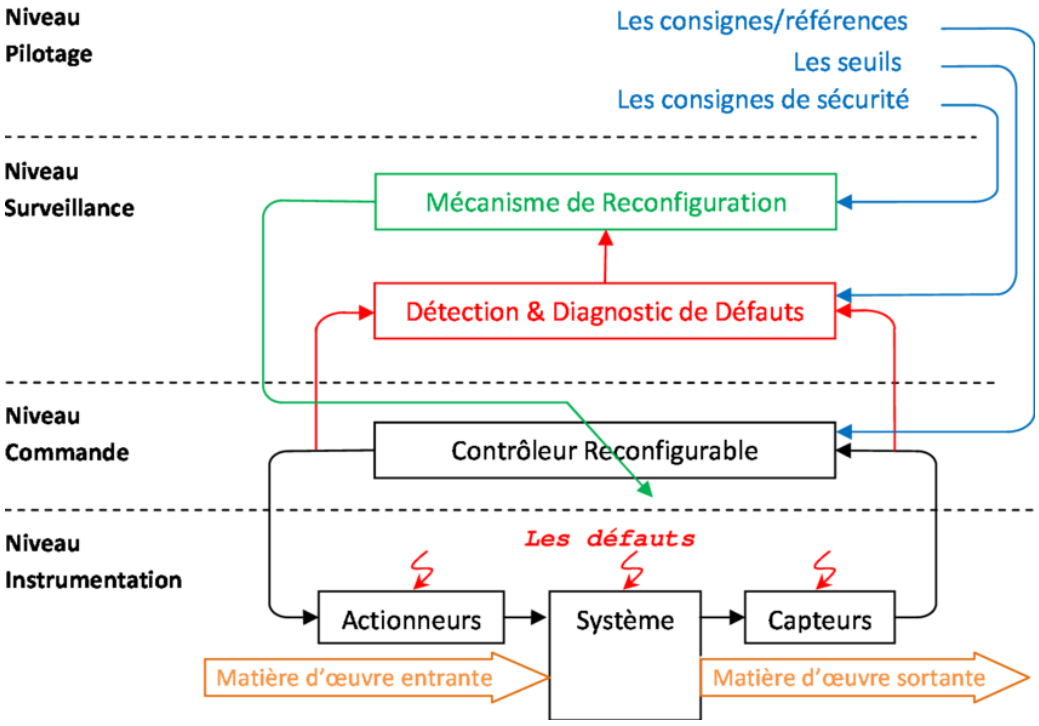


Figure 2.9: Décomposition hiérarchique d'un système AFTC

La figure 2.9 présente l'architecture hiérarchique d'un système AFTC comprenant quatre niveaux :

— **Niveau instrumentation** : capteurs et actionneurs.

— **Niveau commande** : contrôleur reconfigurable.

— **Niveau surveillance** : assure la détection et le diagnostic des défauts, puis la reconfiguration.

— **Niveau pilotage** : fixe les consignes d'opération.

Cette approche implique l'utilisation de techniques de détection et de diagnostic de défauts, désignées sous l'acronyme FDD (*Fault Detection and Diagnosis*). Ces techniques fournissent des informations en temps réel sur l'état du système, permettant ainsi d'adapter dynamiquement la commande. Certaines publications emploient aussi le terme FDI (*Fault Detection and Isolation*), mais le présent document adoptera FDD.

Dans la littérature, l'AFTC est également désignée par des expressions telles que *self-repairing systems* (Chandler, 1984), *reconfigurable systems* (Moerder et al., 1989), ou encore *self-design* (Monaco et al., 1997). Deux niveaux de reconfiguration sont distingués :

— **Reconfiguration de la loi de commande** : adaptation des paramètres ou de la structure du contrôleur.

— **Reconfiguration des références** : modification des consignes pour compenser la perte de performance liée au défaut.

La classification des FTCS en approches passives et actives permet de structurer les stratégies de conception en fonction du degré de tolérance souhaité. Tandis que les PFTC misent sur la robustesse structurelle, les AFTC offrent une capacité d'adaptation plus avancée grâce à la détection active des défauts et à la reconfiguration dynamique de la commande.

2.5.2.1 Comparaison synthétique

	Passive	**Active**
Réaction à la panne	Immédiate	Délai 150 ms
Performance nominale	Dégradée (8–10 %)	Maintenue (8 %)
Tolérance aux pannes majeures	Limitée	Étendue (erreur <1 %)
Complexité	Moyenne	Élevée

Des architectures hybrides combinant une couche passive et un module actif sont souvent préférées dans les applications critiques telles que la traction électrique, l'aéronautique ou les turbines éoliennes.

2.6 Reconfiguration structurelle

La reconfiguration structurelle implique une modification de la *structure* du contrôleur ou du chaînage matériel/logiciel du système. Elle intervient lorsque le défaut impacte une composante critique dont on ne peut plus assurer le rôle habituel. L'idée est de remplacer ou d'isoler la partie défaillante en passant à un mode de commande alternatif, souvent préalablement conçu et validé.

Principes

- **Basculement de mode de commande** : on active une loi de commande totalement différente, conçue pour fonctionner sans la ressource défaillante.
- **Isolation d'une composante** : si un composant matériel (capteur, actionneur, phase de moteur) est hors service, on isole cette voie et on adapte la commande aux voies restantes.
- **Utilisation de redondances** : si des composants redondants existent (deux capteurs, deux onduleurs), on bascule vers la voie de secours.

Exemples concrets

1. Passage en mode sensorless En cas de défaillance du capteur de vitesse (tachymètre ou codeur), on ne peut plus récupérer la mesure directe de la vitesse du rotor. On bascule donc d'une **commande vectorielle à retour de capteur** vers une **commande sans capteur** (*sensorless*) fondée sur un observateur de flux ou un estimateur d'état [63].

- *Avant défaut* :

$$\text{Commande vectorielle} \ : \begin{cases} i_d^* \rightarrow \text{flux} \\ i_q^* \rightarrow \text{couple} \\ \Omega_{\text{mesurée}} \end{cases}$$

- *Après défaut du capteur* :

$$\text{Commande sensorless} \ : \begin{cases} \hat{\Omega} = f(v_s, i_s) \\ i_d^* \rightarrow \text{flux} \\ i_q^* \rightarrow \text{couple} \\ \text{où } \hat{\Omega} \text{ est estimée par un observateur} \end{cases}$$

2.6.1 Reconfiguration fonctionnelle

La reconfiguration fonctionnelle n'altère pas la structure globale du contrôleur, mais consiste à adapter **dynamiquement** ses paramètres ou les consignes qui lui sont fournies. L'idée est de compenser les effets du défaut sur la trajectoire de commande, sans devoir passer à une loi totalement différente.

Principes

— **Ajustement des gains** : si la résistance rotorique d'un moteur change (court-circuit partiel, variation de température), on peut recalculer et mettre à jour les gains PI/PI du contrôleur courant/vitesse [**?**].

— **Réduction de consignes** : en cas de risque de surchauffe, la consigne de couple ou de flux est réduite, limitant l'intensité des courants.

— **Changement de stratégie de modulation** : si la tension d'alimentation chute, on peut passer d'une modulation **SVPWM** (vectorielle) à une modulation **sinus-triangle** plus tolérante aux variations d'alimentation.

Exemples concrets

1. Adaptation des gains PI en cas de variation de paramètres Un moteur asynchrone dont la résistance statorique R_s augmente avec la température voit son comportement dynamique modifié (déphasage du courant, baisse de couple). En reconfiguration fonctionnelle, on mesure ou estime R_s (à l'aide d'un observateur) et on met à jour les gains K_p, K_i du régulateur de courant dans le repère dq pour conserver un temps de réponse constant [**?**].

$$K_p' = K_p \times \frac{R_s}{R_{s,\text{nom}}}, \quad K_i' = K_i \times \frac{R_s}{R_{s,\text{nom}}}.$$

2. Modification de la consigne de flux pour limiter l'échauffement Si l'échauffement du bobinage est détecté (capteurs de température ou estimation thermique), on réduit la consigne de flux ψ^* afin de limiter le courant d'induit [64] :

$$\psi^*_{\text{nouveau}} = \psi^*_{\text{nominal}} \times \left(1 - \alpha \frac{T - T_{\text{seuil}}}{T_{\max} - T_{\text{seuil}}}\right), \quad T > T_{\text{seuil}},$$

où $\alpha \in [0, 1]$ est un coefficient d'ajustement.

2.7 Travaux existants dans la littérature

De nombreux travaux ont été menés ces dernières décennies sur les systèmes de commande tolérants aux défauts, aussi bien du point de vue théorique que pratique. Ces travaux ont contribué à l'émergence d'une discipline structurée autour des stratégies de détection, de diagnostic et de reconfiguration des systèmes de commande en présence de défauts.

2.7.1 Contributions majeures et références fondamentales

Les premières approches de commande tolérante aux défauts remontent aux années 1980 avec les concepts de *self-repairing systems* [65] et de *systèmes restructurables* [66]. L'évolution du domaine a conduit à une clarification des concepts et à la formalisation des architectures FTCS, notamment avec les contributions de Patton et al. [67], Zhang et Jiang [68], ainsi que Blanke et al. [33].

Ces travaux proposent des classifications structurées entre les approches passives (PFTC) et actives (AFTC), et identifient les défis majeurs liés à la robustesse, la stabilité, la rapidité du diagnostic, et la faisabilité de la reconfiguration.

2.7.2 Panorama des approches

Les stratégies proposées dans la littérature peuvent être regroupées selon les éléments suivants :

— **Approches à base de détection et isolation des défauts (FDI)** : ces méthodes permettent d'identifier précisément la nature et la localisation du défaut avant toute reconfiguration [69, 70].

— **Techniques de reconfiguration basées sur des lois de commande prédéfinies** : lorsque le défaut est identifié, le système bascule vers un contrôleur de remplacement parmi un ensemble prédéfini [71].

— **Méthodes adaptatives et de synthèse en ligne** : ces stratégies reposent sur la synthèse de nouvelles lois de commande en temps réel en fonction de l'évolution du défaut [72].

— **Méthodes robustes et hybrides** : elles intègrent des techniques issues de la commande robuste (H_∞, commande glissante, etc.) avec des modules de détection de défauts pour maximiser la tolérance [73].

2.7.3 Applications et systèmes concernés

Les FTCS ont été appliqués avec succès dans de nombreux domaines industriels :

— **Aéronautique et spatial** : pour la tolérance aux pannes dans les systèmes embarqués critiques [74].

— **Automobile** : commande tolérante dans les systèmes de freinage, de direction ou de traction électrique [75].

— **Industrie de production** : systèmes robotisés et automatisés sensibles aux défauts de capteurs ou d'actionneurs [76].

2.7.4 Synthèse

Malgré les nombreuses avancées, plusieurs défis persistent dans le domaine des FTCS :

— L'obtention d'une reconfiguration rapide et fiable en présence de défauts complexes.

— L'intégration efficace de modules de diagnostic sans compromettre les performances.

— La validation expérimentale et la certification des systèmes FTCS dans des contextes industriels contraints.

2.7.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord identifié et classifié les différents défauts susceptibles d'affecter les composants de la chaîne de traction d'un véhicule électrique, notamment les capteurs, les actionneurs, l'onduleur et le moteur. Nous avons ensuite présenté les principales approches de diagnostic (méthodes basées sur les modèles, sur les signaux et sur les données) permettant de maintenir la fiabilité et le fonctionnement du système en présence de défauts.

Chaque technique de diagnostic se révèle plus adaptée à un type de panne spécifique. Par exemple, les observateurs de Luenberger offrent de très bonnes performances pour la détection des anomalies de capteurs, tandis que les méthodes d'analyse spectrale (FFT, ondelettes) sont efficaces pour repérer les défauts électriques du moteur. Nous avons également souligné que certaines approches, bien que prometteuses sur le plan théorique, présentent des défis importants pour une implémentation en temps réel, en raison de leur complexité calculatoire ou de la nécessité d'un modèle très précis.

Pour guider le choix de la méthode la plus appropriée, une étude comparative entre les approches qualitatives et quantitatives a été réalisée, mettant en évidence leurs atouts et leurs limites respectifs. Nous avons montré que, dans la majorité des cas, l'utilisation

du modèle complet de la chaîne de traction est indispensable pour atteindre les objectifs de contrôle tolérant aux pannes.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation détaillée de la chaîne de traction d'un véhicule électrique, préalable nécessaire à la mise en œuvre des techniques de diagnostic et de reconfiguration de commande que nous examinerons par la suite.

Chapitre 3

Modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique

3.1 Introduction

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est l'un des moteurs les plus utilisés dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de construction, de son faible coût, de sa robustesse mécanique et de son bon rendement. Son intégration dans les véhicules électriques ou dans les systèmes électromécaniques critiques justifie l'étude de stratégies de commande avancées, notamment tolérantes aux défauts.

Parmi les nombreux avantages offerts par le moteur asynchrone, on peut citer :

— **Simplicité et robustesse** : construction sans balais ni aimants permanents, facilitant l'entretien et augmentant la durée de vie.

— **Coût de fabrication réduit** : par rapport aux moteurs synchrones à aimants permanents, les moteurs asynchrones sont généralement moins coûteux.

— **Bon rendement** : dans une large gamme de vitesses et de charges.

— **Adaptabilité à la commande vectorielle (FOC)** : qui permet un contrôle dynamique performant, similaire à celui des machines à courant continu.

Un moteur asynchrone triphasé se compose d'un stator muni d'un enroulement triphasé alimenté par un onduleur, et d'un rotor (en cage) dans lequel le courant est induit par le champ magnétique tournant. Contrairement à une machine synchrone, la vitesse du rotor est légèrement inférieure à celle du champ tournant (phénomène de glissement), ce qui constitue une caractéristique distinctive.

Dans le cadre de ce mémoire, l'étude se concentre sur l'implémentation d'une commande vectorielle orientée champ rotorique (FOC – *Field Oriented Control*), utilisant un

capteur de vitesse couplé à un estimateur de type MRAS (Modèle de Référence Adaptatif). Cette redondance vise à assurer la continuité du fonctionnement du système même en cas de défaillance du capteur physique.

Les défauts liés au capteur de vitesse constituent une perturbation critique dans le schéma de commande FOC. En effet, la vitesse rotorique est essentielle pour le bon repérage de la machine dans le référentiel tournant, condition préalable à la séparation des composantes de flux et de couple. Une erreur ou une perte du signal capteur peut entraîner un désalignement du repère de commande, générant des perturbations telles que des oscillations du couple, des réponses lentes à la consigne ou des instabilités du système.

Le principe du MRAS repose sur la comparaison entre deux modèles de flux rotorique : un modèle de référence, indépendant de la vitesse, et un modèle adaptatif dépendant d'une vitesse estimée. L'erreur entre ces deux flux permet, via un mécanisme adaptatif, de corriger dynamiquement l'estimation de la vitesse rotorique $\hat{\omega}_r$. En fonctionnement normal, la commande utilise la mesure réelle du capteur ; en cas de détection de défaut, la bascule vers le signal estimé est assurée automatiquement, garantissant ainsi une commande tolérante aux fautes [77, 78].

Ce chapitre est structuré en deux grandes parties :

1. Modélisation et analyse des défauts

— Développement du modèle électrique et mécanique du moteur asynchrone dans les repères triphasé, $\alpha\beta$ et dq.

— Intégration des perturbations liées aux variations de paramètres : résistance statorique, inductance de fuite, température, etc.

— Étude des défauts typiques : défaut capteur de vitesse (perte de signal, erreur de mesure, bruit).

— Simulation en boucle ouverte du comportement du moteur sous conditions dégradées.

2. Conception de la commande nominale

— Mise en œuvre de la commande vectorielle (FOC) du moteur asynchrone avec régulation des courants d/q et de la vitesse.

— Intégration d'un estimateur MRAS de vitesse en parallèle du capteur physique.

— Évaluation de la performance du système pour différents scénarios : démarrage, variation de charge, réponse à une consigne variable, perte ou dérive du capteur.

Cette modélisation constitue la base pour la conception de stratégies de commande tolérantes aux défauts, particulièrement dans le contexte des défauts de capteurs de vitesse,

qui représentent une problématique critique dans les chaînes de traction des véhicules électriques.

3.2 Architecture de la chaîne de traction

Une chaîne de traction typique comprend :

— une **source d'énergie** : généralement une batterie Li-ion,

— un **convertisseur de puissance** : onduleur triphasé Sinusoidal PWM

— un **moteur électrique** : ici, un moteur asynchrone triphasé,

— une **commande** : régulation vectorielle pour contrôler le couple et la vitesse,

La modélisation du moteur asynchrone triphasé dans un repère tournant dq constitue une étape fondamentale pour la mise en œuvre des techniques de commande avancées telles que la commande vectorielle (Field Oriented Control) [79, 80]. Le passage au repère synchronisé permet de transformer les grandeurs triphasées variables en grandeurs continues ou lentement variables, ce qui simplifie significativement l'analyse dynamique et le contrôle.

3.3 Modélisation du moteur asynchrone dans le repère dq

La modélisation du moteur asynchrone triphasé dans un repère tournant dq constitue une étape fondamentale pour la mise en œuvre des techniques de commande avancées telles que la commande vectorielle (Field Oriented Control) [79, 80]. Le passage au repère synchronisé permet de transformer les grandeurs triphasées variables en grandeurs continues ou lentement variables, ce qui simplifie significativement l'analyse dynamique et le contrôle.

3.3.1 Hypothèses de modélisation

Le modèle adopté repose sur les hypothèses suivantes :

— Le moteur est équilibré, triphasé, sans saturation magnétique.

— Les pertes fer, les effets capacitifs et les harmoniques d'ordre supérieur sont négligés.

— Les grandeurs électriques sont exprimées dans un repère dq synchronisé avec le champ tournant statorique.

3.3.2 Équations du moteur dans le repère dq

Équations électriques statoriques

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \end{aligned} \tag{3.1}$$

Équations électriques rotoriques (référentiel synchronisé)

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r)\psi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{dr} \end{aligned} \tag{3.2}$$

Relations flux–courants

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \tag{3.3}$$

avec :

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

3.3.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \right) \tag{3.4}$$

3.3.4 Équation de la dynamique mécanique

La dynamique du rotor est régie par l'équation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - f\omega_r \tag{3.5}$$

où :

— J : moment d'inertie du rotor,

— f : coefficient de frottement visqueux,

— T_L : couple de charge.

3.3.5 Modélisation matricielle du système

Le système peut être exprimé sous forme d'un modèle d'état :

$$\frac{d}{dt}x = (A_1 + A_2 + A_3)x + Bu \tag{3.6}$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

Matrice A_1 – termes résistifs

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Matrice A_2 – couplage de vitesse

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & 0 & \omega_e - \omega_r & 0 \end{bmatrix}$$

Matrice A_3 – couplage magnétique

$$A_3 = 0_{4\times 4}$$

(ou inclus dans A_1 si le couplage est traité explicitement).

Matrice d'entrée B

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix}$$

3.4 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

3.4.1 Structure matérielle de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur statique de type DC–AC, utilisé pour alimenter les machines électriques à partir d'une source continue V_{dc}. Il est composé de trois bras, chacun comportant deux interrupteurs électroniques commandés de façon complémentaire. Ces interrupteurs sont généralement des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), en raison de leur capacité à commuter rapidement tout en supportant des tensions et courants élevés [**?**].

La Figure 3.1 illustre la structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Chaque bras (phase a, b, c) est relié à la machine, et est commandé par un signal logique $S_i \in \{0, 1\}$.

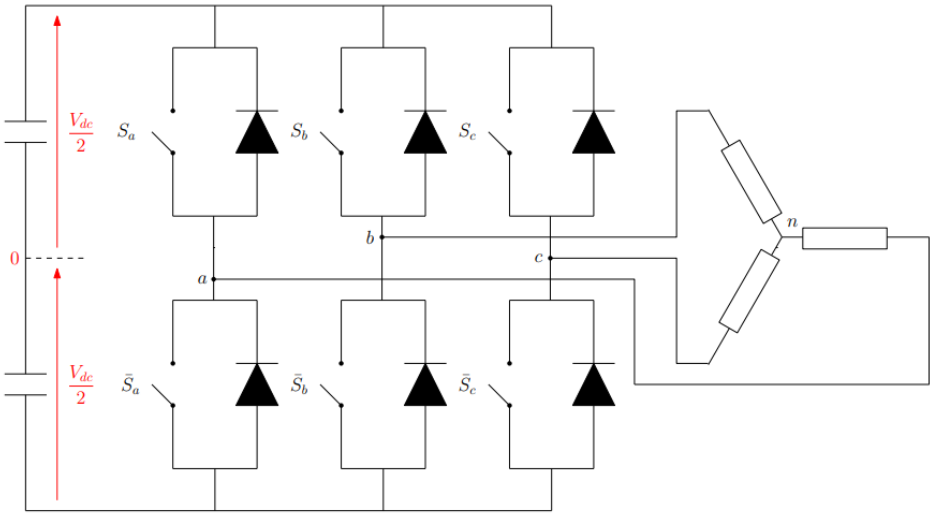


Figure 3.1: Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Le principe de fonctionnement est défini comme suit :

— $S_i = 1$: l'interrupteur supérieur est fermé, l'interrupteur inférieur est ouvert. La phase est connectée à $+V_{dc}/2$.

— $S_i = 0$: l'interrupteur supérieur est ouvert, l'interrupteur inférieur est fermé. La phase est connectée à $-V_{dc}/2$.

La tension V_{i0} appliquée par le bras i (où $i \in \{a, b, c\}$) par rapport au point commun du bus continu peut s'exprimer par :

$$V_{i0} = V_{dc}\left(S_i - \frac{1}{2}\right) \tag{3.7}$$

Cette relation traduit une tension binaire à deux niveaux, proportionnelle à l'état de l'interrupteur commandé.

3.4.2 Génération des tensions de phase par séquencement

Les tensions de phase V_{an}, V_{bn}, V_{cn} appliquées à la machine sont déterminées par la combinaison des états logiques des bras de l'onduleur. En considérant un système équilibré et sans point neutre connecté, on obtient [81] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Cette matrice permet d'obtenir les tensions alternatives appliquées à la machine en fonction des signaux logiques de commande des bras de l'onduleur.

3.4.3 Stratégie de commande : la modulation MLI sinus-triangle

Pour générer dynamiquement les signaux logiques S_a, S_b, S_c, une technique de modulation appelée **modulation de largeur d'impulsions (MLI)** est utilisée. La version la plus répandue est la MLI sinus-triangle (*Sinusoidal PWM*), illustrée à la Figure 3.2.

Le principe est simple : pour chaque phase, une onde sinusoïdale de tension de référence $V_{\text{ref},i}(t)$ est comparée à une onde triangulaire de haute fréquence $V_{\text{tri}}(t)$. Lorsque la référence dépasse la porteuse, la sortie est mise à 1 (fermeture de l'interrupteur haut). Sinon, elle reste à 0.

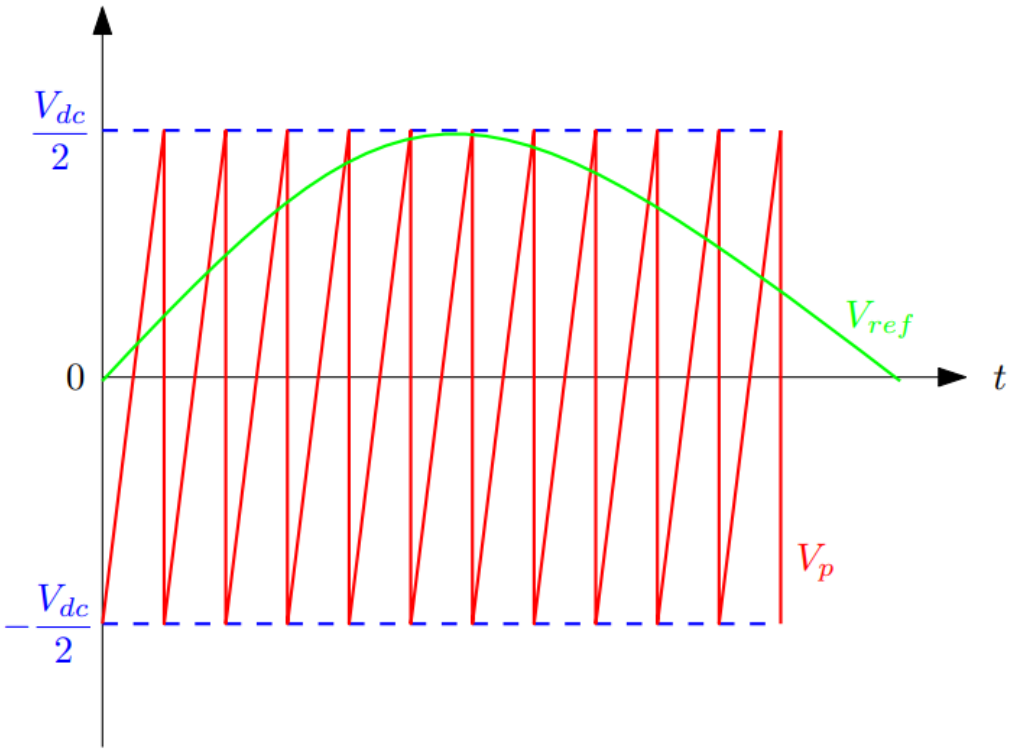


Figure 3.2: Comparaison entre onde sinusoïdale de référence et onde porteuse triangulaire dans la MLI.

La fréquence de la porteuse, typiquement entre 5 kHz et 20 kHz, détermine la fréquence de découpage, tandis que l'amplitude de la référence permet de contrôler le rapport cyclique et donc la tension moyenne appliquée.

Cette technique permet une synthèse efficace des tensions pseudo-sinusoïdales, avec un contrôle fin de l'amplitude et de la fréquence. Les harmoniques générées sont concentrées autour de la fréquence de découpage, ce qui facilite leur atténuation naturelle par l'impédance de la machine ou à l'aide de filtres.

3.5 Commande vectorielle du moteur asynchrone dans une chaîne de traction électrique

La commande vectorielle (ou commande orientée flux, FOC pour *Field-Oriented Control*) est aujourd'hui l'une des stratégies de commande les plus utilisées pour les moteurs asynchrones dans les applications de traction électrique, en raison de ses performances dynamiques proches de celles d'un moteur à courant continu. Cette technique permet un contrôle indépendant du couple et du flux, rendant la gestion de la propulsion plus précise,

plus rapide et plus robuste aux variations des conditions de fonctionnement.

3.5.1 Principe général de la commande vectorielle

Le moteur asynchrone, en fonctionnement normal, est modélisé dans le repère tournant dq orienté selon le flux rotorique. Dans ce référentiel, la commande vectorielle vise à découpler les actions sur le flux et sur le couple à travers les deux composantes du courant statorique :

— i_{sd} : composante directe, responsable de la génération du flux magnétique rotorique ϕ_r ;

— i_{sq} : composante en quadrature, responsable de la génération du couple électromagnétique C_{em}.

Avec l'orientation du flux rotorique selon l'axe d, la composante i_{sq} devient le seul levier de commande du couple, tandis que i_{sd} maintient le flux constant. Cette analogie permet de considérer le MAS comme une machine à courant continu dans le domaine du contrôle.

Les équations caractéristiques dans ce cadre sont :

$$\phi_{rd} = \phi_r, \quad \phi_{rq} = 0, \tag{3.9}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{pM}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq}, \tag{3.10}$$

où p est le nombre de paires de pôles, M le couplage magnétique stator-rotor, et L_r l'inductance rotorique.

3.5.2 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe (Field Oriented Control, FOC) est largement reconnue pour offrir des performances dynamiques élevées dans la commande des moteurs asynchrones. Elle permet de **découpler le contrôle du flux magnétique et du couple électromagnétique**, en agissant sur les composantes directes et quadrature du courant statorique.

Cette stratégie de commande repose sur l'estimation du flux rotorique, ainsi que sur la connaissance de la vitesse de rotation du rotor. En configuration typique, elle nécessite :

— un capteur de vitesse (ou de position),

— deux capteurs de courants statoriques (i_a, i_b),

— et un estimateur de flux (basé sur i_{sd}, voir plus loin).

La Figure 3.3 illustre la structure générale d'une commande vectorielle directe appliquée au moteur asynchrone.

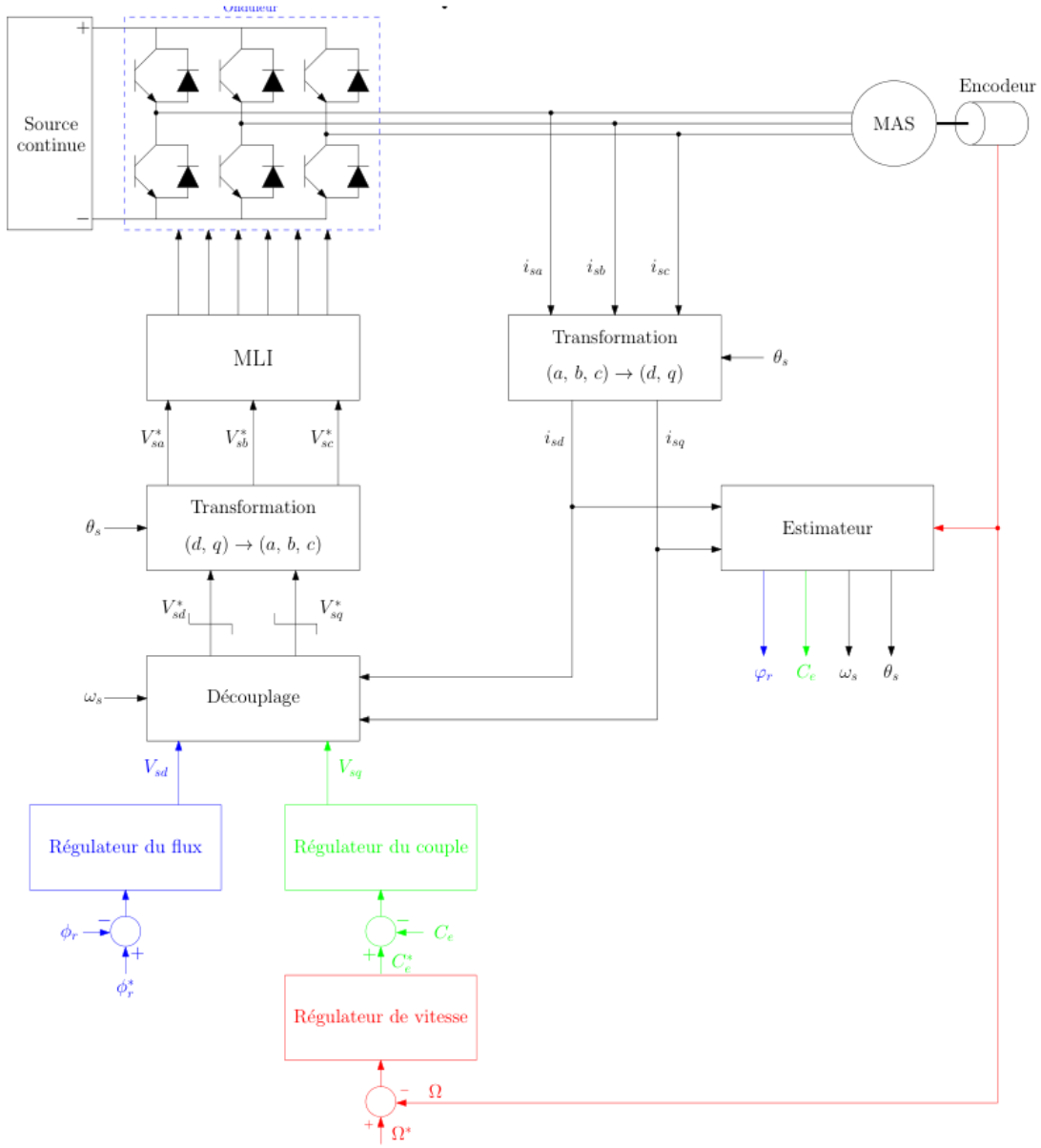


Figure 3.3: Structure typique d'une commande vectorielle directe (FOC)

3.5.3 Découplage par compensation

Le découplage par compensation permet de linéariser le comportement dynamique de la machine asynchrone en annulant les termes croisés dans le repère tournant dq [63, 82]. L'objectif est de faire en sorte que la commande directe v^*_{sd} influence uniquement le courant i_{sd}, et que la commande en quadrature v^*_{sq} n'agisse que sur le courant i_{sq}, comme illustré à la Figure 3.4.

Pour cela, on définit deux nouvelles tensions de commande v_{sd} et v_{sq} comme la somme de la consigne principale et d'un terme de compensation [83] :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd}^* + e_{sd} \\ v_{sq} = v_{sq}^* + e_{sq} \end{cases} \tag{3.11}$$

À partir du modèle dynamique du moteur dans le repère dq, on a :

$$\begin{cases} v_{sd}^* = \sigma L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ v_{sq}^* = \sigma L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_{sd} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \dfrac{L_m}{L_r} \phi_r \end{cases} \tag{3.12}$$

Les termes e_{sd} et e_{sq} représentent la **compensation croisée** induite par les effets de la rotation et du couplage entre les axes d et q [84].

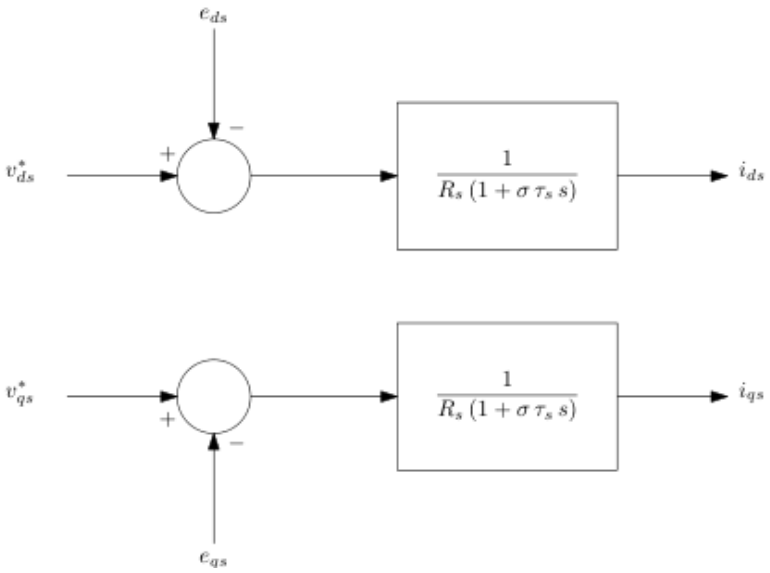


Figure 3.4: Modèle de la machine asynchrone.

Implémentation du découplage

Pour réaliser ce découplage en pratique, on insère les tensions de compensation dans la chaîne de commande [85], comme le montre la Figure 3.5. Chaque régulateur de courant PI génère une tension de consigne, à laquelle est ajoutée ou soustraite une tension de compensation pour neutraliser l'effet du couplage.

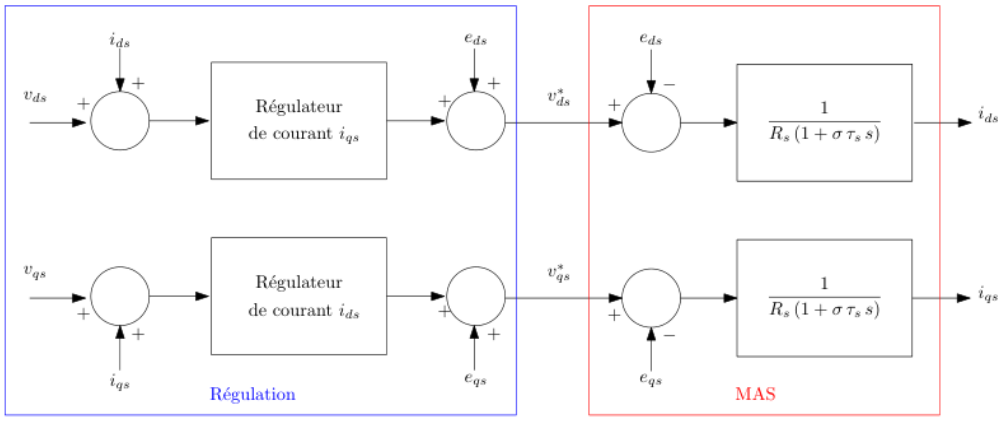


Figure 3.5: Schéma du découplage par compensation

Ainsi, la dynamique du système est découplée, ce qui permet d'appliquer indépendamment deux correcteurs PI sur les courants i_{sd} et i_{sq}, simplifiant grandement la régulation [63, 85].

3.6 Régulation et asservissement

Dans cette partie, notre attention se porte sur le contrôle PI. Celui-ci est très apprécié dans l'industrie pour sa facilité d'implémentation, sa robustesse et sa simplicité [79]. 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 détermine la rapidité de la régulation, et d'une action intégrale, qui élimine l'erreur statique entre la sortie et sa consigne [77].

3.6.1 Régulateur PI de vitesse

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

$$\Omega(s) = \underbrace{\frac{K_{p1}s + K_{i1}}{Js^2 + (K_{p1} + k_f)s + K_{i1}}}_{T_{\Omega\Omega^*}(s)} \cdot \Omega^*(s) - \underbrace{\frac{s}{Js^2 + (K_{p1} + k_f)s + K_{i1}}}_{T_{\Omega C_r}(s)} \cdot C_r(s) \tag{3.13}$$

Cette fonction de transfert est de second ordre. Par identification avec le modèle canonique, on détermine les gains [86] :

$$K_{p1} = \frac{2h_1 K_{i1}}{\omega_{n1}} - k_f, \quad K_{i1} = J\omega_{n1}^2 \tag{3.14}$$

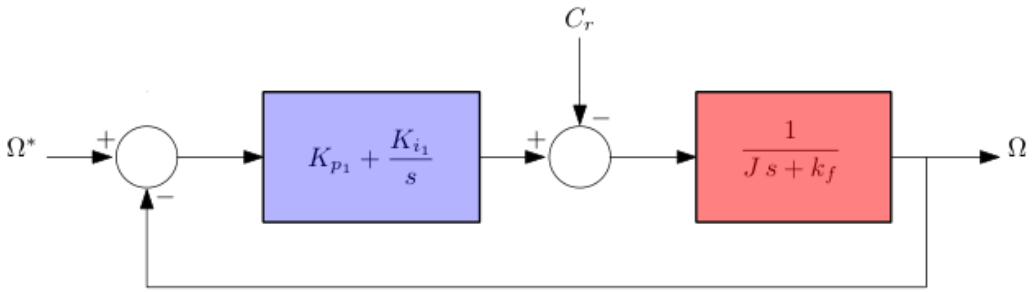


Figure 3.6: Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.

3.6.2 Régulateur PI de couple

Le couple électromagnétique s'exprime par [79] :

$$C_{em}(s) = \frac{PM_{sr}\phi_r}{\sigma L_s L_r (s+\xi)} v_{sq}(s) \tag{3.15}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{bo,C}(s) = \frac{C_{em}(s)}{C^*_{em}(s)} = \frac{K_{p2} \cdot K_2}{s} \tag{3.16}$$

avec

$$K_2 = \frac{PM_{sr}\phi_r}{\sigma L_s L_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$H_{bf,C}(s) = \frac{K_{p2}K_2}{s + K_{p2}K_2} \tag{3.17}$$

Ce système est d'ordre 1, avec un temps de réponse $T_r = \frac{3}{K_{p2}K_2}$. Les gains sont définis comme :

$$K_{p2} = \frac{\sigma L_s L_r}{PM\phi_r \tau_2}, \quad K_{i2} = \xi K_{p2} \tag{3.18}$$

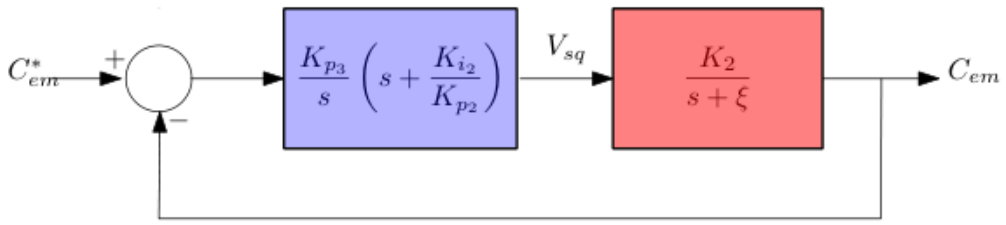


Figure 3.7: Synoptique de la boucle de régulation du couple

3.6.3 Régulateur PI de flux

En raison de la difficulté d'accéder à la mesure directe du flux rotorique, une estimation est utilisée à partir du courant i_{sd} selon [**?**, 86] :

$$\phi_r(s) = \frac{M_{sr}}{1+\tau_r s} i_{sd}(s) \tag{3.19}$$

Le régulateur PI a pour objectif de maintenir ce flux autour d'une valeur constante ($\sim$ 1 Wb). La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{bo,\phi_r}(s) = \frac{\phi_r(s)}{\phi_r^*(s)} = \frac{K_{p3}K_3}{s(s+\xi)} \tag{3.20}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{bf,\phi_r}(s) = \frac{K_{p3}K_3}{s^2+\xi s+K_{p3}K_3} \tag{3.21}$$

Par identification avec un système du second ordre [77], on a :

$$K_{p3} = \frac{\xi^2}{K_3(2h_1)^2}, \quad K_{i3} = \frac{K_{p3}}{\tau_r} \tag{3.22}$$

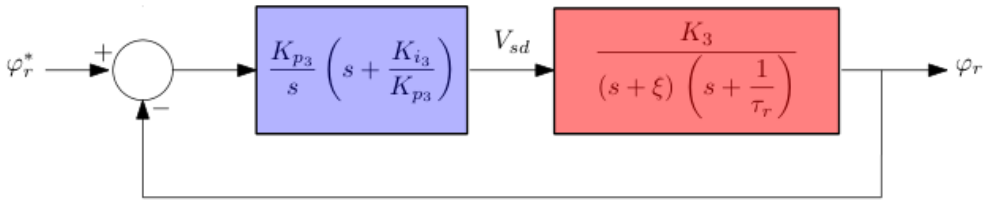


Figure 3.8: Synoptique de la boucle de régulation du flux

3.6.4 Avantages et justification du choix

Plusieurs stratégies de commande existent pour les moteurs asynchrones : commande scalaire (V/f), commande directe du couple (DTC), et commande vectorielle. La commande vectorielle a été préférée dans notre étude pour les raisons suivantes :

— **Bonne réponse dynamique** : Le découplage entre couple et flux permet des variations rapides de couple, très utiles dans les phases d'accélération ou de freinage du véhicule.

— **Précision à basse et moyenne vitesse** : Contrairement à la DTC, la commande vectorielle offre une régulation plus stable à basse vitesse, qui représente la majorité du fonctionnement d'un véhicule électrique urbain.

— **Compatibilité avec les stratégies tolérantes aux pannes** : Le découplage des boucles de commande et la possibilité d'intégrer des estimateurs facilitent l'ajout d'un module de détection et de compensation des défauts (observateurs de Luenberger, reconfiguration, etc.).

3.6.5 Perspectives pour la commande tolérante aux pannes

L'intégration d'une commande tolérante aux pannes dans cette structure repose sur l'ajout :

— d'un **observateur** pour estimer les grandeurs non mesurées et détecter les anomalies (courant statorique anormal, perte de capteur de vitesse, etc.) ;

— d'un **module de reconfiguration**, permettant d'adapter dynamiquement la commande (par exemple, en passant à une commande sans capteur si un capteur de vitesse est défaillant) ;

— de **seuils adaptatifs** sur les résidus, permettant de décider plus finement de l'apparition d'un défaut, tout en prenant en compte les perturbations extérieures ou les tolérances du système.

Ces extensions permettent de maintenir la performance du système en cas de défaut, sans arrêt brutal du véhicule.

3.6.6 Modèle du couple résistant pour la dynamique du véhicule

Le couple résistant C_r reflète l'ensemble des efforts que doit vaincre le moteur pour propulser le véhicule. Il se compose typiquement de trois contributions principales :

$$C_r = C_{\text{roul}} + C_{\text{incl}} + C_{\text{aero}}$$

où :

— C_{roul} est le couple de résistance au roulement,

— C_{incl} est le couple dû à la pente (inclinaison de la chaussée),

— C_{aero} est le couple résultant de la traînée aérodynamique.

1. Résistance au roulement

On modélise classiquement la force de roulement F_{roul} par :

$$F_{\text{roul}} = f_r \; m \; g$$

avec f_r le coefficient de résistance au roulement, m la masse du véhicule, et g l'accélération de la pesanteur. Retranscrit en couple au niveau du moteur :

$$C_{\text{roul}} = \frac{R_w}{\eta_t} \; F_{\text{roul}} = \frac{R_w}{\eta_t} \; f_r \, m \, g \tag{3.23}$$

où R_w est le rayon des roues et η_t le rendement de transmission.

2. Effet de la pente

Pour une inclinaison de la route α (en radians), la composante du poids parallèle à la pente génère la force :

$$F_{\text{incl}} = m \, g \, \sin \alpha.$$

Le couple correspondant est :

$$C_{\text{incl}} = \frac{R_w}{\eta_t} \; m \, g \, \sin \alpha. \tag{3.24}$$

3. Traînée aérodynamique

La force de traînée est donnée par :

$$F_{\text{aero}} = \tfrac{1}{2} \, \rho \, C_x \, A_f \, v^2,$$

où ρ est la densité de l'air, C_x le coefficient de traînée, A_f la surface frontale, et v la vitesse du véhicule. Le couple aérodynamique s'écrit :

$$C_{\text{aero}} = \frac{R_w}{\eta_t} \; \frac{1}{2} \, \rho \, C_x \, A_f \, v^2. \tag{3.25}$$

Couple total résistant

En rassemblant ces termes, on obtient :

$$C_r = \frac{R_w}{\eta_t}\Big(f_r\, m\, g + m\, g\, \sin\alpha + \tfrac{1}{2}\,\rho\, C_x\, A_f\, v^2\Big). \tag{3.26}$$

Cette expression est utilisée dans l'équation mécanique (**??**) pour simuler la dynamique du véhicule et dimensionner la boucle de régulation de vitesse.

3.7 Résultats de simulation

Cette section présente les résultats de simulation obtenus pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone utilisé dans une chaîne de traction de véhicule électrique. L'objectif principal de cette étude est d'évaluer la performance de la stratégie de commande mise en œuvre à l'aide de régulateurs proportionnels-intégraux (PI) dans les boucles de vitesse et de courant, tout en tenant compte des contraintes dynamiques et des perturbations typiques d'un profil de conduite réel.

Le système modélisé comprend une machine asynchrone alimentée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (PWM), commandée selon la méthode de la commande vectorielle orientée champ rotorique (FOC). Pour tester la robustesse de cette commande, un profil de vitesse comportant différentes phases – démarrage, régime permanent, décélération et arrêt – a été utilisé. De plus, un couple de charge constant de $C_r = 12\,\mathrm{N\,m}$ a été appliqué dans l'intervalle de temps [3 s, 6 s], afin d'évaluer la réponse du système en régime perturbé.

Les résultats sont présentés sous forme de courbes illustrant l'évolution de la vitesse de rotation, des courants statoriques, du couple électromagnétique et du flux magnétique.

— **Figure 3.9** : la réponse dynamique de la vitesse montre que la machine atteint sa consigne sans dépassement notable, avec un bon suivi du profil de vitesse même sous l'effet du couple de charge appliqué. La stabilité et la précision de la commande sont maintenues tout au long du cycle.

— **Figure 3.10** : l'application du couple de charge à $t = 5\,\mathrm{s}$ provoque une sollicitation accrue des courants statoriques, qui augmentent momentanément avant de se stabiliser. Cette adaptation rapide reflète une bonne capacité de la commande à compenser les perturbations.

— **Figure 3.11** : le couple électromagnétique suit une trajectoire cohérente avec la demande mécanique. On observe une compensation rapide au moment de l'application de la charge, sans oscillations excessives.

— **Figure 3.12** : le comportement du flux statorique reste stable et régulier, confirmant la bonne régulation du système magnétique dans la commande FOC.

Dans l'ensemble, la simulation met en évidence la rapidité, la précision statique et la robustesse de la stratégie de commande vectorielle adoptée. Ces résultats démontrent l'efficacité du système à répondre aux variations de charge et de vitesse, ce qui est essentiel dans le contexte des applications de traction électrique.

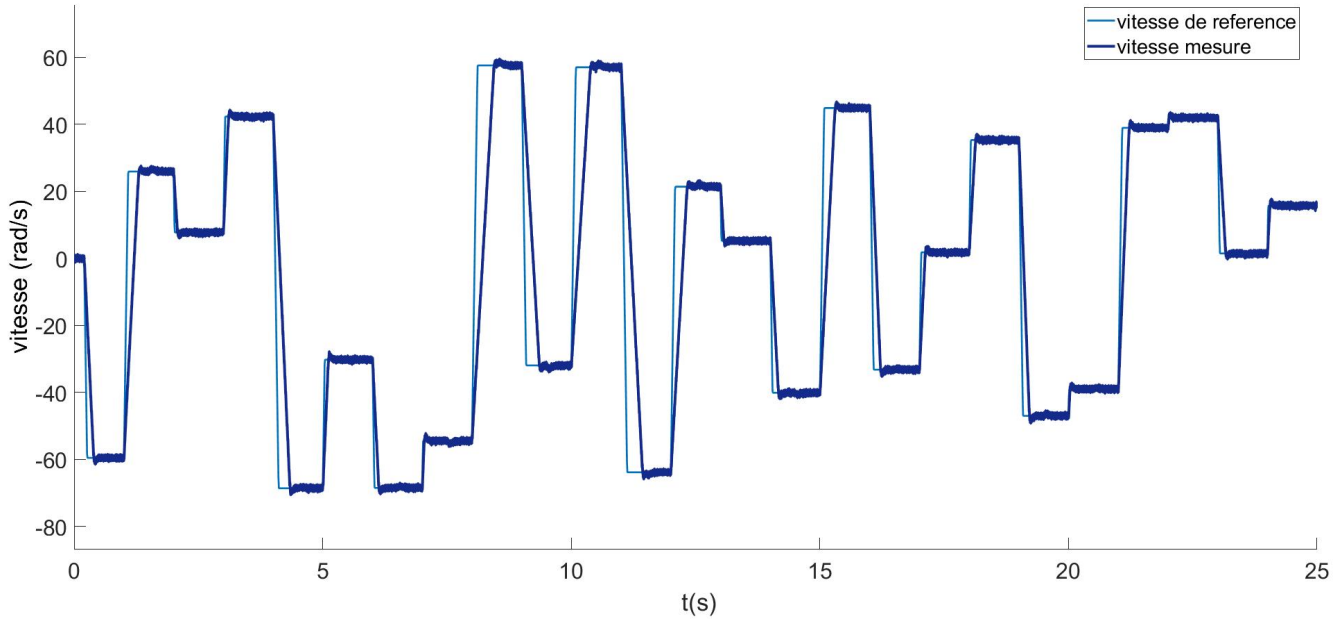


Figure 3.9: Évolution de la vitesse du moteur

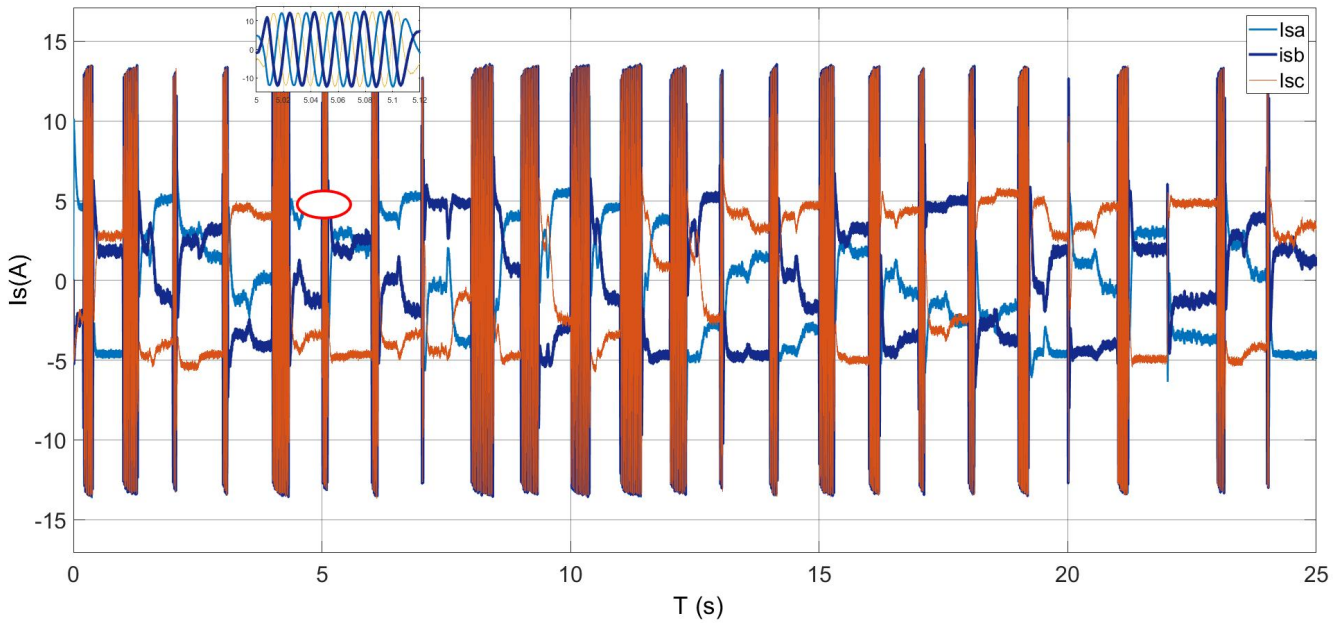


Figure 3.10: Courants statoriques en fonction du temps

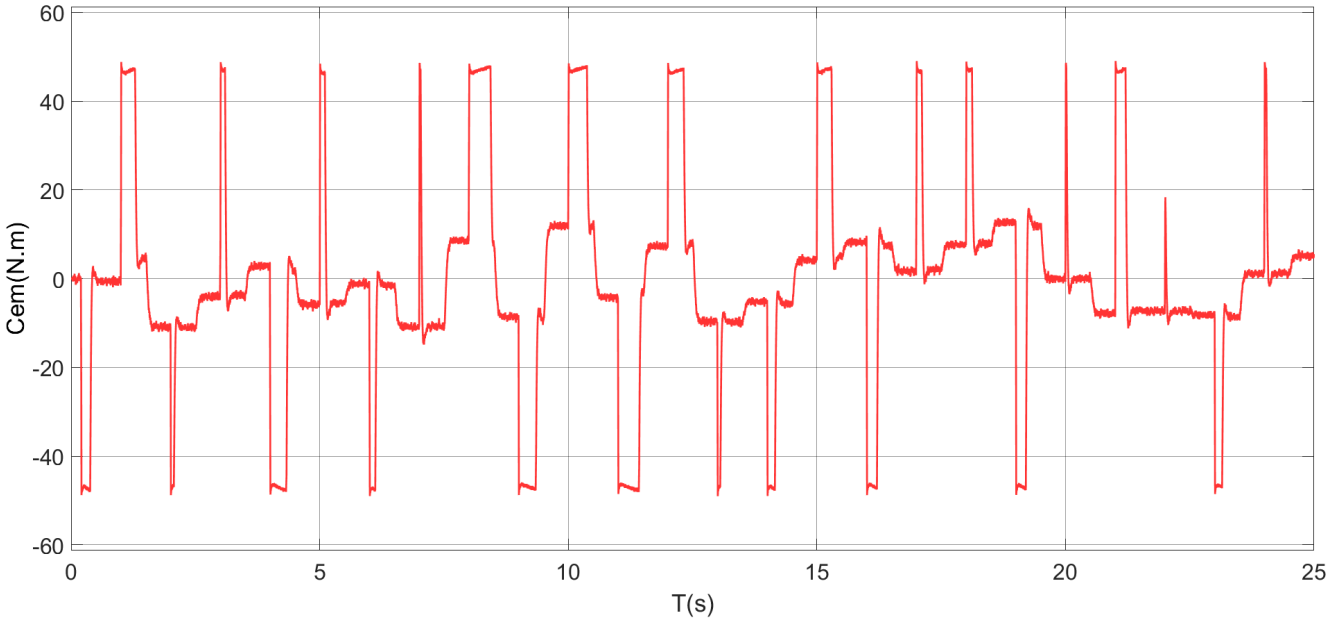


Figure 3.11: Couple électromagnétique du moteur

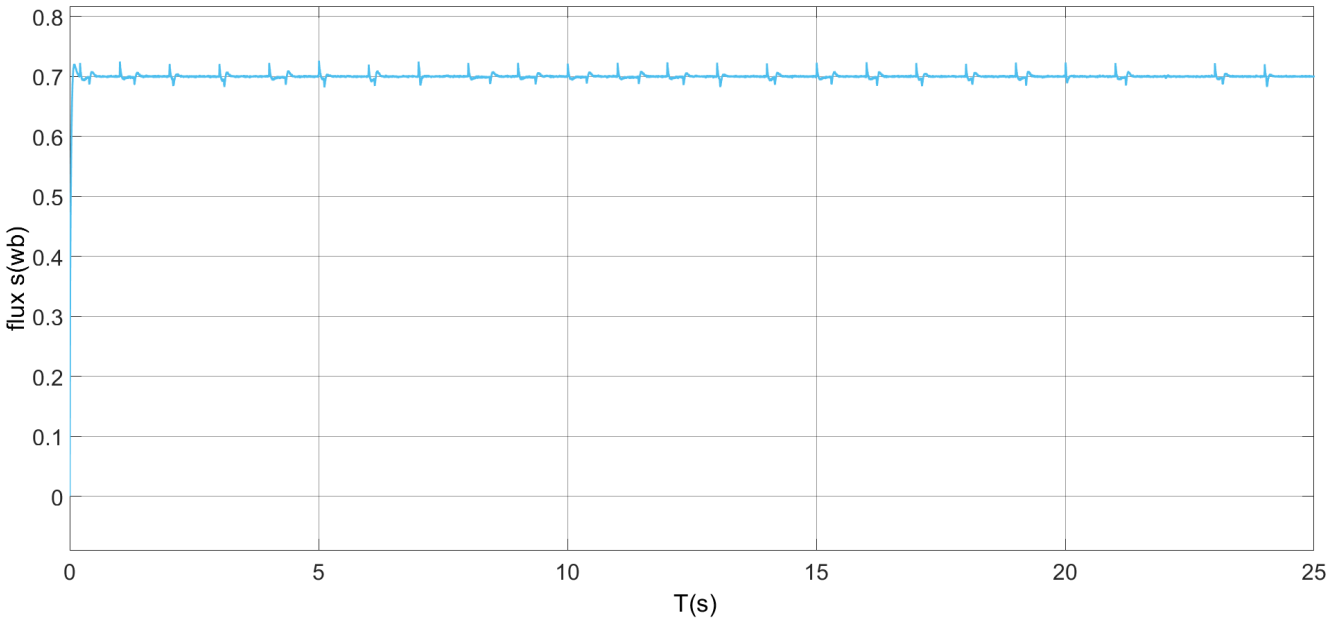


Figure 3.12: Flux statorique du moteur

Grâce à la fréquence d'échantillonnage choisie, à la fréquence de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et aux paramètres de régulation adéquatement sélectionnés, le système montre une excellente stabilité. Lorsque le couple de charge est modifié de manière échelonnée, la vitesse de la machine suit fidèlement sa consigne sans dépassement, démontrant ainsi l'efficacité du régulateur PI même en présence de perturbations.

Les régulateurs proportionnels-intégraux (PI) permettent d'améliorer la rapidité de la réponse dynamique du système tout en garantissant un écart statique nul.

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la mise en œuvre de la commande vectorielle orientée flux pour une machine asynchrone utilisée dans une chaîne de traction de 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 simulation, nous avons mis en évidence les avantages de cette technique de commande, tant sur le plan dynamique que statique. La commande vectorielle a permis d'améliorer :

— la précision du suivi de vitesse et de couple,

— la réduction du dépassement et du temps de réponse,

— la diminution de l'ondulation des courants et du couple électromagnétique,

— et la robustesse face aux variations du couple de charge et aux perturbations du profil de vitesse.

Ces résultats confirment que la commande vectorielle à orientation du flux, associée à une régulation PI bien ajustée, constitue une solution efficace pour la commande des systèmes de traction électrique, en assurant à la fois performance et robustesse.

Chapitre 4

Détection et localisation du défaut du capteur de vitesse

4.1 Introduction

Dans les véhicules électriques (VE), la chaîne de traction repose sur une régulation précise de la vitesse et du couple moteur, assurée par des stratégies avancées de commande vectorielle. Cette régulation s'appuie généralement sur un capteur de vitesse (tachymètre ou encodeur) qui fournit en temps réel la vitesse de rotation de la machine, donnée essentielle pour l'orientation du flux et le pilotage optimal du couple.

Cependant, le capteur de vitesse constitue un point de vulnérabilité dans le système. Une défaillance partielle ou totale de ce capteur – due à un choc, une déconnexion, une usure, un bruit électromagnétique ou un défaut électronique – peut entraîner une perte de performance, voire une instabilité critique du véhicule en fonctionnement. Il devient alors nécessaire d'implémenter des mécanismes capables de détecter et de localiser de tels défauts afin de garantir un comportement fiable et sécurisé du système.

L'objectif de cette section est de présenter une méthode de détection et de localisation de défaut appliquée au capteur de vitesse dans un contexte de traction électrique. Cette méthode repose sur l'analyse des résidus entre les mesures issues du capteur et les estimations obtenues par un observateur MRAS . En cas de détection d'anomalie, le système peut activer une stratégie de reconfiguration visant à assurer la continuité de service en mode dégradé, ou basculer vers une commande sans capteur (*sensorless*).

Une telle approche s'inscrit pleinement dans le cadre des systèmes de commande tolérants aux fautes (FTCS), dont l'objectif est d'augmenter la fiabilité, la robustesse et la sécurité fonctionnelle des véhicules électriques modernes.

4.2 Estimation de la vitesse par un observateur MRAS

Dans une commande vectorielle orientée champ rotorique, la connaissance précise de la vitesse de la machine asynchrone est primordiale pour assurer une régulation efficace du couple et du flux. En vue de pallier une éventuelle défaillance du capteur de vitesse, il est possible d'estimer cette grandeur à l'aide d'un observateur sans capteur. Parmi les différentes méthodes existantes, la structure MRAS (*Model Reference Adaptive System*) constitue une approche robuste et largement étudiée pour l'estimation de la vitesse rotorique [87, 88].

Principe de fonctionnement du MRAS

Le système MRAS (Model Reference Adaptive System) utilise deux modèles du moteur pour estimer la vitesse rotorique sans capteur mécanique :

— **Modèle de référence (Modèle en tension)** : Ce modèle calcule le flux rotorique à partir des tensions et courants statoriques, indépendamment de la vitesse :

$$\frac{d\psi_s}{dt} = u_s - R_s\, i_s \quad \Longrightarrow \quad \hat{\psi}^v_{r\alpha},\ \hat{\psi}^v_{r\beta}$$

Il est robuste à moyenne et haute vitesse mais sensible aux dérives à basse vitesse.

— **Modèle adaptatif (Modèle en courant)** : Ce modèle fait appel à la vitesse estimée ω_{es} pour calculer le flux rotorique :

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r}\, i_s \ - \ \frac{1}{T_r}\, \psi_r \ + \ j\, \omega_{es}\, \psi_r \quad \Longrightarrow \quad \hat{\psi}^i_{r\alpha},\ \hat{\psi}^i_{r\beta}$$

Sa précision dépend directement de la justesse de ω_{es}.

— **Mécanisme d'adaptation** : Les deux estimations de flux sont comparées via le produit vectoriel dans le plan $\alpha\beta$:

$$e = \hat{\psi}^v_{r\alpha}\, \hat{\psi}^i_{r\beta} \ - \ \hat{\psi}^v_{r\beta}\, \hat{\psi}^i_{r\alpha}$$

Cette erreur est nulle lorsque les deux vecteurs sont alignés (i.e. la vitesse estimée est correcte). Un régulateur PI convertit alors e en correction de vitesse :

$$\omega_{es}(s) = \frac{K_p + K_i/s}{1}\, E(s)$$

Puis ω_{es} est réinjectée dans le modèle adaptatif pour boucler l'estimation.

Fonctionnement 1. Le modèle en tension fournit une estimation du flux fiable quand ω est élevée.
2. Le modèle en courant génère une autre estimation, dépendante de la vitesse estimée.
3. Le produit vectoriel des deux flux met en évidence tout déphasage dû à une erreur de vitesse.
4. Le correcteur PI ajuste ω_{es} pour annuler cette erreur.
5. La boucle converge vers la vitesse réelle du rotor, sans capteur mécanique.

Cette technique permet d'obtenir une estimation de la vitesse robuste et peu coûteuse, essentielle pour les applications sans capteur dans les systèmes de traction électrique. "'

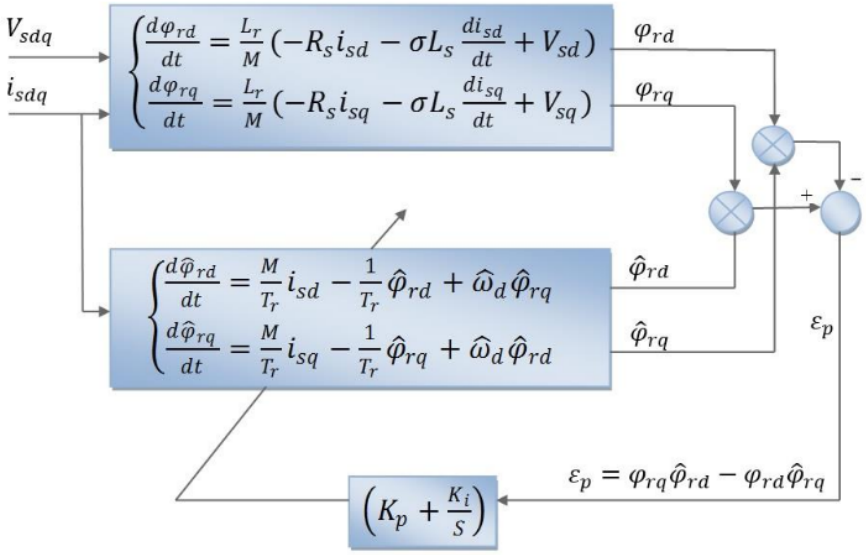


Figure 4.1: Schéma de principe d'un observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique

Avantages de l'observateur MRAS

L'observateur MRAS présente plusieurs avantages :

— Il permet une estimation précise et rapide de la vitesse sans recourir à un capteur mécanique [79].

— Il est compatible avec les structures classiques de commande vectorielle.

— Il est peu sensible aux variations de paramètres statoriques.

Il convient toutefois de noter que ses performances peuvent être dégradées à très basse vitesse ou en présence de variations importantes des paramètres rotoriques. Des méthodes hybrides ou des techniques de reconfiguration peuvent être envisagées pour améliorer sa robustesse.

4.3 Comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée

L'objectif de cette section est de comparer la vitesse réelle mesurée par le capteur mécanique (encodeur ou tachymètre) avec la vitesse estimée par l'observateur MRAS, afin de valider la performance de l'observateur et d'analyser sa capacité à remplacer le capteur en cas de défaillance.

4.3.1 Méthodologie

La comparaison repose sur le calcul du résidu $r(t)$ défini comme la différence entre la vitesse mesurée $\omega_{\text{mes}}(t)$ et la vitesse estimée $\hat{\omega}_r(t)$:

$$r(t) = \omega_{\text{mes}}(t) - \hat{\omega}_r(t)$$

Ce résidu est surveillé en temps réel afin de détecter les écarts significatifs révélateurs d'un défaut potentiel du capteur. En régime normal (sans défaut), le résidu doit rester proche de zéro, dans une bande de tolérance définie par un seuil r_{seuil} :

$$|r(t)| < r_{\text{seuil}}$$

Pour évaluer l'efficacité de l'observateur MRAS, une comparaison est réalisée entre la vitesse mesurée par le capteur et la vitesse estimée par l'observateur. En fonctionnement normal, les deux signaux doivent être quasi identiques. En cas de défaut de capteur, une divergence apparaît entre les deux.

Résidu de vitesse

Le résidu est défini comme la différence entre la vitesse mesurée $\omega_{\text{mes}}(t)$ et la vitesse estimée $\hat{\omega}_r(t)$:

$$r(t) = \omega_{\text{mes}}(t) - \hat{\omega}_r(t)$$

Ce résidu est utilisé comme indicateur de bon fonctionnement du capteur de vitesse. Un seuil r_{seuil} est défini expérimentalement pour déclencher une alerte en cas d'écart significatif.

Résultats de simulation

Les figures ci-dessous montrent :

— la superposition des vitesses mesurée et estimée,

— le résidu $r(t)$ comparé au seuil de détection.

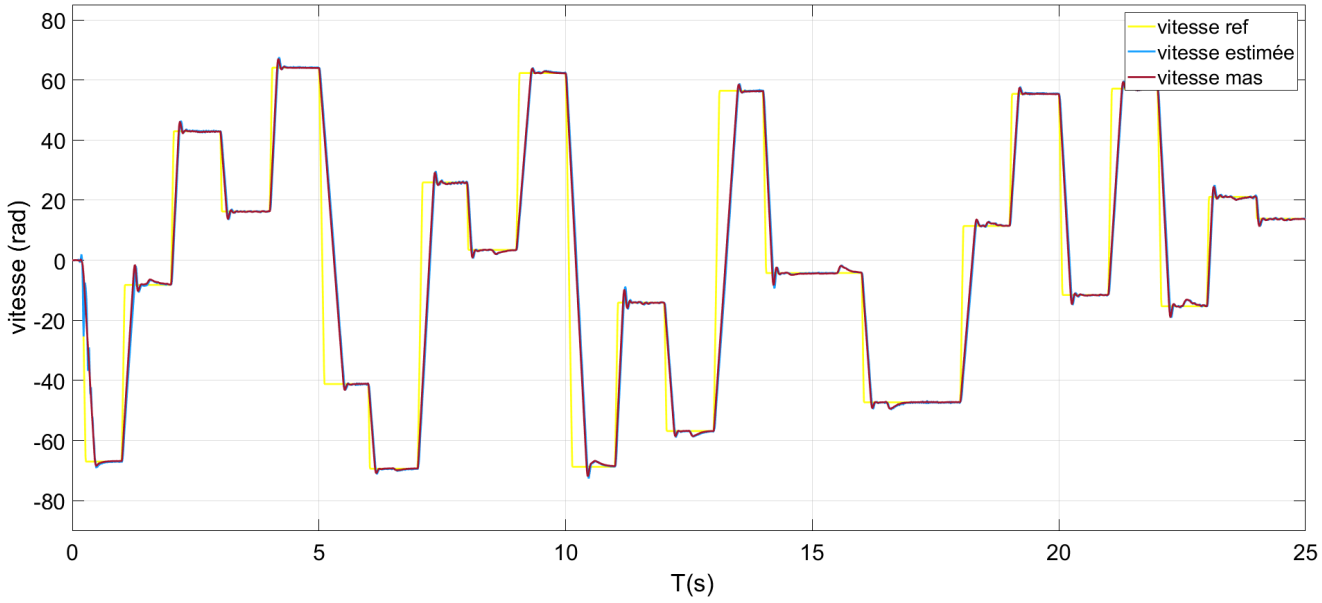


Figure 4.2: Comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée par MRAS

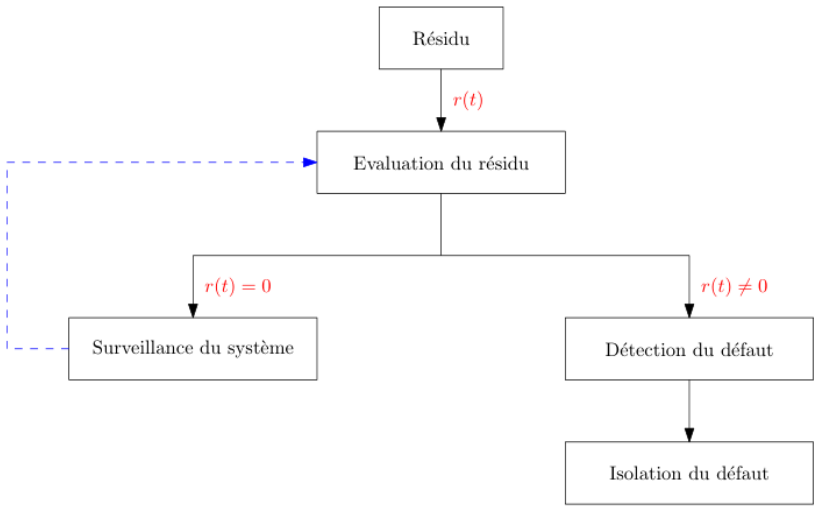


Figure 4.3: Résidu de vitesse avec seuil de détection

4.4 Détection du défaut et reconfiguration

Lorsqu'un défaut survient sur le capteur de vitesse, la différence entre la vitesse mesurée $\omega_{\text{mes}}(t)$ et la vitesse estimée $\hat{\omega}_r(t)$ par l'observateur MRAS devient significative. Cette

différence, appelée **résidu**, est surveillée en temps réel pour déclencher une alerte en cas de dépassement d'un seuil préétabli.

4.4.1 Modélisation d'un capteur bruité avec bruit gaussien blanc

Dans un environnement réel, les capteurs de vitesse ne délivrent jamais une mesure parfaitement exacte. Ils sont systématiquement affectés par des perturbations extérieures (vibrations mécaniques, champs électromagnétiques) et des limitations internes (bruit thermique, erreurs électroniques). Pour simuler ce comportement dans un environnement de simulation tel que SIMULINK ou MATLAB, il est pertinent d'ajouter un **bruit blanc gaussien** à la mesure idéale du capteur.

Le bruit est modélisé comme une variable aléatoire suivant une loi normale de moyenne nulle, avec une variance calculée à partir d'une densité spectrale de puissance (*PSD* – Power Spectral Density). La *PSD* est déterminée de manière à ce que l'amplitude du bruit reste dans une plage prédéfinie autour de la grandeur mesurée, avec une probabilité fixée (par exemple, 98 %). Ainsi, on garantit que 98 % des valeurs du bruit restent inférieures à une certaine fraction de la valeur maximale du signal.

La vitesse mesurée par le capteur bruité est alors donnée par :

$$\omega_{\text{mesurée}}(t) = \omega_{\text{réelle}}(t) + n(t) \tag{4.1}$$

où $n(t)$ est un bruit gaussien blanc, tel que $n(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$. L'écart type σ est calculé à partir de la *PSD* comme suit :

$$\text{PSD}_{\text{bruit}} = \left(\frac{\omega_{\max} \cdot \alpha}{\text{erf}^{-1}(p)} \right)^2 \cdot T_s \tag{4.2}$$

avec :

— $\omega_{\max}$: la vitesse maximale attendue (rad/s),

— α : le pourcentage relatif du bruit souhaité (par exemple 0,03 pour 3 %),

— $\text{erf}^{-1}(p)$: l'inverse de la fonction d'erreur associée à la probabilité p (par exemple $\text{erf}^{-1}(0{,}98) \approx 2{,}33$),

— T_s : le pas d'échantillonnage de la simulation.

Cette modélisation permet de tester la robustesse des estimateurs d'état, comme l'observateur MRAS, face à des mesures bruitées, et d'évaluer la sensibilité des algorithmes de détection de défauts dans des conditions proches de la réalité industrielle.

4.4.1.1 Analyse

Avant l'apparition du défaut (injection à $t = 5$ s), la vitesse estimée suit parfaitement la mesure, confirmant le bon fonctionnement de l'observateur MRAS. Après le défaut, le résidu dépasse le seuil fixé, indiquant une anomalie détectée. Cette détection permet d'activer un mode de reconfiguration en commande sans capteur.

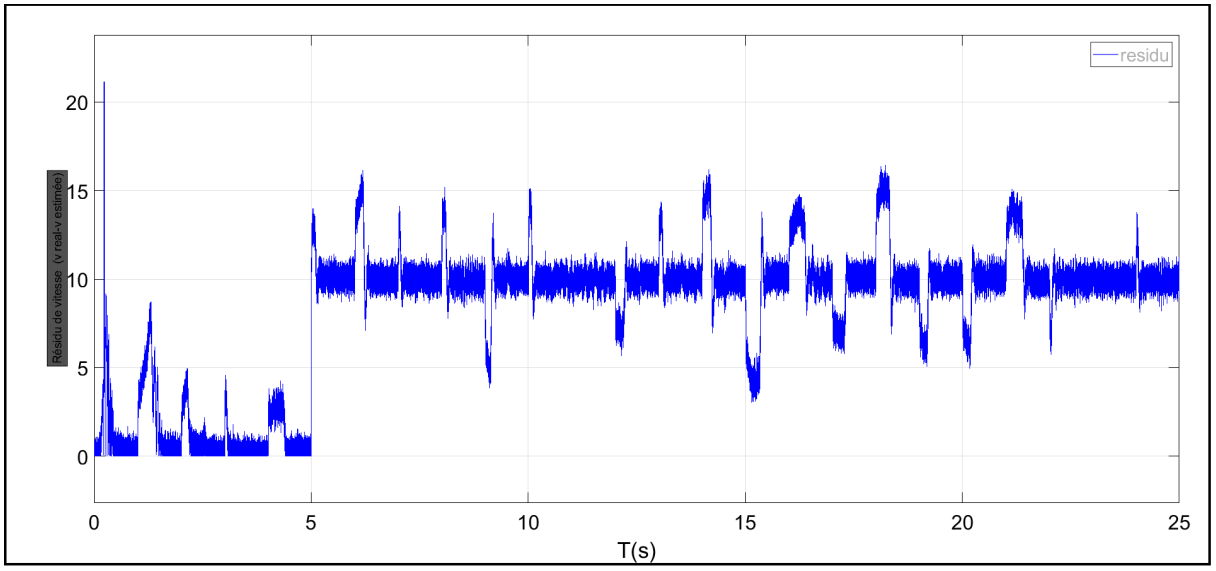


Figure 4.4: Évolution du résidu entre la vitesse réelle et estimée. Le franchissement du seuil à $t = 5\,\text{s}$ indique la détection d'un défaut de capteur.

4.4.2 Stratégie de reconfiguration

Dès qu'un défaut est détecté au niveau du capteur de vitesse, le système active une stratégie de reconfiguration afin de garantir la continuité de fonctionnement. Cette stratégie repose sur les principes suivants :

— **Neutralisation de la mesure fautive** : la vitesse mesurée, devenue incohérente, est automatiquement écartée du processus de commande.

— **Basculement sur l'estimation** : la commande s'appuie alors exclusivement sur la vitesse estimée $\hat{\omega}_r(t)$, fournie par l'observateur MRAS assurant ainsi une transition sans interruption.

— **Maintien des performances** : le fonctionnement en mode *sensorless* permet de préserver une qualité de commande acceptable, bien que légèrement dégradée, sans compromettre la stabilité du système.

Cette approche s'intègre dans le cadre d'une **commande tolérante aux fautes** (*Fault-Tolerant Control*, FTC), visant à accroître la robustesse, la sûreté de fonctionne-

ment et la disponibilité des systèmes de traction électrique, même en présence de défaillances de capteurs.

4.4.3 Comparaison des vitesses : mesurée, estimée et réelle

La figure suivante présente l'évolution des trois signaux de vitesse au cours du temps :

— **Vitesse réelle** $\omega_{\text{real}}(t)$: issue du modèle du moteur, considérée comme référence.

— **Vitesse mesurée** $\omega_{\text{capteur}}(t)$: inclut un défaut à partir de $t = 5\,\text{s}$, comme un offset ou un blocage.

— **Vitesse estimée** $\hat{\omega}_r(t)$: obtenue à l'aide de l'observateur MRAS, utilisée après la détection de la panne.

Avant l'instant $t = 5\,\text{s}$, les trois courbes sont superposées, validant l'exactitude des mesures. Après injection du défaut capteur, un écart apparaît entre la vitesse mesurée et la vitesse réelle. Le résidu devient alors significatif et la stratégie FTC active automatiquement la bascule vers la vitesse estimée, assurant ainsi la continuité du contrôle du moteur.

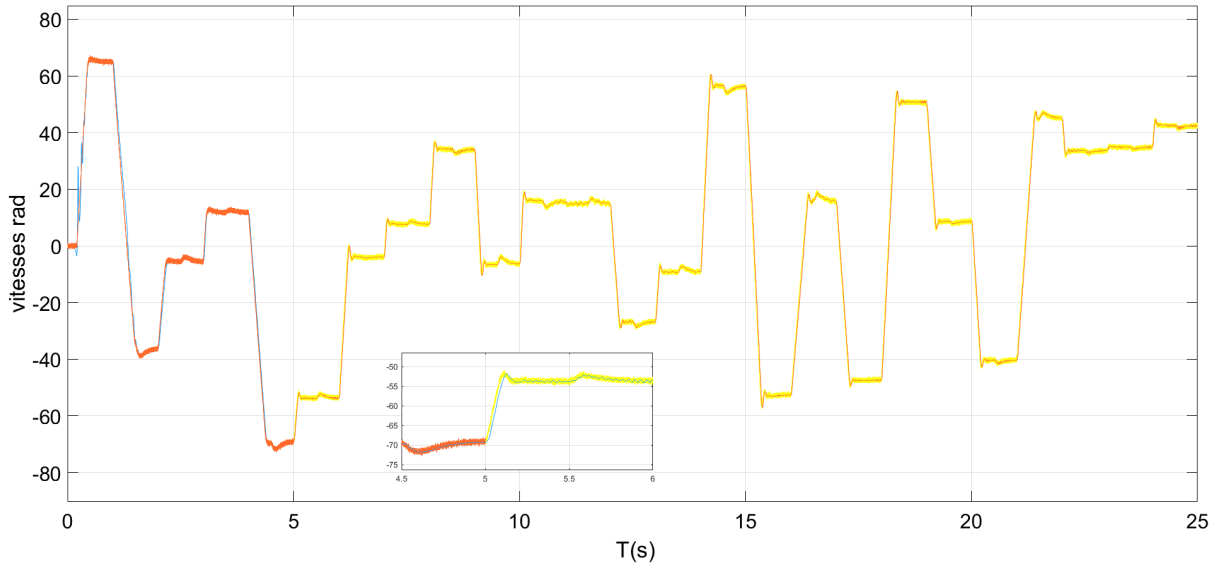


Figure 4.5: Comparaison des vitesses : mesurée (défectueuse), estimée (MRAS) et réelle. La reconfiguration intervient après détection du défaut à $t = 5\,\text{s}$.

Analyse des résultats La figure 4.5 met en évidence la détection efficace du défaut de capteur et la transition fluide vers le mode sans capteur. À $t = 5\,\text{s}$, un écart net apparaît entre la vitesse mesurée et la vitesse réelle, traduisant le dysfonctionnement du capteur. Le résidu dépasse alors le seuil fixé, ce qui déclenche la stratégie FTC. L'algorithme bascule

automatiquement vers la vitesse estimée $\hat{\omega}_r(t)$, qui reste très proche de la vitesse réelle, assurant ainsi la stabilité et les performances du système malgré la panne du capteur.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la détection de défauts du capteur de vitesse dans une chaîne de traction de véhicule électrique. En utilisant un observateur de type MRAS, il est possible d'estimer la vitesse rotorique de manière fiable, même en cas de défaillance du capteur.

La comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée permet de calculer un résidu, utilisé comme indicateur d'anomalie. Lorsqu'un écart significatif est détecté, le système peut alors basculer en mode de commande sans capteur (*sensorless*) afin d'assurer la continuité de fonctionnement.

Cette approche s'inscrit dans le cadre des systèmes de commande tolérants aux fautes (FTCS), renforçant la robustesse, la fiabilité et la sécurité de la commande vectorielle pour les moteurs asynchrones dans les applications de traction électrique.

Dans le chapitre suivant, nous approfondirons les performances de cette stratégie via une analyse de robustesse et une étude en conditions dégradées.

Conclusion Générale et Perspectives

En somme, ce travail a porté sur la conception, la mise en œuvre et l'évaluation d'une stratégie de commande vectorielle tolérante aux défauts appliquée à un moteur asynchrone, dans le cadre d'un système de traction destiné aux véhicules électriques.

Dans un premier temps, une modélisation rigoureuse de la machine asynchrone a été réalisée, suivie par l'implémentation d'une commande vectorielle directe orientée champ (FOC). Cette commande repose sur une double boucle de régulation : une boucle interne dédiée au courant, et une boucle externe dédiée à la vitesse. Les régulateurs PI ont été dimensionnés selon les critères de Kessler, en combinant l'approche du module optimal pour la régulation des courants et celle du symétrique optimal pour la régulation de la vitesse, garantissant ainsi un comportement dynamique stable et réactif.

Dans un second temps, un observateur adaptatif de type MRAS (*Model Reference Adaptive System*) a été intégré afin d'estimer la vitesse rotorique. Cette estimation permet de pallier les éventuelles défaillances du capteur mécanique, tout en conservant une précision satisfaisante dans le suivi de la consigne de vitesse. La comparaison entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée a révélé une excellente concordance en régime sain, validant l'efficacité de l'observateur.

L'injection d'un défaut capteur à $t = 2\,\mathrm{s}$ a permis de tester la robustesse de la stratégie proposée. L'analyse du résidu de vitesse a permis de détecter rapidement l'anomalie, déclenchant un basculement automatique vers une commande sans capteur (*sensorless*). Cette transition s'est effectuée de manière fluide, sans altération notable des performances, démontrant la capacité du système à maintenir la continuité du fonctionnement, même en présence de défauts.

Perspectives

Plusieurs axes d'amélioration peuvent être envisagés pour enrichir les travaux présentés :

— **Renforcement de la robustesse à basse vitesse** : Le schéma MRAS présente des limitations en régime lent, en raison de la faible observabilité. Des approches

hybrides, notamment l'injection de signaux haute fréquence, pourraient renforcer la robustesse dans cette plage de fonctionnement critique.

— **Intégration de techniques de détection intelligentes** : L'utilisation d'outils d'intelligence artificielle, tels que les réseaux de neurones ou les algorithmes d'apprentissage automatique, pourrait améliorer la détection, la classification et la localisation des défauts, en rendant le système plus adaptatif et plus prédictif.

— **Extension à d'autres types de défauts** : Le travail réalisé s'est focalisé sur les défauts liés au capteur de vitesse. Il serait pertinent d'étendre la stratégie proposée aux défauts statoriques (court-circuit entre spires), aux défaillances d'onduleurs ou à d'autres composants critiques.

— **Validation expérimentale en temps réel** : La mise en œuvre de la commande tolérante sur un banc d'essai réel ou sur une plateforme embarquée (type dSPACE, STM32, TI C2000) permettrait de valider les performances de la stratégie dans un contexte pratique, avec toutes les contraintes physiques associées.

En définitive, ce mémoire a démontré la pertinence et l'efficacité des stratégies de commande tolérantes au

Bibliographie

[1] Karim Boubaker. Etude et modélisation de la chaine d'entrainement électrique de la toyota prius. Master's thesis, Université de Tiaret, 2020. Mémoire de Master.

[2] Frano Barbir. *PEM Fuel Cells : Theory and Practice*. Elsevier Academic Press, 2005.

[3] International Energy Agency. Global ev outlook 2020 : Entering the decade of electric drive ?, 2020. Accessed : 2025-06-11.

[4] C.C. Chan and K.T. Chau. *Modern Electric Vehicle Technology*. Oxford University Press, 2001.

[5] Iqbal Husain. *Electric and Hybrid Vehicles : Design Fundamentals*. CRC Press, 2nd edition, 2011.

[6] BloombergNEF. Battery pack price survey, 2024. Coût moyen des packs batteries pour véhicules électriques.

[7] Statista Research Department. Market share of lithium-ion battery chemistries worldwide from 2018 to 2026, 2022.

[8] P. Mulhauser. Étude des architectures de chaînes de traction pour véhicules électriques. In *Colloque sur les Transports du Futur*, Toulouse, 1996.

[9] IEA2024. International energy agency (iea), *Global EV Outlook 2024*, year = 2024, url = https ://ufe-electricite.fr/wp-content/uploads/2019/02/ufe-developpement$_d e_{l e}$*lectromobilite.pdf*, $note = Consultle 9 mai 2025$.

[10] IEA2025. International energy agency (iea), *Global EV Outlook 2025*, rapport annuel, iea, 2025, 2025. Consulté le 9 mai 2025.

[11] Bloomberg New Energy Finance. Global ev sales 2023. Technical report, BloombergNEF, April 2023.

[12] Xiang Lu, Xuebing Han, Jianqiu Li, Jianshe Hua, and Minggao Ouyang. Battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 247 :457–464, 2014.

[13] Andrew F. Burke. Ultracapacitors : why, how, and where is the technology. *Journal of Power Sources*, 91(1) :37–50, 2000.

[14] Muhammad Baqer Ali, Luigi Piegari, and Pietro Tricoli. A review on hybrid electric vehicles architecture and energy management strategies. *Energies*, 12(24) :4740, 2019.

[15] Björn Nykvist and Måns Nilsson. Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles. *Nature Climate Change*, 5 :329–332, 2015.

[16] Rajesh Singh, Priya Sharma, and Mohit Kumar. A comprehensive review on battery technologies for electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 156 :111876, 2022.

[17] Gonzalo Abad, editor. *Doubly Fed Induction Machine : Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications*. Wiley-IEEE Press, Hoboken, NJ, 2010.

[18] B. El Badsi, A. Khezzar, and R. Abdessemed. Multiphase induction machines : A review. *Electric Power Systems Research*, 79(9) :1217–1225, 2009.

[19] M. A. Rahman, R. Islam, and N. Sulaiman. Dual-star pmsm drives for electric vehicles : Design, control, and fault-tolerance analysis. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 8(1) :45–55, 2022.

[20] Panasonic Corporation. Panasonic develops 21700 lithium-ion battery cells for tesla. *Panasonic Press Release*, 2020.

[21] Tesla Inc. Battery day highlights – tesla 4680 cell. *Tesla Battery Day*, 2021.

[22] Bloomberg2023. Bloombergnef, *Global EV Sales 2023*, 2023.

[23] International Energy Agency. Global ev outlook 2023, 2023.

[24] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*. Wiley, 3 edition, 2002.

[25] Ali Emadi, Young Joo Lee, and Kaushik Rajashekara. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(6) :2237–2245, 2008.

[26] Dao Zhou, Frede Blaabjerg, and Huai Wang. A review of power electronics converter topologies with integrated magnetic components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10) :6914–6940, 2016.

[27] Reza Rahmani and Hosein Farzanehfard. A family of buck–boost pwm inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4) :1336–1345, 2008.

[28] Jose Rodriguez, Steffen Bernet, Peter Steimer, and Ignacio Lizama. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7) :2219–2230, 2010.

[29] Iso 26262 : Road vehicles – functional safety. https://www.iso.org/standard/43464.html, 2018. ISO 26262-1 to 26262-12, Second edition.

[30] Rolf Isermann. *Supervision, Fault Detection and Fault-Tolerant Control*. Elsevier, 1997.

[31] Ronald J. Patton, Peter M. Frank, and Robert N. Clark. *Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Springer, 2000.

[32] Jinwen Chen and R. John Patton. *Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1999.

[33] Mogens Blanke, Michel Kinnaert, Jan Lunze, and Marcel Staroswiecki. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer, 2nd edition, 2006.

[34] Wei Zhang and Suraj Gupta. Fault diagnosis of electric vehicle traction systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(4) :3001–3010, 2018.

[35] Ming Zhou and Xiaodong Li. A survey on fault detection and isolation in ev powertrains. *Proceedings of the IEEE*, 108(6) :950–970, 2020.

[36] J. Park and S. Lee. Fault modes of pem fuel cell compressors in hybrid electric vehicles. *International Journal of Hydrogen Energy*, 44(12) :5725–5734, 2019.

[37] L. Zhang and Y. Chen. Internal short-circuit fault analysis in lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, 506 :230134, 2021.

[38] L. Chen and Z. Yu. Sensor drift and noise in electric drive systems : Modeling and compensation. *Control Engineering Practice*, 43 :1–12, 2015.

[39] Y. Wang and P. Zhao. Complete sensor failure detection in automotive applications. *IEEE Sensors Journal*, 17(12) :3904–3915, 2017.

[40] Q. Sun and F. Gao. Bias error analysis for absolute encoders in electric traction drives. *Measurement*, 136 :165–174, 2019.

[41] J. Yang and D. Zhang. Stator winding fault diagnosis in induction motors using vibration signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 79 :236–248, 2016.

[42] S. Kumar and B. Rao. Insulation failure mechanisms in electric machine winding. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 25(2) :567–576, 2018.

[43] W. Zhang and H. Li. Rotor eccentricity fault detection in cage induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(8) :6243–6252, 2018.

[44] X. Ding and Y. Liu. Bearing fault diagnosis in electric vehicle motors. *Journal of Sound and Vibration*, 479 :115336, 2020.

[45] R. Patel and A. Singh. Open-circuit fault analysis in power converters for electric vehicles. In *2019 IEEE International Conference on Power Electronics*, pages 125–132, 2019.

[46] J. Lee and H. Kim. Thermal-induced short-circuit failures in sic power modules. *Microelectronics Reliability*, 116 :114–122, 2021.

[47] Classification des défauts par réseaux de neurones dans les systèmes embarqués. *Journal de l'Intelligence Artificielle Appliquée*, 12(2) :101–112, 2020.

[48] *Commande tolérante aux fautes dans les systèmes dynamiques.* Techniques de l'Ingénieur, 2018.

[49] Stratégies d'arrêt d'urgence pour les véhicules électriques. *Revue de Sécurité des Transports*, 9(1) :34–40, 2017.

[50] Rolf Isermann. *Fault-Diagnosis Systems : An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance.* Springer, 2006.

[51] X. Koutsoukos, P. Manolios, and T. Yang. Model-based fault diagnosis : techniques and applications. *Annual Reviews in Control*, 45 :123–143, 2018.

[52] Rolf Isermann. Model-Based Fault Detection and Diagnosis – Status and Applications. *Annual Reviews in Control*, 29(1) :71–85, 2005.

[53] Edward Chow and Alan S. Willsky. Analytical Redundancy and the Design of Robust Failure Detection Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 29(7) :603–614, 1984.

[54] R. J. Patton and J. Chen. A Review of Parity Space Approaches to Fault Diagnosis. In *Preprints of the IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS)*, pages 239–255, Baden-Baden, Germany, 1991.

[55] Nom Auteur. Amélioration des formats de cellules chez tesla. *Journal Tesla Tech*, 2021.

[56] S. Haykin. *Neural Networks and Learning Machines.* Prentice Hall, 3rd edition, 2008.

[57] C. M. Bishop. Radial basis functions for pattern recognition. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 3(4) :682–692, 1991.

[58] F. Rosenblatt. The perceptron : A probabilistic model for information storage and organization in the brain. *Psychological Review*, 65(6) :386–408, 1958.

[59] Z. Michalewicz and D. B. Fogel. How to solve it : Modern heuristics. In *Proceedings of the IEEE Congress on Evolutionary Computation*, pages 1396–1401, 2000.

[60] J. H. Holland. Adaptation in natural and artificial systems. *University of Michigan Press*, 1975.

[61] R. M. Rangayyan and Y. Ayres. Machine fault diagnosis using genetic algorithms and neural networks. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 12(3) :317–328, 1999.

[62] Van Tuan Do and Ui-Pil Chong. Signal Model-Based Fault Detection and Diagnosis for Induction Motors Using Features of Vibration Signals in Two-Dimension Domain. *Journal of Mechanical Engineering*, 57(9) :655–666, 2011.

[63] Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford University Press, 1998.

[64] Min Chen and John E. Huber. Thermal management of electric motors for electric vehicles. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(3) :1021–1028, 1999.

[65] P. R. Chandler and M. J. Pachter. Self-repairing flight control system final report. In *Air Force Wright Aeronautical Laboratories*, 1984.

[66] J. S. Eterno, J. A. B. Green, and G. J. Gaffney. Restructurable control system synthesis. In *IEEE Control Systems Magazine*, pages 16–23, 1985.

[67] R. J. Patton. Fault-tolerant control systems : The 1997 situation. *IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, pages 1033–1055, 1997.

[68] Y. Zhang and J. Jiang. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 32(2) :229–252, 2008.

[69] Peter M. Frank. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy – a survey and some new results. *Automatica*, 26(3) :459–474, 1990.

[70] J. Gertler. *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems.* Marcel Dekker, 1998.

[71] Y. Zhang and J. Jiang. Integrated active fault-tolerant control using imm approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 37(4) :1221–1235, 2001.

[72] J. Lunze and R. Isermann. Fault-tolerant control systems. *European Journal of Control*, 14(2) :117–133, 2008.

[73] H. Noura, D. Theilliol, J.-C. Ponsart, and A. Chamseddine. *Fault-Tolerant Control Systems : Design and Practical Applications.* Springer, 2009.

[74] M. R. Napolitano, M. G. Seigel, and D. Liu. A fault tolerant flight control system for sensor and actuator failures using neural networks. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 67(3) :168–178, 1995.

[75] D. Theilliol, P. Weber, and L. Bousser. Fault tolerant control system design using a fuzzy supervisor and multiple models. In *IFAC World Congress*, 2002.

[76] M. M. Polycarpou and V. Vemuri. Learning methodology for failure detection and accommodation. *IEEE Control Systems Magazine*, 15(4) :16–24, 1995.

[77] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer, Berlin, 3rd edition, 2001.

[78] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, and Steven D. Pekarek. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press / John Wiley & Sons, Piscataway, NJ, 3rd edition, 2013.

[79] Ramu Krishnan. *Electric Motor Drives : Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.

[80] Peter Vas. *Vector Control of AC Machines*. Oxford University Press, 1990.

[81] Marian P. Kazmierkowski, Ramu Krishnan, and Frede Blaabjerg. Pwm techniques for voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 89(5) :651–660, 2002.

[82] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, and Scott D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons, 3rd edition, 2013.

[83] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer, 3rd edition, 2001.

[84] Stefano Bolognani and Mauro Zigliotto. Sensorless full-digital pmsm drive with ekf estimation of speed and rotor position. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(1) :184–191, 1999.

[85] Bimal K. Bose. *Power Electronics and Motor Drives : Advances and Trends*. Academic Press, 2nd edition, 2021.

[86] Peter Vas. *Vector Control of AC Machines*. Clarendon Press, 1998.

[87] Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.

[88] Joachim Holtz. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 90(8) :1359–1394, 2002.

Annexe A

Paramètres du moteur utilisé

Voici les paramètres du moteur asynchrone simulé :

— Inductance statorique : $L_s = 0.1004\,\mathrm{H}$

— Inductance rotorique : $L_r = 0.0969\,\mathrm{H}$

— Inductance de magnétisation : $L_m = 0.0915\,\mathrm{H}$

— Résistance statorique : $R_s = 1.54\,\Omega$

— Résistance rotorique : $R_r = 1.294\,\Omega$

— Nombre de paires de pôles : $p = 3$

— Vitesse maximale : $\omega_{\max} = 70\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$

— etc.