



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

# THÈSE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LORRAINE

Spécialité : Génie Électrique

par

**Peyman Haghgooei**

## **Stratégies de Commande Sans Capteur de Courant Pour une Machine Synchrones à Rotor Bobiné**

Soutenue le 29 mars 2022 devant le jury composé de :

Prof.	Mohamed	MACHMOUM	Université de Nantes	Président
Prof.	Xuefang	LIN-SHI	Université de Lyon	Rapporteur
Prof.	Demba	DIALLO	Université Paris-Saclay	Rapporteur
Dr.	Imen	BAHRI	Université Paris sud	Examineur
Dr.	Ehsan	JAMSHIDPOUR	Université de Lorraine	Examineur
Prof.	Noureddine	TAKORABET	Université de Lorraine	Directeur de thèse
Prof.	Babak	NAHID-MOBARAKEH	Université de McMaster	Co-Directeur de thèse
A/Prof.	Davood	ARAB KHABURI	Université IUST	Co-Directeur de thèse



# Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse ont été réalisés dans le laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy), à l'Université de Lorraine, sous la direction de M. Nouredine TAKORABET, Professeur au laboratoire GREEN, Université de Lorraine, M. Babak NAHID-MOBARAKEH, Professeur à l'Université McMaster, et M. Davood ARAB KHABURI, Professeur associé à IUST (Iran university of science and thecnology), et en collaboration avec M. Ehsan Jamshidpour, maître de conférence au GREEN.

Pour leur intérêt envers mes travaux de recherche, je remercie en premier lieu Mme Xuefang LIN-SHI, Professeur des Universités à l'Université de Lyon, et M. Demba DIALLO, Professeur des Universités à l'Université de Paris-Saclay, en tant que rapporteurs au sein du jury. Pour les mêmes raisons, et en particulier, je remercie M. Mohamed MACHMOUM, Professeur des Universités à l'Université de Nantes, pour le crédit apporté à mon travail en acceptant de présider mon jury de thèse, ainsi qu'à Mme Imen BAHRI, maître de conférences à l'Université de Paris Sud, pour avoir participé au jury de ma soutenance de thèse.

Je remercie très vivement mes directeurs de thèse, M. Nouredine TAKORABET, M. Babak NAHID-MOBARAKEH et M. Davood ARAB KHABURI, pour leur implication tout au long de ces années. Je n'aurais pas pu souhaiter un meilleur encadrement. Leurs connaissances et leur soutien m'ont permis de progresser professionnellement et d'atteindre les résultats décrits dans ce manuscrit.

J'adresse mes chaleureux remerciements à M. Ehsan JAMSHIDPOUR, pour son aide précieuse et ses conseils non seulement dans le travail de thèse mais aussi dans la vie en dehors du travail.

Je tiens à remercier tous les membres du GREEN qui ont contribué de près ou de loin à ce travail d'un point de vue scientifique, technique et administratif. Je pense en particulier aux enseignants-chercheurs M. Farid MEIBODY-TABAR, M. Lotfi BAGHLI, M. Charles-Henri BONNARD, M. Denis NETTER et M. Julien FONTCHASTAGNER. Je pense également à Mme Isabelle SCHWENKER, Mme Sophie GUICHARD, Mme Latifa ZOUA mais également à M. Fabrice TESSON et M. Fadi SHARIF pour leur aide indispensable et dévouée dans l'élaboration du banc expérimental. Je tiens également à exprimer ma gratitude à Mme Sylvie COLINET sans qui toute cette aventure n'aurait pas pu aussi bien se dérouler.

Je suis très reconnaissant à tous mes camarades de laboratoire pour l'ambiance de travail agréable, leur aide, leur écoute et leur soutien. Je suis heureux de passer de bons moments en leur compagnie, et grâce à eux, les confinements et les restrictions du Covid sont devenus plus

faciles à supporter. Je remercie particulièrement Hamidreza ZANDI et Abderrahmane DJAOUTI pour leurs ouvertures au-delà de la thèse, et tous ces moments partagés au bureau. Je remercie Adrien CORNE et Saeid AGHAEI HASHJIN pour leurs bons conseils et leurs aides à la poursuite de ce travail. Je pense à Davide DELL'ISOLA, Thibaud PLAZENET, Maxime LAPIQUE, Shengzhao PANG, Thomas BARRACO et Quentin COMBE, pour tous ces moments passés au laboratoire et tous ces déjeuners pris ensemble. Et une pensée pour tous mes collègues de thèse, Baptiste RISTAGNO, Dominique GIRAUD, François KREMER, Jean Baptiste WIART, Songk-lod SRIPRANG, Hamed ELMADAH et aussi mes nouveaux camarades, Larbi DAHNOUN, et Emeric VUILLEMIN.

Je souhaite remercier mes amis que j'ai eu la chance de retrouver à Nancy. Je remercie mon amie, Marwa ROUMANI, pour son soutien indéfectible, sa présence et tous les moments partagés ensemble. Je pense à mon ami Said SABRI qui était toujours présent et qui n'a jamais cessé de me soutenir. Un grand merci à mes chers amis Farnaz GHASEMI, Seyyed Saeid BIRIAIE, Sheida RAHNAMAI, Saba FATHALIZADE, et Zeina JOUDIEH pour leur présence, leur soutien, et les agréables moments passés ensemble.

Enfin mes dernières pensées vont évidemment à ma famille, mes parents et mon frère, qui m'ont toujours encouragé dans mes choix et qui ont été d'un soutien considérable durant ces années de thèse.

# Résumé

Vu la concurrence serrée entre les fournisseurs automobiles, la réduction des coûts globaux des produits est un enjeu important. Parmi les possibilités de réduire le coût de fabrication, notamment pour les machines à courant élevé, la suppression des capteurs de courant pour la commande de la machine est très intéressante et avantageuse.

Cette thèse se concentre sur les stratégies de commande pour les systèmes d'entraînement à courant alternatif avec une réduction maximale du nombre de capteurs. En effet, cette thèse présente une stratégie de commande sans capteur de courant pour un moteur synchrone. La partie principale de cette commande consiste à reconstruire l'information qui était fournie par les capteurs éliminés. Une manière d'accéder à cette information est d'utiliser des observateurs d'état qui peuvent estimer les données des capteurs éliminés en utilisant le modèle du système et les données des capteurs existants.

Afin de concevoir un observateur optimal pour l'estimation des courants, la connaissance du modèle précis de la machine est nécessaire. Ainsi, dans un premier temps, une méthode est proposée pour identifier le modèle de la machine. Ce modèle est ensuite employé pour mettre en oeuvre la commande sans capteur de courant.

En outre, la méthode d'estimation du courant ne sert pas seulement à effectuer une commande sans capteur, mais elle peut également être utile pour augmenter la fiabilité du système dans les applications où la suppression des capteurs de courant n'est pas une priorité. Ainsi, une nouvelle méthode est proposée pour détecter les défauts des capteurs de courant, et si nécessaire, continuer à commander le moteur sans utiliser ces capteurs.

Les résultats expérimentaux, obtenus sur un banc d'essai réalisé au laboratoire permettent de confirmer que, en régime transitoire et en régime permanent, les courants non mesurés sont estimés avec une précision satisfaisante pour une application automobile et permettent la réalisation d'une commande sans capteur de la machine.



# Abstract

Given the tight competition among automotive industries, reducing overall product costs is an important issue. Among the solutions to reduce the manufacturing cost, especially for high current machines, the elimination of current sensors for machine control is quite interesting and advantageous.

This thesis focuses on control strategies for AC drive systems with a maximum reduction in the number of sensors. Indeed, this thesis presents a current sensorless control strategy for a synchronous motor. The main part of this control consists in reconstructing the information that was provided by the eliminated sensors. One way to access this information is to use state observers that can estimate the data from the eliminated sensors by using the system model and existing sensors data.

In order to design an optimal observer for current estimation, the accurate model of the machine is needed. Thus, first, a method is proposed to identify the model of the machine. This model is then employed to implement the current sensorless control.

Furthermore, the current estimation method is not only used to perform sensorless control, but it can also be useful to increase the reliability of the system in applications where current sensor elimination is not a priority. Thus, a new method is proposed to detect current sensor faults, and if necessary, continue to control the motor without using these sensors.

The experimental results, obtained on a test bench realized in the laboratory, are conclusive in transient and steady state that the unmeasured currents are estimated with a good accuracy for an automotive application and allow the realization of a sensorless control of the machine.



# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Électrification des véhicules</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction	3
1.2 Électrification dans l'industrie automobile	4
1.2.1 Niveau d'hybridation	5
1.2.2 Particularités des véhicules électriques et hybrides	7
1.3 Notions fondamentales sur les entraînements électriques	9
1.4 Contexte de l'étude	12
<b>2 Identification du modèle et des paramètres de la machine synchrone</b>	<b>15</b>
2.1 Introduction	16
2.2 Structure générale des machines synchrones	16
2.3 Modélisation générale des machines synchrones à rotor bobiné	17
2.3.1 Évaluation des équations électriques	17
2.3.2 Évaluation des équations mécaniques	21
2.3.3 Effet de saturation	21
2.4 Caractérisation de la machine étudiée	23
2.4.1 Description de la machine étudiée	23
2.4.2 Banc d'essai expérimental développé pour cette étude	25
2.5 Mesure classique des paramètres de la machine	26
2.6 Identification des paramètres du modèle linéaire	33
2.6.1 Stratégie d'identification des paramètres	33
2.6.2 Observabilité de l'estimateur	35

2.6.3	Étude de sensibilité . . . . .	38
2.6.4	Mise en oeuvre de l'estimation des paramètres du modèle linéaire de la machine étudiée . . . . .	39
2.7	Identification des paramètres du modèle non-linéaire . . . . .	41
2.7.1	Modélisation du système . . . . .	42
2.7.2	Système de contrôle . . . . .	43
2.7.3	Estimation du flux statorique . . . . .	45
2.7.4	Cartographie du flux du stator . . . . .	47
2.7.5	Impact de la valeur de résistance statorique sur l'estimation du flux . . . . .	51
2.8	Estimation de la résistance statorique . . . . .	55
2.8.1	État de l'art . . . . .	55
2.8.2	Méthode proposée pour l'estimation de la résistance . . . . .	57
2.8.3	Comparaison de la méthode proposée avec l'observateur du filtre de Kalman . . . . .	60
2.9	Conclusion . . . . .	62
<b>3</b>	<b>Commande sans capteur de courant</b>	<b>65</b>
3.1	Introduction . . . . .	65
3.2	Commande classique pour une machine synchrone . . . . .	66
3.2.1	Principe général de la commande de machine synchrone . . . . .	66
3.3	Stratégie de commande sans capteur de courant . . . . .	68
3.3.1	État de l'art . . . . .	68
3.3.2	Méthode proposée pour la commande sans capteur de courant . . . . .	69
3.3.3	Observabilité du système . . . . .	70
3.3.4	Observateur d'état . . . . .	71
3.3.5	Sensibilité de l'estimateur aux paramètres de machine . . . . .	77
3.3.6	Méthode de commande . . . . .	78
3.3.7	Étude de la commande proposée par simulation . . . . .	78
3.3.8	Estimation de courant avec compensation de l'erreur de couple . . . . .	85
3.4	Tolérance aux défauts basée sur une commande sans capteur de courant . . . . .	87
3.4.1	Détection de défauts dans les capteurs de courant . . . . .	88
3.4.2	Vérification de la méthode proposée par simulation . . . . .	92

---

3.5	Conclusion . . . . .	95
<b>4</b>	<b>Validation expérimentale</b>	<b>99</b>
4.1	Introduction . . . . .	99
4.2	Commande vectorielle classique de la MSRB . . . . .	100
4.3	Estimation de la résistance statorique . . . . .	101
4.4	Estimation du modèle magnétique . . . . .	105
4.5	Commande sans capteur de courant . . . . .	111
4.5.1	Estimation du couple de charge . . . . .	111
4.5.2	Suivi des références de courants . . . . .	113
4.5.3	Comparaison des performances des observateurs . . . . .	115
4.5.4	Effet de l'inadéquation des paramètres sur la commande . . . . .	116
4.5.5	Estimation des courants sans tenir compte des paramètres mécaniques . . . . .	122
4.5.6	Effet d'un changement soudain de la charge . . . . .	123
4.5.7	Estimation de courant avec compensation de l'erreur de couple . . . . .	124
4.6	Commande tolérante aux défauts des capteurs de courants . . . . .	126
4.7	Conclusion . . . . .	129
	<b>Conclusion générale</b>	<b>133</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>VI</b>
	<b>Productions scientifiques</b>	<b>VII</b>



# Introduction générale

Au fur et à mesure que la technologie avance, la science et les connaissances permettant de répondre aux préoccupations environnementales évoluent. C'est pourquoi nous sommes confrontés à des standards environnementaux croissants et à une conformité plus stricte.

Au sein de l'Union Européenne, les objectifs prévus en matière de pollution atmosphérique pour les années 2015 et 2021 représentent des réductions de 18% et 40%, respectivement, par rapport aux niveaux de 2007. À cet égard, un accord a été conclu pour augmenter les taxes sur les émissions de Gaz à Effet de Serre (GES) pour les industries des pays européens.

L'approbation de cet accord a grandement influencé les industries automobiles. Ainsi, les nouvelles normes européennes imposent des limites de plus en plus restrictives sur les émissions de CO<sub>2</sub>. Il s'agit d'un enjeu industriel important pour les constructeurs automobiles. Ces facteurs ont conduit les constructeurs automobiles à accroître l'électrification de leurs véhicules et à s'orienter vers des véhicules hybrides et électriques dotés d'un groupe motopropulseur électrique.

Cette thèse s'inscrit dans la suite du projet LowCO<sub>2</sub>Motion+, un projet de recherche et développement structurant pour la compétitivité (PSPC), impliquant plusieurs entreprises et dirigé par Valeo. L'objectif de ce projet est de développer et d'étendre l'utilisation de solutions mild hybrides pour l'industrie automobile en améliorant les structures des alternateurs de démarrage et les stratégies de contrôle.

La solution technique proposée dans le cadre de ce projet a été de développer un alternateur de démarrage adapté au fonctionnement mild hybrid, le "i-StARS" (integrated Starter Alternator Reversible System). La topologie choisie pour cette machine est une machine synchrone à rotor bobiné (MSRB) à griffes.

La concurrence entre les fournisseurs automobiles étant rude, la réduction des coûts globaux des produits est un enjeu important. L'optimisation de la topologie des machines notamment à l'aide de la modélisation par éléments finis est un atout pour réduire le coût de production, mais une optimisation sur la partie électronique de puissance et de la commande du système est aussi importante. Ainsi, parmi les possibilités de réduire le coût de fabrication, la suppression des capteurs de courant pour la commande de la MSRB est également très intéressante. Comme il sera détaillé dans le premier chapitre, le système étudié fonctionne sous basse tension (12V) et fort courant (jusqu'à 150A) et les capteurs de courant capables de mesurer de tels courants sont onéreux. Ainsi, la suppression de ces capteurs est très avantageuse pour les constructeurs automobile.

De plus, l'estimation des courants reste valable même pour les applications qui fonctionnent par capteurs et qui ne souhaitent pas effectuer une commande sans capteurs. En effet, cette estimation est toujours utile pour détecter l'existence d'un éventuel défaut dans les capteurs, et en choisissant une stratégie après le défaut, comme continuer à contrôler le moteur sans capteur, ou arrêter le moteur immédiatement après le défaut, on peut augmenter la fiabilité du système.

D'une manière générale, les travaux de cette thèse peuvent être expliqués pour toutes les applications impliquant des systèmes de commande de machines synchrones en vue de la réduction du nombre de capteurs. En particulier pour le cas étudié, il s'agit de réaliser une commande sans capteur de courant de la MSRB, autrement dit à commander la machine sans utiliser les retours des courants statoriques. Les commandes "sans capteur" classiques visent à supprimer le capteur mécanique (capteur de position de rotor) en raison de son coût et des contraintes liées à son montage sur le moteur. Ainsi, la bibliographie sur la commande sans capteur de courant est très restreinte, laissant un large choix dans les stratégies pour atteindre les buts recherchés.

En supprimant les capteurs de courant, les informations nécessaires à la commande de la machine sont incomplètes. Par conséquent, pour un contrôle optimal, les valeurs des courants statoriques doivent être estimées. L'estimation du courant peut de même augmenter la fiabilité des commandes avec capteurs, car l'une des défaillances potentielles du système de commande provient de la défaillance des capteurs de courant. En particulier lorsqu'il y a plusieurs capteurs de courant, la probabilité d'une panne augmente.

Un observateur, également connu sous le nom de capteur logiciel, permet généralement d'estimer les paramètres d'un système. Un observateur utilise le modèle mathématique du système pour estimer les paramètres requis. Ainsi, pour concevoir un estimateur de courant, il est nécessaire de connaître au préalable le modèle de la machine.

La machine synchrone étudiée a un comportement non linéaire du fait de son fonctionnement nominal en régime saturé. Le chapitre 2 se concentre sur le modèle et la structure d'une telle machine. Dans ce chapitre, le modèle général des machines synchrones est détaillé. Puis l'identification des paramètres de la machine étudiée est poursuivie. A cet égard, trois méthodes différentes à savoir, la mesure classique, l'identification des paramètres du modèle linéaire et l'identification du modèle non linéaire sont présentées. Enfin, une méthode permettant d'identifier le modèle complet de la machine est proposée.

Dans le chapitre 3, les méthodes classiques de commande de machines synchrones sont dans un premier temps abordées. Ensuite, les différentes méthodes d'estimation du courant statorique sont présentées. Par la suite, la stratégie proposée de commande sans capteur de courant basé sur le modèle obtenu est présentée. L'évaluation des performances de la commande est enfin effectuée par une étude de simulation.

L'objectif principal du chapitre 4 consiste à mettre en pratique les méthodes présentées dans les chapitres 2 et 3. Pour ce faire, dans un premier temps la méthode proposée dans le chapitre 2 est employée pour obtenir le modèle de la machine. Enfin, les résultats expérimentaux de la commande sans capteur en utilisant la méthode proposée sont discutés.

# Chapitre 1

## Électrification des véhicules

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>3</b>
<b>1.2</b>	<b>Électrification dans l'industrie automobile</b>	<b>4</b>
1.2.1	Niveau d'hybridation	5
1.2.2	Particularités des véhicules électriques et hybrides	7
<b>1.3</b>	<b>Notions fondamentales sur les entraînements électriques</b>	<b>9</b>
<b>1.4</b>	<b>Contexte de l'étude</b>	<b>12</b>

---

### 1.1 Introduction

L'industrie automobile s'est développée au fil des années et ne cesse de progresser. Ce que nous avons aujourd'hui dans l'industrie et dans son secteur concurrentiel au niveau mondial est dû aux progrès continus de la technologie dans tous les domaines. Cependant, le secteur automobile développé et le grand nombre d'automobiles en circulation dans le monde ont causé et causent encore de graves problèmes pour l'environnement. La dégradation de la qualité de l'air, le réchauffement climatique et la réduction des ressources énergétiques constituent un véritable problème. Selon [1], les voitures particulières et les camionnettes sont respectivement responsables d'environ 12% et 2.5% des émissions totales de dioxyde de carbone (CO<sub>2</sub>) de l'Union européenne, qui est le principal gaz à effet de serre (GES). Les objectifs définis par l'Union européenne pour les années 2015 et 2021 représentent des réductions des émissions de pollution atmosphérique de 18% et 40%, respectivement, par rapport à celles de l'année 2007 [1]. À cet égard, l'Union européenne a conclu un accord visant à augmenter les taxes sur les émissions de GES pour les industries des pays européens. L'approbation de cet accord a largement influencé les industries automobiles. En effet, la plupart des véhicules en circulation aujourd'hui sont encore propulsés par des moteurs à combustion interne (ICE). Par conséquent, les nouvelles normes européennes imposent des limites de plus en plus restrictives en matière d'émissions de CO<sub>2</sub> par kilomètre. Il s'agit d'un enjeu industriel important pour les constructeurs automobiles. Ces facteurs ont orienté les constructeurs automobiles vers l'augmentation de l'électrification de la motorisation des véhicules.

L'industrie automobile évolue vers des véhicules hybrides et électriques dans lesquels une chaîne de traction électrique est présente. Celle-ci se compose d'une machine électrique alimentée par un convertisseur statique d'électronique de puissance relié à une source d'énergie électrique et à des éléments de stockage. Ce processus de transformation a des influences directes sur les chaînes d'approvisionnement actuelles en pièces automobiles et sur leurs processus de conception et de production. Les constructeurs automobiles investissent d'importantes sommes d'argent dans la recherche et le développement ainsi que dans de nouvelles installations de production afin de se préparer à ces tendances futures, et nombre de ces efforts sont financés par d'importants programmes nationaux de soutien au développement [2]. Ces changements entraîneront inévitablement une modification radicale du cycle de production des voitures et du marché de l'approvisionnement en pièces détachées. Sur ce nouveau marché, le rôle des ingénieurs en électronique de puissance sera beaucoup plus important qu'auparavant.

Depuis plus de deux décennies, différentes topologies ont été étudiées pour la traction électrique et plusieurs solutions ont été commercialisées. Ces produits sont de plus en plus légers, fiables et performants tout en respectant les contraintes des constructeurs sur les coûts.

Selon les termes mentionnés ci-dessus, cette étude est fondée sur la dernière tendance dans l'industrie automobile qui est l'électrification des véhicules. L'objectif est de poursuivre le développement de nouvelles lois de contrôle des actionneurs qui amélioreront la fiabilité de la chaîne de traction électrique utilisée dans le secteur automobile. Dans ce contexte, la commande de la machine électrique et l'interface électronique de puissance seront considérées. Il s'agit de concevoir un contrôleur qui garantisse la stabilité du système en régime transitoire et en régime permanent.

Ce chapitre aborde dans un premier temps l'importance et les avantages des véhicules électriques et hybrides. Les principes fondamentaux d'un système de propulsion électrique standard seront donnés dans la deuxième partie. Enfin, le contexte et l'objectif de cette thèse seront présentés dans la dernière section de ce chapitre.

## 1.2 Électrification dans l'industrie automobile

Les véhicules équipés de moteurs à combustion interne conventionnels existent depuis plus de 100 ans. Avec l'augmentation de la population mondiale, la demande de véhicules pour le transport personnel a augmenté de façon spectaculaire au cours de la dernière décennie. L'un des problèmes associés à l'utilisation croissante des véhicules personnels est l'émission de gaz carbonique, comme mentionné précédemment. Les tensions se sont accrues dans certaines parties du monde en raison de la crise énergétique. Les agences et organisations gouvernementales ont élaboré des normes plus strictes en matière de consommation de carburant et d'émissions.

Le développement de transports efficaces, propres et sûrs a été au centre des activités de recherche et de développement liées aux transports ces dernières années. Les véhicules électriques, divers types de véhicules hybrides et les véhicules à pile à combustible (VPC) ont été proposés pour remplacer les véhicules conventionnels. [3–5].

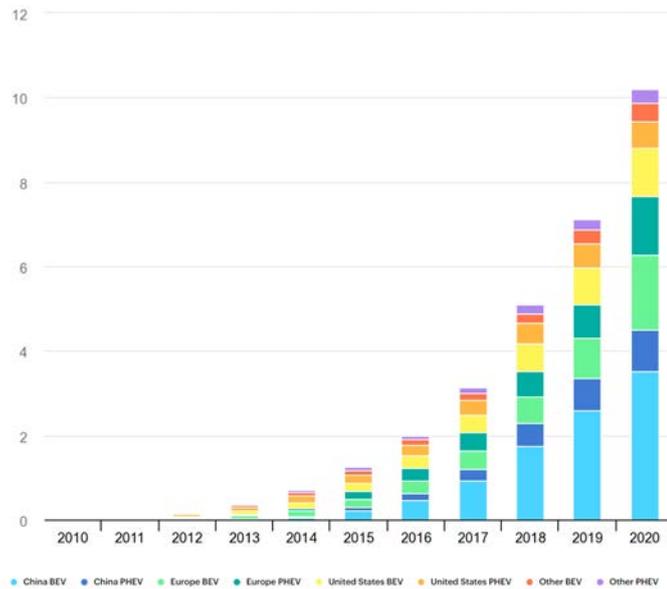


FIGURE 1.1 – Stock mondial de voitures électriques pour particuliers de 2010 à 2020.

Les ventes mondiales de voitures électriques sont en augmentation continue depuis 2010, comme le montre le graphique de la figure 1.1. Cette tendance reflète à la fois la baisse continue des prix des véhicules électriques, les avantages offerts par les gouvernements aux consommateurs de ces voitures, et la croissance des considérations environnementales des citoyens et leur volonté de réduire leurs émissions de gaz à effet de serre.

Le graphique du stock de dispositifs d'automatisation à commande numérique est également illustré à la figure 1.2. Cette figure montre le nouveau marché de l'électrotechnique.

### 1.2.1 Niveau d'hybridation

Le terme "hybride" dans un contexte automobile est utilisé lorsqu'il y a plus d'un type de propulsion. La plupart du temps, la chaîne cinématique d'un véhicule comprend soit un moteur à combustion, soit une machine électrique [6], et c'est sur l'hybridation de ces deux types de moteurs que cette étude va se concentrer. En général, les véhicules hybrides peuvent être classés dans les catégories suivantes en fonction du niveau d'hybridation et de la puissance électrique.

#### Micro hybride

Le niveau le plus bas d'hybridation est le micro-hybride ou la solution Stop-Start. Il s'agit principalement de l'intégration du démarreur et de l'alternateur dans le véhicule à moteur à combustion interne. La fonction de base du moteur électrique est pour le démarrage et l'arrêt. Valeo a commencé à développer et à commercialiser sa solution technologique Stop-Start en 2004. Ce système hybride est conçu pour arrêter complètement le moteur à combustion chaque fois que la vitesse du véhicule est nulle et le redémarrer avec le moteur électrique ou l'alternodémarrateur lorsque le conducteur appuie sur la pédale d'accélérateur. Cette solution est efficace

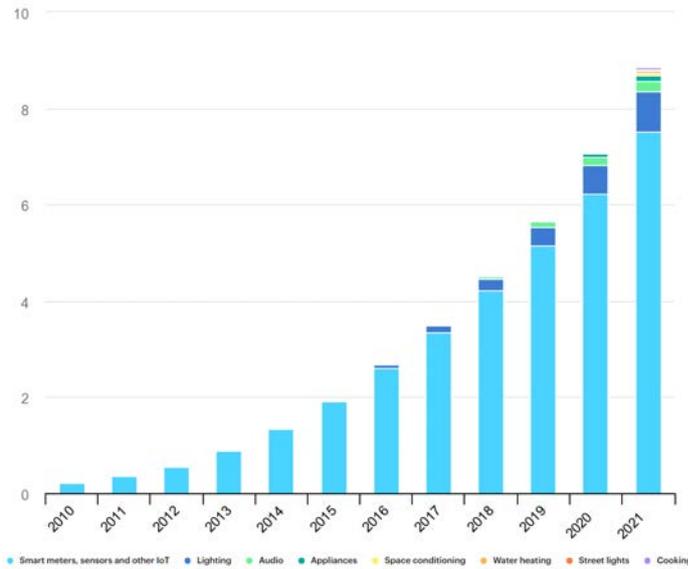


FIGURE 1.2 – Stock de dispositifs d’automatisation à commande numérique.

pour réduire les émissions de CO<sub>2</sub> pour les trajets en ville, ou tout trajet où le véhicule s’arrête souvent. Avec ce système, Valeo revendique une réduction de la consommation de carburant de 6% et jusqu’à 15% sur un trajet en circulation urbaine dense.

### Mild hybrid

Une hybridation intermédiaire existe et est généralement désignée par le terme "mild-hybrid". Ces solutions proposent d’assister la chaîne cinématique principale par une chaîne cinématique électrique pendant les phases transitoires du véhicule, telles que les accélérations du véhicule ou chaque fois qu’un pic de puissance est nécessaire. En conduite urbaine, cette solution permet généralement d’économiser 15% à 20% d’énergie, mais le coût augmente également de 15% à 20% [6].

### Full hybride

Les véhicules full hybrides (HEV : Hybrid Electric Vehicle ) sont alimentés par un moteur électrique, utilisé principalement pour la conduite à faible vitesse (par exemple en zone urbaine), et un moteur à combustion pour la conduite à grande vitesse (par exemple sur autoroute). Les batteries sont chargées par le moteur à combustion. Celui-ci est le type d’hybridation le plus connu des consommateurs. Cette solution se décline sous de nombreuses formes, mais le principe est le même : le véhicule alterne des phases où le moteur à combustion entraîne la voiture et recharge les batteries par l’intermédiaire de la machine électrique (en mode alternateur) avec des phases où le moteur à combustion est arrêté, et le véhicule est entraîné par la chaîne cinématique électrique. Le pack batterie étant chargé par le moteur à combustion, ces voitures n’ont pas besoin d’être branchées sur une station de recharge, ce qui est un atout fort pour les consommateurs dans les régions où les stations de recharge sont limitées.

### Plug-in hybride

Plus récemment, une nouvelle tendance d'hybride est apparue sur le marché, le véhicule électrique hybride rechargeable (PHEV : Plug-in Hybrid Electric Vehicle). Ils sont basés sur le concept des HEV, mais peuvent également être branchés à une source d'énergie électrique pour recharger les batteries. Cette technologie hybride donne un rôle encore plus important à la chaîne cinématique électrique. Le principe du PHEV est de faire rouler le véhicule uniquement avec le système de propulsion électrique et de charger les batteries par une source externe (station de charge). Le rôle du moteur à combustion dans les PHEV est de servir de solution de secours si les batteries sont vides pour alimenter les roues selon l'architecture. Dans les véhicules électriques à autonomie étendue (EREV : Extended Range Electric Vehicle), le principe est presque le même que celui des PHEV, mais le moteur à combustion est sous-dimensionné et ne sert qu'à charger les batteries, et il ne peut pas être utilisé pour conduire le véhicule [7].

### Véhicules électriques

Les véhicules entièrement électriques (BEV : Battery Electric Vehicle) tirent toute l'énergie nécessaire à la propulsion de leurs batteries. Les batteries sont rechargées en les branchant sur une source externe d'énergie électrique.

Un véhicule électrique utilise un ou plusieurs moteurs électriques ou moteurs de traction pour sa propulsion. Les véhicules électriques peuvent être classés en trois grands types : ceux qui sont directement alimentés par une centrale électrique externe, ceux qui sont alimentés par de l'électricité stockée provenant d'une source d'énergie externe et ceux qui sont alimentés par un générateur électrique embarqué, tel qu'un moteur (véhicule électrique hybride) ou une pile à combustible à hydrogène. La figure 1.3 montre le niveau d'hybridation d'un véhicule, du micro-hybride au entièrement électrique.

#### 1.2.2 Particularités des véhicules électriques et hybrides

Afin de mieux comprendre le système des véhicules hybrides et électriques, la structure et leurs caractéristiques sont brièvement présentées. Les concepts et les composants de la chaîne cinématique des BEV et des voitures à moteur à combustion interne sont présentés dans la figure 1.4. Les voitures à moteur à combustion interne génèrent de la puissance à l'aide d'un moteur central, le plus souvent situé dans le compartiment moteur à l'avant de la voiture, et transmettent cette puissance, via la transmission et un embrayage, à deux ou quatre roues du véhicule. Des composants périphériques complexes sont responsables de la commande du moteur, du processus de démarrage, de la gestion de l'énergie, du chauffage et du refroidissement, du stockage et de l'alimentation en carburant, ainsi que de la gestion des gaz d'échappement. Les BEV sont équipés d'un moteur central ou d'un moteur séparé par roue et d'un bloc de batteries.

Comme le montre la figure 1.4, les BEV et les moteurs à combustion interne comportent des composants communs ou similaires, par exemple, des transmissions, des unités de contrôle électronique (ECU), des unités de climatisation (AC) et des systèmes de refroidissement thermique. Par ailleurs, Erich et Witteveen [8] ont souligné la quantité nettement inférieure de pièces

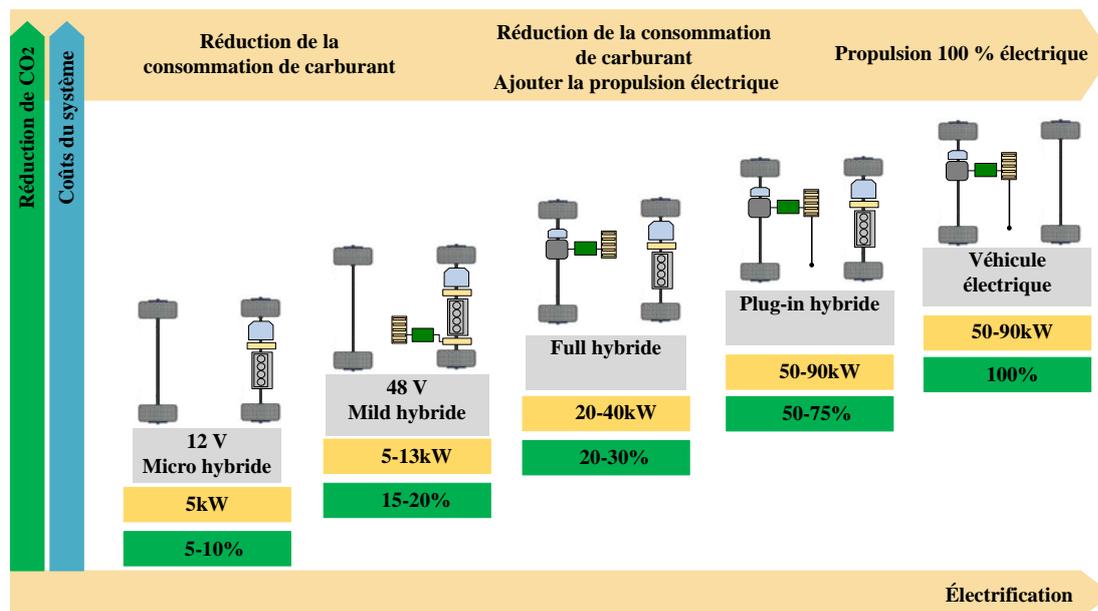


FIGURE 1.3 – Niveau d'hybridation d'un véhicule.

mobiles dans les BEV par rapport aux moteurs à combustion interne. On estime qu'une voiture à moteur à combustion interne comporte environ 1400 pièces, tandis qu'un BEV n'en comporte que 200 [8].

L'avantage le plus évident d'une voiture électrique par rapport à une voiture à moteur à combustion est l'absence d'émissions à l'échappement. Cependant, l'énergie électrique utilisée pour la propulsion du moteur doit toujours être produite quelque part pour alimenter sa consommation. Ainsi, les véhicules électriques ne font que déplacer la pollution atmosphérique d'un niveau supérieur de son flux de production vers les centrales électriques.

L'autre avantage de l'unité électrique est son couple instantané, offrant une puissance maximale dès l'arrêt, alors qu'un moteur à combustion ne peut y parvenir qu'à grande vitesse [10].

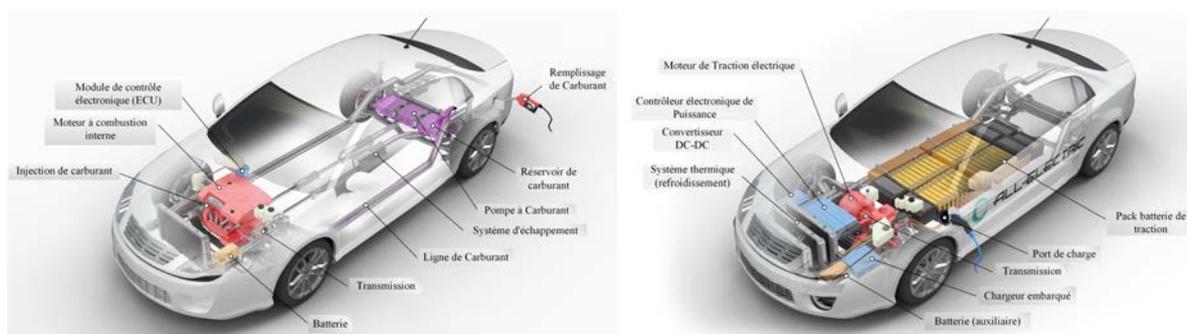


FIGURE 1.4 – Illustration simplifiée des principaux composants de la chaîne de traction des voitures à moteur à combustion interne (ICE) (à gauche) et des véhicules électriques à batterie (BEV) (à droite) [9].

L'apport de puissance est extrêmement doux et réalisable à tout moment de la conduite, ce qui constitue un élément de sécurité en cas d'éventuelle réaction rapide nécessaire dans des situations de trafic.

Cependant, le principal obstacle à l'achat d'un BEV est l'autonomie d'une seule charge de la voiture, qui est actuellement inférieure à celle d'une voiture conventionnelle avec un réservoir plein. Aujourd'hui, l'autonomie moyenne des véhicules électriques avec une seule charge est d'environ 300km [11]. Par exemple, Renault ZOE, l'un des véhicules électriques les plus vendus en Europe en 2021, peut parcourir entre 280 et 300km avec une seule charge dans des conditions météorologiques clémentes. À titre d'exemple de longue autonomie, on peut citer la Tesla Model 3 qui peut parcourir 560km sur une seule charge de batterie.

Le prix des véhicules électriques augmente avec l'autonomie visée. Pour être plus précis, le prix augmente avec la capacité de stockage d'énergie du bloc de batteries, et la distance qui peut être parcourue dépend directement de la capacité de stockage d'énergie pour un poids donné. Le coût moyen d'un bloc-batterie en 2010 était de 1000 \$/kWh et a chuté à 137 \$/kWh en 2020.

Malgré cette baisse du coût de la batterie par kWh, la diffusion du BEV est freinée par la limitation des stations de recharge dans la plupart des régions du monde. Selon [12], le nombre moyen de stations de recharge par 100km en France est de 4.1. Ce chiffre n'est pas suffisant et peut entraîner des difficultés pour les consommateurs, notamment lors des voyages. Le nombre le plus élevé appartient aux Pays-Bas avec 47.5 stations pour 100km.

Parallèlement aux BEV, les véhicules hybrides comportent également une chaîne de traction électrique, mais elle est montée en association avec un moteur à combustion interne. Ce dernier a été développé pour surmonter les inconvénients des véhicules à moteur à combustion interne et des véhicules électriques à batterie pure. Le véhicule hybride utilise le moteur à combustion interne embarqué pour convertir l'énergie de l'essence ou du diesel embarqué en énergie mécanique, qui sert à entraîner le moteur électrique embarqué, dans le cas d'un véhicule hybride série, ou à entraîner les roues en association avec un moteur électrique, dans le cas d'un véhicule hybride parallèle ou complexe.

L'avantage des véhicules hybrides par rapport aux BEV est qu'ils n'ont pas besoin de faire recharger électriquement leur batterie dans une station de recharge, à l'exception des véhicules électriques hybrides rechargeables (PHEV). En effet, la recharge de la batterie de la voiture est effectuée lorsque la chaîne cinématique électrique n'est pas en mode moteur mais en mode générateur.

### 1.3 Notions fondamentales sur les entraînements électriques

Les éléments fondamentaux d'un entraînement électrique pour tous les types de véhicules électriques ou hybrides se composent de la machine électrique, du convertisseur de puissance et du système de commande.

La machine électrique convertit l'énergie fournie par la batterie en énergie mécanique qui sera utilisée dans de nombreuses pièces automobiles telles que les moteurs de traction, les

pompes à eau à refroidissement hybride, les alternateurs, les démarreurs, les ventilateurs de refroidissement du moteur, la direction assistée électrique, les toits ouvrants et les compresseurs de climatisation. C'est le moteur avec le contrôleur qui détermine les caractéristiques du système de propulsion et les valeurs nominales des équipements de puissance dans le convertisseur.

Les principales exigences relatives au moteur de propulsion sont la robustesse, un rapport couple/inertie élevé, une densité de couple élevée, une large plage de vitesse, un faible bruit, peu d'entretien, une petite taille, une facilité de commande et un coût réduit.

Plusieurs types de technologies de machines électriques ont été étudiés pour la propulsion automobile. Les machines à induction, à aimants permanents et à réluctance commutée en sont les trois principales catégories.

Parmi tous les véhicules électriques et hybrides, un nombre limité utilisent un moteur à induction, notamment les voitures électriques de Tesla. General Motors a également conçu un moteur à induction pour la Chevy Spark. La Hyundai Sonata utilise une machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Valeo utilise une machine synchrone à rotor bobiné pour son moteur iStart. Presque tous les autres grands constructeurs automobiles utilisent une machine à aimants permanents intérieur [5, 13].

Selon le type de moteur électrique utilisé dans le véhicule, un système d'entraînement composé d'un système de commande et d'un système de convertisseur de puissance est nécessaire. Le convertisseur de puissance alimente la machine avec les vecteurs de tension triphasés souhaités, déterminés par le système de commande. Il existe un certain nombre de configurations de convertisseurs et de techniques de commande qui sont choisies en fonction de diverses contraintes et exigences du système. Certains types classiques se présentent comme des convertisseurs triphasé à deux niveaux, des convertisseurs à plusieurs niveaux, des cycloconvertisseurs et des convertisseurs matriciels. La configuration la plus couramment utilisée est le convertisseur à deux niveaux, qui est également utilisé dans ce travail.

Quant au système de commande, son rôle principal est de s'assurer de l'exécution de la commande et de la satisfaction des besoins dans certaines limites définies. Ce système héberge tous les matériels et logiciels liés aux algorithmes de contrôle, aux informations de démarrage du système, aux routines d'acquisition de données, au traitement des signaux et au code de génération des commandes. Le coeur du système de contrôle est un puissant microprocesseur qui exécute toutes les routines, acquiert les variables externes du système, synchronise les opérations logicielles et matérielles et émet des variables pour la visualisation.

Le système de contrôle reçoit la commande de l'utilisateur ou de la logique de contrôle de supervision dans un processus. Cette commande est traitée sur la base de l'algorithme programmé pour exécuter l'opération commandée. En général, la commande est exprimée en termes de position/déplacement, de vitesse ou de demande de couple.

Selon qu'il s'agit d'une commande de position, de vitesse, de courant ou de couple, un retour d'information approprié est nécessaire pour exécuter la tâche commandée. Le schéma basique d'une commande vectorielle pour un moteur synchrone est illustré dans la figure 3.1.

Les capteurs de position mécanique sont généralement utilisés dans les applications d'entraî-

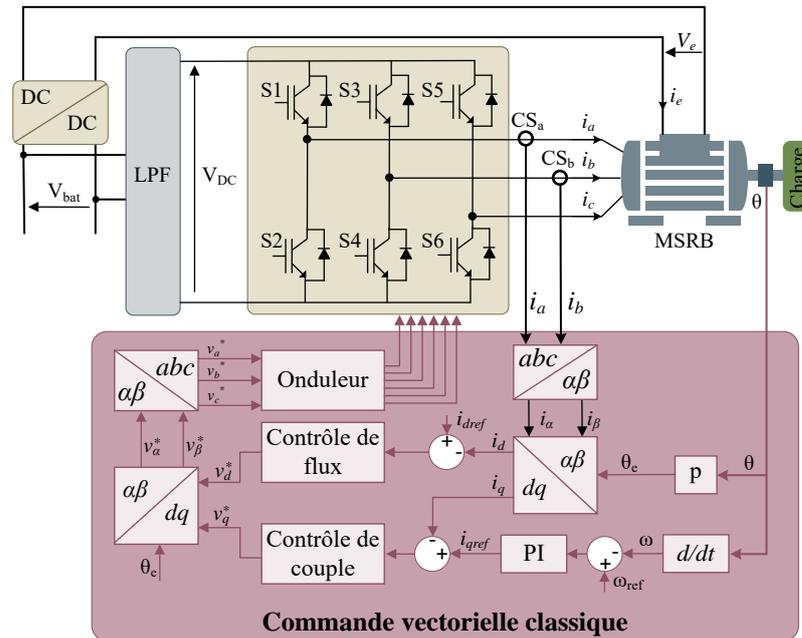


FIGURE 1.5 – Schéma basique de commande vectorielle pour les moteurs synchrones.

nement électrique pour obtenir le retour d'information nécessaire aux commandes de position et de vitesse. Dans le cas des commandes de couple, cependant, les capteurs de couple sont rarement utilisés en raison des contraintes de coût ; par conséquent, le couple de l'arbre est estimé à partir d'autres grandeurs mesurées pour la commande. Également pour contrôler le courant du moteur, deux capteurs de courant dans deux phases du stator sont généralement employés ; le courant de la troisième phase est calculé à partir des deux autres en exploitant la définition de somme nulle des systèmes à neutre isolé.

Pour un fonctionnement et un contrôle optimaux, il est important de mesurer les variables essentielles avec précision. Dans un entraînement standard alimentant une machine triphasée par un convertisseur de puissance, un capteur de position et au moins deux capteurs de courant de phase servent à mettre en oeuvre correctement les techniques de contrôle. En outre, la tension du bus continu est également nécessaire à la stratégie de contrôle pour générer des commandes appropriées à modulation de largeur d'impulsion ou à vecteurs spatiaux pour les interrupteurs du convertisseur. D'autres grandeurs telles que le couple de l'arbre et la température du bobinage du stator sont parfois mesurées pour une meilleure supervision du contrôle et pour des raisons de sécurité.

La mesure du courant se fait soit par des transformateurs de courant, soit par des capteurs de courant à effet Hall de haute précision. Les capteurs à effet Hall sont généralement préférés en raison de leur faible coût et de leur poids. La précision des capteurs de courant à effet Hall disponibles dans le commerce varie de 0.002% à 1%. De même, la précision des dispositifs de détection de tension utilisés pour la mesure de la tension du bus continu varie de 0.2% à 1.2% [6].

## 1.4 Contexte de l'étude

À l'aube du deuxième siècle automobile, il est évident que la nature de l'industrie automobile est devenue très compétitive. Dans cette situation, les entreprises automobiles doivent rester compétitives en proposant de nouvelles stratégies pour atteindre une bonne performance avec un coût minimum. Dans ce sens, la société Valeo propose des solutions hybrides avec des systèmes Stop-Start comme expliqué précédemment. Dans ce cas, Valeo a développé un système hybride léger alimenté par une batterie de 12V, appelé i-StARS. Ce système est composé d'un moteur AC, une Machine Synchrone à Rotor Bobiné, alimenté par un onduleur triphasé et connecté à la batterie. Une description détaillée de ce système, constituant la chaîne de traction électrique, est présentée dans le chapitre suivant.

Comme indiqué dans la section précédente, plusieurs capteurs sont employés dans un entraînement standard pour assurer une commande efficace du système. D'un autre côté, l'augmentation du nombre de capteurs entraîne une augmentation des coûts de fabrication et de maintenance.

Dans cette optique, il est important de faire le nécessaire pour réduire le coût de fabrication en réduisant le nombre de capteurs utilisés dans la chaîne de traction. A cet égard, Valeo a proposé une étude visant à supprimer les capteurs de courant de phase pour la commande de la machine i-StARS.

Comme il sera détaillé dans le prochain chapitre, le système fonctionne sous basse tension (12V) et fort courant (jusqu'à 150A). Les capteurs de courant capables de mesurer de tels courants sont plutôt coûteux. Ainsi, les avantages de la suppression de ces capteurs sur les coûts de fabrication sont clairs. En outre, l'estimation du courant reste précieuse même pour les applications basées sur les capteurs qui ne souhaitent pas effectuer une commande sans capteurs. En effet, cette estimation est utile pour détecter l'existence d'un éventuel défaut dans les capteurs, et le choix d'une stratégie après le défaut, comme continuer à commander le moteur sans capteurs, ou arrêter le moteur immédiatement après le défaut.

L'étude proposée a été réalisée en collaboration avec le laboratoire GREEN qui a donné lieu à la thèse de doctorat du Dr. Adrien CORNE [7]. Ce travail sera poursuivi dans le cadre de la présente thèse afin d'aboutir à une commande robuste pour les systèmes d'entraînement à courant alternatif avec une réduction maximale du nombre de capteurs.

La partie principale de la commande sans capteur consiste à reconstruire l'information qui était fournie par les capteurs éliminés. Une manière d'accéder à cette information est d'utiliser des observateurs d'état qui peuvent estimer les données des capteurs éliminés en utilisant le modèle du système et les données des capteurs existants.

Dans cette thèse, une méthode d'identification du modèle de la machine est proposée. Cette méthode est utilisée pour estimer les courants statoriques ainsi que pour une commande sans capteur.

La méthode proposée pour l'estimation des courants n'utilise pas de capteur de courant du côté du bus DC, ce qui était utilisé dans la méthode proposée par Dr. Adrien CORNE.

En outre, la méthode d'estimation des courants est utilisée pour augmenter la fiabilité du

ystème pour les applications où la suppression des capteurs de courant n'est pas une priorité. Ainsi, une nouvelle méthode est proposée pour détecter les défauts des capteurs de courant, et si nécessaire, continuer à commander le moteur sans utiliser ces capteurs.



## Chapitre 2

# Identification du modèle et des paramètres de la machine synchrone

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>16</b>
<b>2.2</b>	<b>Structure générale des machines synchrones</b>	<b>16</b>
<b>2.3</b>	<b>Modélisation générale des machines synchrones à rotor bobiné</b>	<b>17</b>
2.3.1	Évaluation des équations électriques	17
2.3.2	Évaluation des équations mécaniques	21
2.3.3	Effet de saturation	21
<b>2.4</b>	<b>Caractérisation de la machine étudiée</b>	<b>23</b>
2.4.1	Description de la machine étudiée	23
2.4.2	Banc d'essai expérimental développé pour cette étude	25
<b>2.5</b>	<b>Mesure classique des paramètres de la machine</b>	<b>26</b>
<b>2.6</b>	<b>Identification des paramètres du modèle linéaire</b>	<b>33</b>
2.6.1	Stratégie d'identification des paramètres	33
2.6.2	Observabilité de l'estimateur	35
2.6.3	Étude de sensibilité	38
2.6.4	Mise en oeuvre de l'estimation des paramètres du modèle linéaire de la machine étudiée	39
<b>2.7</b>	<b>Identification des paramètres du modèle non-linéaire</b>	<b>41</b>
2.7.1	Modélisation du système	42
2.7.1.1	Modèle partiellement connu de la machine	42
2.7.2	Système de contrôle	43
2.7.2.1	Stabilité du système de contrôle	44
2.7.3	Estimation du flux statorique	45
2.7.4	Cartographie du flux du stator	47
2.7.4.1	Application à un exemple par simulation	47
2.7.5	Impact de la valeur de résistance statorique sur l'estimation du flux	51
<b>2.8</b>	<b>Estimation de la résistance statorique</b>	<b>55</b>
2.8.1	État de l'art	55
2.8.2	Méthode proposée pour l'estimation de la résistance	57

2.8.3	Comparaison de la méthode proposée avec l'observateur du filtre de Kalman . . . . .	60
<b>2.9</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>62</b>

## 2.1 Introduction

Les machines synchrones comptent parmi les types de machines électriques les plus populaires et trouvent une place de plus en plus importante dans diverses applications telles que les transports publics, les véhicules électriques, et les appareils ménagers. La Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB) est un type de machine synchrone utilisée pour certaines applications automobiles grâce à son efficacité, à son rotor à bas prix (sans utilisation d'aimants permanents en terres rares) et à son degré de liberté plus élevé dans le système de commande par rapport à une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Ces dernières années, diverses études ont été menées sur la modélisation, l'identification des paramètres, et les méthodes de commande pour ce type de machine. Souvent, en raison de contraintes telles que le prix, les machines sont conçues de telle sorte qu'elles entrent facilement dans la zone de saturation avec une augmentation du courant. Dans ce cas, le modèle de la machine devient non linéaire, et l'obtention des paramètres de ce modèle pour tous les points de fonctionnement de la machine n'est pas facile.

Ce chapitre se concentre sur le modèle et la structure de la machine. Dans un premier temps, le modèle général des machines synchrones est décrit, et la machine étudiée est présentée. Dans second temps, on met l'accent sur l'identification des paramètres du modèle de la machine. Dans ce but, trois méthodes d'identification différentes sont présentées, telles que la mesure classique, un estimateur de paramètres de modèle linéaire et un estimateur de paramètres de modèle non linéaire.

Au terme de ce chapitre, une méthode d'identification du modèle de la machine est proposée, qui sera utilisée dans le chapitre suivant pour réaliser la commande sans capteur de courant.

## 2.2 Structure générale des machines synchrones

Une machine électrique tournante est un système électromécanique réversible, qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) et vice versa (fonctionnement générateur).

Les machines électriques sont constituées d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor et ces deux parties sont séparées par un entrefer.

En général les machines électriques se distinguent en fonction de trois critères :

- Alimentation statorique : courant continu ou alternatif
- Structure de rotor : à aimant permanent, bobiné en court-circuit, bobinage excité, etc.
- Structure de l'entrefer : pôles lisses ou saillants.

La machine sur laquelle porte cette étude est une Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB). Cette machine est dotée d'un rotor spécial, composé d'une bobine à flux axial, encastrée entre deux demi-moteurs massifs comportant des griffes. L'espace entre les griffes est relativement faible, de sorte que l'on peut considérer que la machine possède un rotor lisse. La figure 2.1 illustre une vue éclatée d'un exemple d'une machine à griffes. Cette structure étant peu coûteuse, elle est parfaitement adaptée aux grandes sources telles que les alternateurs de voiture.

La figure 2.2 montre un modèle 3D de la structure de la MSRB étudiée [14]. Dans cette figure, l'illustration de droite montre la structure du stator avec un enroulement triphasé marqué en rouge, vert et jaune ; l'illustration du milieu montre la structure du rotor avec sa bobine d'excitation en rouge ; et l'illustration de gauche montre la structure entière de la machine.

## 2.3 Modélisation générale des machines synchrones à rotor bobiné

La modélisation au sens "Local" de la machine, impliquant l'équation de diffusion du champ magnétique, ne fait pas partie de cette thèse. Cette étude a été réalisée dans le cadre du projet LowCO2Motion+, lors de la thèse Geoffrey Devornique [14]. Nous nous limitons dans cette thèse à l'étude de la machine via le modèle "vu des bornes" ; on l'appelle également "modèle du circuit".

Cette modélisation est basée sur trois types d'équations :

- Equations magnétiques : Les équations qui décrivent les flux en fonction des courants (théorème ampère).
- Equations électriques : Les équations qui décrivent la relation entre les tensions et les courants (la loi d'Ohm).
- Équations mécaniques : Les équations qui décrivent la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple (deuxième loi de Newton).

### 2.3.1 Évaluation des équations électriques

Pour la modélisation de la machine étudiée (MSRB), les hypothèses suivantes sont généralement admises. Ces hypothèses nous permettent d'avoir un modèle simplifié pour la commande ainsi que pour réaliser un observateur.

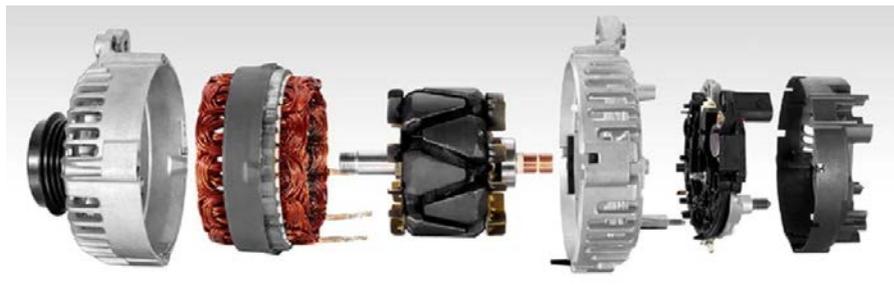


FIGURE 2.1 – Vue éclatée d'un exemple de machine à griffes

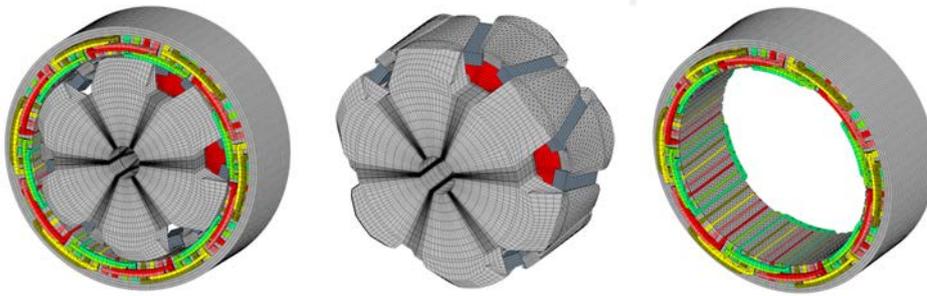


FIGURE 2.2 – Structure de la MSRB étudiée [14]

- La répartition des forces magnétomotrices (ou la répartition des courants totaux dans les encoches statoriques) est sinusoïdale.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches du stator sont ignorées.
- L'effet d'amortissement au niveau du rotor est négligé.
- Les phénomènes d'hystérésis et de courants de Foucault sont négligés.

En partant des hypothèses mentionnées, on obtient un modèle relativement simple pour les machines synchrones triphasées basés sur les équations de tension dans une référence fixe lié au stator.

Le stator d'une machine synchrone triphasée peut être représenté simplement par trois bobines ayant des inductances et des résistances internes sur trois phases  $a$ ,  $b$  et  $c$ , qui sont placées à une distance de  $\frac{2\pi}{3}$  radians les unes des autres.

Le rotor bobiné peut également être représenté par une bobine avec une inductance et une résistance interne aligné avec un axe  $d_r$  et en quadrature avec l'axe  $q_r$ . Cette représentation est résumée sur la figure 2.3.

A partir de cette représentation, le modèle électrique de la MSRB peut être décrit comme

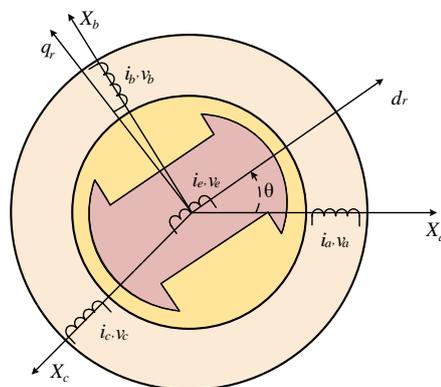


FIGURE 2.3 – Représentation simplifiée de la MSRB

suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Et :

$$v_e = R_e i_e + \frac{d}{dt} \psi_e \quad (2.2)$$

où  $R_s$  et  $R_e$  sont les résistances des phases du stator et de la bobine du rotor. Également,  $[v_a, v_b, v_c]^t$  et  $[i_a, i_b, i_c]^t$  sont les vecteurs tension et courants statoriques,  $v_e$  et  $i_e$  sont la tension et le courant de la bobine du rotor.  $[\psi_a, \psi_b, \psi_c]^t$  et  $\psi_e$  sont respectivement le vecteur de flux des phases du stator et le flux de rotor.

Malgré les hypothèses simplificatrices, les équations de la machine restent fortement non-linéaires, ce qui rend l'analyse du comportement de la machine très complexe, notamment en régime transitoire. Afin de faciliter l'analyse de la machine, la transformation de Park est utilisée pour obtenir l'expression des variables dans un repère tournant  $dq$ . De plus, pour une machine montée en étoile à neutre isolé, la somme instantanée des courants statoriques est nulle, ce qui n'est pas forcément garanti par les équations de tension. Pour imposer la condition de somme nulle des courants statoriques, on peut exprimer les variables statoriques (courant, tension et flux) dans un référentiel  $h\alpha\beta$ . Dans ce repère, le vecteur courant est dans le plan  $\alpha\beta$ , et la composante homopolaire du courant, qui est proportionnelle à la somme des courants de phase, serait nulle. Par conséquent, les composantes homopolaires de la tension et du flux total, même si elles existent, n'interviennent pas dans la conversion électromécanique de l'énergie et surtout dans l'expression du couple électromagnétique. Le comportement de la machine peut ainsi être représenté par les composantes  $\alpha\beta$  des variables statoriques. Ce transfert peut être divisé en deux étapes :

1. Transformation Triphasé à Diphasé (dans un repère fixe) (Concordia).
2. Transformation de Repère fixe à Repère tournant (Park).

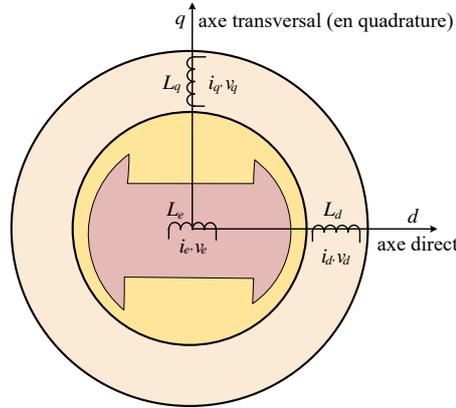
En appliquant la première transformation (Concordia).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Les composantes  $\alpha\beta$  de la tension statorique s'expriment donc par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Par conséquent, on a un système avec deux équations dont les variables sont des grandeurs alternatives. En plus, les composantes  $\alpha\beta$  du flux total dépendent des composantes  $\alpha\beta$  du courant et de la position du rotor. Pour que les composantes des différentes variables soient indépendantes de la position du rotor, elles peuvent être exprimées par leurs composantes dans un référentiel tournant  $dq$  lié au rotor. La deuxième étape consiste à appliquer la transformation de

FIGURE 2.4 – Représentation simplifiée de la MSR dans le cadre de référence  $dq$ 

Park au système d'équations (2.4). Les expressions des composantes  $dq$  de la tension du stator en appliquant la transformation de Park sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \dot{\theta} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \text{ avec } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où,  $v_d$ ,  $v_q$ ,  $i_d$ , et  $i_q$  sont les composantes de l'axe direct ( $d$ ) et de l'axe transversal ( $q$ ) de la tension et du courant.  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont les composantes des axes direct et transversal du flux. La figure 2.4 montre un exemple de la MSR dans le repère diphasé  $dq$ .

À partir des équations (2.2), (2.5), et (2.6) et en sachant  $\dot{\theta} = \omega_e$  qui représente la fréquence angulaire synchrone, le système d'équations d'état électrique suivant peut être formulé comme :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_e \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + \omega_e \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \\ v_e = R_e i_e + \frac{d\psi_e}{dt} \end{cases} \quad (2.7)$$

Dans le cas linéaire où la machine n'est pas saturée, les flux peuvent être décrits comme (2.8) :

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_{fd} \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_e = L_e i_e + \psi_{df} \end{cases} \quad (2.8)$$

où  $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances des axes direct et transversal du stator (également appelée inductance directe et en quadrature par abus de langage), et sont supposées être indépendantes de  $\theta$ .  $L_e$  est l'inductance du rotor,  $\psi_{fd}$  et  $\psi_{df}$  sont respectivement le flux créé par le courant d'excitation du rotor dans l'axe  $d$  du stator et le flux créé par le courant de l'axe  $d$  du stator dans

le rotor; ils sont définis comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{fd} = M i_e + \psi_r \\ \psi_{df} = M i_d \end{cases} \quad (2.9)$$

où  $M$  est l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator,  $\psi_r$  est le flux résiduel du rotor (s'il en possède). Ainsi, dans le cas linéaire, les équations d'état peuvent être décrites comme suit :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M \frac{di_e}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + M i_e + \psi_r) \\ v_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + M \frac{di_d}{dt} \end{cases} \quad (2.10)$$

### 2.3.2 Évaluation des équations mécaniques

L'interaction des flux générés par le stator et le rotor permet de créer un couple électromagnétique dans l'entrefer. Si ce couple est suffisamment grand, le rotor se met à tourner. Dans le cas d'une machine électrique tournante, l'équation du couple est définie comme suit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (2.11)$$

où  $J$  est le moment d'inertie du rotor,  $\omega_r$  est la vitesse angulaire mécanique du rotor qui est définie comme  $\omega_r = \frac{\omega_e}{p}$ , avec  $p$  le nombre de paires de pôles,  $T_e$  est le couple électromagnétique sur l'arbre de la machine et  $T_L$  est le couple de charge incluant le couple lié aux pertes mécaniques. Le couple électromagnétique développé par les machines synchrones à f.e.m. sinusoïdales peut être exprimé par :

$$T_e = p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.12)$$

En combinant les équations électriques avec les équations mécaniques, le modèle complet de la machine synchrone à rotor bobiné peut être obtenu.

### 2.3.3 Effet de saturation

Le modèle exposé dans la section précédente, c'est pour une machine synchrone sans avoir l'effet de saturation. La saturation magnétique d'un ensemble de bobines est caractérisée par la variation non linéaire de la relation  $\psi(i)$ . La figure 2.5 montre un exemple de l'évolution du flux en fonction du courant; où les zones linéaires, le cou de saturation et la pleine saturation sont présentés.

Selon le diagramme du flux en fonction du courant, deux types d'inductance peuvent être définis.

$$\begin{cases} \frac{\psi}{i} = L_s & : \text{Inductance statique} \\ \frac{d\psi}{di} = L_{dy} & : \text{Inductance dynamique} \end{cases} \quad (2.13)$$

L'inductance statique représente le rapport du flux au courant et l'inductance dynamique concerne le rapport des variations du flux aux variations du courant. Si la saturation est modélisée

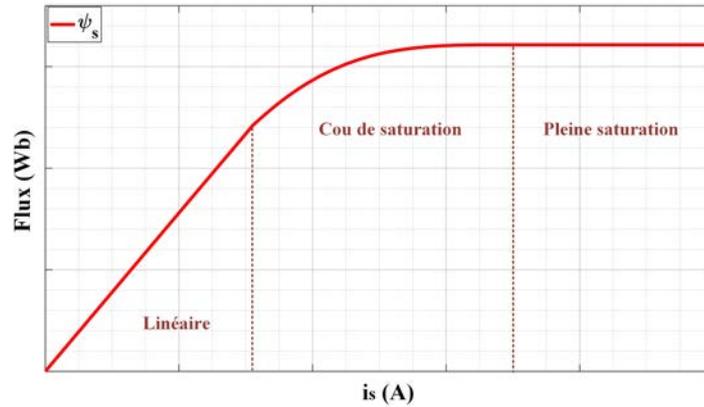


FIGURE 2.5 – Un exemple de l'évolution du flux en fonction du courant

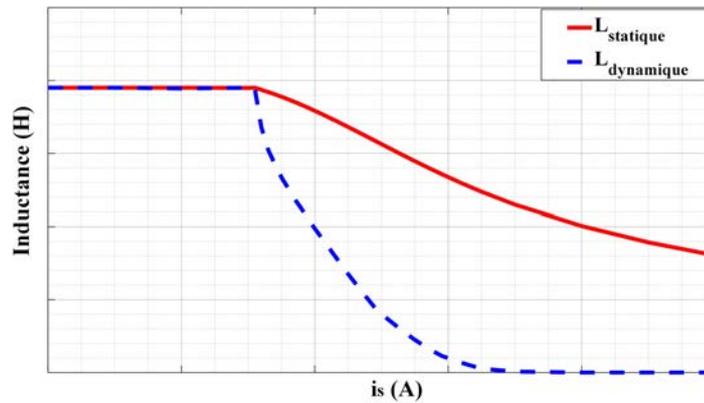


FIGURE 2.6 – Un exemple de valeurs des inductances en évolution du courant

par une inductance variable, l'inductance dynamique est différente de l'inductance statique dès que la saturation se manifeste.

Selon la définition des inductances en (2.13),  $L_s$  et  $L_{dy}$ , pour l'exemple de la figure 2.5, sont obtenues comme indiqué sur la figure 2.6. Lorsque le flux n'évolue plus avec le courant,  $L_{dy}$  devient nulle, et  $L_s$  diminue vers zéro, sans toutefois l'atteindre.

D'autre part, lors de la modélisation d'un circuit magnétique transitoire, on écrit :  $\psi = \psi(i, \theta)$ , ce qui dépend des courants et des positions :

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.14)$$

Le terme  $\frac{d\psi}{di}$ , souvent assimilé à l'inductance, correspond à l'inductance dynamique qui est confondue avec l'inductance statique en régime linéaire.

Par conséquent, dans le calcul du couple défini dans (2.12), les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  peuvent être représentés par des inductances statiques si elles sont bien identifiées.

Par ailleurs, dans un modèle linéaire, les bobines d'axe  $d$ , et  $q$  équivalent sont parfaitement découplées du fait des hypothèses du modèle. La saturation magnétique modifie les trajets du flux et crée un couplage magnétique entre les deux bobines. Ce phénomène est communément

appelé effet croisé.

Par la suite, après avoir présenté la machine étudiée, quelques méthodes sont introduites pour trouver les paramètres de la machine, certaines considérant le modèle linéaire et la dernière prenant en compte l'effet de saturation.

## 2.4 Caractérisation de la machine étudiée

Comme mentionné précédemment, l'un des facteurs les plus importants pour le contrôle avancé d'une machine est la connaissance précise des paramètres du modèle de la machine utilisée. Dans la pratique, les valeurs des paramètres de la machine ne sont pas connues avec exactitude et/ou peuvent varier en raison du vieillissement, des changements de température, de la connexion d'autres dispositifs tels que les onduleurs, des conditions de charge ou d'un défaut. Dans cette section, des mesures seront effectuées sur le banc d'essai afin de caractériser la machine. Le but de cette procédure est d'établir le système d'équations d'état qui correspond au mieux à notre configuration expérimentale. Ce système d'équations sera utile pour la simulation de la machine, son contrôle sur le banc d'essai, et pour l'observation du courant pour la commande sans capteur de courant qui sera expliqué au chapitre 3.

### 2.4.1 Description de la machine étudiée

Dans cette application, Valeo a utilisé une chaîne de traction électrique alimentée par une batterie de 12V pour l'hybridation des véhicules. Afin de protéger la batterie des gradients de tension élevés provenant de l'onduleur, un filtre d'entrée est utilisé avant l'onduleur. Le filtre d'entrée est composé d'une inductance en série et d'un condensateur en parallèle. Selon les données fournies par Valeo, la valeur de l'inductance est petite et correspond à l'inductance du câblage et la valeur du condensateur est grande pour assurer un bon filtrage. La bobine d'excitation du rotor est également alimentée par un convertisseur de courant contrôlé. La figure 2.7 illustre le schéma de ce système. Cependant, sur la machine réelle conçue par Valeo, l'onduleur est assemblé directement sur le châssis, et les deux parties sont imbriquées l'une dans l'autre comme le montre la figure 2.8.

Sur cette figure, la borne positive du courant continu est visible en haut à gauche. La borne négative est reliée au châssis de la machine.

L'unité de contrôle est également visible sur cette figure, et le dispositif en plastique noir contient l'onduleur du système. L'onduleur se compose de six MOSFET conçus pour un environnement automobile difficile. De plus, ils ont une faible résistance drain source  $R_{DS\ on}$  entre  $0.8\ m\Omega$  et  $1.3\ m\Omega$ , et le courant de drain nominal est  $I_D = 500\ A$  avec un courant de pointe maximum de  $700\ A$ .

La machine étudiée est une machine synchrone à rotor bobiné à griffes qui possède 6 paires de pôles et dans laquelle de petits aimants sont placés entre chaque dent d'une griffe; ces aimants ne contribuent pas au flux d'excitation. L'utilisation du rotor bobiné réduit les coûts de fabrication, car les aimants rares sont relativement chers par rapport au cuivre et l'utilisation du

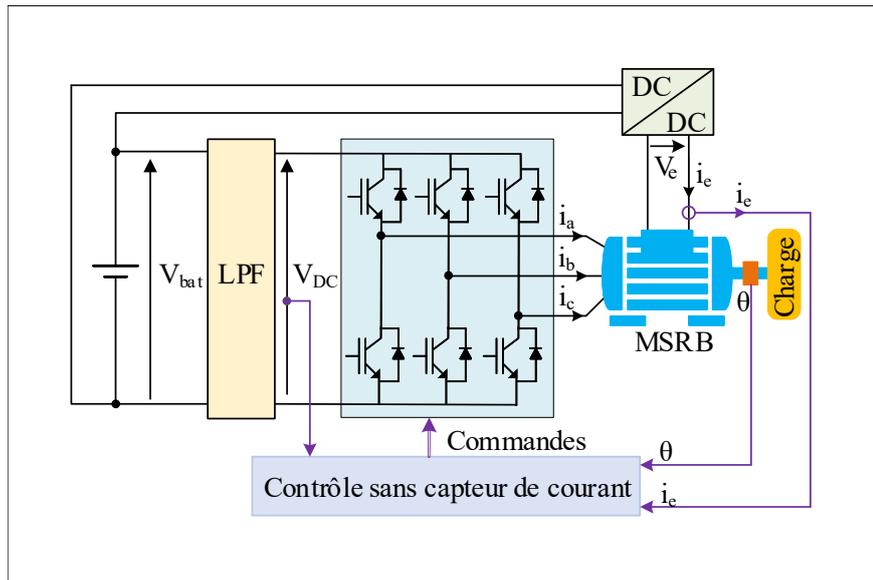


FIGURE 2.7 – Schéma du système étudié

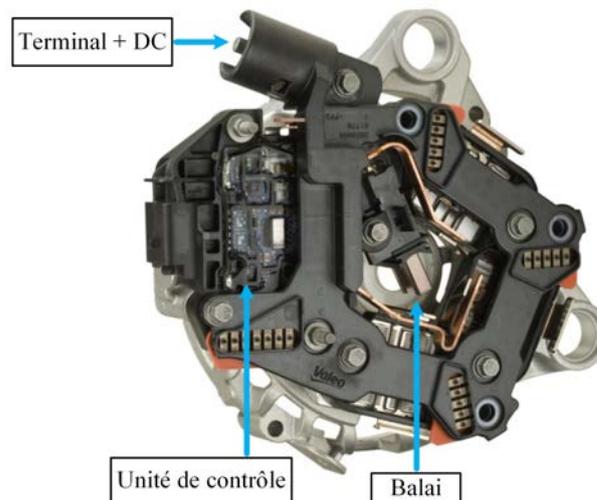


FIGURE 2.8 – Photo du châssis du MSR avec l'onduleur verrouillé

bobinage apporte cette liberté d'augmenter ou de diminuer le flux d'excitation en contrôlant le courant d'excitation.

Le courant d'excitation injecté dans le rotor bobiné est contrôlé par un convertisseur Buck directement alimenté par la batterie 12 V. La connexion entre le convertisseur Buck et le rotor bobiné se fait via un collecteur.

Le balai est représenté sur la figure 2.8, la bague collectrice du rotor est également représentée sur la figure 2.9.

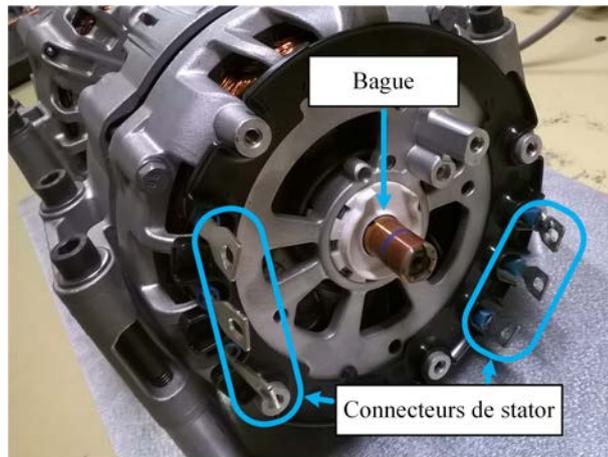


FIGURE 2.9 – La MSRBR sans l'onduleur et le balai

### 2.4.2 Banc d'essai expérimental développé pour cette étude

Le système préparé dans le laboratoire GREEN pour être utilisé dans le contrôle du courant et la commande sans capteur de la MSRBR, est légèrement différent de la chaîne de traction électrique commercialisée par Valeo. En effet, il n'y a pas de moteur à combustion prévu pour le banc d'essai. En outre, étant donné que l'unité de commande fabriquée par Valeo ne convient pas pour le prototypage rapide, une autre alternative a été utilisée pour l'unité de commande.

Dans cette étude, au lieu d'utiliser une batterie, une alimentation contrôlable est utilisée pour alimenter la MSRBR. La raison de ce remplacement peut être expliquée par le fait qu'une batterie doit être chargée fréquemment et que sa tension varie en fonction du niveau de charge. D'autre part, l'utilisation de l'alimentation électrique donne la possibilité d'appliquer la condition de saturation sur le courant de sortie qui assure une protection générale lors des essais.

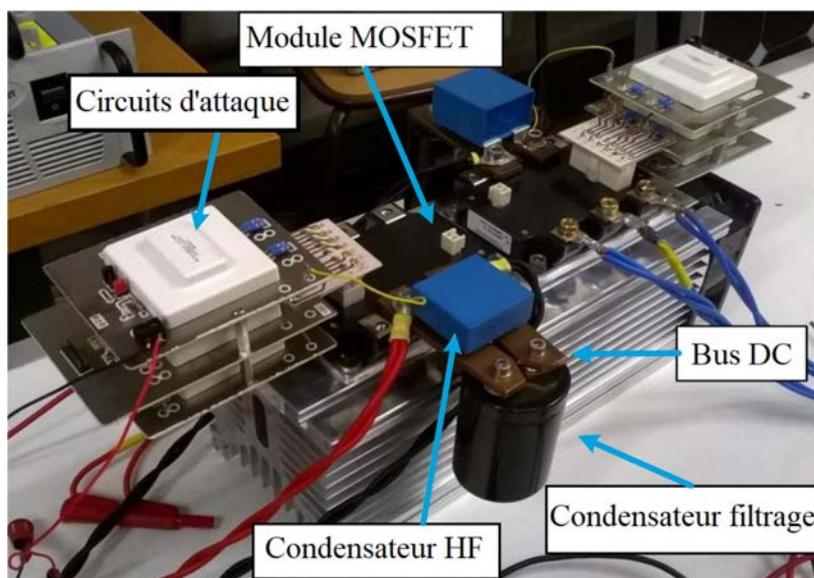


FIGURE 2.10 – Le dispositif électronique assemblé

La figure 2.10 montre l'onduleur conçu pour le prototype. Le module MOSFET FM600TU-07A de Mitsubishi Electric a été utilisé sur le banc. Il est composé de six MOSFET dans une configuration d'onduleur triphasé. Ce module a une tension drain-source maximale de  $V_{DSS} = 75 \text{ V}$  et un courant drain maximal de  $I_D = 300 \text{ A}$ . La résistance drain-source à l'état passant  $R_{DS(ON)}$  est comprise entre  $0.5 \Omega$  et  $0.75 \Omega$ . Deux des modules mentionnés ont été installés sur un radiateur. Le radiateur a été choisi de manière surdimensionnée afin que les problèmes de compacité et de thermique ne fassent pas partie de notre étude.

Six circuits d'attaque SKHI22BH4R, trois pour chaque module, ont été utilisés pour commander les MOSFET. Chaque SKHI22BH4R commande les deux MOSFET haut et bas d'un bras. Dans l'onduleur préparé, le filtre d'entrée a également été inclus. Pour cela, un condensateur électrolytique en aluminium  $6.8 \text{ mF}$  est connecté au bus DC de l'onduleur en parallèle avec un condensateur de découplage pour filtrer les bruits hautes-fréquences de l'onduleur.

Dans cette étude, il a été nécessaire de connecter une charge mécanique à la machine étudiée pour avoir la possibilité de faire les différents essais envisagés. Ainsi, une autre machine électrique a été connectée à la machine étudiée pour jouer le rôle de charge. Cette machine de charge fonctionne comme un générateur et alimente une résistance à travers un redresseur.

Le système est contrôlé par une MicroLabBox dSPACE qui génère les signaux de commande à envoyer aux circuits d'attaque. Le temps d'échantillonnage est de  $100 \mu\text{s}$  et la fréquence de commutation est de  $10 \text{ kHz}$ .

Pour évaluer la performance de la commande sans capteur proposée et également pour la sécurité du système, certains capteurs sont ajoutés au banc d'essai pour servir lors de la validation.

Deux capteurs de courant sont installés au niveau des phases  $a$  et  $b$  du stator qui permettent de mesurer les courants réels du moteur. Ces courants n'entrent pas dans la boucle de contrôle. On utilise également un capteur à effet Hall qui fournit des signaux de sortie donnant une image de la position et de la vitesse du rotor. Comme le montre la figure 2.11, il s'agit d'un aimant annulaire monté sur l'arbre du rotor de la machine. L'aimant annulaire est un morceau homogène de matériau magnétique dans lequel un nombre sélectionné de pôles ont été magnétisés. Il y a 6 paires de pôles magnétisées dans le système afin que la tension de sortie des capteurs à effet Hall donne directement la vitesse et la position électrique du rotor. Un capteur de tension est également placé sur le condensateur de filtrage qui donne une mesure de la tension continue.

Selon les considérations susmentionnées, l'ensemble du banc d'essai est réalisé comme montré sur la figure 2.12. Dans cette configuration, on peut voir les deux MSRB, un dSPACE MicroLabBox, un ordinateur, les capteurs utilisés, un oscilloscope, un filtre d'entrée, un redresseur et des alimentations.

## 2.5 Mesure classique des paramètres de la machine

Dans cette section, nous commençons par une présentation des approches classiques d'identification des paramètres d'une MSRB.

La mesure des paramètres des machines par des méthodes classiques ne fournit généralement

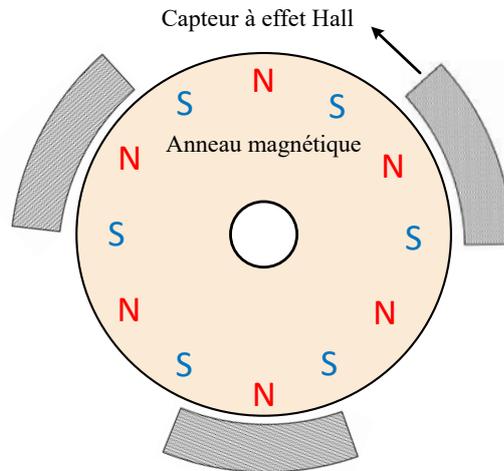


FIGURE 2.11 – Diagramme du capteur de position à effet Hall.

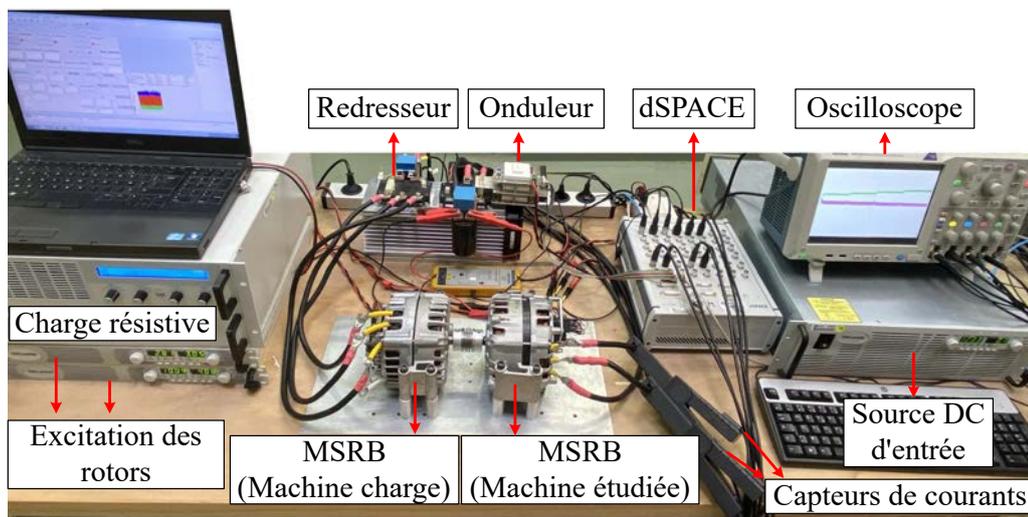


FIGURE 2.12 – Banc d'essai expérimental

pas d'informations précises, car certains phénomènes ne sont pas pris en compte. Cependant, cette identification est utile pour obtenir des paramètres approximatifs de la machine et peut nous aider à avoir une première évaluation.

### Paramètres du stator

L'un des essais commun pour identifier la résistance et l'inductance du stator consiste à appliquer un échelon de tension et à observer l'évolution du courant du stator. Comme le modèle obtenu dans la section précédente est dans le repère  $dq$ , l'identification se poursuivra dans ce repère. Pour obtenir les valeurs de la résistance et de l'inductance du stator, certains échelons des tensions sont appliqués aux axes  $d$  et  $q$  et les courants sont mesurés. Dans ces essais, le rotor est bloqué de manière que la vitesse soit maintenue à  $0 \text{ tr}/\text{min}$  et que la force électromotrice

soit donc nulle. D'autre part, le circuit d'excitation du rotor est ouvert afin d'éliminer l'impact de l'excitation du flux sur le courant statorique. Dans cette configuration, les équations (2.10) des tensions et des courants statoriques peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (2.15)$$

Dans la première expérience, on applique quatre échelons de tension  $v_d$  comme :  $[0V - 0.2V]$ ,  $[0.2V - 0.4V]$ ,  $[0.4V - 0.6V]$ ,  $[0.6V - 0.8V]$  tandis que  $v_q$  est fixée à 0, et on mesure le courant  $i_d$ .

L'évolution du courant de l'axe  $d$  en cas de changement de la tension est illustrée sur la figure 2.13. Dans cette figure, les réponses en courant de ces quatre échelons de tension sont présentées. Un exemple d'un de ces échelons est également montré avec un grossissement à la figure 2.13-(b).

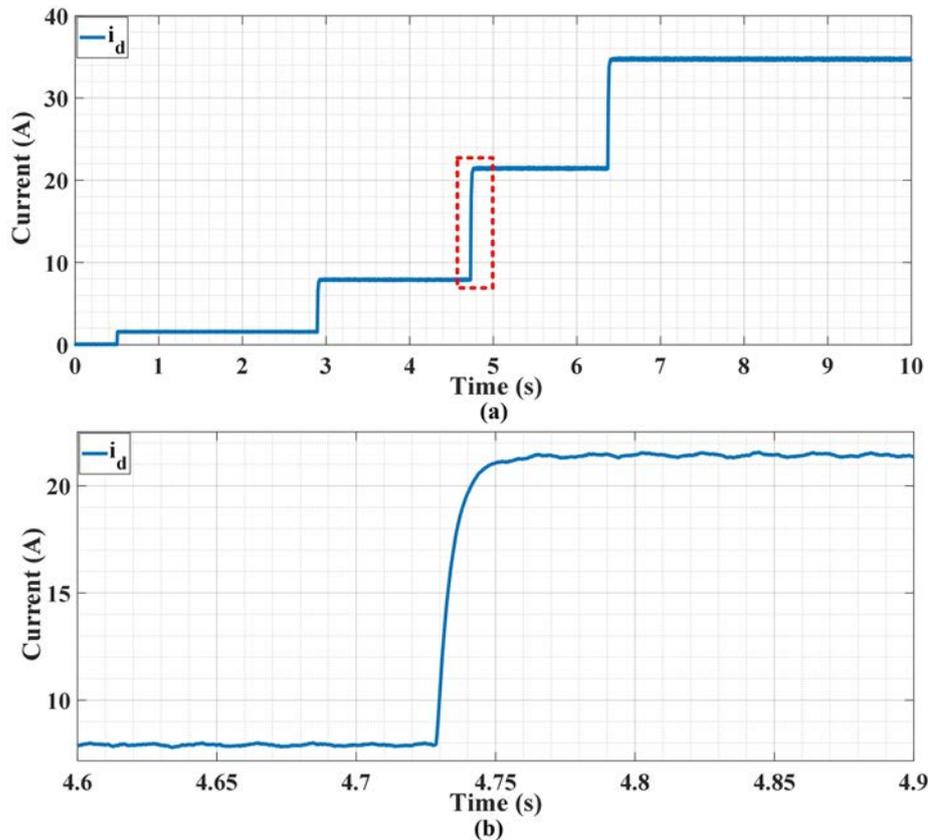


FIGURE 2.13 – Evolution du courant de l'axe  $d$  en appliquant les échelons sur  $V_d$ .

D'après la figure 2.13, l'évolution du courant se comporte comme la réponse théorique d'un système du premier ordre à un échelon de tension. De la courbe de  $i_d$ , on peut déduire les paramètres  $L_d$  et  $R_s$  de l'équation (2.15). En effet, pour une réponse d'un système du premier ordre à un échelon de tension, la résistance  $R_s$  peut être facilement trouvée en tout point de la courbe avec la loi d'Ohm ( $R_s = \frac{\Delta V}{\Delta I}$ ), et la constante de temps conduit à la valeur de l'inductance. En

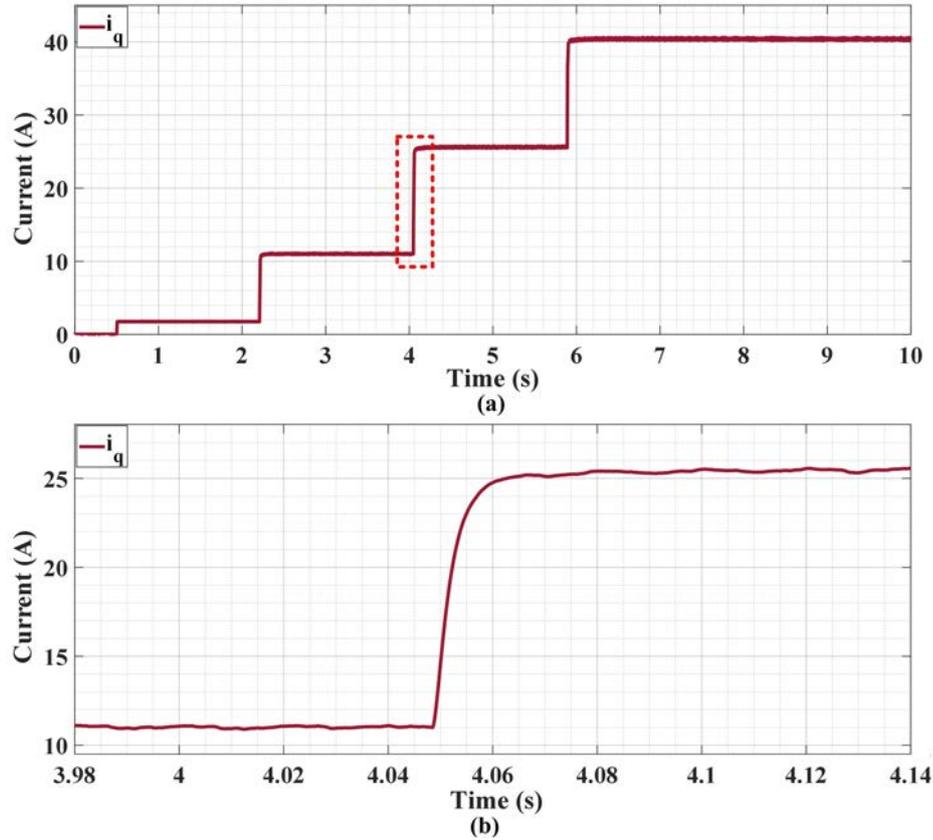


FIGURE 2.14 – Evolution du courant de l'axe  $d$  en appliquant les échelons sur  $V_q$ .

observant la forme de la tension et du courant, les valeurs moyennes de la résistance du stator et de la constante de temps sont obtenues comme :  $R_s = 0.016 \Omega$ ,  $\tau = 4.95 \text{ ms}$ , et puisque  $\tau = \frac{L_d}{R_s}$ , l'inductance de l'axe  $d$  peut être déduite égale à :  $L_d(i_d, i_q = 0, i_e = 0) = 79.2 \mu\text{H}$ .

Le même essai a été effectué avec un échelon sur la tension  $v_q$  alors que  $v_d$  est fixée à zéro. Avec la même logique que pour le courant de l'axe  $d$ , le courant de l'axe  $q$  devrait se comporter comme une réponse de premier ordre à un échelon de tension.

L'évolution du courant est présentée sur la figure 2.14. La même procédure d'identification des paramètres de l'axe  $q$  que celle des paramètres de l'axe  $d$  a été utilisée avec quatre échelons de tension sur  $v_q$  comme on a fait pour  $v_d$  plus haut. Dans des conditions normales, ces échelons sur la tension de l'axe  $q$  font démarrer le rotor. Afin d'éviter cela et de maintenir la vitesse du rotor nulle, le courant d'excitation du rotor est déconnecté et la deuxième machine qui fonctionne comme un générateur est court-circuité afin que le rotor soit verrouillé. D'après la figure 2.14, les valeurs moyennes de la résistance du stator et de la constante de temps sont obtenues comme suit :  $R_s = 0.016 \Omega$ ,  $\tau = 4.5 \text{ ms}$ , on obtient ensuite :  $L_q(i_d = 0, i_q, i_e = 0) = 72 \mu\text{H}$ .

Une autre façon d'obtenir la résistance et l'inductance du stator consiste à utiliser des mesures directes des bornes du moteur. Cette méthode n'est pas précise en raison de la grande distance du point de fonctionnement et du fait que la résistance des connexions et de l'onduleur n'est pas prise en compte.

## Paramètres du rotor

Les paramètres électriques liés à l'enroulement du rotor ont également été mesurés. Pour cela, la configuration du système est la même que celle des essais précédents (rotor bloqué) mais cette fois le circuit du stator est ouvert pour garantir que  $i_d$  et  $i_q$  sont nuls. Dans cette configuration, on peut écrire :

$$\frac{d}{dt}i_e = \frac{1}{L_e}(V_e - R_e i_e) \quad (2.16)$$

Afin d'obtenir les paramètres de l'équation, on applique un échelon de tension sur  $V_e$ , de 2 V à 5 V. Comme pour les courants du stator, l'évolution attendue du courant d'excitation devrait être similaire à la réponse d'un système du premier ordre. La figure 2.15 montre l'évolution du courant d'excitation lorsqu'un échelon est appliqué à  $V_e$ .

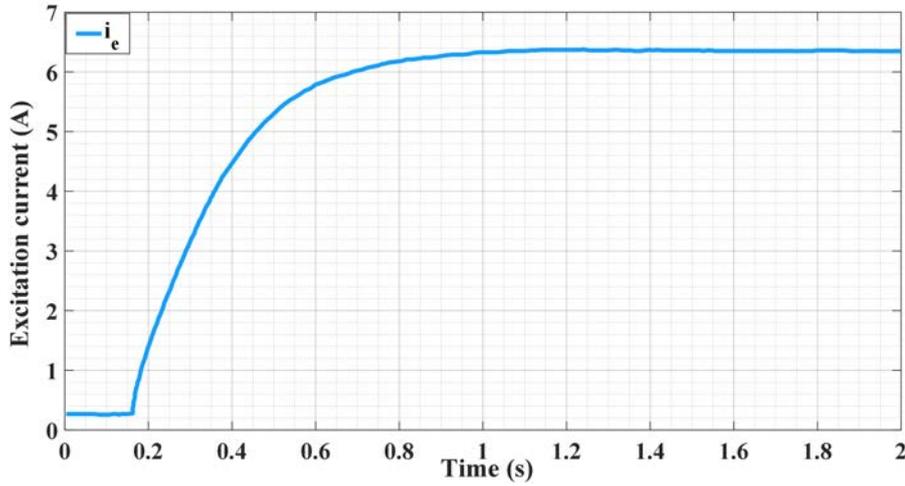


FIGURE 2.15 – Evolution du courant d'excitation du rotor en appliquant un échelon sur  $V_e$ .

En analysant la figure et en assimilant la courbe  $i_e$  à une réponse d'un système du premier ordre, on obtient les paramètres électriques suivants relatifs au rotor :  $R_e = 0.7 \Omega$ ,  $\tau = 0.20 s$  et avec  $\tau = \frac{L_e}{R_e}$  on déduit  $L_e = 0.14 H$ .

Ensuite, pour identifier l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator ( $M$ ), on fait tourner la machine en deux points de fonctionnement. Pour cela, une commande PI classique des courants du stator est mis en oeuvre. Le courant de l'axe  $d$  est contrôlé à zero ( $i_d = 0$ ), et le courant de l'axe  $q$  est égal à  $i_q = 20 A$ . À un moment donné, la référence de  $i_q$  est augmentée à 30 A. En régime permanent, et en négligeant  $\psi_0$  (sachant que sa valeur n'est pas significative par rapport à  $Mi_e$ ), l'équation (2.10) pour  $v_q$  peut être décrite comme suit [7] :

$$v_q = R_s i_q + p\omega_r(L_d i_d + M i_e) \quad (2.17)$$

Pour les deux points de fonctionnement, on a :

$$\begin{cases} v_{q1} = R_s i_{q1} + p\omega_{r1}(M i_e) \\ v_{q2} = R_s i_{q2} + p\omega_{r2}(M i_e) \end{cases} \quad (2.18)$$

TABLE 2.1 – Deux points de fonctionnement de la machine

-	Premier point	Deuxième point
$v_q$	2.5 V	6.4 V
$i_q$	20 A	30 A
$\omega_r$	24.1 $\frac{rad}{s}$	73 $\frac{rad}{s}$
$i_e$	4.5 A	4.5 A

Ainsi,  $M$  peut être calculée comme suit :

$$M = \frac{(v_{q2} - v_{q1}) - R_s(i_{q2} - i_{q1})}{p(\omega_{r2} - \omega_{r1})i_e} \quad (2.19)$$

Avec les valeurs des deux points de fonctionnement données dans le tableau 4.1, la valeur de  $M$  est égale à  $M = 2.8 \text{ mH}$ .

En utilisant les valeurs des inductances, le coefficient de dispersion peut être calculé comme suit :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_e L_d} \quad (2.20)$$

Sachant que,  $\sigma = 0$ , signifie qu'il n'y a pas de fuite et que l'ensemble du flux est retenu, et  $\sigma = 1$ , signifie qu'aucun flux n'est transféré. En calculant ce coefficient pour le moteur étudié, on a :  $\sigma = 0.29$ , ce que l'on peut attendre d'un moteur industriel.

### Paramètres mécaniques

Pour identifier les paramètres mécaniques, on admet que la dynamique des courants est beaucoup plus élevée que la dynamique mécanique de la machine, donc la variation de  $i_q$  peut être considérée comme un échelon à l'échelle de temps mécanique. Dans cette condition, en contrôlant  $i_d = 0$ , on peut considérer que l'équation sur la vitesse de la machine (2.11) est comme suit :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(p i_q M i_e - f \omega_r - T_L) \quad (2.21)$$

où  $J$  est la constante d'inertie mécanique des composants rotatifs,  $f$  le coefficient de frottement du rotor, et  $T_L$  le couple de charge appliqué aux composants rotatifs.

L'évolution de la vitesse du rotor est présentée dans la figure 2.16 [7]. Le courant d'excitation du rotor est contrôlé à  $i_e = 4.5 \text{ A}$  et il reste constant pendant l'essai. Un échelon sur la référence de courant de l'axe  $q$  est effectué de 20 A à 30 A. Comme le test est effectué à vide,  $T_L = 0$ . Le coefficient de friction du fluide peut être trouvé par l'analyse des points de fonctionnement initial et final à partir de (2.21) ( $f = \frac{\Delta(p i_q M i_e)}{\Delta \omega_r}$ ). En appliquant cette équation, on obtient  $f = 0.017 \text{ kg.m}^2.\text{s}^{-1}$ . La constante de temps de la réponse du premier ordre donne la valeur de  $\tau = \frac{J}{f} = 0.9 \text{ s}$ , ce qui conduit à l'inertie mécanique du rotor  $J = 0.0153 \text{ kg.m}^2$ .

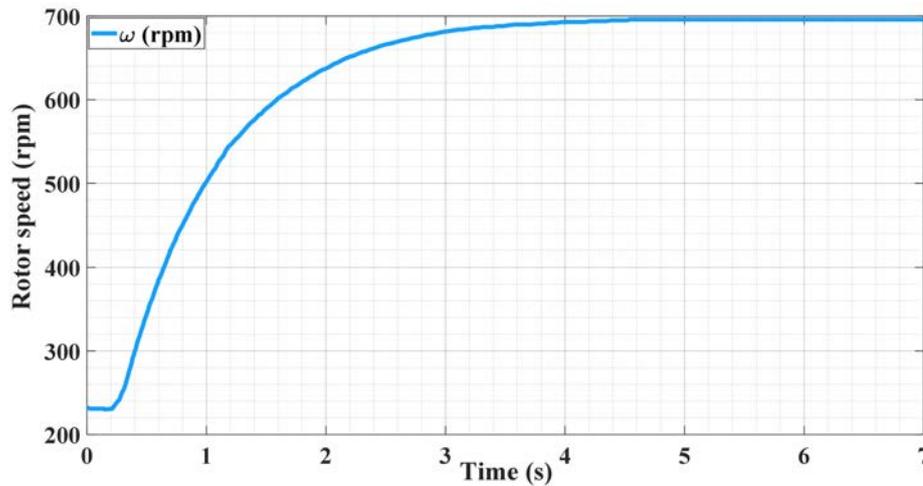


FIGURE 2.16 – Evolution de la vitesse du rotor en cas d’application d’un échelon sur la référence  $i_q$

## Discussion

Comme il a été mentionné précédemment, chaque point de fonctionnement de la machine est décrit par un ensemble différent de paramètres électriques et mécaniques. La chaleur de la machine, la saturation magnétique, l’effet croisé, etc. peuvent être à l’origine de la modification des paramètres électriques. Les paramètres mécaniques voient également leurs valeurs modifiées en fonction de la charge de la machine et de l’usure des composants mécaniques de la machine. En effet, une utilisation prolongée du moteur peut entraîner de légers défauts sur les roulements à billes, modifiant les forces de frottement dans le système [15, 16]. En outre, l’échauffement des pièces mécaniques conduit à une dilatation des composants mécaniques qui peut également induire une modification des paramètres mécaniques [17].

L’identification des paramètres effectuée dans cette section est basée sur le modèle idéal de la machine et de nombreux phénomènes ne sont pas inclus dans ce modèle. Les inductances du stator sont calculées dans des conditions complètement isolées sans tenir compte de l’effet des autres inductances. Par exemple, l’inductance  $L_d$  a été calculée lorsque les courants  $i_q$  et  $i_e$  sont nuls et que le rotor est bloqué. Bien que l’on connaisse l’existence d’autres courants et l’effet croisé, la valeur des inductances peut être modifiée.

Il existe plusieurs façons de résoudre ce problème. Une des solutions disponibles est de trouver les valeurs des paramètres au point de fonctionnement du système. De cette manière, les valeurs obtenues fournissent une meilleure description du moteur au point de fonctionnement. Cependant, le principal inconvénient de cette méthode est que lorsque l’on s’éloigne du point de fonctionnement, les valeurs des paramètres varient et ils ne fournissent plus une description correcte du système. La deuxième solution consiste à utiliser une méthode d’identification des paramètres du modèle pour tous les points de fonctionnement, une méthode qui est plus fiable mais plus difficile à mettre en oeuvre.

Par la suite, d’abord, une méthode d’identification des paramètres du modèle de la machine autour des points de fonctionnement sera présentée, puis, dans la section suivante, une méthode

plus précise pour identifier le modèle de la machine à tous les points de fonctionnement sera proposée.

## 2.6 Identification des paramètres du modèle linéaire

Plusieurs méthodes hors ligne et en ligne ont été présentées pour estimer la valeur des paramètres du modèle d'une machine synchrone [18–23]. Les méthodes hors ligne permettent de mesurer certains paramètres à certains points de fonctionnement, puis de les utiliser comme un tableau ou une fonction d'interpolation dans le système d'entraînement [18, 19]. Certaines de ces méthodes utilisent également des logiciels de simulation numérique basés sur l'analyse par éléments finis [20]. Cependant, cette méthode ne permet pas facilement d'estimer certains paramètres tels que la résistance statorique.

Quant aux méthodes en ligne, la plupart n'estiment qu'une partie des paramètres, en considérant que les autres paramètres sont connus. Cependant, la précision des paramètres estimés dépend de la précision des paramètres connus. Il a été montré dans [21] que tous les paramètres inconnus ne sont pas entièrement identifiables simultanément, et que seuls deux paramètres peuvent être estimés en régime permanent sans injection de signal supplémentaire. Dans [22], une méthode d'estimation basée sur les moindres carrés récursifs (RLS) (Recursive Least Squares) est proposée pour la MSAP afin de déterminer les trois paramètres  $R_s$ ,  $L_d$  et  $L_q$ . Dans [23], une injection de courant sinusoïdal avec l'algorithme RLS est proposée pour estimer les paramètres de la MSAP. Cependant, cette méthode a un temps de calcul élevé et on peut voir dans les résultats que les valeurs initiales des paramètres à estimer sont proches des valeurs réelles. Il n'est pas certain que si les valeurs initiales sont éloignées des valeurs réelles, l'estimateur soit toujours capable d'estimer les paramètres.

Afin d'identifier tous les paramètres du modèle de la machine, nous proposons dans cette section une méthode d'identification en ligne basée sur le modèle linéaire de la machine synchrone à rotor bobiné. Cette méthode permet de déterminer toutes les valeurs des paramètres électriques et électromagnétiques du modèle autour du point de fonctionnement. Cette méthode est également présentée dans [24].

### 2.6.1 Stratégie d'identification des paramètres

En utilisant le modèle de l'équation (2.10), et en négligeant l'influence de la saturation magnétique et en supposant que le courant d'excitation du rotor est constant, on peut présenter le modèle de système linéaire suivant :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \\ \psi_f = M i_e + \psi_r \end{cases} \quad (2.22)$$

où  $\psi_r$  est considéré comme un éventuel flux résiduel dans le rotor.

Ainsi, les équations d'état pour  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être définies de manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{M}{L_q}\omega_e i_e - \frac{\psi_r}{L_q}\omega_e + \frac{1}{L_q}v_q \end{cases} \quad (2.23)$$

Selon ce modèle, il y a cinq paramètres à identifier :  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $M$  et  $\psi_r$ . Il existe également quatre variables mesurées :  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_e$  et  $\omega_e$ . Et  $v_d$ ,  $v_q$  sont considérées comme des variables d'entrée.

En considérant  $x = x_0 + \tilde{x}$ , où  $x$  est la valeur réelle d'un paramètre,  $x_0$  sa valeur initiale estimée et  $\tilde{x}$  sa valeur d'erreur, les équations d'état peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{s_0} + \tilde{R}_s}{L_{d_0} + \tilde{L}_d}i_d + \frac{L_{q_0} + \tilde{L}_q}{L_{d_0} + \tilde{L}_d}\omega_e i_q + \frac{1}{L_{d_0} + \tilde{L}_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_{s_0} + \tilde{R}_s}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}i_q - \frac{L_{d_0} + \tilde{L}_d}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}\omega_e i_d - \frac{M_0 + \tilde{M}}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}\omega_e i_e - \frac{\tilde{\psi}_r}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}\omega_e + \frac{1}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}v_q \end{cases} \quad (2.24)$$

Dans cette équation la valeur initiale  $\psi_{r_0}$  est choisi égal à zéro.

En développant les équations mathématiques, et puis en rangeant les termes des équations on aura :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{s_0}}{L_{d_0}}i_d + \frac{L_{q_0}}{L_{d_0}}\omega_e i_q + \frac{1}{L_{d_0}}v_d + \left(-\frac{L_{d_0}\tilde{R}_s - R_{s_0}\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}i_d + \frac{L_{d_0}\tilde{L}_q - L_{q_0}\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}\omega_e i_q - \frac{\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}v_d\right) \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_{s_0}}{L_{q_0}}i_q - \frac{L_{d_0}}{L_{q_0}}\omega_e i_d - \frac{M_0}{L_{q_0}}\omega_e i_e + \frac{1}{L_{q_0}}v_q + \left(-\frac{L_{q_0}\tilde{R}_s - R_{s_0}\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}i_q - \frac{L_{q_0}\tilde{L}_d - L_{d_0}\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}\omega_e i_d \right. \\ \left. - \frac{L_{q_0}\tilde{M} - M_0\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}\omega_e i_e - \frac{\tilde{\psi}_r}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}\omega_e - \frac{\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}v_q\right) \end{cases} \quad (2.25)$$

En séparant tous les éléments contenant des termes d'erreur, (2.25) peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{s_0}}{L_{d_0}}i_d + \frac{L_{q_0}}{L_{d_0}}\omega_e i_q + \frac{1}{L_{d_0}}v_d + P_1 \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_{s_0}}{L_{q_0}}i_q - \frac{L_{d_0}}{L_{q_0}}\omega_e i_d - \frac{M_0}{L_{q_0}}\omega_e i_e + \frac{1}{L_{q_0}}v_q + P_2 \end{cases} \quad (2.26)$$

où deux nouveaux paramètres  $P_1$  et  $P_2$  sont formulés comme les montres (2.27).

Il est évident que  $P_1$  et  $P_2$  sont nuls s'il n'y a pas d'erreur sur les valeurs des paramètres. (C'est-à-dire si  $\tilde{R}_s$ ,  $\tilde{L}_d$ ,  $\tilde{L}_q$ ,  $\tilde{M}$ ,  $\tilde{\varphi}_r = 0$  alors  $P_1$ ,  $P_2 = 0$ ).

$$\begin{cases} P_1 = -\frac{L_{d_0}\tilde{R}_s - R_{s_0}\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}i_d + \frac{L_{d_0}\tilde{L}_q - L_{q_0}\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}\omega_e i_q - \frac{\tilde{L}_d}{L_{d_0}^2 + L_{d_0}\tilde{L}_d}v_d \\ P_2 = -\frac{L_{q_0}\tilde{R}_s - R_{s_0}\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}i_q - \frac{L_{q_0}\tilde{L}_d - L_{d_0}\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}\omega_e i_d - \frac{L_{q_0}\tilde{M} - M_0\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}\omega_e i_e - \frac{\tilde{\psi}_r}{L_{q_0} + \tilde{L}_q}\omega_e \\ - \frac{\tilde{L}_q}{L_{q_0}^2 + L_{q_0}\tilde{L}_q}v_q \end{cases} \quad (2.27)$$

En présentant ces deux nouveaux paramètres, les équations d'état sont les mêmes que celles d'avant avec deux paramètres supplémentaires. On montrera plus tard que si ces deux paramètres sont estimés, l'erreur de la valeur de tous les autres paramètres peut également être estimée.

### 2.6.2 Observabilité de l'estimateur

L'équation (2.26) représente les équations d'état d'une MSRB avec les paramètres connus  $R_{s0}$ ,  $L_{d0}$ ,  $L_{q0}$  et  $M_0$ , qui sont choisis comme valeurs initiales, et deux nouveaux paramètres inconnus  $P_1$  et  $P_2$ . Comme expliqué précédemment, le but est d'utiliser ces deux paramètres pour obtenir la valeur d'erreur des autres paramètres.

Avant d'aller plus loin, il faut démontrer l'observabilité du système. Par définition, un système est considéré observable si les mesures de ses entrées et sorties pendant un temps fini permettent de déterminer l'état inconnu.

Selon (2.26), les variables d'état (contenant les variables à estimer) sont :  $x = [i_d \ i_q \ P_1 \ P_2]^T$ , et les variables mesurées sont :  $y = [i_d \ i_q]^T$ .

Afin de vérifier l'observabilité locale du système, il est nécessaire de vérifier le rang de la matrice d'observabilité  $O$  dénommée comme suit [25] :

$$O = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Afin de vérifier l'observabilité du système, la matrice jacobienne de  $O$  doit être calculée. La définition d'une matrice jacobienne est décrite par la relation suivante :

$$J_0 = \frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \quad (2.29)$$

Pour le système étudié et les variables de mesure,  $J_0$  peut s'écrire comme suit :

$$J_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_d} & \frac{\partial f_1}{\partial i_q} & \frac{\partial f_1}{\partial P_1} & \frac{\partial f_1}{\partial P_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_d} & \frac{\partial f_2}{\partial i_q} & \frac{\partial f_2}{\partial P_1} & \frac{\partial f_2}{\partial P_2} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_d} & \frac{\partial f_3}{\partial i_q} & \frac{\partial f_3}{\partial P_1} & \frac{\partial f_3}{\partial P_2} \\ \frac{\partial f_4}{\partial i_d} & \frac{\partial f_4}{\partial i_q} & \frac{\partial f_4}{\partial P_1} & \frac{\partial f_4}{\partial P_2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

où :

$$\begin{cases} f_1 = i_d \\ f_2 = i_q \\ f_3 = \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_{s0}}{L_{d0}} i_d + \frac{L_{q0}}{L_{d0}} \omega_e i_q + \frac{1}{L_{d0}} v_d + P_1 \\ f_4 = \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_{s0}}{L_{q0}} i_q - \frac{L_{d0}}{L_{q0}} \omega_e i_d - \frac{M_0}{L_{q0}} \omega_e i_e + \frac{1}{L_{q0}} v_q + P_2 \end{cases} \quad (2.31)$$

En calculant les éléments de  $J_0$ , on obtient :

$$J_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{s0}}{L_{d0}} & \frac{L_{q0}}{L_{d0}}\omega_e & 1 & 0 \\ -\frac{L_{d0}}{L_{q0}}\omega_e & -\frac{R_{s0}}{L_{q0}} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

La condition suffisante pour que le système soit localement observable est que cette matrice soit de rang complet. Cette condition est satisfaite si le déterminant de la matrice n'est pas égal à zéro ; celui-ci vaut :

$$D = -\frac{L_{d0}}{L_{q0}}\omega_e \quad (2.33)$$

Il est donc non nul si la vitesse diffère de zéro. Dans ce cas le système est localement observable, ce qui signifie qu'il est possible d'estimer  $P_1$  et  $P_2$ .

Maintenant que l'on a constaté que les paramètres  $P_1$  et  $P_2$  peuvent être estimés, on développe l'équation (2.27) comme suit :

$$\begin{cases} -L_{d0}I_d\tilde{R}_s + L_{d0}\omega_e I_q\tilde{L}_q + (R_{s0}I_d - L_{q0}\omega_e I_q - V_d - P_1L_{d0})\tilde{L}_d = P_1L_{d0}^2 \\ -L_{q0}I_q\tilde{R}_s - L_{q0}\omega_e I_d\tilde{L}_d - L_{q0}\omega_e I_e\tilde{M} - L_{q0}\omega_e\tilde{\psi}_r + \\ \quad + (R_{s0}I_q + L_{d0}\omega_e I_d + M_0\omega_e I_e - V_q - P_2L_{q0})\tilde{L}_q = P_2L_{q0}^2 \end{cases} \quad (2.34)$$

Le système (2.34) peut être considéré comme deux équations contenant un certain nombre de termes connus et inconnus. Les paramètres inconnus sont  $\tilde{R}_s$ ,  $\tilde{L}_d$ ,  $\tilde{L}_q$ ,  $\tilde{M}$ , et  $\tilde{\psi}_r$ . Tous les autres termes sont connus (soit les paramètres initiaux, soit les paramètres mesurés). Il est impossible d'obtenir cinq paramètres inconnus à travers deux équations dans (2.34). Mais l'une des solutions pour obtenir ces variables, consiste à faire tourner le moteur en plusieurs points de fonctionnement afin d'avoir autant d'équations que d'inconnues voire plus. Dans ce cas, il faut au moins trois points de fonctionnement, ce qui donne six équations. Les points doivent être suffisamment différents pour éviter les équations linéairement dépendantes.

La figure 2.17 montre le schéma de la méthode proposée. Dans cette méthode, trois références différentes de  $i_{dref}$ ,  $i_{qref}$  et  $i_{eref}$  sont données au contrôleur. Ensuite, l'observateur estime  $P_1$  et  $P_2$  avec les courants et la position mesurés. Une fois que l'on dispose des données relatives en trois points de fonctionnement, les valeurs des paramètres sont calculées dans le bloc "Équations" selon (2.34).

Pour évaluer cette méthode, une simulation est réalisée dans Matlab-Simulink pour une MSRB avec les paramètres du moteur indiqués dans le Tableau 2.2. Dans cette simulation, trois références différentes sont données au contrôleur toutes les 4 secondes. Le contrôleur PI donne les signaux appropriés à l'onduleur qui alimente la machine.

Afin de retrouver ces paramètres avec la méthode proposée, des simulations sont effectuées avec les valeurs initiales présentées dans le Tableau 2.3. Ces valeurs sont choisies loin des valeurs réelles des paramètres afin de montrer la performance de la méthode proposée malgré la grande erreur dans les valeurs des paramètres. De même, pour trois points de fonctionnement, trois références comme dans le Tableau 2.4 sont données au contrôleur.

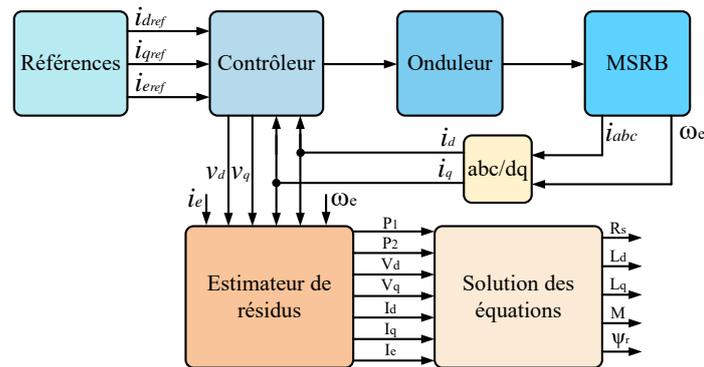


FIGURE 2.17 – Schéma de la méthode proposée pour identifier les paramètres linéaires

TABLE 2.2 – Paramètres de la machine dans la simulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance du stator	$R_s$	$20 \text{ m}\Omega$
Inductance de l'axe $d$	$L_d$	$80 \text{ }\mu\text{H}$
Inductance de l'axe $q$	$L_q$	$80 \text{ }\mu\text{H}$
Inductance mutuelle entre le rotor et le stator	$M$	$3 \text{ mH}$
Flux résiduel	$\psi_r$	$1 \text{ mWb}$

Le résultat de la simulation illustré à la figure 2.18 montre les valeurs  $P_1$  et  $P_2$  qui sont estimées en trois points de fonctionnement différents.

Après le troisième point d'équilibre, les équations sont résolues par le bloc d'équations. L'algorithme retrouve bien les valeurs des paramètres de la machine indiquées dans le Tableau 2.2 bien que le jeu initial de paramètres soit très différent des paramètres réels de la machine.

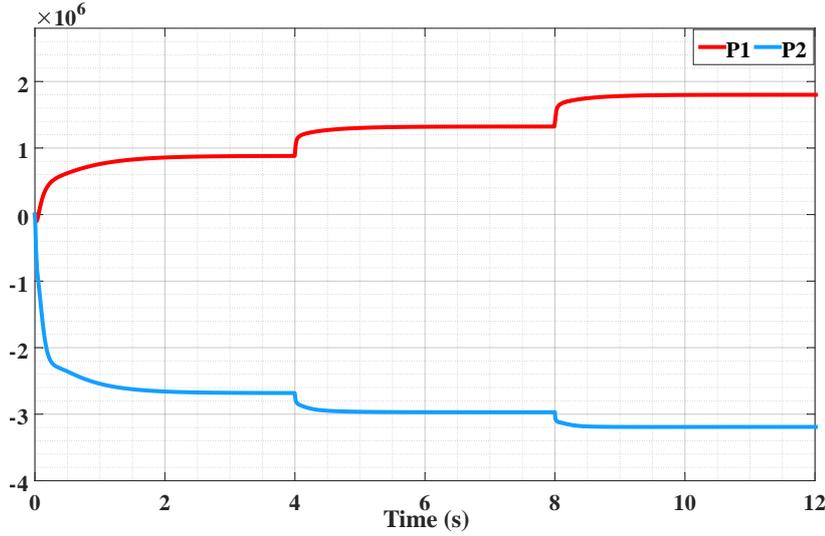
L'exploitation des trois points de fonctionnement du Tableau 2.4 donne lieu à six équations algébriques indépendantes. Différentes méthodes peuvent être adoptées pour sélectionner les cinq équations les plus pertinentes. L'étude de la sensibilité des équations aux changements de paramètres peut permettre de mieux sélectionner ces cinq équations.

TABLE 2.3 – Paramètres initiaux choisis pour l'estimation

Paramètres initiaux	Symbole	Valeur
Résistance du stator	$R_{s0}$	$1 \text{ }\mu\Omega$
Inductance de l'axe $d$	$L_{d0}$	$1 \text{ }\mu\text{H}$
Inductance de l'axe $q$	$L_{q0}$	$1 \text{ }\mu\text{H}$
Inductance mutuelle entre le rotor et le stator	$M_0$	$1 \text{ }\mu\text{H}$
flux résiduel	$\psi_{r0}$	$0 \text{ Wb}$

TABLE 2.4 – Points de fonctionnement pour la méthode d'identification

Point de fonctionnement	$i_d$	$i_q$	$i_e$
Point 1	0 A	50 A	2.7 A
Point 2	-5 A	60 A	2.6 A
Point 3	-10 A	70 A	2.5 A

FIGURE 2.18 – Estimation de  $P_1$  et  $P_2$  en trois points de fonctionnement différents dans la simulation

### 2.6.3 Étude de sensibilité

Considérons maintenant les conditions dans lesquelles la résistance du stator varie au cours des trois essais. Si on considère  $R_s$  réel comme  $R_s = R_{s0} + \tilde{R}_s + R_{st}$  où  $R_{st}$  peut changer pendant les trois tests, on peut évaluer le système d'équations de (2.34) comme suit :

$$\begin{cases} -L_{d0} I_d \tilde{R}_s - L_{d0} I_d R_{st} + L_{d0} \omega_e I_q \tilde{L}_q + (R_{s0} I_d - L_{q0} \omega_e I_q - V_d - P_1 L_{d0}) \tilde{L}_d = P_1 L_{d0}^2 \\ -L_{q0} I_q \tilde{R}_s - L_{q0} I_q R_{st} - L_{q0} \omega_e I_d \tilde{L}_d - L_{q0} \omega_e I_e \tilde{M} - L_{q0} \omega_e \tilde{\psi}_r + \\ \quad + (R_{s0} I_q + L_{d0} \omega_e I_d + M_0 \omega_e I_e - V_q - P_2 L_{q0}) \tilde{L}_q = P_2 L_{q0}^2 \end{cases} \quad (2.35)$$

Ensuite, en le triant, on a :

$$\begin{cases} -L_{d0} I_d \tilde{R}_s + L_{d0} \omega_e I_q \tilde{L}_q + (R_{s0} I_d - L_{q0} \omega_e I_q - V_d - P_1 L_{d0}) \tilde{L}_d = P_1 L_{d0}^2 + L_{d0} I_d R_{st} \\ -L_{q0} I_q \tilde{R}_s - L_{q0} \omega_e I_d \tilde{L}_d - L_{q0} \omega_e I_e \tilde{M} - L_{q0} \omega_e \tilde{\psi}_r + \\ \quad + (R_{s0} I_q + L_{d0} \omega_e I_d + M_0 \omega_e I_e - V_q - P_2 L_{q0}) \tilde{L}_q = P_2 L_{q0}^2 + L_{q0} I_q R_{st} \end{cases} \quad (2.36)$$

Pour étudier la sensibilité des paramètres aux variations de la résistance, on écrit les relations suivantes pour la première et la deuxième équation de (2.36).

Première équation :

$$\begin{cases} \frac{\partial \tilde{R}_s}{\partial R_{st}} = -1 \\ \frac{\partial \tilde{L}_{d1}}{\partial R_{st}} = \frac{L_{d0} I_d}{(R_{s0} I_d - L_{q0} \omega_e I_q - V_d - P_1 L_{d0})} \\ \frac{\partial \tilde{L}_{q1}}{\partial R_{st}} = \frac{L_{d0} I_d}{L_{d0} \omega_e I_q} = \frac{I_d}{\omega_e I_q} \end{cases} \quad (2.37)$$

Deuxième équation :

$$\begin{cases} \frac{\partial \tilde{L}_{d2}}{\partial R_{st}} = \frac{-L_{q0} I_q}{L_{q0} \omega_e I_d} = \frac{-I_q}{\omega_e I_d} \\ \frac{\partial \tilde{L}_{q2}}{\partial R_{st}} = \frac{L_{q0} I_q}{(R_{s0} I_q + L_{d0} \omega_e I_d + M_0 \omega_e I_e - V_q - P_2 L_{q0})} \\ \frac{\partial \tilde{M}_2}{\partial R_{st}} = \frac{-L_{q0} I_q}{L_{q0} \omega_e I_e} = \frac{-I_q}{\omega_e I_e} \end{cases} \quad (2.38)$$

Pour un cas concret d'un point de fonctionnement (par exemple, le deuxième point d'équilibre dans le tableau 2.4), les valeurs sont les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\partial \tilde{L}_{d1}}{\partial R_{st}} = 9.166 * 10^4 \\ \frac{\partial \tilde{L}_{q1}}{\partial R_{st}} = -4.049 * 10^{-4} \\ \frac{\partial \tilde{L}_{d2}}{\partial R_{st}} = 5.830 * 10^{-2} \\ \frac{\partial \tilde{L}_{q2}}{\partial R_{st}} = 4.443 * 10^4 \\ \frac{\partial \tilde{M}_2}{\partial R_{st}} = -1.121 * 10^{-1} \end{cases} \quad (2.39)$$

Ces valeurs montrent que la sensibilité des paramètres aux variations de  $R_s$  peut être très élevée dans certains cas :

- $L_d$  dans la première équation
- $L_q$  dans la deuxième équation

Ceci peut être expliqué par l'expression des dérivées partielles correspondantes qui contient des expressions complexes aux dénominateurs.

Par conséquent, pour minimiser les erreurs dues aux changements de la résistance du stator au cours des trois essais, il est préférable de :

1. Trouver le paramètre  $\tilde{L}_q$  à partir de la première équation de (2.34), (car il a la plus faible sensibilité au changement de résistance).
2. Trouver  $\tilde{L}_d$  à partir de la deuxième équation.

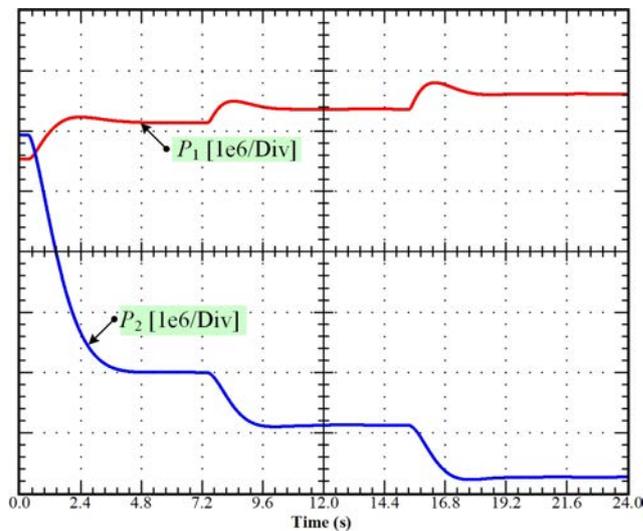
#### 2.6.4 Mise en oeuvre de l'estimation des paramètres du modèle linéaire de la machine étudiée

Après avoir étudié la méthode d'estimation des paramètres du modèle linéaire en simulation, on s'intéresse à la mise en oeuvre de la méthode sur le banc d'essai. Ainsi, les références de commande mentionnées dans le Tableau 2.5 sont données en tant que points de fonctionnement de la machine. Les valeurs initiales des paramètres pour la méthode d'identification sont les mêmes que celles de la simulation, comme indiquées dans le Tableau 2.3.

TABLE 2.5 – Les points de fonctionnement pour la méthode d'identification dans les essais expérimentaux

Point de fonctionnement	$i_d$	$i_q$	$i_e$
Point 1	0 A	30 A	2 A
Point 2	-5 A	35 A	2.5 A
Point 3	-10 A	40 A	3 A

La figure 2.19 montre les valeurs des paramètres auxiliaires  $P_1$  et  $P_2$  qui sont estimées au cours de cet essai.

FIGURE 2.19 – Estimation de  $P_1$  et  $P_2$  à 3 points de fonctionnement différents dans l'essai expérimental

Après le troisième point d'équilibre et grâce à  $P_1$  et  $P_2$ , les équations sont résolues et les valeurs des paramètres sont estimées. Les valeurs des inductances du stator,  $L_d$  et  $L_q$ , sont estimées égales à  $68 \mu H$ . L'inductance mutuelle entre le rotor et le stator,  $M$ , est estimée égal à  $2.5 mH$ . Le flux résiduel dans le rotor est estimé à  $1.1 mWb$ , et la résistance du stator  $R_s$  est obtenue  $0.02 \Omega$ .

En comparant les résultats obtenus dans cette section avec les résultats du calcul des paramètres dans la section précédente, on observe qu'il y a une différence allant jusqu'à 20% entre les valeurs estimées par les deux méthodes. La raison de cette différence peut être due à différents niveaux de courant dans la machine et donc à différents niveaux de saturation, ainsi qu'à l'effet croisé par l'addition des courants du point de fonctionnement, ou bien un manque de précision dans les essais expérimentaux pour la première ou la deuxième méthode. Cependant, bien que ces deux méthodes nous aient donné une idée de la valeur des paramètres de la machine, aucune d'entre elles n'est suffisamment précise pour obtenir un modèle complet. Ainsi, la section suivante présente une méthode permettant d'identifier le modèle de la machine de manière plus complète.

## 2.7 Identification des paramètres du modèle non-linéaire

Dans la section précédente, deux méthodes ont été présentées pour l'identification des paramètres de la machine en considérant le modèle linéaire. Ces méthodes sont relativement simples à mettre en oeuvre, mais leur principal inconvénient consiste à négliger la modification des valeurs des paramètres à différents points de fonctionnement et à ne pas considérer des phénomènes tels que la saturation et l'effet croisé.

Cette section propose une méthode d'identification du modèle de la MSRB qui permet d'obtenir une meilleure connaissance de la machine. Cette identification améliore la performance de la commande sans capteur dans tous les points de fonctionnement. Dans cette méthode, au lieu d'utiliser le modèle linéaire de la machine, on utilise un modèle non linéaire. Ce modèle considère la relation entre les courants et le flux magnétique correspondant dans les enroulements du stator sans introduire la notion linéaire d'inductance, qui permet de mieux étudier le comportement de la machine.

Il existe deux manières principales pour réaliser l'estimation du modèle magnétique : les méthodes expérimentales et les méthodes analytiques. Les méthodes analytiques sont généralement basées sur une analyse par éléments finis [26, 27], des calculs analytiques [28, 29], et des simulations numériques basées sur des circuits magnétiques équivalents [20]. Ces méthodes nécessitent des informations détaillées concernant la conception de la machine, qui ne sont pas toujours disponibles [30].

En raison de la saturation magnétique et d'autres phénomènes non-linéaires, les tests routines pour la mesure des paramètres transitoires ne peuvent pas être bien exécutés. Plusieurs méthodes expérimentales ont été proposées dans la bibliographie [31–36]. Certaines méthodes sont appliquées pour les machines synchrones à aimant (MSAP) et les machines synchrones à réluctance variable (SRM) [31, 32] pour déterminer le modèle magnétique des machines et étudier leur comportement. Cependant, ces méthodes doivent être appliquées dans certaines conditions (par exemple en bloquant le rotor), qui ne sont pas toujours possibles.

Diverses méthodes d'estimation du flux basées sur le modèle de tension ont également été proposées. Dans ces méthodes, le flux statorique peut être calculé en faisant l'intégration de la force électromotrice du stator. En pratique, l'intégration de cette force par un intégrateur pur peut présenter des problèmes de dérive et de saturation, en raison de l'erreur de décalage ou du bruit dans la mesure du courant. Pour améliorer les performances de ce type d'estimateur sur une large gamme de vitesses, l'intégrateur peut être remplacé par un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure très basse [33, 34]. Cependant, le filtre passe-bas réduit les performances de l'entraînement, car aux fréquences inférieures ou proches de la fréquence de coupure, une erreur d'estimation se produit [35, 36].

Dans cette section, une méthode permettant de trouver le modèle magnétique de la machine est proposée. Cette méthode ne nécessite pas de données d'éléments finis ni de valeurs d'inductance et ne requiert pas l'exécution d'un algorithme lourd et sophistiqué. Cette étude est également publiée dans [24, 37].

Pour identifier le modèle magnétique, on utilise un modèle non-linéaire qui permet d'obtenir le modèle plus précisément. Dans ce modèle, au lieu des inductances, on utilise la relation entre

le flux du stator et les courants de la machine. Pour trouver cette relation, il faut d'abord estimer le flux, puis le déterminer en fonction du courant d'excitation du rotor ( $i_e$ ), et des courants statoriques dans le repère  $dq$ .

Cette approche permet de cartographier les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  de la machine en fonction des trois courants ( $i_d, i_q, i_e$ ) en tenant compte de la saturation magnétique permettant également un contrôle plus efficace de la machine pour tous les points de fonctionnement.

### 2.7.1 Modélisation du système

La modélisation des machines en régime non linéaire est plus commode en occultant la notion d'inductance apparaissant issue de l'équation de base (loi d'ohm).

$$v = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2.40)$$

Cette équation se décline pour une MSRB dans le repère  $dq$  comme suit [38] :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_e \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + \omega_e \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} \quad (2.41)$$

où  $\psi_d, \psi_q$  sont les flux statoriques dans les axes  $d$  et  $q$ ; et  $\omega_e$  est la fréquence angulaire synchrone. Dans le cas de saturation magnétique et d'effet croisé entre les axes, les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont exprimés comme des fonctions non-linéaires des courants d'excitation du stator et du rotor, comme (2.42).

$$\begin{cases} \psi_d = g_1(i_d, i_q, i_e) \\ \psi_q = g_2(i_d, i_q, i_e) \end{cases} \quad (2.42)$$

Dans ce modèle, les flux statoriques sont considérés comme des fonctions non linéaires des courants. Les fonctions  $g_1$  et  $g_2$  représentent les caractéristiques fondamentales de ce modèle, qu'il est nécessaire d'identifier. Dans les sections suivantes, en appliquant une méthode proposée pour l'estimation du flux, les fonctions  $g_1$  et  $g_2$  seront déterminées.

#### 2.7.1.1 Modèle partiellement connu de la machine

Dans cette partie, une méthode en ligne est proposée pour estimer le flux statorique. Pour cela, un modèle de commande est d'abord introduit, puis à partir de ce modèle, une méthode d'estimation du flux statorique sera développée.

Pour développer le modèle de commande, on considère d'abord le modèle présenté dans (2.41), où les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont les inconnus. En supposant que la résistance du stator ( $R_s$ ) est connue et constante, l'équation (2.41) peut être divisée en deux parties : la partie connue et la partie inconnue. La partie connue comprend les paramètres dont les valeurs sont reconnues ou des grandeurs qui peuvent être mesurées. La partie inconnue regroupe les paramètres dont les valeurs ne sont pas disponibles. Par conséquent, chaque partie de l'équation qui contient  $\psi_d$  et  $\psi_q$  constituera la partie inconnue.

Dans cette étude, pour les parties inconnues du modèle, deux nouvelles variables auxiliaires  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$  sont proposées [37, 39]. Ainsi, dans (2.41) la partie inconnue est définie comme suit :

$$\begin{cases} \hat{F}_1 = -\omega_e \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \\ \hat{F}_2 = \omega_e \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} \quad (2.43)$$

En utilisant (2.43), le système d'équation (2.41) peut être réécrit comme (2.44). Ce modèle peut être nommé modèle partiellement connu.

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \hat{F}_1 \\ v_q = R_s i_q + \hat{F}_2 \end{cases} \quad (2.44)$$

Ce système d'équations peut également s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{R_s} (v_d - \hat{F}_1) \\ i_q = \frac{1}{R_s} (v_q - \hat{F}_2) \end{cases} \quad (2.45)$$

Dans ce modèle, le vecteur d'entrée (ou variables de contrôle) est défini comme  $u = [v_d, v_q]^T$  et le vecteur de sortie (ou variables mesurées) est défini comme  $y = [i_d, i_q]^T$ . on peut également réécrire (2.45) en utilisant la définition entrée-sortie comme (2.46).

$$y = b.u - \hat{F}_m \quad (2.46)$$

où  $b = \frac{1}{R_s}$  et  $\hat{F}_m = \frac{1}{R_s} \hat{F} = b [\hat{F}_1, \hat{F}_2]^T$ .

Sur la base de ce modèle, une stratégie de contrôle est proposée non seulement pour la commande de la machine mais aussi pour estimer les flux du stator. La méthode de contrôle proposée sera détaillée dans la section suivante.

## 2.7.2 Système de contrôle

Le système de contrôle proposé est représenté par (2.47); il est illustré dans la figure 2.20. Le signal de commande  $u$  se compose de trois signaux comme indiqué ci-dessous :

$$u = u_{feedback}(\epsilon_y) + \hat{F} + u_{ref} \quad (2.47)$$

où  $\epsilon_y$  est l'erreur du signal de sortie comme ( $\epsilon_y = y_{ref} - y_{mes}$ ).

Le modèle de commande se compose de trois parties. La première partie est un régulateur à rétroaction, qui peut être un régulateur PI ou PID qui génère un signal de commande en utilisant la rétroaction du courant. La deuxième partie consiste à générer  $\hat{F}$  pour estimer le flux. Enfin, la troisième partie est ajoutée au système sous la forme de (2.48) pour compléter le système de contrôle.

$$u_{ref} = \frac{1}{b} \cdot y_{ref} \quad (2.48)$$

Le bloc  $z^{-1}$  dans la figure 2.20 représente un délai de temps en considérant la boucle de rétroaction.

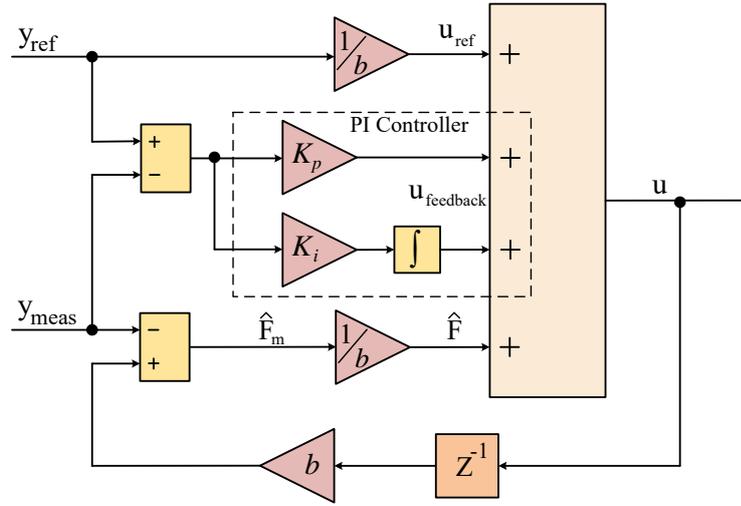


FIGURE 2.20 – Schéma bloc de la méthode de contrôle proposée pour un modèle partiellement connu

### 2.7.2.1 Stabilité du système de contrôle

Maintenant, après avoir présenté la méthode de contrôle, il est nécessaire d'étudier la stabilité du système décrit dans (2.47).

En développant (2.47) on obtient (2.49).

$$u = \left( K_p (y_{ref} - y_{mes}) + K_i \int (y_{ref} - y_{mes}) \right) + \hat{F} + \left( \frac{1}{b} y_{ref} \right) \quad (2.49)$$

D'après la figure 2.20 et l'équation (2.46),  $\hat{F}$  peut être exprimé comme suit :

$$\hat{F} = \frac{1}{b} (b.u(t - \tau) - y_{mes}) \quad (2.50)$$

où  $u(t - \tau)$  est l'entrée avec un délai de  $\tau$ .

En développant (2.49) et (2.50), on obtient l'équation suivante :

$$u = \frac{1}{b} (\epsilon_y) + \left( K_p (\epsilon_y) + K_i \int (\epsilon_y) \right) + u(t - \tau) \quad (2.51)$$

En appliquant la transformée de Laplace à (2.51) on aura :

$$U = \left( K_{pn} + \frac{K_i}{s} \right) \epsilon_y + U e^{-\tau s} \quad (2.52)$$

où  $K_{pn}$  est défini comme  $K_{pn} = (K_p + \frac{1}{b})$ .

En développant (2.52), on peut trouver la fonction de transfert suivante :

$$\frac{U}{\epsilon_y} = \frac{\left( K_{pn} + \frac{K_i}{s} \right)}{1 - e^{-\tau s}} = \frac{(K_{pn}s + K_i)}{s(1 - e^{-\tau s})} \quad (2.53)$$

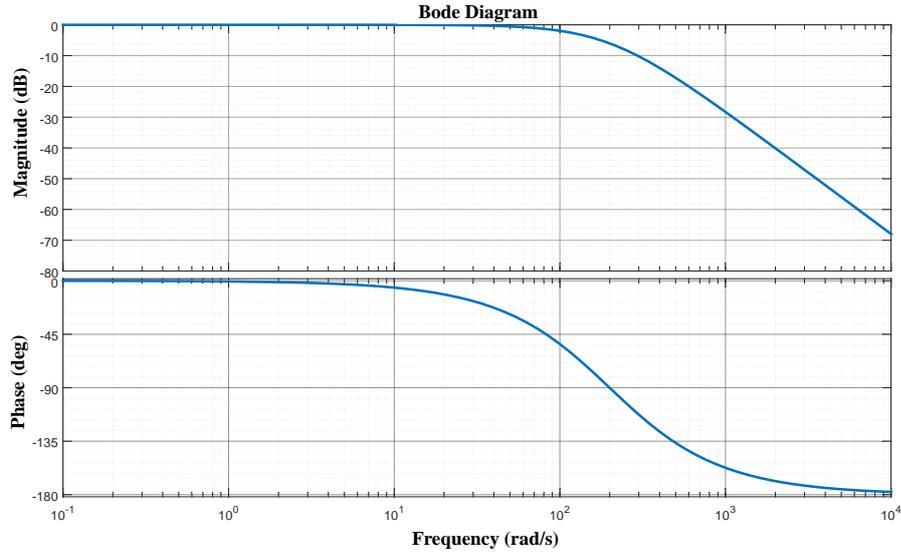


FIGURE 2.21 – Diagramme de Bode du système en boucle fermée

Puisque le temps de retard ( $\tau$ ) est très faible, l'approximation de  $e^{-\tau s} \cong 1 - \tau s$  peut être considérée. Ainsi, (2.53) peut être exprimé comme suit :

$$\frac{U}{\epsilon_y} = \frac{(K_p s + K_i)}{\tau s^2} \quad (2.54)$$

Cette fonction de transfert est similaire à la fonction de transfert du contrôleur PI présentée dans (2.55); mais avec un intégrateur supplémentaire et les nouvelles valeurs de  $K_p$  et  $K_i$  comme (2.56).

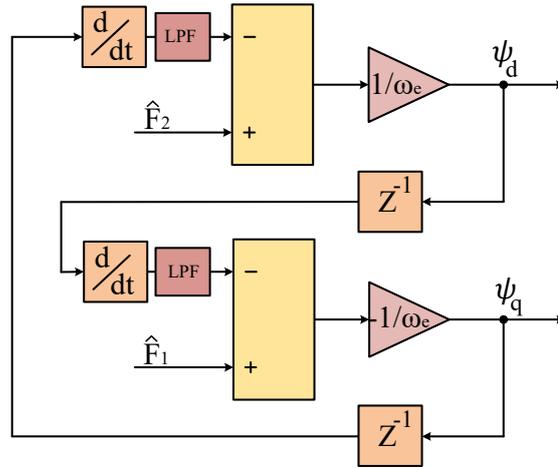
$$\frac{U}{\epsilon_y} = \frac{(K_p s + K_i)}{s} \quad (2.55)$$

$$\begin{cases} K_{pnew} = \frac{K_{pn}}{\tau} \\ K_{inew} = \frac{K_i}{\tau} \end{cases} \quad (2.56)$$

Le système de contrôle peut rester stable comme un contrôleur PI, en choisissant des valeurs appropriées de  $K_p$  et  $K_i$  dans le système de contrôle proposé. La figure 2.21 présente le diagramme de Bode du système en boucle fermée (système de contrôle + modèle de machine) pour les valeurs échantillons de  $K_p$  et  $K_i$ .

### 2.7.3 Estimation du flux statorique

Dans la section précédente, le système de commande a été présenté. Ce système, tel qu'il est illustré dans (2.47) et la figure 2.20, se compose de trois parties :  $u_{ref}$ ,  $u_{feedback}$  et  $\hat{F}$ . Ainsi, les variables auxiliaires  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$  qui représentent la partie inconnue du système, peuvent être récupérées. La relation entre les variables  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$  et les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  est donnée dans (2.43), ainsi les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  peuvent être calculés à travers ces deux variables comme illustré dans la figure 2.22. Un filtre passe-bas peut être ajouté au bloc de dérivée pour réduire l'effet des bruits.

FIGURE 2.22 – Estimation du flux à partir de  $F_1$  et  $F_2$ 

Un système de dérivée temporelle avec un filtre passe-bas dans la transformée de Laplace et le domaine temporel est illustrée dans (2.57).

$$Y = \frac{s}{1 + \frac{s}{\omega_c}} U \Leftrightarrow sY + \omega_c Y = \omega_c sU \Rightarrow \dot{y} + \omega_c y = \omega_c \dot{u} \quad (2.57)$$

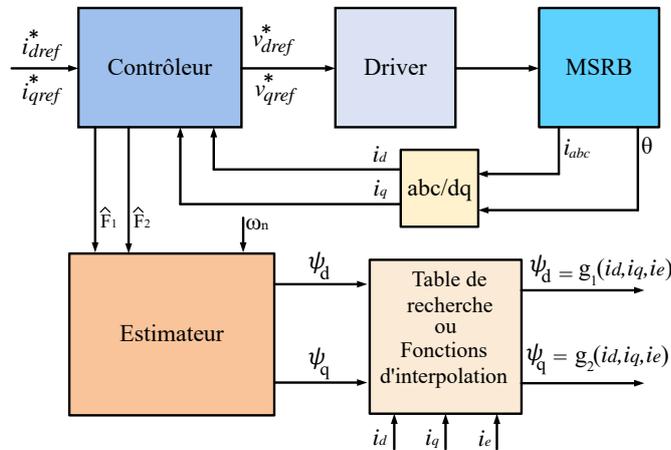


FIGURE 2.23 – Méthode proposée pour l'identification du modèle magnétique

où  $U$  et  $Y$  sont respectivement l'entrée et la sortie du filtre, et  $\omega_c$  est la fréquence de coupure du filtre passe-bas en radians par seconde. Il faut maintenant transférer le système d'équation de (2.57) en temps discret. En appliquant la méthode d'Euler à ce système, on peut l'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \frac{y_k - y_{k-1}}{T_s} = \omega_c \left[ \frac{u_k - u_{k-1}}{T_s} - y_k \right] \\ \Leftrightarrow y_k = \frac{\omega_c (u_k - u_{k-1}) + y_{k-1}}{(1 + \omega_c T_s)} \end{cases} \quad (2.58)$$

où,  $T_s$  est le temps d'échantillonnage dans les calculs.

En utilisant la méthode présentée dans la figure 2.22, les paramètres  $\psi_d$  et  $\psi_q$  peuvent être obtenus. La figure 2.23 montre un schéma de la méthode proposée pour l'estimation des flux statoriques. Dans cette méthode, les signaux de commande sont d'abord envoyés à la commande

pour alimenter le moteur. Les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont ensuite estimés grâce à la vitesse mesurée et aux variables auxiliaires  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$ .

### 2.7.4 Cartographie du flux du stator

Jusqu'à présent, la méthode de contrôle proposée et l'estimation des flux statoriques ont été expliquées. Maintenant, on se concentre sur la relation entre les flux et les courants, afin de trouver les fonctions  $g_1$  et  $g_2$  dans (2.42).

Tout d'abord, supposons que chaque flux est composé de fonctions distinctes des courants ( $i_d$ ,  $i_q$ , et  $i_e$ ) et d'une valeur constante qui représente le flux résiduel, comme suit :

$$\begin{cases} \psi_d = f_{a_1}(i_d) + f_{b_1}(i_q) + f_{c_1}(i_e) + d_1 \\ \psi_q = f_{a_2}(i_d) + f_{b_2}(i_q) + f_{c_2}(i_e) + d_2 \end{cases} \quad (2.59)$$

En supposant que les effets sont indépendants en participant à la loi de superposition, décrite ainsi (2.59). On peut considérer que chaque flux est constitué de trois fonctions et d'une constante distincte. Dans ce cas, pour trouver chaque fonction, on peut faire varier la variable de la fonction désirée et garder les autres variables constantes. Par exemple, pour trouver les fonctions  $f_{a_1}$  et  $f_{a_2}$ , les courants  $i_q$  et  $i_e$  sont maintenus constants et seul le courant  $i_d$  est variable comme il est montré dans (2.60) :

$$\begin{cases} \psi_d(t) = f_{a_1}(i_d(t)) + f_{b_1}(I_{q0}) + f_{c_1}(I_{e0}) + d_1 \\ \psi_q(t) = f_{a_2}(i_d(t)) + f_{b_2}(I_{q0}) + f_{c_2}(I_{e0}) + d_2 \end{cases} \quad (2.60)$$

Donc, en faisant varier  $i_d$ , on peut obtenir  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction de  $i_d$ . Dans ces conditions  $f'_{a_1}$  et  $f'_{a_2}$  servent d'inductances dynamiques qui peuvent être différentes des inductances statiques  $L_d$  et  $L_q$  lorsque la machine est saturée.

$$\begin{cases} \Delta\psi_d = f'_{a_1}(\Delta i_d) \\ \Delta\psi_q = f'_{a_2}(\Delta i_d) \end{cases} \quad (2.61)$$

Cette méthode doit également être appliquée pour les autres courants afin de caractériser entièrement  $g_1$  et  $g_2$ .

Toutefois, l'hypothèse de la séparation de l'effet des courants sur les flux peut ne pas être tout à fait valable en cas de saturation complète de la machine. Ainsi, lors d'essais pratiques, la cartographie tridimensionnelle peut être employée pour observer l'effet des trois courants sur les flux.

#### 2.7.4.1 Application à un exemple par simulation

Pour illustrer cette méthode, nous pouvons utiliser les cartes de flux  $\psi_d(i_d, i_q, i_e)$ ,  $\psi_q(i_d, i_q, i_e)$  d'une machine issues d'un calcul de champ par la méthode des éléments finis. Cependant, la représentation graphique des fonctions en trois variables n'est pas assez facile à comprendre sur les courbes, même en 3D.

Nous allons présenter la démarche sur un exemple simplifié représenté par un modèle dont les paramètres localisés ( $L_d$ ,  $L_q$ ,  $M_{dq}$ ,  $M_{ed}$ ,  $M_{eq}$ ) varient avec l'état de saturation. Cela sera plus facile à visualiser. Nous présentons au chapitre 4 la cartographie réelle d'une machine qui est issue de mesures expérimentales.

Prenons le cas d'une machine dont les flux sont représentés par (2.62).

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + M_{qd} i_q + M_{ed}(i_e) \\ \psi_q = L_q i_q + M_{dq} i_d + M_{eq}(i_e) \end{cases} \quad (2.62)$$

Dans cet exemple, on se place dans le cas où  $L_q$  est constant et  $L_d$  varie légèrement avec  $i_e$ . Il existe un effet croisé entre les axes  $d$  et  $q$  (présenté par l'inductance  $M_{dq}$ ), et les inductances mutuelles entre le rotor et le stator sont présentées par  $M_{ed}$ , et  $M_{eq}$ . Dans cet exemple,  $M_{ed}$  est fortement variable en fonction du courant d'excitation.

Les valeurs utilisées dans ce modèle sont les suivantes : ( $L_d = 80\mu H$  (qui peut diminuer par l'évolution du courant d'excitation),  $M_{dq} = -10\mu H$ ,  $L_q = 80\mu H$ ), l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator,  $M_{eq}(i_e)$  est considérée comme nulle, et ( $M_{ed}(i_e)$ ) est introduit par une fonction non linéaire, qui sera également observée plus loin sur la figure 2.30. L'objectif est d'évaluer les performances de la méthode proposée pour obtenir les valeurs des paramètres du modèle.

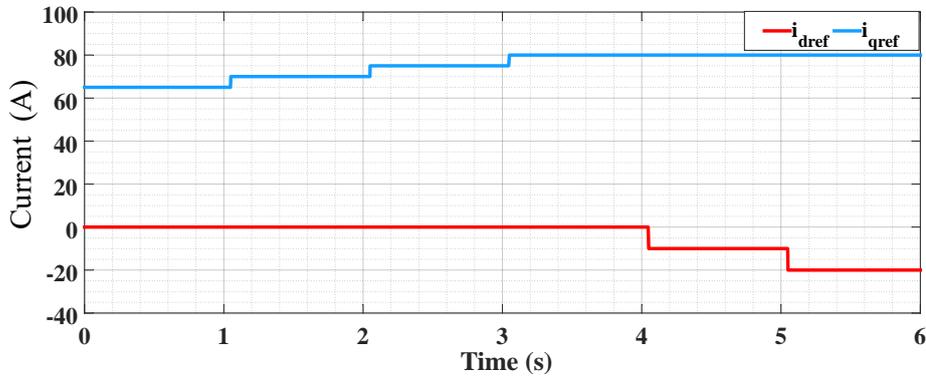
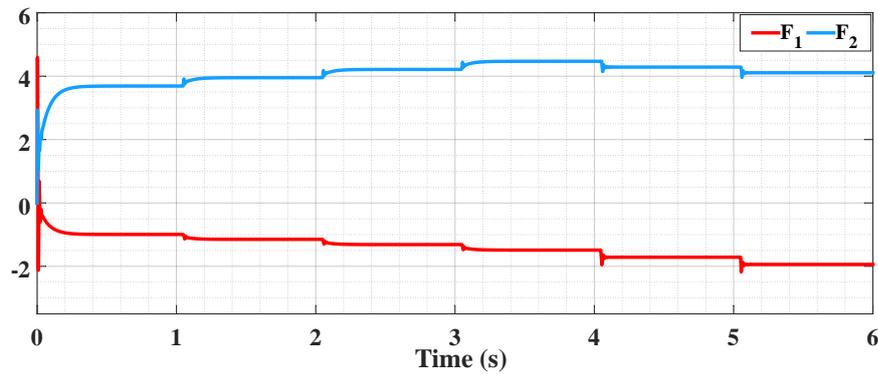
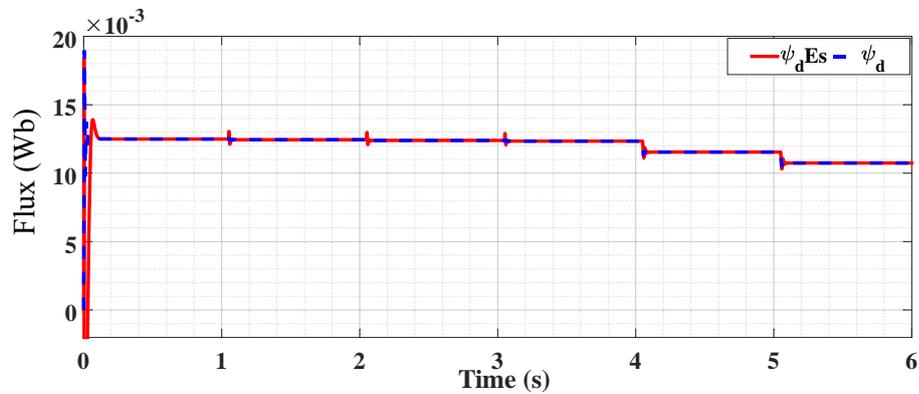
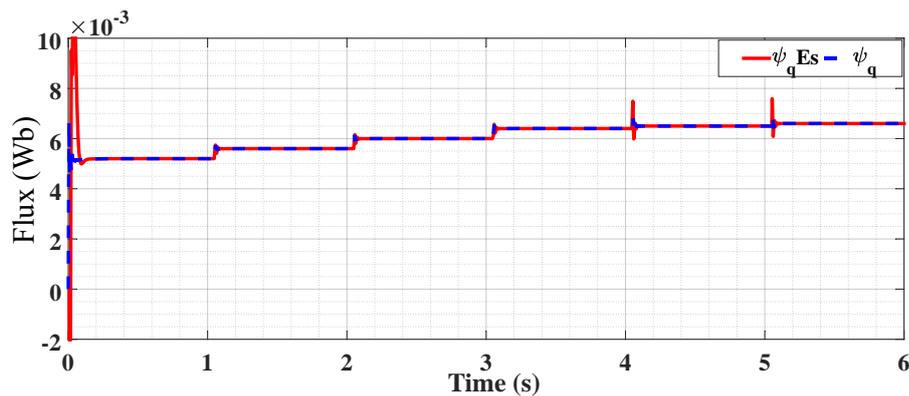


FIGURE 2.24 – Courants de référence  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$  en simulation

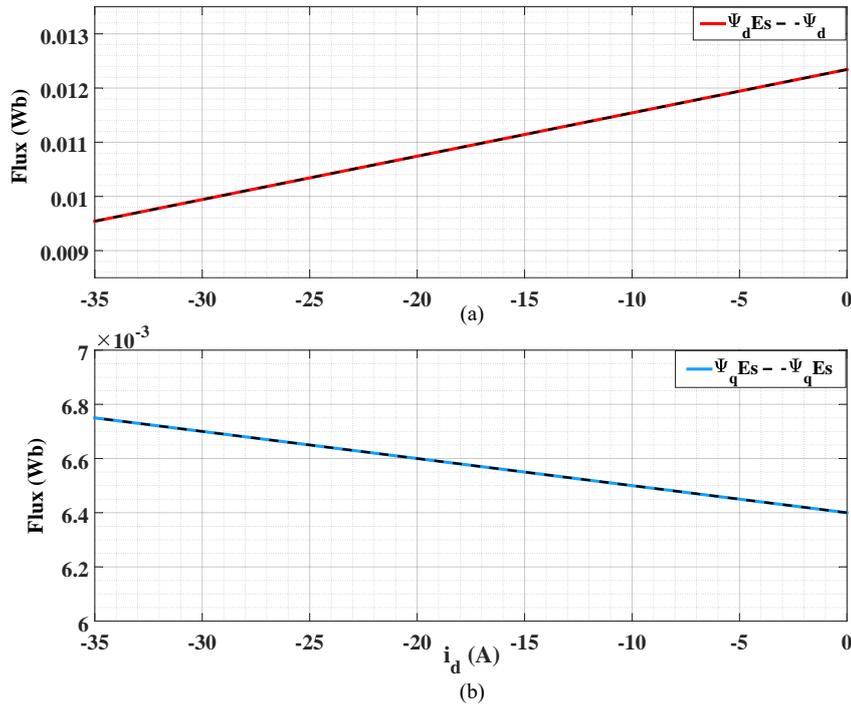
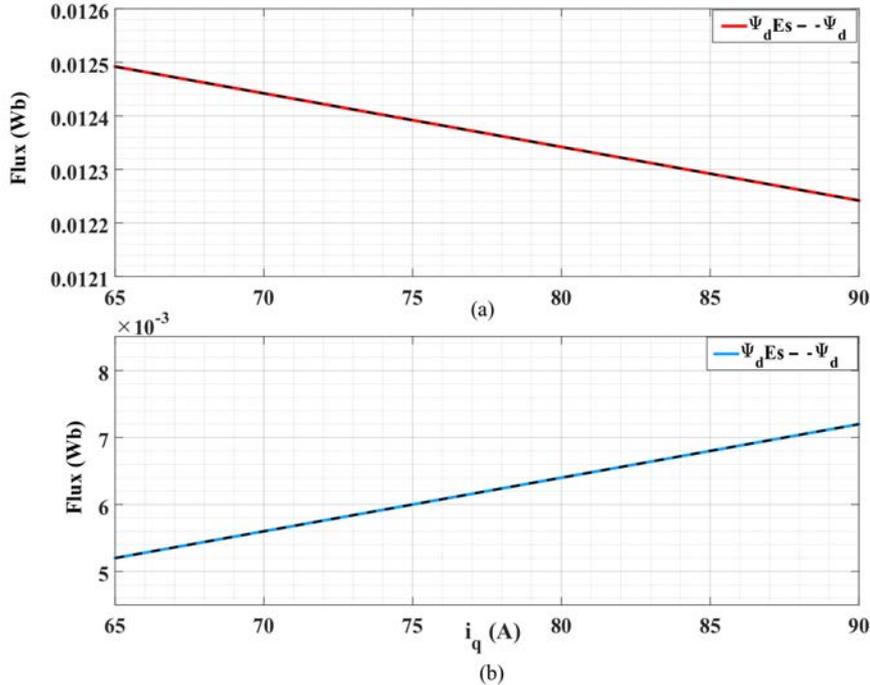
Pour vérifier et évaluer les performances de la méthode de contrôle, les profils des courants de référence  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$  sont donnés au contrôleur selon la figure 2.24. Ces courants sont sélectionnés en fonction du courant nominal du moteur et du fonctionnement habituel du moteur. Les résultats de l'estimation du flux sont présentés dans les figures 2.25 à 2.27. Les variables auxiliaires  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$  sont présentées à la figure 2.25. Les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  et leurs valeurs estimées sont également illustrés dans les figures 2.26 et 2.27.

Les résultats de la simulation confirment la validité de l'estimation du flux statorique proposée. Ensuite, pour définir les relations entre  $\psi_d$  et  $\psi_q$  avec les courants, la méthode de cartographie des flux doit être appliquée. Tout d'abord,  $i_q$  et  $i_e$  sont maintenus constants et  $i_{dref}$  varie pour obtenir la valeur de  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction de  $i_d$ . La figure 2.28 montre comment les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  évoluent en fonction du courant  $i_d$ .

FIGURE 2.25 – Estimation de  $\hat{F}_1$  et de  $\hat{F}_2$ FIGURE 2.26 – Résultats de la simulation de l'estimation du flux  $\psi_d$  et  $\psi_d$  estiméFIGURE 2.27 – Résultats de la simulation de l'estimation du flux  $\psi_q$  et  $\psi_q$  estimé

En utilisant ce résultat, le rapport du flux  $\psi_d$  en fonction du courant  $i_d$  (ou  $L_{d_{dyn}}$ ) peut être calculé, ce qui est équivalent à l'inductance  $L_d$  dans (2.62). La détermination de  $L_{d_{dyn}}$  à partir de la figure 2.28 donne une inductance égale à  $80\mu H$ , qui valide le modèle présenté dans la simulation.

Ensuite, pour définir la relation de  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction de  $i_q$ , on garde d'abord  $i_d$  et  $i_e$

FIGURE 2.28 – (a) :  $\psi_d$  et  $\psi_d$  estimé et (b) :  $\psi_q$  et  $\psi_q$  estimé, en fonction de  $i_d$ FIGURE 2.29 – (a) :  $\psi_d$  et  $\psi_d$  estimé et (b) :  $\psi_q$  et  $\psi_q$  estimé, en fonction de  $i_q$ 

constants et on fait varier  $i_q$ . La figure 2.29 montre l'évolution des flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction du courant  $i_q$ . Dans ce cas, selon le modèle utilisé, un effet croisé existe et le flux  $\psi_d$  diminue. La pente calculée de  $\psi_d(i_q)$  qui représente l'inductance  $M_{qd_{dyn}}$  dans (2.62) est égale à  $-10\mu H$ , ce

qui est la même valeur que celle utilisée dans le modèle de simulation. L'effet du courant  $i_q$  sur le flux  $\psi_q$  ou l'inductance  $L_{q_{dyn}}$  est aussi égal à celui du modèle de simulation, qui est égal à  $80\mu H$ .

La figure 2.30 montre également la relation entre les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction du courant  $i_e$  alors que les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont maintenus constants. Comme le montrent les résultats, l'effet de  $i_e$  sur  $\psi_d$  ou l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator est non-linéaire. On observe également que  $\psi_q$  ne dépend pas de  $i_e$  comme prévu selon le modèle de simulation.

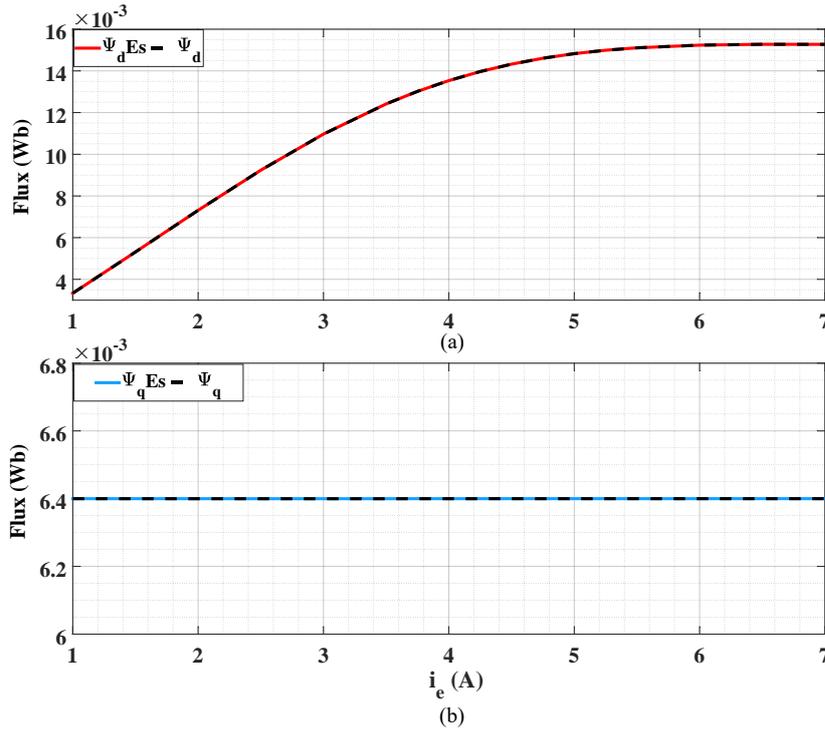


FIGURE 2.30 – (a) :  $\psi_d$  et  $\psi_d$  estimé et (b) :  $\psi_q$  et  $\psi_q$  estimé, en fonction de  $i_e$

### 2.7.5 Impact de la valeur de résistance statorique sur l'estimation du flux

Jusqu'à présent, la relation des flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  avec les courants a été obtenue. Comme mentionné dans cette méthode, il est supposé que la résistance du stator  $R_s$  est connue. Cette section est consacrée à l'effet de l'erreur sur la valeur de la résistance sur les flux estimés. Pour étudier cet effet sur les flux estimés, on revient au modèle général de la machine. L'équation (2.1) peut être écrite dans la référence  $\alpha\beta$  comme suit :

$$v_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2.63)$$

Ainsi, le flux du stator peut être exprimé comme (2.64) :

$$\psi_{\alpha\beta} = \int (v_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta}) dt \quad (2.64)$$

L'intégration directe dans (2.64) peut causer des problèmes de dérive et de saturation dus à la condition initiale ou au décalage en courant continu, comme discuté dans la littérature. Pour éviter ce problème, une nouvelle méthode d'estimation du flux a été présentée dans la section précédente pour estimer le flux statorique.

Afin d'analyser l'effet de l'erreur sur la valeur de la résistance du stator sur le flux estimé, on suppose que la méthode proposée fonctionne bien (comme on l'a vu dans les simulations). Le résultat est donc le même qu'avec l'intégrateur de (2.64).

On suppose que l'erreur de résistance est de la forme suivante :

$$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s \quad (2.65)$$

où  $R_s$  est la résistance réelle,  $\hat{R}_s$  est la résistance initiale et  $\tilde{R}_s$  est sa valeur d'erreur. En substituant (2.65) dans (2.64), le flux estimé est exprimé comme suit :

$$\hat{\psi}_{\alpha\beta} = \int (v_{\alpha\beta} - (R_s + \tilde{R}_s)i_{\alpha\beta})dt = \psi_{\alpha\beta} + \int -\tilde{R}_s i_{\alpha\beta} dt \quad (2.66)$$

où  $\psi_{\alpha\beta}$  est le flux réel et le reste de l'équation est la partie de l'erreur de flux due à l'erreur de résistance. Le symbole "~" représente la partie d'erreur comme (2.67).

$$\tilde{\psi}_{\alpha\beta} = - \int \tilde{R}_s i_{\alpha\beta} dt \quad (2.67)$$

Si les courants statoriques dans le repère  $\alpha\beta$  sont considérés sinusoïdaux comme dans (2.68) :

$$\begin{cases} i_\alpha = I_m \cos(\theta_e) \\ i_\beta = I_m \sin(\theta_e) \end{cases} \quad (2.68)$$

où  $\omega_e = \dot{\theta}$ .

En développant (2.67) et (2.68), l'erreur de flux estimé due à l'erreur sur la valeur de la résistance peut être décrite comme (2.69) :

$$\begin{cases} \tilde{\psi}_\alpha = \frac{-\tilde{R}_s I_m}{\omega_e} \sin(\theta) \\ \tilde{\psi}_\beta = \frac{\tilde{R}_s I_m}{\omega_e} \cos(\theta) \end{cases} \quad (2.69)$$

En transformant (2.69) dans le repère  $dq$ , l'erreur de flux estimé peut être exprimée par (2.70).

$$\begin{cases} \tilde{\psi}_d = \frac{-\tilde{R}_s I_q}{\omega_e} \\ \tilde{\psi}_q = \frac{\tilde{R}_s I_d}{\omega_e} \end{cases} \quad (2.70)$$

D'après (2.70), l'erreur sur la valeur de la résistance peut provoquer une erreur dans le flux estimé. Par exemple, dans la région d'affaiblissement du champ ( $i_q$  positif et  $i_d$  négatif), on peut remarquer qu'une erreur par excès de  $\tilde{R}_s$  peut rendre  $\tilde{\psi}_d$  et  $\tilde{\psi}_q$  négatifs et créer un décalage négatif dans les flux estimés  $\hat{\psi}_d$  et  $\hat{\psi}_q$ . De même, une erreur par défaut de  $\tilde{R}_s$  peut rendre  $\tilde{\psi}_d$  et  $\tilde{\psi}_q$  positifs et entraîner donc un décalage positif dans les flux estimés  $\hat{\psi}_d$  et  $\hat{\psi}_q$ . Ce comportement sera également observé plus tard dans la partie simulation.

Une autre considération à analyser consiste à étudier l'effet de l'erreur de la valeur de la résistance du stator sur le profil du flux estimé en fonction de courants. Pour cela, on considère deux paires de valeurs de courant ( $i_d, i_q$ ) comme ( $I_{d1} < I_{d2}$ ), ( $I_{q1} < I_{q2}$ ), et on analyse le gradient des flux.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} |_{I_q=cte} = \frac{\tilde{R}_s I_q \left( \frac{1}{\omega_{e1}} - \frac{1}{\omega_{e2}} \right)}{I_{d2} - I_{d1}} \xrightarrow{\omega_{e1} > \omega_{e2}} \text{sign} \left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} \right) \propto -\tilde{R}_s \\ \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_q} |_{I_d=cte} = \frac{\tilde{R}_s I_d \left( \frac{1}{\omega_{e2}} - \frac{1}{\omega_{e1}} \right)}{I_{q2} - I_{q1}} \xrightarrow{\omega_{e2} > \omega_{e1}} \text{sign} \left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_q} \right) \propto \tilde{R}_s \\ \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_q} |_{I_d=cte} = \frac{\tilde{R}_s \left( \frac{I_{q1}}{\omega_{e1}} - \frac{I_{q2}}{\omega_{e2}} \right)}{I_{q2} - I_{q1}} \xrightarrow{\frac{I_{q1}}{\omega_{e1}} > \frac{I_{q2}}{\omega_{e2}}} \left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_q} \right) \propto ? \\ \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_d} |_{I_q=cte} = \frac{\tilde{R}_s \left( \frac{I_{d2}}{\omega_{e2}} - \frac{I_{d1}}{\omega_{e1}} \right)}{I_{d2} - I_{d1}} \xrightarrow{\omega_{e1} > \omega_{e2}} \text{sign} \left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_d} \right) \propto \tilde{R}_s \end{array} \right. \quad (2.71)$$

D'après (2.71), on constate que, l'erreur de flux estimé en fonction de  $i_d$ , ou la valeur de  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} \right)$ , a le signe opposé à la valeur d'erreur de la résistance du stator ( $\tilde{R}_s$ ). Cela signifie que si la valeur de l'erreur de résistance ( $\tilde{R}_s$ ) est négative (c'est à dire : la résistance estimée est inférieure à la résistance réelle ( $\tilde{R}_s < R_s$ )), la valeur de  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} \right)$  sera positive. Par conséquent, avec une erreur  $\tilde{R}_s$  négative, la valeur du flux estimé en fonction de  $i_d$  ou  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} \right)$  est supérieure à la valeur réelle. On peut également dire que pour les valeurs positives de  $\tilde{R}_s$ , la valeur de  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_d}{\Delta I_d} \right)$  est inférieure à celle du réel. Cet argument est également valable pour les valeurs de  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_q} \right)$  et  $\left( \frac{\Delta \tilde{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  qui ont le même signe que la valeur d'erreur de la résistance du stator ( $\tilde{R}_s$ ). Néanmoins, pour  $\Delta \tilde{\psi}_d$  en fonction de  $\Delta I_q$ , il n'est pas possible de tirer une relation définie car cela dépend du couple de charge.

Le point crucial de cette section est que, pour un courant constant  $i_q$  et dans le cas d'un fonctionnement non-saturé sans effet croisé, on s'attend à ce que  $\psi_q$  ne dépende pas du courant  $i_d$ , donc la valeur de  $\left( \frac{\Delta \hat{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  devrait être égale à zéro. Cependant, dans le cas d'une erreur sur  $R_s$ , selon (2.71), cette valeur comporte une erreur, qui est proportionnelle à  $\tilde{R}_s$ . Cela signifie que pour  $\tilde{R}_s > 0$ , la valeur de  $\left( \frac{\Delta \hat{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  est positive, donc la valeur de  $\left( \frac{\Delta \hat{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  est supérieure à zéro et positive, et pour  $\tilde{R}_s < 0$ , la valeur de  $\left( \frac{\Delta \hat{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  est négative. D'autre part, dans le cas de la saturation, bien que  $\left( \frac{\Delta \hat{\psi}_q}{\Delta I_d} \right)$  ne soit pas égal à zéro, il y a des changements dans sa pente et elle peut être positive ou négative selon l'erreur sur la valeur de la résistance.

### Exemple

A titre d'exemple, via quelques simulations, on étudie l'effet de l'erreur de la résistance du stator sur les flux estimés. Dans la première simulation, pour une valeur constante de  $i_q$ , le flux estimé  $\hat{\psi}_d$  est obtenu en fonction du courant  $i_d$ . Après, pour une valeur constante de  $i_d$ , le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  est obtenu en fonction de  $i_q$ .

Les figures 2.31 et 2.32 montrent le flux estimé  $\hat{\psi}_d$  et  $\hat{\psi}_q$  dans trois cas différents : le bleu où la résistance statorique est sans erreur, le rouge où la résistance initiale (ou la résistance utilisée dans l'estimateur de flux) est supérieure de 50% à la valeur réelle et le vert où la résistance

initiale est inférieure de 50% à la valeur réelle. La figure 2.33 aussi montre le flux estimé  $\hat{\psi}_d$  en fonction de  $i_q$ .

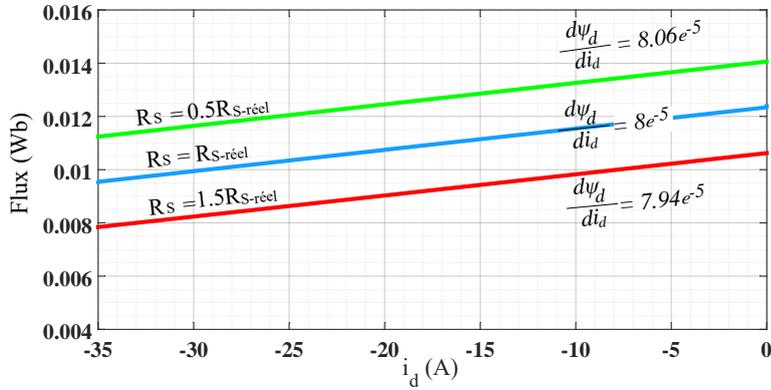


FIGURE 2.31 – Flux  $\psi_d$  en fonction de  $i_d$  dans le cas d'une erreur sur la valeur de  $R_s$ .

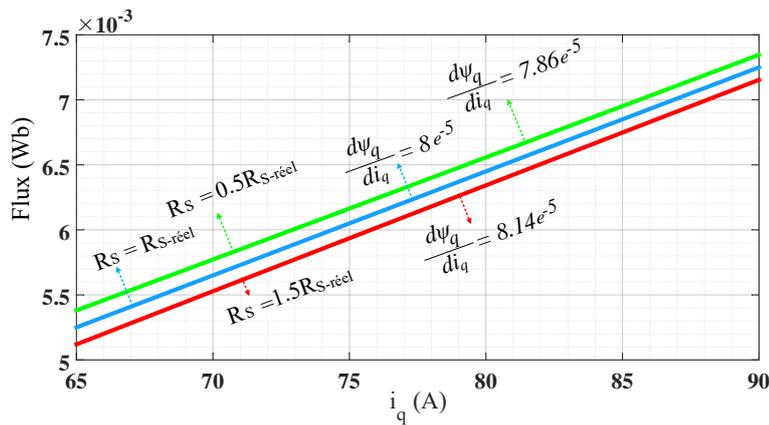


FIGURE 2.32 – Flux  $\psi_q$  en fonction de  $i_q$  dans le cas d'une erreur sur la valeur de  $R_s$ .

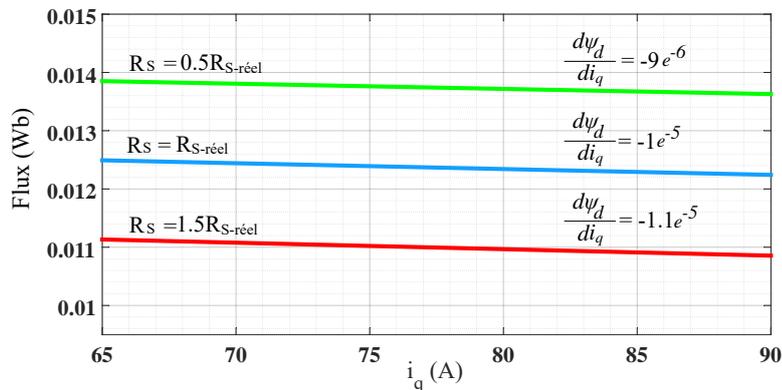


FIGURE 2.33 – Flux  $\psi_d$  en fonction de  $i_q$  dans le cas d'une erreur sur la valeur de  $R_s$ .

Comme on l'a vu précédemment, l'erreur sur la résistance du stator peut provoquer un décalage et une modification de la pente. Comme on peut le remarquer sur ces figures, une erreur dans la valeur de la résistance induit une erreur dans le flux estimé. Lorsque la résistance initiale est

inférieure à la valeur réelle, le flux estimé a un décalage positif, et lorsque la résistance initiale est supérieure à la valeur réelle, le flux estimé a un décalage négatif. En outre, comme prévu par (2.71), la pente des diagrammes peut également contenir une erreur.

Les résultats obtenus jusqu'à présent montrent que la présence d'une erreur dans la résistance du stator peut conduire à une erreur dans le flux estimé. Cependant, comme discuté précédemment, la valeur du flux estimé n'est pas la première information importante, mais le gradient de flux estimé en fonction des courants est plus important. En examinant ce gradient, on constate que malgré une erreur de 50% sur la résistance du stator, les erreurs sur le gradient de  $\frac{d\psi_d}{di_d}$ ,  $\frac{d\psi_q}{di_q}$  sont inférieures à 2% et l'erreur de  $\frac{d\psi_d}{di_q}$  est de 10%.

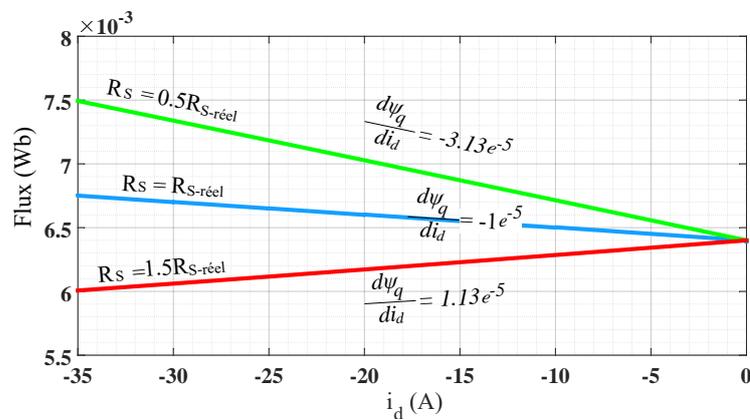


FIGURE 2.34 – Flux  $\psi_q$  en fonction de  $i_d$  dans le cas d'une erreur sur la valeur de  $R_s$

Contrairement aux résultats précédents (figures 2.31 à 2.33), la simulation du flux  $\psi_q$  montre que, l'erreur de  $R_s$  a une influence importante sur le flux estimé  $\psi_q$ , et la valeur de  $\frac{d\psi_q}{di_d}$ . D'après cette figure, pour une résistance initiale inférieure à la valeur réelle, la pente de ce diagramme est négative, et pour une résistance supérieure à 50% la valeur réelle, la pente est positive.

En première vue, cette erreur limite la méthode d'estimation de flux. Mais ce phénomène nous a donné une idée que ce comportement peut être utilisé favorablement pour identifier une erreur sur la résistance du stator et également pour développer un estimateur de résistance. Dans la section suivante, en considérant ce phénomène, une méthode sera proposée pour estimer la résistance du stator.

## 2.8 Estimation de la résistance statorique

### 2.8.1 État de l'art

La plupart des méthodes de contrôle avancées pour les machines synchrones sont basées sur des modèles qui dépendent des paramètres de la machine. En particulier, la résistance du stator joue un rôle très important dans de nombreuses méthodes de contrôle avancées telles que le contrôle direct du couple (Direct Torque Control (DTC)), le contrôle prédictif (Model Predictive Control (MPC)), ou les méthodes de contrôle sans capteur. Par exemple, dans la méthode de

contrôle DTC, un décalage de la valeur de résistance du stator peut entraîner une erreur considérable dans le flux estimé ainsi que dans le couple électromagnétique; ce qui peut dégrader les performances du contrôle. Néanmoins, la résistance du stator n'est pas toujours égale à la valeur fournie par le fabricant et elle peut varier en raison de l'âge, de l'usure, des variations de température, etc. De plus, lorsque le système d'entraînement est pris en compte, les résistances du conducteur et des connexions s'ajoutent à la résistance équivalente du stator. Ainsi, pour un contrôle précis, un estimateur de la résistance du stator est nécessaire.

Selon la littérature, les méthodes d'estimation de la résistance du stator peuvent être classées en trois catégories principales :

1. Méthodes de mesure directe
2. Méthodes d'estimation basées sur le modèle
3. Méthodes basées sur l'injection de signaux

Les méthodes de mesure directe, réalisent généralement dans certaines conditions. Mais en raison des changements de température et des influences liées au système, la résistance ne reste pas constante pendant le fonctionnement réel de la machine; elles ne constituent donc pas des méthodes précises.

Les méthodes d'estimation basées sur un modèle sont généralement sensibles aux variations des paramètres de la machine. Ainsi, l'estimation ne peut être précise, si les paramètres du modèle ne sont pas disponibles avec précision. Parmi ces méthodes, l'observateur à filtre de Kalman [40–42] peut être mentionné. Cet observateur est robuste face aux bruits de mesure mais nécessite une grande puissance de calcul en raison des opérations matricielles complexes. D'autres méthodes en ligne basées sur le modèle sont également présentées dans la bibliographie qui peuvent estimer simultanément la résistance statorique et la vitesse du rotor, comme les observateurs d'ordre complet [43], les observateurs d'ordre réduit [44, 45] et les observateurs adaptatifs à référence de modèle [46–49]. Les estimateurs basés sur le système adaptatif de référence de modèle (Model Reference Adaptive System (MRAS)) comparent un modèle de référence (avec des variables mesurées) et un modèle ajustable (avec des états estimés) et selon l'erreur existant entre ces deux modèles, l'estimation sera réalisée. Cependant, ces méthodes sont basées sur un modèle et nécessitent les paramètres de la machine pour estimer la résistance du stator.

La troisième catégorie de méthodes d'estimation de résistance statorique se basent sur l'injection de signaux. Il existe quelques études limitées sur l'injection de signal DC [50, 51] et l'injection de signal basse fréquence [52] pour l'estimation de la résistance. À titre d'exemple, une méthode d'injection de signal DC est proposée dans [51]. Selon cette méthode, un signal continu est injecté dans les enroulements triphasés du stator, puis les valeurs des composantes continues sont obtenues, et la résistance du stator est ensuite estimée. Cependant, l'extraction des composantes continues n'est pas facile car les amplitudes des composantes continues sont beaucoup plus petites que les composantes fondamentales, et la fréquence de la composante fondamentale dépend de la vitesse du rotor et donc du point de fonctionnement [27]. Pour la méthode basée sur l'injection à basse fréquence, une méthode d'estimation de la résistance statorique d'une MSAP est proposée dans [52]. Cette méthode est basée sur l'injection d'une perturbation à trois niveaux dans  $i_d$  et l'utilisation de deux algorithmes avec des vitesses de convergence différentes.

Cependant, cette méthode est entièrement basée sur le modèle et sensible aux paramètres du modèle.

Dans cette section, une nouvelle méthode basée sur l'injection de signaux basse fréquence est proposée pour estimer la résistance du stator. Le premier avantage de cette méthode est qu'elle ne nécessite pas de paramètres de modèle de la machine. Elle peut être appliquée aux machines même avec des paramètres inconnus. De plus, la variation des différents paramètres n'affecte pas la précision de l'estimation de la résistance. Le deuxième avantage est la simplicité de la mise en oeuvre.

### 2.8.2 Méthode proposée pour l'estimation de la résistance

La méthode d'estimation de flux a été présentée dans la section précédente. Il a été observé que le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  peut être modifié en variant le courant  $i_d$ . Le gradient de la variation du flux dépend de la valeur estimée de la résistance du stator ( $\hat{R}_s$ ). Afin de mieux comprendre ce comportement, dans une simulation, le flux  $\hat{\psi}_q$  est estimé en appliquant un courant sinusoïdal à  $i_d$  pour différentes valeurs de  $\hat{R}_s$ . Dans ces simulations, il est supposé que la machine n'est pas saturée.

La figure 2.35 illustre le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  alors que  $i_q$  est constant, et qu'un courant sinusoïdal est injecté dans  $i_d$ . Comme montré sur cette figure, lorsque la valeur de  $\hat{R}_s$  est supérieure à la valeur réelle, le flux estimé se trouve en phase avec  $i_d$ , ce qui signifie que, lorsque le courant  $i_d$  augmente, le flux  $\hat{\psi}_q$  augmente, et lorsque le courant  $i_d$  diminue, le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  aussi diminue. Dans les cas où la résistance du stator est inférieure à la valeur réelle, on observe que le flux  $\hat{\psi}_q$  change avec un décalage de phase de 180 degrés concernant  $i_d$ . Autrement dit, le flux  $\hat{\psi}_q$  diminue avec l'augmentation de  $i_d$ , et il augmente avec la diminution de  $i_d$ . Lorsque la résistance est sans erreur, comme prévu, le flux  $\hat{\psi}_q$  ne dépend pas de  $i_d$ , et malgré les variations sinusoïdales de  $i_d$ , le flux  $\hat{\psi}_q$  reste constant.

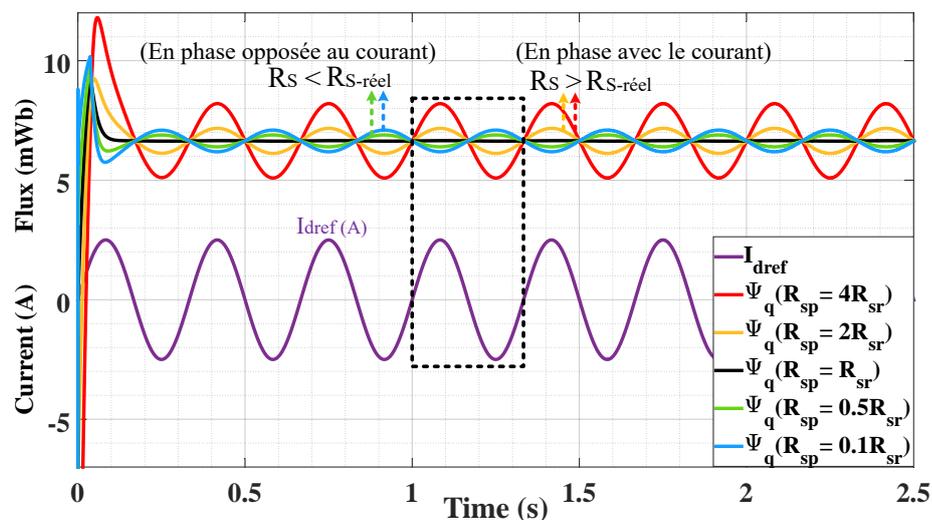


FIGURE 2.35 – Flux  $\psi_q$  en fonction du courant sinusoïdal de  $i_d$  dans le cas d'une erreur sur la valeur de  $R_s$

On constate que dans le cas d'une erreur de résistance statorique, le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  varie en fonction de  $i_d$ . Ainsi, en observant le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  en fonction de  $i_d$ , la résistance du stator peut être ajustée. L'organigramme de la figure 2.36 présente l'algorithme proposé pour l'estimation de la résistance.

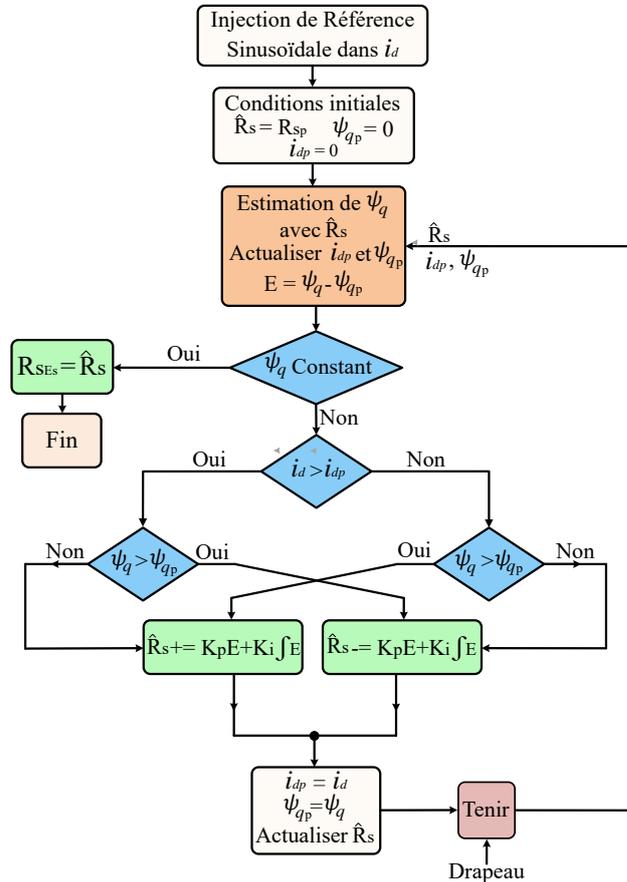


FIGURE 2.36 – Organigramme proposé pour l'estimateur de résistance (l'indice 'p' représente la variable du pas de temps précédent)

Selon cet organigramme, un signal sinusoïdal est d'abord ajouté au courant d'axe  $d$  du stator ( $i_d$ ). Ensuite, avec la valeur initiale de la résistance du stator, le flux  $\hat{\psi}_q$  est estimé. Un filtre passe-bas est également utilisé après cette estimation afin de réduire les bruits. Si le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  change proportionnellement à  $i_d$ , la résistance estimée doit être réduite. Et si  $\hat{\psi}_q$  change dans le sens inverse de  $i_d$ , la résistance estimée doit être augmentée. La fréquence d'itération de ce processus est déterminée par le drapeau d'entrée qui est expliqué ultérieurement. Ce processus se poursuit jusqu'à ce que le flux  $\hat{\psi}_q$  ne varie plus avec les variations de  $i_d$ .

Pour mettre en oeuvre l'algorithme proposé, il est nécessaire de choisir les fréquences du signal sinusoïdal injecté ( $f_{sin}$ ) et le temps d'itération du bloc de calcul (ou le temps d'échantillonnage). Le choix de la fréquence du signal injecté dépend de la vitesse d'estimation du flux. Cette fréquence est limitée par le filtre passe-bas utilisé pour estimer le flux, et doit être inférieure à sa fréquence de coupure afin que le flux estimé ne soit pas affecté par une baisse d'amplitude ou un déphasage. Pour choisir le temps d'échantillonnage aussi, il faut considérer qu'un nombre

acceptable d'échantillons est prélevé sur une période.

Pour observer les performances de l'estimateur de résistance statorique, d'autres simulations sont réalisées pour une MSRB dans Matlab-Simulink.

Pour ces simulations, le signal sinusoïdal injecté est choisi comme  $i_{dref} = I_m \sin(\omega t)$ . Où  $\omega = 16\pi(\text{rad}.\text{sec}^{-1})$  est choisi comme une basse fréquence qui ne passe pas la fréquence de coupure du filtre (qui est sélectionné au-dessus de  $500 \text{ Hz}$ ) et aussi ne cause pas le problème de l'effet de peau pour la résistance estimée. L'amplitude  $I_m$  est aussi choisi égal à  $2.5 \text{ A}$ , soit environ  $2\%$  du courant nominal. En général, lorsque l'amplitude du signal sinusoïdal injecté augmente, l'amplitude des changements dans le flux estimé augmente, ce qui peut augmenter le rythme d'estimation de la résistance. Cependant, une amplitude de courant élevée entraîne plus de pertes. Le choix d'une amplitude d'environ  $2\%$  à  $5\%$  du courant nominal peut conduire à un taux d'estimation acceptable tout en ayant peu de pertes additionnelles. La période d'échantillonnage est aussi choisie égale à  $T_s = 5 \text{ ms}$  soit une fréquence d'environ  $\frac{1}{25}$  de la fréquence fondamentale du signal injecté. À chaque échantillonnage, un drapeau est envoyé au bloc de calcul qui conduit l'algorithme à une itération.

Dans la première simulation la valeur initiale de la résistance du stator est choisie  $R_{sp} = 0.2 \Omega$ , qui est 10 fois plus grande que sa valeur réelle. La figure 2.37 montre le courant  $i_d$ , le flux estimé  $\hat{\psi}_q$ , et la résistance estimée  $\hat{R}_s$ . La méthode d'estimation est appliquée à  $t = 3 \text{ s}$  jusqu'à  $t = 5 \text{ s}$ , où la résistance est estimée. À  $t = 6 \text{ s}$ , on change la valeur réelle de la résistance en  $R_s = 0.04 \Omega$ , et à  $t = 7 \text{ s}$  l'estimateur est à nouveau exécuté et la valeur de la résistance estimée converge vers la vraie valeur de la résistance. Comme on peut le voir, la valeur de la résistance du stator, malgré une grande erreur dans la valeur initiale, est correctement estimée au bout de  $t_f = 0.375 \text{ s}$ .

La figure 2.38 montre également l'estimation de la résistance du stator lorsque la valeur initiale est  $R_{sp} = 0.002 \Omega$ , qui est 10 fois inférieure à sa valeur réelle. Dans cette figure, on observe aussi que l'estimation de la résistance du stator se comporte correctement.

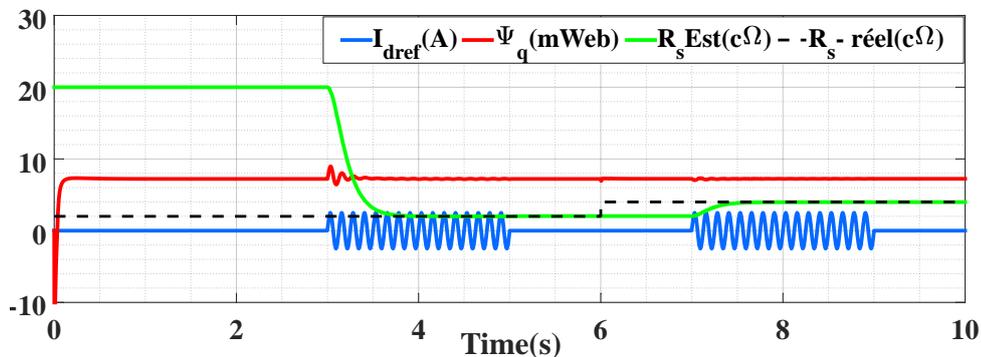


FIGURE 2.37 – Estimation de la résistance du stator lorsque la résistance initiale est supérieure à la résistance réelle

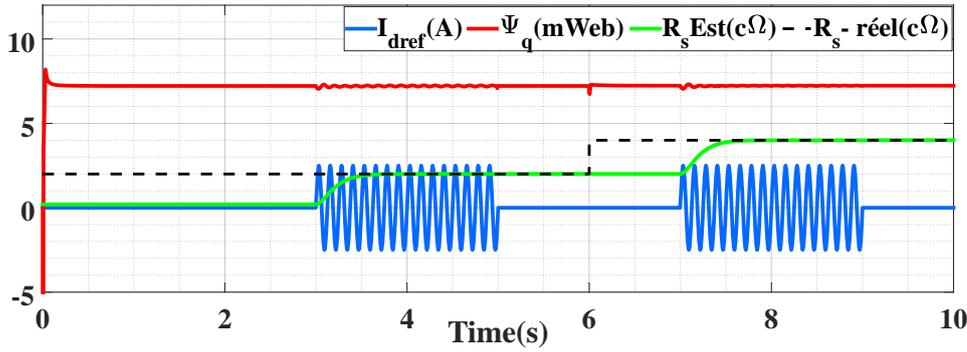


FIGURE 2.38 – Estimation de la résistance du stator lorsque la résistance initiale est inférieure à la résistance réelle.

### 2.8.3 Comparaison de la méthode proposée avec l'observateur du filtre de Kalman

Dans cette section, une comparaison est effectuée entre l'estimateur proposé et l'observateur du filtre de Kalman. Le filtre de Kalman est un observateur connu qui fonctionne en parallèle avec le système réel et qui, en utilisant le modèle mathématique du système, fournit une estimation des états du système. Cet observateur sera décrit plus en détail au chapitre 3.

En utilisant le modèle d'une MSRB comme (2.22), les équations d'état de l'estimateur peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{\hat{R}_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_e L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{\hat{R}_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_e}{L_q} (L_d i_d + M i_e) \\ \frac{d\hat{R}_s}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.72)$$

Une simulation est réalisée avec le modèle de la MSRB pour estimer la résistance du stator. Cette simulation est effectuée à un courant constant de  $i_q = 80 \text{ A}$  et  $i_d = -10 \text{ A}$ . Les courants estimés  $i_d$  et  $i_q$  par l'observateur de Kalman, ainsi que les courants mesurés sont présentés dans la figure 2.39.

La résistance estimée est également montrée dans la figure 2.40. On remarque que l'observateur de Kalman est capable d'estimer correctement la résistance du stator dans un temps assez court (moins de  $0.5 \text{ ms}$ ). Cependant, l'observateur de Kalman présente deux inconvénients majeurs : le premier est une charge de calcul élevée, et le second, comme les autres observateurs basés sur le modèle, est qu'il dépend des paramètres du modèle de la machine. Pour estimer la résistance du stator, les valeurs des paramètres de modèle tels que  $L_d$ ,  $L_q$  et  $M$  doivent être spécifiées dans la conception de cet observateur. Ainsi, une erreur dans la valeur de chaque paramètre entraîne une erreur dans la valeur du paramètre estimé. Alors que, la méthode proposée dans cette section présente un observateur sans qu'il soit nécessaire de connaître les valeurs des paramètres du modèle.

Pour observer l'effet de l'erreur de la valeur des paramètres du modèle sur la résistance estimée, ces paramètres sont donnés à l'observateur de Kalman avec certaines erreurs. La figure 2.41 montre la résistance estimée en présence des erreurs dans la valeur des autres paramètres.

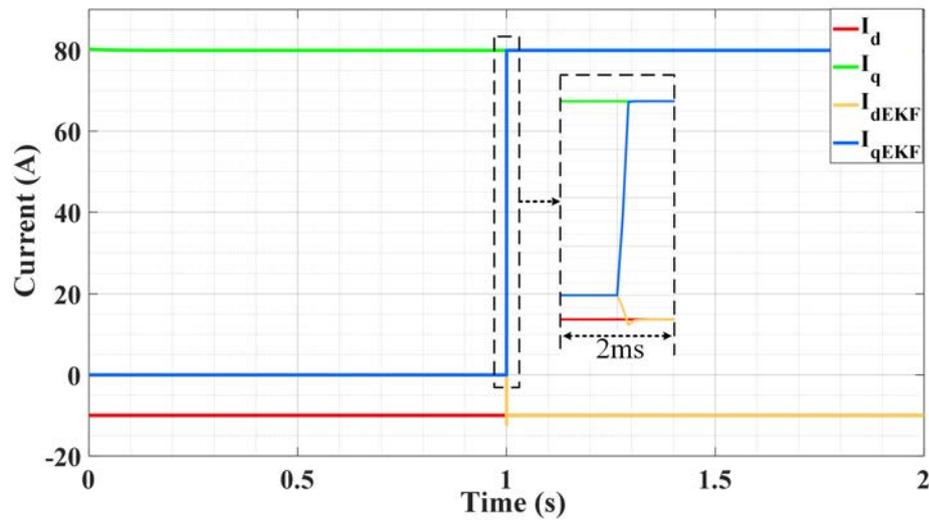


FIGURE 2.39 – Courants mesurés et estimés par l'observateur de Kalman

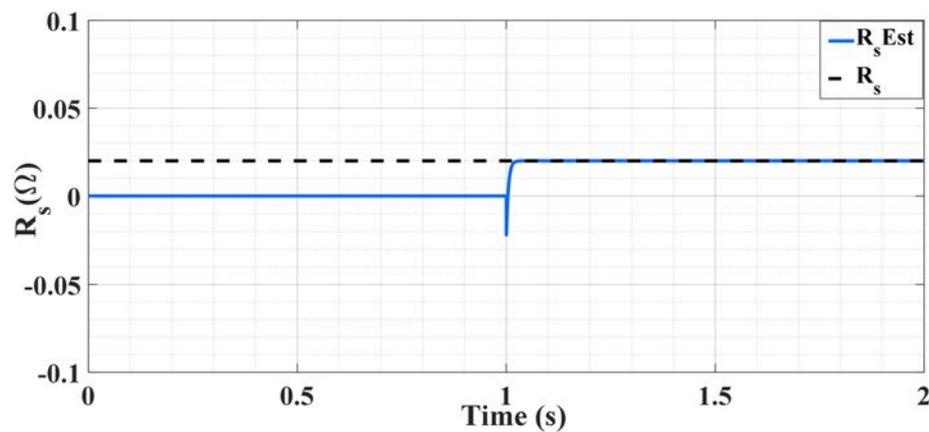


FIGURE 2.40 – Résistance réelle et celle estimée par l'observateur de Kalman

Dans la figure 2.41, on peut voir que si la valeur de l'une des deux inductances  $L_d$  ou  $L_q$  contient une erreur de 50%, la valeur de résistance de  $R_s$  est estimée avec une erreur de 8.5% et 15% respectivement. Si la valeur de  $L_d$  et  $L_q$ , les deux présentent une erreur de 50%, l'erreur de résistance est plus importante (environ 50%). Cette erreur augmente lorsque la valeur de l'inductance mutuelle  $M$  présente une erreur, car comme il a été mentionné précédemment, sa valeur est beaucoup plus élevée que les valeurs des inductances  $L_d$  et  $L_q$ . Sur cette figure, le diagramme rouge montre la résistance estimée alors que  $M$  est inférieure de 50% à la valeur réelle, et le diagramme violet montre la résistance estimée alors que  $M$  est supérieure de 50% à la valeur réelle, pour lesquels les erreurs correspondent respectivement à 50% et 150%.

Ces résultats montrent que malgré la bonne vitesse de convergence de l'estimateur de Kalman pour estimer la résistance du stator, si les valeurs des autres paramètres du modèle contiennent des erreurs, la valeur de la résistance estimée aura également une erreur qui peut être significative dans certains cas, comme on peut le voir sur la figure 2.41.

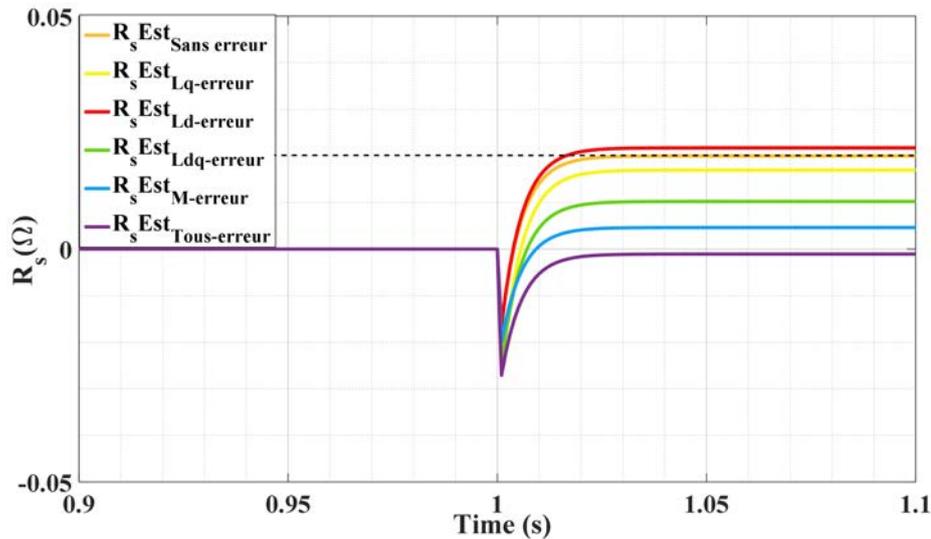


FIGURE 2.41 – Résistance estimée par l'observateur de Kalman lorsque les erreurs dans la valeur des paramètres sont ajoutées

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté le modèle général des machines synchrones, en particulier la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB) qui fait l'objet de cette étude. Les modèles linéaires et non linéaires de la machine, ainsi que les méthodes permettant de déterminer les valeurs des paramètres de ces modèles, ont été étudiés.

La première méthode concerne le modèle linéaire et consiste à mesurer certaines grandeurs telles que les courants et la vitesse en appliquant des échelons de tension à l'entrée. Cette méthode d'identification considère un modèle idéal pour la machine, ce qui implique que certains phénomènes ne sont pas inclus dans ce modèle. En effet, les inductances du stator sont calculées dans des conditions complètement indépendantes, sans tenir compte de l'effet des autres inductances au point de fonctionnement.

La deuxième méthode est une méthode d'identification en ligne de tous les paramètres de la machine basée sur le modèle linéaire. Cette méthode identifie toutes les valeurs des paramètres électriques et électromagnétiques du modèle de la machine autour du point de fonctionnement. Cependant, bien que cette méthode permette d'avoir une idée des valeurs des paramètres de la machine, elle n'est pas assez précise pour obtenir un modèle global pour tous les points de fonctionnement.

Les deux méthodes présentées ci-dessus, bien qu'elles soient relativement simples à mettre en oeuvre, elles négligent la variation des valeurs des paramètres à différents points de fonctionnement et elles ne tiennent pas compte de certains phénomènes tels que la saturation et l'effet croisé.

La troisième méthode concerne l'identification du modèle non linéaire qui permet une meilleure connaissance de la machine. Cette méthode consiste à utiliser le modèle de flux (modèle magnétique) qui réalise la relation entre les courants et le flux magnétique. En effet, un

modèle partiellement connu de la machine a été introduit avec deux variables auxiliaires  $\hat{F}_1$  et  $\hat{F}_2$  représentant la partie inconnue du modèle. À l'aide de ce modèle, le flux statorique a été estimé dans le repère  $dq$  et ensuite cartographié en fonction des courants. Les résultats de la simulation ont montré les performances de l'estimateur proposé dans différents cas.

Une analyse du flux estimé dans le cas d'un décalage de la résistance statorique nous a donné une idée pour estimer la résistance statorique. Cette estimation est basée sur l'injection d'un courant sinusoïdal basse fréquence dans l'axe  $d$  du stator et puis l'estimation du flux statorique. Il a été montré qu'en injectant ce signal sinusoïdal, en cas de désadaptation de la résistance statorique, le flux estimé de l'axe  $q$  subit des variations sinusoïdales de sorte que la différence de phase entre le signal injecté et la variation sinusoïdale du flux estimé est liée à la valeur de la résistance statorique estimée. Cette différence de phase est utilisée pour ajuster la résistance du stator. La méthode proposée a fourni une technique simple pour estimer la résistance du stator indépendamment des paramètres du modèle de la machine, tels que les inductances du stator et du rotor ou le flux du rotor. Les simulations effectuées ont également montré que la résistance estimée converge vers la valeur correcte. Une comparaison a également été réalisée avec l'observateur de Kalman pour montrer l'avantage de l'estimateur proposé.

Le modèle obtenu avec les méthodes proposées dans ce chapitre sera utilisé dans le chapitre suivant pour estimer les courants de stator et concevoir un modèle de commande.



## Chapitre 3

# Commande sans capteur de courant

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>65</b>
<b>3.2</b>	<b>Commande classique pour une machine synchrone</b>	<b>66</b>
3.2.1	Principe général de la commande de machine synchrone	66
<b>3.3</b>	<b>Stratégie de commande sans capteur de courant</b>	<b>68</b>
3.3.1	État de l'art	68
3.3.2	Méthode proposée pour la commande sans capteur de courant	69
3.3.3	Observabilité du système	70
3.3.4	Observateur d'état	71
3.3.4.1	Observateur de Luenberger	72
3.3.4.2	Observateur par mode glissant	73
3.3.4.3	Observateur de Kalman	74
3.3.4.4	Choix de l'observateur	77
3.3.5	Sensibilité de l'estimateur aux paramètres de machine	77
3.3.6	Méthode de commande	78
3.3.7	Étude de la commande proposée par simulation	78
3.3.7.1	Commande sans capteur de courant	79
3.3.7.2	Sensibilité de l'observateur proposé aux paramètres de modèle	81
3.3.8	Estimation de courant avec compensation de l'erreur de couple	85
<b>3.4</b>	<b>Tolérance aux défauts basée sur une commande sans capteur de courant</b>	<b>87</b>
3.4.1	Détection de défauts dans les capteurs de courant	88
3.4.2	Vérification de la méthode proposée par simulation	92
<b>3.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>95</b>

---

### 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, le modèle de la MSRB a été étudié et certaines méthodes d'identification des paramètres du modèle non-linéaire de cette machine ont été présentées.

Dans ce chapitre, la méthode classique de commande des moteurs synchrones est d'abord introduite. Ensuite, le principe des observateurs pour l'estimation d'une variable d'état d'un système est expliqué. Puis, les méthodes d'estimation des courants statoriques d'une machine synchrone basées sur le modèle obtenu sont examinées. La stratégie de commande sans capteur de courant est ensuite développée.

## 3.2 Commande classique pour une machine synchrone

En général, un système de commande est employé pour contrôler une machine synchrone. Ce système se compose d'alimentations, de cartes de commande, de convertisseurs et de capteurs. En principe, une carte de commande permet d'utiliser différentes méthodes de contrôle qui peuvent être basées sur une méthode en boucle ouverte ou fermée. La commande en boucle ouverte correspond à une commande qui ne nécessite pas de rétroaction de sortie ; ce qui signifie qu'il n'est pas nécessaire d'ajouter de capteur à la sortie du système. Cependant, le principal inconvénient de ce type de commande est que, comme les sorties du système ne sont pas mesurées, on ne sait pas si les sorties suivent les références données ou non. En outre, dans ce cas, aucune erreur ou instabilité du système ne peut être constatée.

Les méthodes les plus courantes de commande des moteurs consistent à utiliser une commande en boucle fermée en mesurant les courants du stator et la position du rotor. La mesure des sorties à l'aide de capteurs présente l'avantage de disposer d'informations sur les sorties du système, ce qui permet un contrôle plus précis et plus fiable. En général, le système de commande du moteur intègre deux ou trois capteurs de courant au niveau des phases du stator et un capteur de position au niveau de l'arbre du rotor. Ci-dessous, la base de ce type de commande, et la raison de la nécessité de ces capteurs sont expliquées.

### 3.2.1 Principe général de la commande de machine synchrone

En général, les enroulements du stator, lorsqu'ils sont alimentés par des tensions triphasées, créent un champ électromagnétique tournant. Ce champ magnétique peut être contrôlé en agissant sur les courants du stator.

D'autre part, comme il a été présenté, le rotor est constitué d'un enroulement dans lequel un courant continu circule et qui crée un flux rotorique qui tourne avec le rotor.

L'interaction entre les flux du stator et du rotor produit un couple. Puisque le stator est attaché fermement au châssis, et que le rotor est libre de tourner, le rotor tournera.

Le couple produit est nettement influencé par l'angle entre le champ magnétique du rotor et celui du stator. En fait, le couple est maximal pour tout champ statorique et rotorique donné lorsqu'ils sont orthogonaux. En assurant cette condition à tout moment, une meilleure réponse dynamique est fournie. Cependant, la contrainte consiste à connaître la position du rotor.

Comme mentionné dans le chapitre 2, une machine synchrone triphasée peut être représentée dans le repère  $dq$ , où l'axe  $d$  est aligné au flux magnétique du rotor et l'axe  $q$  est orthogonal à l'axe  $d$ . Tout courant circulant le long de l'axe  $d$  peut avoir un impact sur l'intensité du champ

magnétique, et le courant dans l'axe  $q$  interagira avec le flux magnétique dans l'axe  $d$  pour produire un couple. La composante directe du courant du stator peut être maintenue négative dans certains cas pour affaiblir le champ, ce qui a pour effet de réduire le flux du rotor et de réduire la force électromotrice, permettant de fonctionner à des vitesses plus élevées.

L'une des méthodes les plus souvent utilisées lors de la commande de moteurs synchrones est la méthode de commande à flux orienté, également appelée commande vectorielle. La base de cette méthode, comme décrit précédemment, consiste à contrôler les grandeurs de flux et de couple grâce aux courants  $i_d$  et  $i_q$ .

Le schéma basique de commande vectorielle pour un moteur synchrone à rotor bobiné est illustré dans la figure 3.1. Comme le montre cette figure, les courants triphasés du stator sont mesurés via deux capteurs de courant. En appliquant la transformée de Concordia aux courants, on obtient les courants dans le repère  $\alpha\beta$ . Ensuite, grâce à la position du rotor, qui est mesurée par un capteur de position, les courants du stator sont transformés au repère  $dq$ . En comparant ces courants avec les courants de référence ( $i_{dref}$  et  $i_{qref}$ ) à travers un système de contrôle, les tensions de référence dans le repère  $dq$  sont générées. Ces tensions sont transférées au repère triphasé  $abc$  et alimentent le moteur à partir d'un onduleur. La référence de courant  $i_{qref}$  peut être sélectionnée directement ou être générée via un régulateur PI utilisant la vitesse de référence ( $\omega_{ref}$ ).

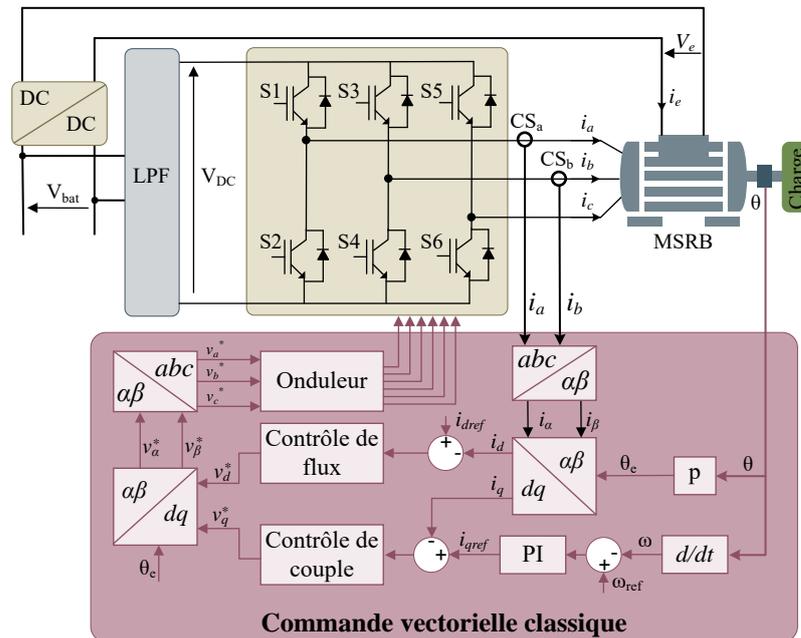


FIGURE 3.1 – Schéma basique de commande vectorielle pour les moteurs synchrones.

La méthode de commande vectorielle présentée constitue l'une des méthodes courantes et fondamentales de commande des machines synchrones. D'autres méthodes telles que les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) [53, 54], les méthodes adaptatives [55], les méthodes de commande prédictive [56], etc., ont également été présentées dans la littérature scientifique. Elles utilisent généralement des blocs de commande plus avancés à la place des régulateurs PI. Cependant, la base de la mesure du courant et de la transformation en repère  $dq$  reste la même.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la suppression des capteurs de courant tout en préservant le principe de la commande vectorielle, à savoir, contrôler le flux et le couple à l'aide des composantes  $dq$  du courant statorique. Ce travail est motivé par l'économie faite sur les capteurs de courant, la chaîne de mesure et la réparation des capteurs en défaut.

### 3.3 Stratégie de commande sans capteur de courant

#### 3.3.1 État de l'art

Dans la littérature scientifique, de nombreuses études ont porté sur les méthodes de commande sans capteur afin de réduire le coût de fabrication. La commande sans capteur de position est l'une des méthodes les plus étudiées pour les machines synchrones, car le capteur de position est généralement relativement cher et lent à calibrer, et son élimination réduit la taille et le coût du système.

D'autre part, dans certaines applications, il est intéressant de développer une commande sans capteur de courant pour réduire le volume et le coût du système, en particulier pour les moteurs à courant élevé, car cela permet d'éliminer deux capteurs coûteux.

L'idée principale de la commande sans capteur consiste à reconstruire l'information qui était fournie par les capteurs éliminés. Une manière d'accéder à cette information est d'utiliser des observateurs d'état qui peuvent estimer les données des capteurs éliminés en utilisant le modèle du système et les données des capteurs restants.

Étant donné que le but de cette étude concerne la commande sans capteur de courant, par la suite, les méthodes de reconstruction ou d'estimation du courant seront étudiés.

L'estimation du courant peut également augmenter la fiabilité du système, car l'une des défaillances potentielles du système de commande provient de la défaillance du capteur de courant. En particulier lorsqu'il y a deux ou trois capteurs de courant, la probabilité d'une panne dans l'un des capteurs augmente.

Certaines études dans la littérature scientifique ont été menées sur l'estimation du courant statorique. Cependant, elles sont encore très limitées par rapport à l'estimation de position.

Une technique classique de reconstruction des courants statoriques consiste à utiliser les informations d'un seul capteur de courant sur le bus continu d'entrée de l'onduleur qui alimente la machine. Cette méthode a été proposée pour la première fois par J.T.Boys [57], puis a attiré l'attention d'autres chercheurs. Le principe général de cette méthode est de mesurer le courant d'entrée de l'onduleur et en utilisant la commande SVM (Space Vector Modulation) et en connaissant l'état des interrupteurs au moment de cette mesure, de calculer le courant circulant dans chaque bras de l'onduleur puis de reconstituer les courants triphasés de la machine. Cependant, la durée d'un état de commutation actif d'un interrupteur peut être trop courte, ce qui rend impossible la mesure précise du courant. Ce problème peut être résolu à l'aide d'un capteur à échantillonnage rapide. Toutefois, cela augmente le coût global du système, ce qui invalide le principal avantage de la commande sans capteur. De plus, dans l'hexagone de tension de sortie, il existe des zones où l'échantillonnage et la reconstruction du courant ne sont pas

possibles [58]. Ces dernières années, diverses méthodes ont été proposées pour améliorer les inconvénients de cette technique [58–62]. Les améliorations apportées à cette technique ont permis une reconstruction acceptable du courant, cependant elles utilisent des algorithmes sophistiqués pour effectuer l'estimation du courant et elles nécessitent toujours un capteur du courant du côté de l'entrée de l'onduleur.

D'autres références [63–66] proposent également différentes techniques de commande sans capteur de courant. Un système de commande sans capteur de courant avec un capteur de position est proposé pour les moteurs synchrones dans [63]. Cette méthode utilise le modèle électrique de la machine pour simuler les courants de stator, puis les courants simulés sont utilisés dans la boucle de commande. Cependant, comme les équations d'état de la machine sont utilisées directement sans emploi d'un estimateur, le courant estimé peut présenter une erreur importante. Une commande adaptative sans modèle est proposée dans [65] pour commander la vitesse de la machine. Bien que cette méthode ne dépende pas du modèle de la machine, l'optimisation des paramètres du modèle adaptatif n'est pas facile et nécessite un long traitement hors ligne. Un autre inconvénient de cette méthode est que les courants statoriques ne sont pas estimés et que la commande est basée sur le contrôle de la vitesse, donc aucune information sur le courant statorique n'est disponible et d'autres types de contrôleurs ne peuvent être appliqués. Une méthode d'estimation non linéaire des courants statoriques est également proposée dans [66]. Cette référence utilise un observateur non linéaire basé sur la convergence d'une fonction de candidat Lyapunov pour estimer le courant statorique. Cependant, le modèle utilisé est un modèle de courant basé sur les inductances du stator, et la dynamique des courants estimés est lente et présente des dépassements lors des transitions qui doivent être corrigés.

Dans ce chapitre, une méthode de commande sans capteur de courant est proposée pour une MSRB [67]. Cette méthode utilise un modèle basé sur le flux, qui peut améliorer la dynamique des courants estimés. Elle permet également d'estimer les courants du stator sans utiliser de capteur de courant du côté du bus DC. Ainsi, tout type de méthode de contrôle basée sur la rétroaction des courants peut être employé pour la commande du moteur.

### 3.3.2 Méthode proposée pour la commande sans capteur de courant

Le premier objectif de cette section consiste à estimer les courants de stator dans le repère  $dq$ . En général, un observateur peut être employé pour estimer un paramètre ou une grandeur dans un système. Afin de pouvoir se servir d'un observateur, il faut d'abord disposer du modèle du système. Le chapitre 2 portait sur le modèle de la machine et la façon de l'obtenir. Ce modèle est donc utilisé pour concevoir un observateur permettant d'estimer les courants statoriques.

En effet, ce modèle a été introduit dans (2.41) et (2.42), où le flux statorique est présenté en fonction du courant. Le système d'équations (2.42) peut également être exprimé sous la forme du courant en fonction de flux, comme suit :

$$\begin{cases} i_d = z_d(\psi_d, \psi_q, i_e) \\ i_q = z_q(\psi_d, \psi_q, i_e) \end{cases} \quad (3.1)$$

Le système général d'équations de la machine peut également être exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_d}{dt} = -R_s z_d + p\omega_r \psi_q + v_d \\ \frac{d\psi_q}{dt} = -R_s z_q - p\omega_r \psi_d + v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (p(\psi_d z_q - \psi_q z_d) - T_L) \end{cases} \quad (3.2)$$

où,  $z_d$  et  $z_q$  représentent les courants statoriques dans le repère  $dq$  qui sont fonction des flux statoriques et du courant d'excitation du rotor, comme décrit dans (3.1).  $\omega_r$  est la vitesse mécanique du rotor,  $p$  est le nombre de paires de pôles,  $T_L$  est le couple de charge, et  $J$  est l'inertie mécanique du rotor.

### 3.3.3 Observabilité du système

Dans le but de vérifier les conditions de convergence de l'estimateur, dans cette partie l'observabilité du système est étudiée .

Pour vérifier l'observabilité d'un système, l'une des méthodes communes consiste à étudier la matrice de sortie du système en fonction des variables d'état du système. En utilisant la méthode proposée dans [25], on commence par définir une matrice appelée  $O$  comme suit :

$$O = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Pour le système étudié, la seule variable mesurée est :  $\omega_r$ . Ainsi,  $O$  peut s'écrire comme (3.4) :

$$O = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \dot{\omega}_r \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \frac{1}{J}(p(\psi_d z_q - \psi_q z_d) - T_L) \\ \ddot{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Vu la relation entre les flux du stator et les courants du stator et du rotor,  $\ddot{\omega}_r$  peut être calculé comme suit :

$$\begin{aligned} \ddot{\omega}_r = & \frac{p}{J} \left[ \frac{d\psi_d}{dt} (z_q + \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d}) - \frac{d\psi_q}{dt} (z_d + \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q}) \right. \\ & \left. - \frac{di_e}{dt} (\psi_d \frac{\partial z_q}{\partial i_e} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial i_e}) \right] - \frac{1}{J} \frac{dT_L}{dt} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Afin de vérifier l'observabilité locale des variables d'état du système, la matrice jacobienne de  $O$  doit être calculée. La définition d'une matrice jacobienne a été précédemment définie par (2.29).

Par conséquent, la matrice jacobienne peut être exprimée comme suit :

$$J_0 = \frac{\partial(O)}{\partial(\psi_d, \psi_q, \omega_r)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{p}{J} [z_q + \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d}] & -\frac{p}{J} [z_d + \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q}] & -\frac{1}{J} \frac{\partial T_L}{\partial \omega_r} \\ O_{31} & O_{32} & O_{33} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

où :

$$\begin{aligned}
O_{31} &= \frac{p}{J} [(-R_s \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d})(z_q + \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d}) + (-R_s z_d + p\omega_r \psi_q + v_d) (2 \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} + \psi_d \frac{\partial^2 z_q}{\partial \psi_d^2} \\
&\quad - \psi_q \frac{\partial^2 z_d}{\partial \psi_d^2}) - (-R_s \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - p\omega_r)(z_d + \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q}) - (-R_s z_q - p\omega_r \psi_d + v_q) \\
&\quad (\frac{\partial z_d}{\partial \psi_d} + \psi_q \frac{\partial}{\partial \psi_d} \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial}{\partial \psi_d} \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q}) - \frac{di_e}{dt} (\frac{\partial z_q}{\partial i_e} + \psi_d \frac{\partial}{\partial \psi_d} \frac{\partial z_q}{\partial i_e} - \psi_q \frac{\partial}{\partial \psi_d} \frac{\partial z_d}{\partial i_e})] \\
O_{32} &= \frac{p}{J} [(-R_s \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} + p\omega_r)(z_q + \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d}) + (-R_s z_d + p\omega_r \psi_q + v_d) (\frac{\partial z_q}{\partial \psi_q} \\
&\quad + \psi_d \frac{\partial}{\partial \psi_q} \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial}{\partial \psi_q} \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q}) - (-R_s \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q})(z_d + \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q}) - (-R_s z_q \\
&\quad - p\omega_r \psi_d + v_q) (2 \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} + \psi_q \frac{\partial^2 z_d}{\partial \psi_q^2} - \psi_d \frac{\partial^2 z_q}{\partial \psi_q^2}) - \frac{di_e}{dt} (\psi_d \frac{\partial}{\partial \psi_q} \frac{\partial z_q}{\partial i_e} - \frac{\partial z_d}{\partial i_e} - \psi_q \frac{\partial}{\partial \psi_q} \frac{\partial z_d}{\partial i_e})] \\
O_{33} &= \frac{p}{J} [(p\psi_q)(z_q + \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_d} - \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_d}) + (p\psi_d)(z_d + \psi_q \frac{\partial z_d}{\partial \psi_q} - \psi_d \frac{\partial z_q}{\partial \psi_q})] - \frac{1}{J} \frac{\partial}{\partial \omega_r} \frac{dT_L}{dt}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Étant donné que, en régime dynamique, le rang de la matrice jacobienne est plein, les variables d'état sont localement observables. Ainsi, le système est localement observable et la variable mesurée contient suffisamment d'informations pour estimer les flux statoriques.

### 3.3.4 Observateur d'état

Le principal objectif d'un observateur consiste à estimer une ou plusieurs variables d'état d'un système en utilisant le modèle mathématique.

Du point de vue de la théorie des systèmes ou du traitement du signal, les systèmes peuvent être décrits par des équations différentielles. Considérons le système d'équations d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad y = h(x) \tag{3.8}$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$  et  $y \in \mathbb{R}^p$  représentent respectivement les variables d'état, les variables d'entrée et les variables de sortie.  $x$  et  $y$  dans (3.8) sont les variables réelles du système (comme les courants et la vitesse). Les variables  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$  sont définies comme les variables estimées ou les variables calculées par le modèle mathématique dans l'observateur. En comparant la variable mesurée dans le système et la variable estimée, on obtient une erreur notée ( $e$ ). Cette erreur est pondérée par une matrice appelée  $K$  et réinjectée dans le système modèle pour ajuster les variables d'état. Le modèle mathématique de l'observateur peut être présenté comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + K.e \quad e = y - \hat{y} \tag{3.9}$$

La figure 3.2 montre la structure de ce type d'observateur pour un système non linéaire. Dans cette figure, comme on peut le voir, il y a un système réel qui reçoit une entrée ( $u$ ), et qui a une

sortie mesurée par un capteur ( $y$ ). En parallèle, il existe également un système d'observateur qui estime la variable d'état ( $\hat{x}$ ) et la sortie ( $\hat{y}$ ) par des équations mathématiques.

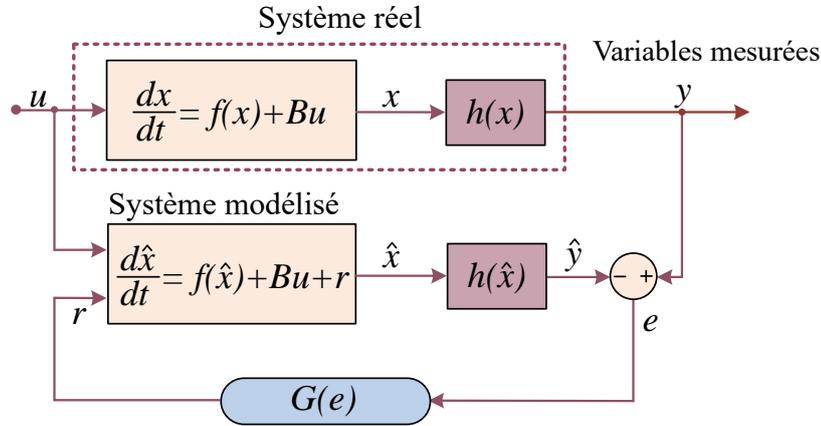


FIGURE 3.2 – Structure d'observateur avec correction linéaire

Le modèle introduit peut décrire le comportement de nombreux systèmes adaptatifs tels que l'observateur à filtre de Kalman, l'observateur à mode glissant, l'observateur de Luenberger, le réseau neuronal récurrent, etc.

L'une des différences principales entre ces observateurs réside dans la détermination de la matrice de gain ( $K$ ). L'observateur à filtre de Kalman, par exemple, utilise une optimisation récursive en ligne de  $K$ . Pour l'observateur Luenberger et l'observateur à mode glissant, cette matrice de gain est calculée hors ligne en utilisant généralement un placement de pôles. Dans ce qui suit, la base de certains observateurs est brièvement présentée.

### 3.3.4.1 Observateur de Luenberger

La théorie de l'observation de Luenberger se base sur les techniques de placement des pôles. Pour un système non linéaire, l'idée du premier cas est basée sur la linéarisation du modèle et le calcul du gain sous la condition que l'état reste toujours au voisinage de l'état d'équilibre. En considérant le système de (3.8), l'observateur de Luenberger étendu correspondant peut être présenté comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}, u) \end{cases} \quad (3.10)$$

où  $L$  est le gain de l'observateur calculé pour que toutes les valeurs propres de la quantité  $(\frac{\partial f(x,u)}{\partial x} - L \frac{\partial h(x,u)}{\partial x})$  soient stables.

Dans cette étude, le système d'équations (3.2) est utilisé pour concevoir l'observateur. Selon ce système d'équations, les flux statoriques ( $\psi_d$  et  $\psi_q$ ), et la vitesse du rotor ( $\omega_r$ ) sont considérés comme les variables d'état. La sortie du système est également la vitesse du rotor, car elle est mesurée par un capteur mécanique. Ainsi, la conception d'un observateur se base sur cette sortie et ces variables d'état.

Donc, le système d'équations de cet observateur pour la machine étudiée peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s z_d + p\omega_r \psi_q + v_d \\ -R_s z_q - p\omega_r \psi_d + v_q \\ \frac{1}{J}(p(\psi_d z_q - \psi_q z_d) - T_L) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{aligned} \quad (3.11)$$

où  $\hat{\psi}_d$ ,  $\hat{\psi}_q$  et  $\hat{\omega}_r$  représentent les flux estimés et la vitesse estimée du rotor, et  $L_1$  à  $L_3$  sont des coefficients constants pour l'estimateur de Luenberger. Pour trouver les valeurs optimales de ces constantes, un placement de pôles peut être effectué. Mais étant donné que le système étudié est fortement non linéaire, pour déterminer les valeurs optimales des constantes, des simulations ont été utilisées pour comparer les performances du système à différentes valeurs de ces constantes. La première étape pour ajuster ces constantes dans la simulation est de considérer une commande dans laquelle les boucles de vitesse et de courant sont fermées sur les grandeurs mesurées, et en même temps l'observateur fonctionne en parallèle. En changeant ces constantes, on essaie d'obtenir une estimation stable pour les courants. Ensuite, dans l'intervalle stable, en faisant varier les constantes, la performance de l'estimateur est analysée. En utilisant cette technique, on constate qu'en augmentant la valeur de la constante  $L_3$ , le temps de réponse de l'estimation est ralenti. Il est également observé que des valeurs plus faibles de  $L_1$  et  $L_2$  peuvent conduire à une meilleure dynamique transitoire. En revanche, des valeurs  $L_1$  et  $L_2$  supérieures à 0.1 peuvent entraîner une mauvaise dynamique ou une instabilité. En effectuant différentes simulations, les valeurs suivantes conduisent au meilleur résultat en termes de temps de réponse et de dynamique transitoire :  $L_1 = L_2 = 0.01$ , et  $L_3 = 10$ . Dans la section consacrée à l'étude de simulation, on présentera également quelques résultats obtenus avec différentes valeurs des constantes.

### 3.3.4.2 Observateur par mode glissant

Le principe des observateurs par mode glissant consiste à contraindre la dynamique du système à converger vers une variété ( $s$ ) appelée surface de glissement. L'attractivité de cette surface est assurée par les conditions de glissement.

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) sont nulles.

Dans la deuxième phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec une dynamique imposant d'annuler toutes les erreurs d'observation. En considérant un système d'état non linéaire comme (3.8), l'observateur par mode glissant est défini par la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + K \text{sign}(s(x)) \\ \hat{y} = h(\hat{x}, u) \end{cases} \quad (3.12)$$

où,  $K$  est la matrice de gain de l'observateur. La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$s(x) = y - \hat{y} \quad (3.13)$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction  $sign$  qui est appliquée à l'erreur de sortie. Cette fonction est définie comme suit :

$$sign(s) = \begin{cases} 1 & si \quad s > 0 \\ 0 & si \quad s = 0 \\ -1 & si \quad s < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

On constate que, comme l'observateur de Luenberger, cet observateur est aussi une copie du modèle du système, plus un terme de correction qui établit la convergence de  $\hat{x}$  vers  $x$ .

Afin que l'état estimé puisse converger vers l'état réel, l'observateur par mode glissant est tenu de respecter deux conditions :

1. La première condition porte sur la garantie de l'attractivité de la surface de glissement  $s(x) = 0$ , qui est attractive si la fonction de Lyapunov  $V(x) = s^T \times s$  respecte la condition  $\dot{V}(x) < 0$  pour  $s \neq 0$ .
2. La deuxième considération est que la matrice de gain correctif satisfait la condition d'invariance suivante :

$$\begin{cases} \dot{s} = 0 \\ s = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

En utilisant le système d'équation (3.2) qui représente le modèle de la machine, cet observateur peut être présenté comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s z_d + p\omega_r \psi_q + v_d \\ -R_s z_q - p\omega_r \psi_d + v_q \\ \frac{1}{J}(p(\psi_d z_q - \psi_q z_d) - T_L) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} K_1 sign(\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ K_2 sign(\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ K_3 sign(\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Le choix des valeurs des coefficients  $K_1$  à  $K_3$  pour cet observateur peut être réalisé en considérant les conditions mentionnées ci-dessus ou en effectuant des analyses de simulation comme expliqué précédemment.

### 3.3.4.3 Observateur de Kalman

Le filtre de Kalman est un outil largement utilisé et adapté à différents types d'applications [68, 69]. Il peut être utilisé comme un filtre, tel que son nom l'indique, afin de réduire le bruit ou de récupérer les données incomplètes d'une mesure. Il peut également être utilisé comme observateur d'une variable lorsque d'autres mesures sont connues. La forme non linéaire

du filtre de Kalman, le filtre de Kalman étendu (EKF) a été développé pour les mêmes applications et est basé sur les mêmes principes mais peut être appliqué à des systèmes non linéaires.

Le principe de fonctionnement de l'EKF peut être divisé en deux parties :

1. Premièrement, une partie prédiction, qui calcule les variables de l'étape suivante sur la base du modèle d'état du système, comme suit [70, 71] :

$$\hat{X}_k^- = \hat{X}_{k-1} + T_s * f(\hat{X}_{k-1}, u_{k-1}) \quad (3.17)$$

$$P_k^- = F_k P_{k-1} F_k^T + Q \quad (3.18)$$

2. Deuxièmement, la partie mise à jour, qui calcule une correction basée sur l'erreur d'estimation et le gain optimal calculé par :

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R)^{-1} \quad (3.19)$$

$$\hat{X}_k = \hat{X}_k^- + K_k (y_k - h(\hat{X}_k^-, 0)) \quad (3.20)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (3.21)$$

où  $\hat{X}_k^-$  est l'estimation initiale (prédiction) de l'état au  $k$ -ème pas.  $\hat{X}_{k-1}$  est l'estimation a posteriori de l'état au pas  $k-1$ .  $P_k^-$  et  $P_k$  représentent la matrice de covariance des erreurs d'estimation d'état, respectivement, a priori et a posteriori à l'étape  $k$ . La matrice  $Q$  représente la variance du bruit de calcul, et  $R$  est la matrice de la variance du bruit de mesure.  $F$  est la matrice jacobienne des dérivées partielles de  $f$  par rapport à  $x$ , et  $H$  est la matrice jacobienne des dérivées partielles de  $h$  par rapport à  $x$ , qui sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{k[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{X}_{k-1}, u_{k-1}) = I + T_s \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{X}_{k-1}, u_{k-1}) \\ H_{k[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{X}_k^-) \end{cases} \quad (3.22)$$

En utilisant le système d'équation (3.2) qui représente le modèle de la machine, l'observateur de Kalman en temps discret peut être présenté comme suit :

$$\hat{X}^- = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d^- \\ \hat{\psi}_q^- \\ \hat{\omega}_r^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{dk-1} \\ \psi_{qk-1} \\ \omega_{rk-1} \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} -R_s z_{dk-1} + p\omega_{rk-1}\psi_{qk-1} + v_{dk-1} \\ -R_s z_{qk-1} - p\omega_{rk-1}\psi_{dk-1} + v_{qk-1} \\ \frac{1}{j}(p(\psi_{dk-1}z_{qk-1} - \psi_{qk-1}z_{dk-1}) - T_{Lk-1}) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s \frac{\partial z_{dk-1}}{\partial \psi_{dk-1}} & T_s p \omega_{rk-1} & T_s p \psi_{qk-1} \\ -T_s p \omega_{rk-1} & 1 - T_s R_s \frac{\partial z_{qk-1}}{\partial \psi_{qk-1}} & -T_s p \psi_{dk-1} \\ F_{31} & F_{32} & 1 - T_s \left( \frac{\partial T_{Lk-1}}{\partial \omega_{rk-1}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{31} = T_s \frac{1}{j} p \left( z_{qk-1} + \psi_{dk-1} \frac{\partial z_{qk-1}}{\partial \psi_{dk-1}} - \psi_{qk-1} \frac{\partial z_{dk-1}}{\partial \psi_{dk-1}} \right) \\ F_{32} = T_s \frac{1}{j} p \left( -z_{dk-1} + \psi_{dk-1} \frac{\partial z_{qk-1}}{\partial \psi_{qk-1}} - \psi_{qk-1} \frac{\partial z_{dk-1}}{\partial \psi_{qk-1}} \right) \end{cases} \quad (3.25)$$

$$h(x) = \omega_r \Rightarrow H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

La performance de l'EKF dépend largement du choix des matrices  $R$  et  $Q$ ; ces matrices sont difficiles à déterminer. Certaines méthodes telles que la méthode des moindres carrés d'autocovariance décrite dans [72] peuvent être utilisées pour des systèmes linéaires, mais avec des systèmes non linéaires, l'erreur de linéarisation peut provoquer une augmentation de l'erreur. Ceci est un inconvénient majeur de l'utilisation de l'EKF comme observateur non linéaire. Toutefois, les paragraphes suivants décrivent une technique permettant de sélectionner les valeurs de ces matrices.

En général, la matrice  $Q$  présente une description statistique du modèle d'entraînement. Une augmentation de cette matrice indiquerait la présence soit d'un bruit important du système, soit d'une incertitude accrue des paramètres. Une augmentation des éléments de  $Q$  augmentera de même le gain de l'EKF, ce qui se traduira par une dynamique de filtre plus rapide. D'autre part, la matrice  $R$  est liée au bruit de mesure; l'augmentation des valeurs des éléments de cette matrice signifie que les mesures sont affectées par le bruit et qu'elles sont donc peu fiables. Par conséquent, le gain du filtre baisse, ce qui entraîne une réponse transitoire moins rapide.

Il est courant de supposer les matrices de covariance  $Q$  et  $R$  diagonales, car on ne dispose pas d'informations statistiques suffisantes pour évaluer leurs termes hors diagonale [73]. D'autre part, la pratique a révélé que même en commençant avec des valeurs hors-diagonale non nulles, à l'état stable, les termes hors-diagonale restent très inférieurs aux termes diagonaux correspondants [74]. La référence [74] a mené une étude sur l'effet des valeurs de matrice  $R$  et  $Q$  sur les entraînements MSAP. Cette étude indique que, plus la valeur des éléments normalisés de la matrice  $Q$  est faible, plus le retard de la vitesse estimée par rapport à la vitesse effective est faible. Il montre également que l'élément qui influence le plus la convergence est celui qui concerne l'équation mécanique (ici  $Q_{33}$ ) et cette valeur peut être plus grande pour assurer la convergence du filtre et une meilleure dynamique. Il est également observé que de petites valeurs de ce paramètre peuvent conduire à plus d'ondulations. A partir de ces considérations, la matrice qui donne les meilleurs résultats sur la simulation et l'expérimentation peut être choisie comme suit :

$$Q = \begin{bmatrix} 0.23 & 0 & 0 \\ 0 & 0.23 & 0 \\ 0 & 0 & 23000 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Quant à la matrice  $R$ , comme il n'y a qu'une seule variable à mesurer, elle se présente comme une constante. Pour choisir la valeur de cette constante, en effectuant diverses simulations, il a été observé que cette valeur n'a pas beaucoup d'effet sur la performance de l'observateur. Ainsi, on peut choisir cette valeur aléatoirement égale à  $R = 2.3$ .

Un autre inconvénient majeur de l'observateur de Kalman réside dans le calcul de la matrice inverse nécessaire au calcul du gain optimal dans (3.19). En effet, dans le cas de systèmes multi-entrées, l'inversion de la matrice devient rapidement complexe. Ceci n'est pas le cas dans le système étudié ici.

### 3.3.4.4 Choix de l'observateur

Le modèle proposé peut être appliqué à tous les observateurs mentionnés ci-dessus. Cependant, afin de poursuivre cette étude, il est nécessaire de sélectionner un observateur. En comparant les observateurs, on constate que, l'observateur de Kalman nécessite un calcul lourd comprenant une optimisation récursive et une inversion de matrice. L'observateur par mode glissant apporte une méthode moins coûteuse en temps car il ne nécessite qu'un calcul du signe et une multiplication du gain. D'autre part, l'observateur de Luenberger ne nécessite qu'une multiplication du gain, ce qui requiert moins de temps de calcul que les autres observateurs.

En plus de la complexité et du temps de calcul, les performances de ces observateurs dans l'estimation des courants statoriques sont déterminantes pour faire notre choix. Pour cela, une étude comparative des performances sera effectuée ultérieurement dans ce chapitre. Dans le chapitre 4 aussi, au niveau des résultats expérimentaux, les estimations des courants pour trois estimateurs de Kalman, Luenberger et mode glissant sont comparées en termes de dynamique et de temps d'exécution. En tenant compte des facteurs décrits, l'observateur de Luenberger est préféré en raison de sa faible consommation d'énergie due à un temps de fonctionnement plus court.

### 3.3.5 Sensibilité de l'estimateur aux paramètres de machine

Comme discuté précédemment et également observé dans le système d'équations, l'observateur se sert des grandeurs mesurées et du modèle de la machine pour estimer les courants. Donc l'estimateur dépend des paramètres électriques et mécaniques du modèle. Dans cette section, la sensibilité de l'estimateur aux paramètres du moteur sera étudiée.

La matrice jacobienne  $dS$  des dérivées partielles des variables estimées  $f = [\frac{d\psi_d}{dt}, \frac{d\psi_q}{dt}, \frac{d\omega_r}{dt}]$  en fonction des vecteurs des paramètres électriques et mécaniques  $x_p = [R_s, T_L, J]$  s'écrit comme suit :

$$dS = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial R_s} & \frac{\partial f_1}{\partial T_L} & \frac{\partial f_1}{\partial J} \\ \frac{\partial f_2}{\partial R_s} & \frac{\partial f_2}{\partial T_L} & \frac{\partial f_2}{\partial J} \\ \frac{\partial f_3}{\partial R_s} & \frac{\partial f_3}{\partial T_L} & \frac{\partial f_3}{\partial J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -z_d & 0 & 0 \\ -z_q & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{J} & \frac{-1}{J^2} S_{33} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\text{où : } S_{33} = p(\psi_d z_q - \psi_q z_d) - T_L.$$

Comme on peut le constater, les sensibilités absolues des variations de  $\psi_d$  et  $\psi_q$  vis-à-vis de  $R_s$  sont proportionnelles aux courants statoriques, et la sensibilité absolue des variations de vitesse par rapport au couple de charge dépend inversement du moment d'inertie. Puisque la valeur de  $J$  dans le moteur étudié est faible ( $J = 0.015 \text{ kg.m}^2$ ), la sensibilité à ces deux paramètres est élevée. Il est également important de noter que, puisque les sensibilités de  $J$  et de  $T_L$  sont proportionnelles (avec le premier ou le second ordre), à l'inverse de l'inertie ( $\frac{1}{J}$  et  $\frac{1}{J^2}$ ), si la valeur de  $J$  est surestimée, ou autrement dit lorsque  $J$  utilisé dans les équations augmente, la sensibilité diminue. Ce comportement est également montré et discuté dans la simulation et les résultats expérimentaux.

### 3.3.6 Méthode de commande

Comme mentionné précédemment, les flux statoriques sont estimés avec l'estimateur proposé, puis à partir de la relation entre les flux statoriques et les courants statoriques dans l'axe  $dq$ , les courants  $i_d, i_q$  peuvent être obtenus. Ces courants jouent le rôle de courants de rétroaction pour la commande du moteur. Avec ces courants, différentes méthodes de commande du moteur peuvent être mises en oeuvre. Dans cette section, on utilise une commande de base à l'aide de régulateurs PI. La figure 3.3 illustre le schéma de commande.

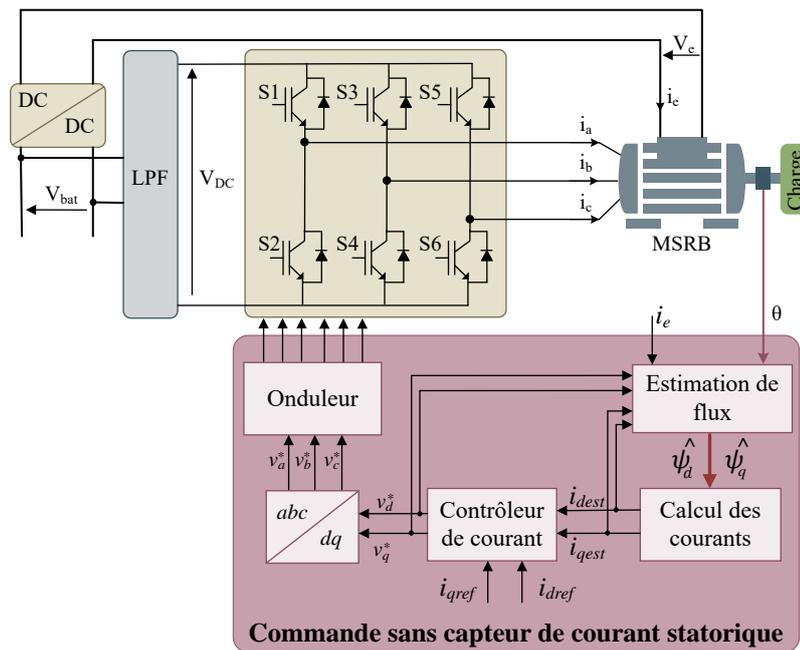


FIGURE 3.3 – Schéma de la commande sans capteur de courant.

Selon ce schéma, tout d'abord,  $\hat{\psi}_d$  et  $\hat{\psi}_q$  sont estimés avec l'estimateur proposé, puis les courants de stator ( $i_d, i_q$ ) sont obtenus à partir de la relation entre les courants et les flux dans le modèle magnétique présenté en (3.1). En comparant les courants de référence et les courants estimés et en utilisant un contrôleur de courant, les références de tension de l'axe  $dq$  sont obtenues. Enfin, en utilisant l'inverse de la transformée de Park, les références de tension triphasées sont transférées à l'onduleur pour alimenter la MSRB.

### 3.3.7 Étude de la commande proposée par simulation

Dans cette section, les simulations sont effectuées sous Matlab/Simulink pour étudier l'efficacité de l'estimateur de courant et de l'algorithme de commande proposés. La fréquence d'échantillonnage ainsi que la fréquence de commutation sont égales à  $10\text{ kHz}$ . La raison du choix de cette fréquence est de montrer la performance acceptable de la méthode proposée à une fréquence classique qui peut être implémentée dans la plupart des microcontrôleurs.

### 3.3.7.1 Commande sans capteur de courant

Dans la première série de simulations, afin d'évaluer la performance de l'estimateur et l'effet des valeurs constantes  $L_1$  à  $L_3$  dans (3.11), un échelon de  $50\text{ A}$  est donné au système comme référence de courant  $i_q$ , et le contrôleur essaie de suivre cette référence en mode de commande sans capteur de courant. La référence de courant dans l'axe direct est choisie comme  $i_d = 0$ , et le courant d'excitation du rotor  $i_e = 4\text{ A}$ . Dans ces simulations, aucune mesure de courant ne sera utilisée dans la boucle de commande, mais seulement pour montrer les courants réels afin de faire une comparaison entre les courants estimés et les courants réels.

La figure 3.4 montre les résultats de simulation. La figure 3.4-(a) présente les courants estimés et mesurés dans le cas d'une valeur constante de  $L_3$ , et valeurs différentes pour  $L_1$  et  $L_2$ . Comme on peut le voir, une valeur élevée pour  $L_1$  et  $L_2$  peut conduire à une mauvaise dynamique des courants. La figure 3.4-(b) également présente les courants estimés et mesurés de  $i_d$  et  $i_q$  pour différentes valeurs de  $L_3$ , dans le cas où les valeurs de  $L_1$  et  $L_2$  sont constantes. Comme on peut le constater, des valeurs faibles de  $L_3$  entraînent un dépassement des courants, et des valeurs très élevées mènent à une réponse lente du système. Ces diagrammes montrent que le changement de ces constantes ne touche pas les valeurs des courants en régime permanent si les fonctions  $z_d$  et  $z_q$ , ainsi que les paramètres de la machine sont connus. L'impact des erreurs de paramètres sera étudié ultérieurement dans ce chapitre.

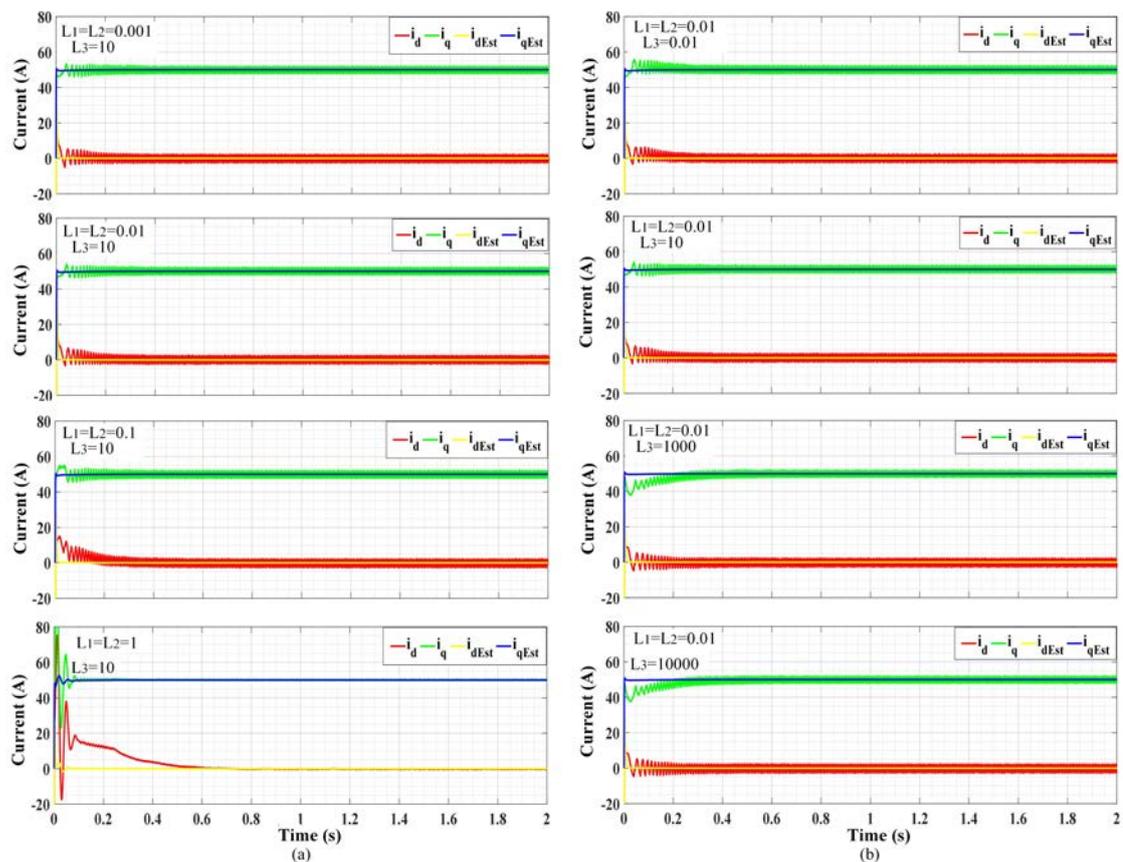


FIGURE 3.4 – Courants estimés et mesurés en cas de différentes valeurs de constante  $L_3$ .

Par la suite, afin de vérifier la performance de la méthode proposée en cas de changement de courant, la référence de courant de l'axe  $q$  est augmenté en quatre étapes de 0 à 65 A, selon le courant nominal du moteur et son fonctionnement habituel.

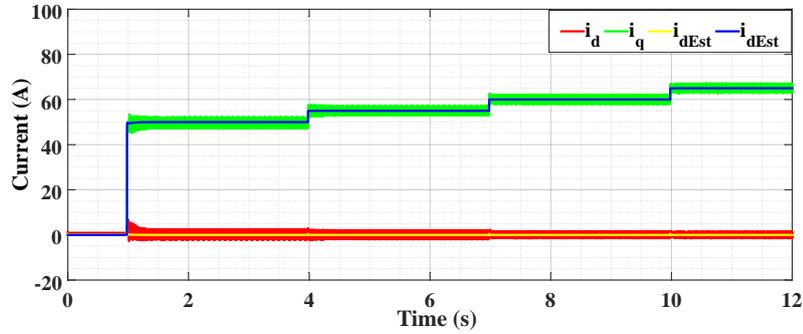


FIGURE 3.5 – Courants  $i_d$  et  $i_q$  estimés et mesurés lorsque  $i_q$  change.

La figure 3.5 montre les courants statoriques ( $i_d$  et  $i_q$ ), et leur valeur estimée. Comme on peut le voir, les courants estimés sont égaux aux courants mesurés. De même, la boucle de commande de courant fonctionne bien et permet de contrôler les courants en utilisant le courant estimé et en suivant les références données. La figure 3.6 montre également les courants triphasés du stator pendant cet essai. Au cours de ces quatre échelons, aucune surintensité de courant significative n'est observée.

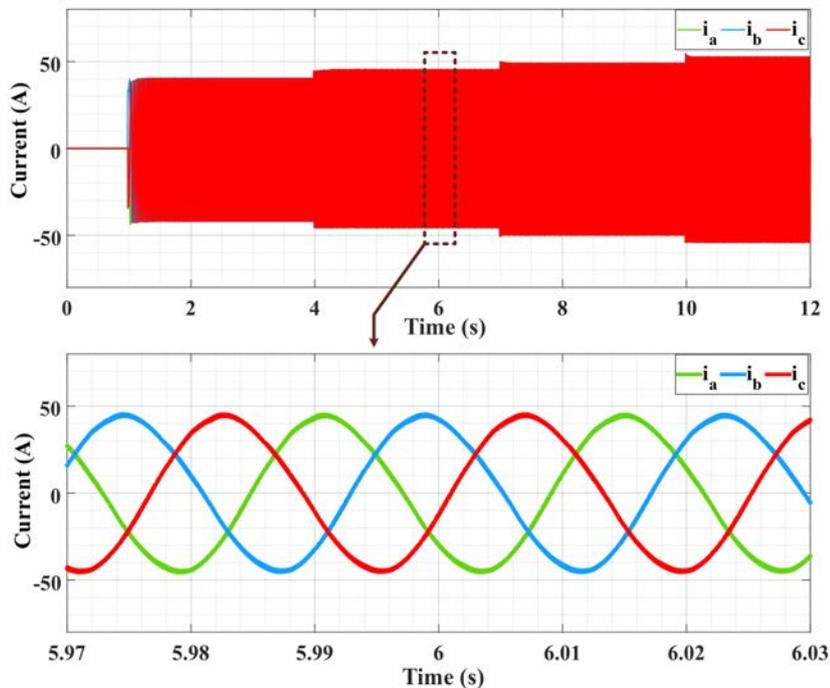


FIGURE 3.6 – Courants triphasés du stator lorsque  $i_q$  change.

La figure 3.7 montre les flux statoriques ( $\psi_d$  et  $\psi_q$ ), et leur valeur estimée. La figure 3.8 montre également les tensions de référence  $v_d$  et  $v_q$  générées par le contrôleur. La vitesse mesurée et estimée est présentée dans la figure 3.9. Comme on peut le constater, la vitesse estimée suit

bien celle mesurée.

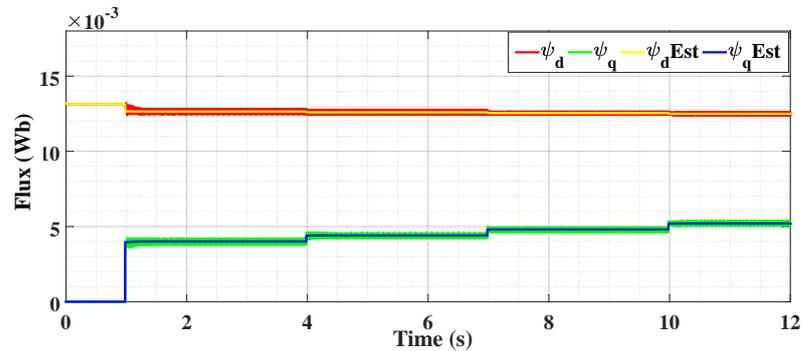


FIGURE 3.7 – Flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  estimés et mesurés lorsque  $i_q$  change.

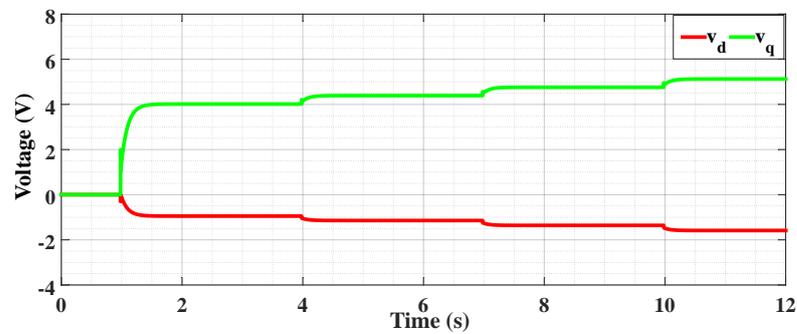


FIGURE 3.8 – Tensions  $V_d$  et  $V_q$  lorsque  $i_q$  change.

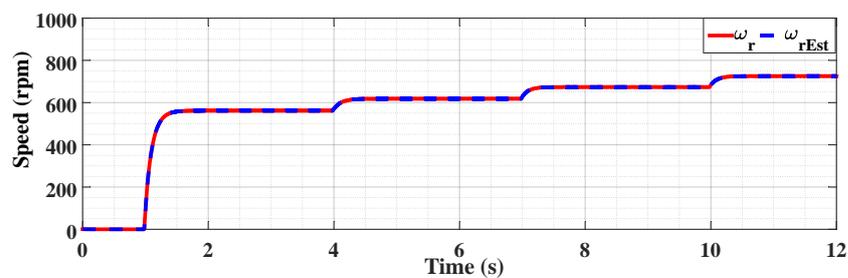


FIGURE 3.9 – Vitesse du rotor estimée et mesurée.

Dans l'essai suivant, le courant  $i_d$  est réduit en quatre étapes de 0 à  $-15$  A. La figure 3.10 montre le résultat de cet essai. Sur cette figure, on constate que la commande et l'estimation des courants sont bien réalisées, et que les courants estimés convergent vers la même valeur que les courants mesurés.

### 3.3.7.2 Sensibilité de l'observateur proposé aux paramètres de modèle

Dans cette partie, la sensibilité de l'estimateur face aux erreurs dans la valeur des paramètres du modèle et son effet sur les courants estimés sont étudiés. Une série de simulations est ainsi réalisée pour vérifier cet effet.

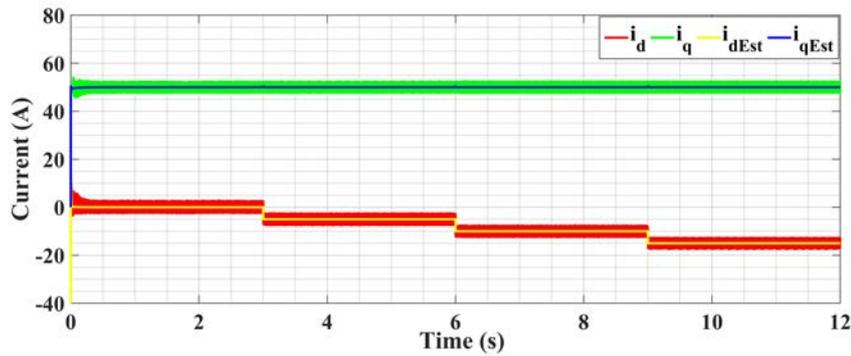


FIGURE 3.10 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_d$  change.

Dans le premier essai, une référence de  $50A$  est donnée à  $i_q$  et les courants statoriques sont estimés. Les valeurs choisies pour les coefficients de l'estimateur sont  $L_1 = L_2 = 0.01$  et  $L_3 = 10$ . La valeur de la résistance statorique utilisée dans l'estimateur est modifiée et l'effet de ce décalage sur l'estimation du courant est évalué. La figure 3.11 montre les courants mesurés et estimés dans le cas d'un décalage de la valeur de  $R_s$ . On constate qu'avec une erreur de 50% sur  $R_s$ , les courants estimés ont une erreur de 10% sur les valeurs mesurées en régime permanent pour le point de fonctionnement considéré.

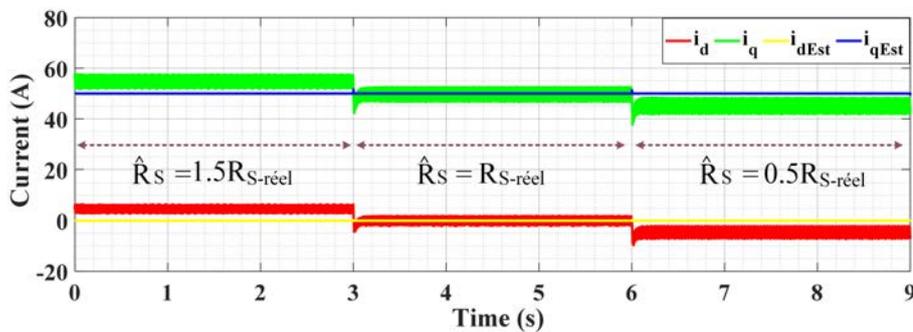


FIGURE 3.11 – Courants statoriques estimés et mesurés dans le cas d'une inadéquation de  $R_s$ .

Comme mentionné dans la section précédente, la matrice de gain des coefficients constants de l'estimateur peut avoir un effet sur la dynamique de la réponse, également en cas d'incertitude ou d'erreurs de mesure, ces coefficients peuvent jouer un rôle en les renforçant ou en les affaiblissant. A titre d'exemple, on répète le test d'inadéquation de la résistance pour trois valeurs différentes de la constante  $L_3$ . La figure 3.12 montre les résultats de cette expérience pour trois différents cas. Comme on peut le voir sur cette figure, la valeur de la constante  $L_3$  peut jouer un rôle important lorsqu'il y a une erreur dans la valeur de la résistance. En général, les grandes valeurs de cette constante, en plus de ralentir le système, amplifient l'erreur d'estimation ; tandis que les petites valeurs de cette constante, en plus d'accélérer la réponse du système, affaiblissent également l'effet des erreurs de modèle. Cependant, comme on l'a vu sur la figure 3.4, de très petites valeurs pour  $L_3$  peuvent provoquer des débordements dans les courants, donc cette valeur ne peut pas être choisie trop petite non plus.

Un autre fait à étudier concerne l'effet de l'inadéquation des paramètres mécaniques sur les

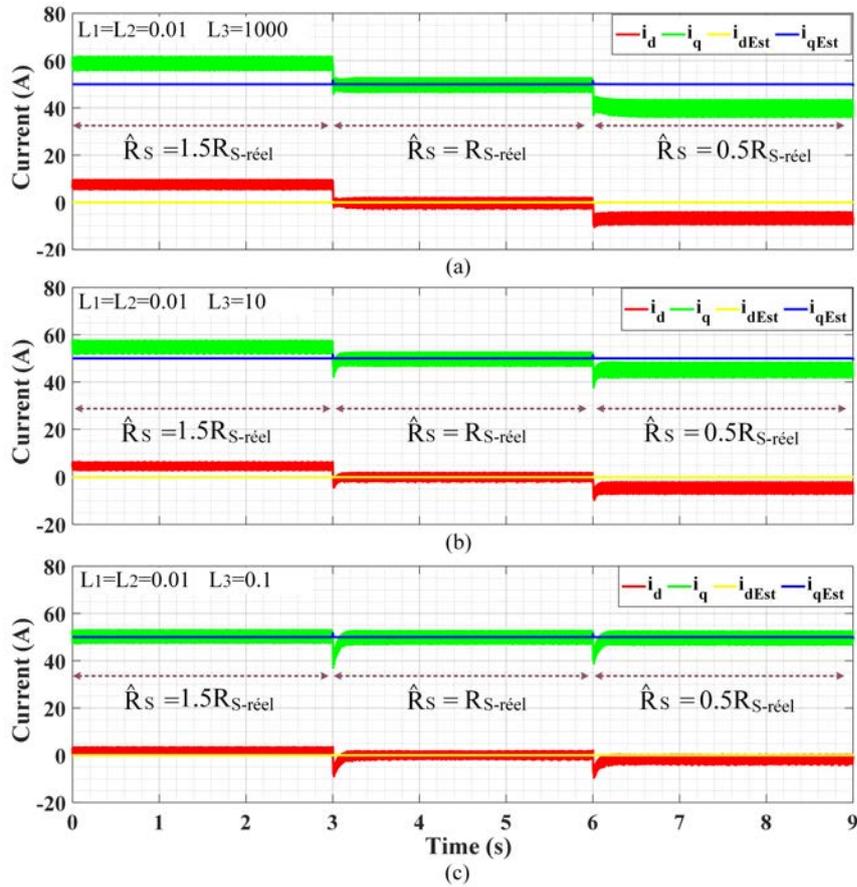


FIGURE 3.12 – Courants statoriques estimés et mesurés dans le cas d’une inadéquation de  $R_s$  pour trois différents  $L_3$ .

courants estimés. Pour cela, le paramètre mécanique  $J$  et le couple de charge  $T_L$  sont considérés avec des erreurs. Dans un premier temps, la valeur de l’inertie  $J$  est surestimée et elle est considérée deux fois plus grande que sa valeur réelle, et dans un autre essai elle est sous-estimée et considérée comme la moitié de sa valeur réelle. La figure 3.13 montre les résultats de ces tests.

On peut observer que, lorsque la valeur de l’inertie est sous-estimée, la dynamique des courants se détériore et présente des dépassements importants par rapport aux résultats obtenus avec la valeur réelle de  $J$ . Cependant, lorsque la valeur de  $J$  est surestimée et est supérieure à la valeur réelle, le dépassement disparaît, et la dynamique devient plus lente. Il est important de noter qu’avec toute valeur d’erreur de  $J$ , les courants du moteur en régime permanent ou dans le cas de petits échelons sont toujours les mêmes que ceux estimés.

Dans une autre simulation, la sensibilité de l’estimateur de courant est étudiée sous la condition dans laquelle le couple de charge  $T_L$  est erroné. La figure 3.14 montre le résultat de cet essai dans le cas où la valeur de  $T_L$  est une fois surestimée et égale à 130% de la valeur réelle, et une fois sous-estimée et égale à 70% de la valeur réelle. La boucle de commande est alimentée par les courants estimés, et les courants mesurés ne sont pas impliqués dans la boucle de commande. Ainsi, si la commande de courant fonctionne bien, les courants estimés sont toujours égaux à

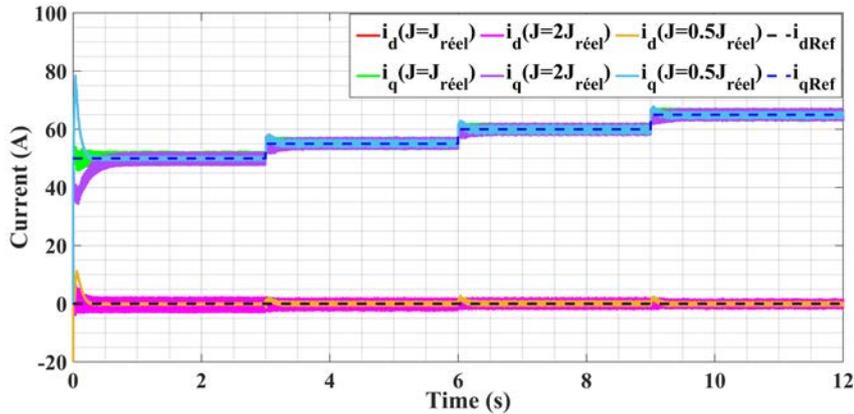


FIGURE 3.13 – Courants estimés et mesurés dans le cas d’une inadéquation de  $J$ .

ceux des références, mais si l’estimation contient des erreurs, les courants réels peuvent différer des estimations. Dans cette figure, les courants réels ont une erreur de 10% par rapport aux courants de référence.

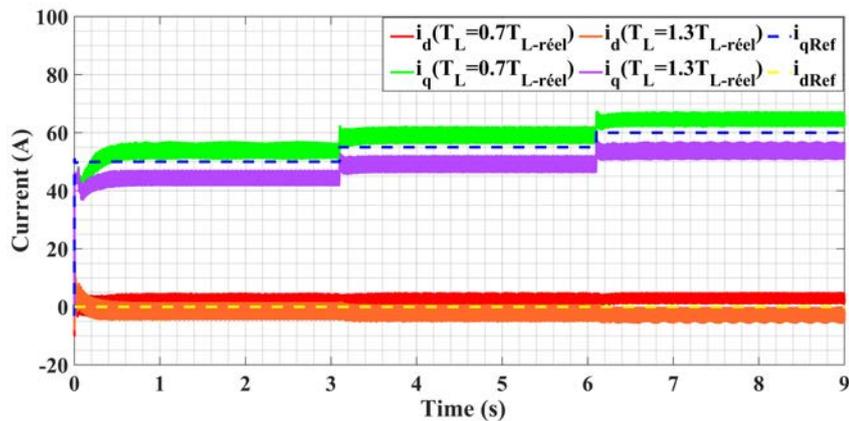


FIGURE 3.14 – Courants estimés et mesurés dans le cas d’une inadéquation en  $T_L$ .

Comme discuté précédemment lors de (3.28), la sensibilité de l’estimateur sur  $T_L$  dépend de  $J$ . De plus, il a été observé que, lorsque  $J$  est surestimé, la vitesse de réponse du système ralentit, mais en régime permanent, les courants sont estimés sans erreur. Ainsi, dans la prochaine expérience, on va vérifier un cas où la valeur du moment d’inertie dans l’estimateur est largement surestimée de sorte que  $J = 20J_{réel}$ . Dans ce cas, la sensibilité de l’estimateur sur les paramètres mécaniques est très faible. Afin d’évaluer cette sensibilité, la valeur de  $T_L$  est considérée nulle, dans la mesure où aucune information sur le couple de charge n’est disponible. La figure 3.15 montre les courants estimés dans ce cas.

Comme on peut le voir, la réponse du système est plus lente, mais bien qu’il n’y ait aucune information sur le couple de charge, il n’y a pas d’erreur d’estimation en régime permanent. Ce comportement sera également discuté avec plus de détails dans la section des résultats expérimentaux en comparant l’effet de l’inadéquation de l’inertie et de l’erreur de couple de charge sur les courants estimés ainsi que sur le temps de réponse.

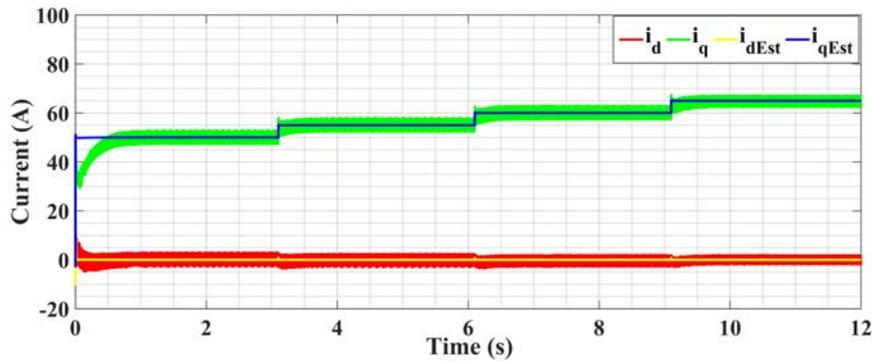


FIGURE 3.15 – Courants estimés et mesurés en ignorant les paramètres mécaniques ainsi que la charge.

En résumé, il a été observé qu’une erreur dans la valeur du couple peut provoquer des courants estimés avec un décalage dans le régime permanent. Il a également été montré qu’en augmentant la valeur de l’inertie dans les équations et en plaçant une valeur beaucoup plus importante que sa valeur réelle, l’effet du couple de charge sur les courants estimés est éliminé, ce qui conduit inévitablement à un ralentissement de la réponse du système. Ce comportement a conduit à l’idée de la compensation du couple à l’aide de ces deux systèmes.

### 3.3.8 Estimation de courant avec compensation de l’erreur de couple

Dans cette partie, une méthode de compensation de la valeur  $T_L$  est étudiée. L’idée de cette compensation, comme mentionné ci-dessus, vient de l’effet du couple sur le courant estimé. En effet, l’augmentation de la valeur de l’inertie ( $J$ ) dans les équations conduit à une situation dans laquelle le courant est estimé sans tenir compte des paramètres mécaniques, mais le temps de réponse du système devient plus lent. Ainsi, avec un système de compensation, on peut essayer d’ajuster la valeur du couple.

Considérons le système illustré à la figure 3.16. Cette figure montre un schéma de la méthode de compensation du couple qui se compose en deux observateurs de courant. Le premier observateur propose un estimateur rapide mais sensible à  $T_L$ , tandis que le second observateur ne dépend pas de  $T_L$  mais est lent. En comparant les résultats de ces deux observateurs, on obtient deux courants ayant des valeurs différentes qui reflètent une erreur dans la valeur de  $T_L$ . Cette erreur peut être envoyée à un simple régulateur PI pour ajuster la valeur de  $T_L$ .

Pour évaluer la méthode proposée, on effectue une simulation en tenant compte d’une erreur de 30% sur la valeur du couple. Comme attendu selon les résultats observés dans la section précédente, le courant estimé aura une erreur. Mais cette fois, à  $t = 2$ , on exécute la méthode de compensation de couple. La figure 3.17 montre le résultat de cette expérience.

Cette figure montre que, dans un premier temps, une erreur dans la valeur du couple a entraîné une erreur dans les valeurs des courants estimés, ce qui implique que les courants réels suivent les références avec un décalage. En appliquant la méthode proposée de la compensation du couple à  $t = 2$  s, les courants estimés sont corrigés et les courants réels de la machine suivent les références sans erreur.

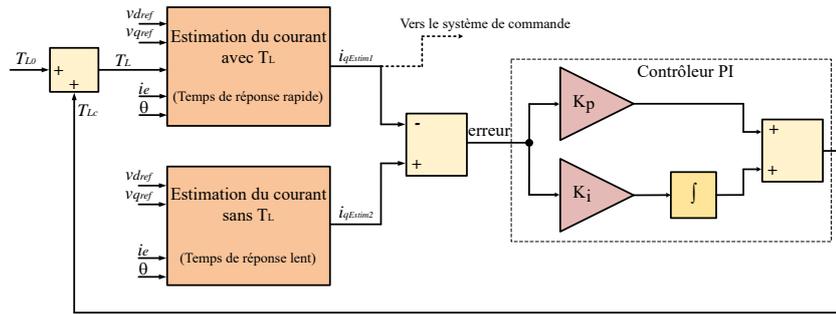
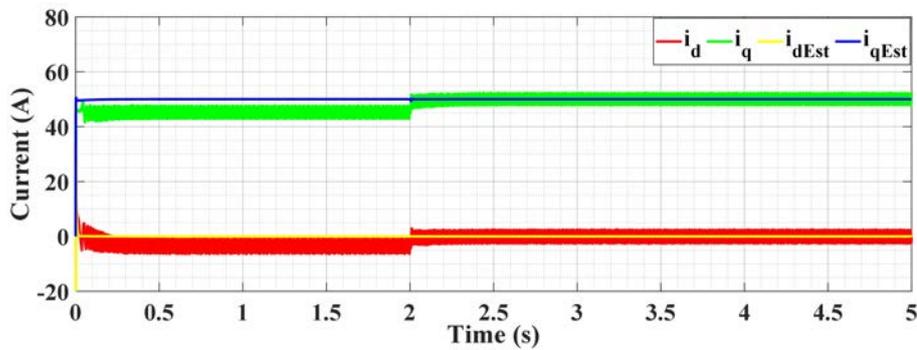
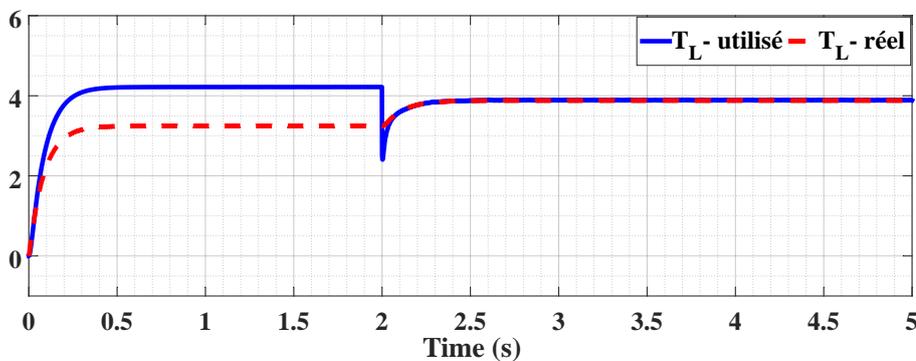


FIGURE 3.16 – Schéma proposé pour la compensation du couple.

FIGURE 3.17 – Courants estimés et mesurés dans le cas d'une inadéquation en  $T_L$  et effectuant une compensation de couple.

La figure 3.18 montre également le couple réel et le couple utilisé dans le système d'équation de l'observateur au cours de cette expérience. Dans cette figure, on peut voir que la valeur estimée du couple de charge est d'abord associée à une erreur de 30%, ce qui entraîne une erreur dans la valeur des courants estimés (comme illustré en figure 3.17). À  $t = 2s$ , lorsque la méthode de compensation du couple est appliquée, la valeur du couple est corrigée et l'erreur entre les courants réels et les courants de référence est réduite. Par conséquent, les courants réels et donc la vitesse de la machine commencent à changer, de ce fait, la valeur du couple réel change également et le couple estimé suit le couple réel sans erreur.

FIGURE 3.18 – Couple  $T_L$  utilisé et réel dans le cas d'une inadéquation  $T_L$  et de l'exécution de la compensation de couple.

La figure 3.19 montre une comparaison de trois méthodes de commande sans capteur de courant. Dans cette figure, le diagramme (a) montre une estimation sans utilisation du compensateur de couple ; le diagramme (b) montre une estimation sans prise en compte du couple et enfin le diagramme (c) montre une estimation utilisant le compensateur de couple proposé.

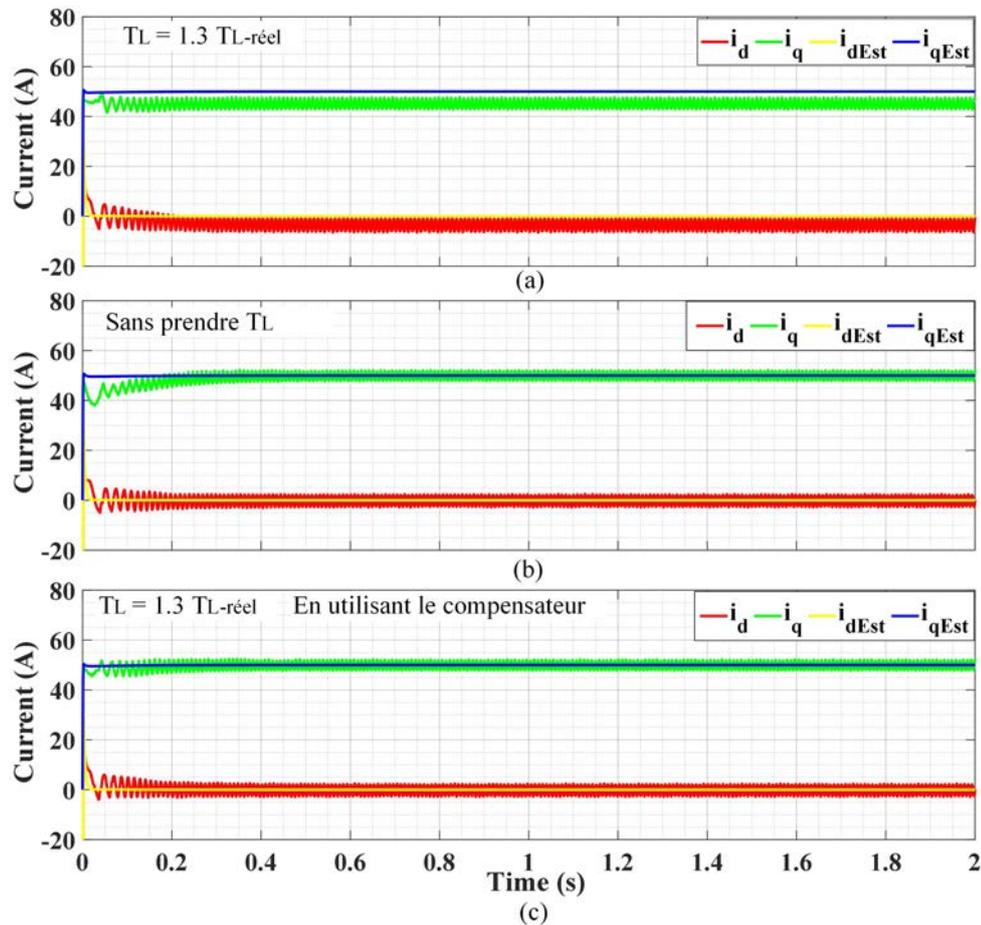


FIGURE 3.19 – Comparaison de trois méthodes de commande en cas de désaccord sur la valeur du couple. (a) : sans compensateur de couple ; (b) : sans tenir compte du couple ; (c) : avec compensateur de couple.

### 3.4 Tolérance aux défauts basée sur une commande sans capteur de courant

Jusqu'à présent, dans ce chapitre, une méthode de commande sans capteur de courant a été proposée. Les résultats de simulation montrent que cette méthode présente une performance acceptable et qu'elle permet de commander le moteur sans avoir besoin de capteur de courant. Les avantages de la suppression des capteurs de courant du système de commande, tels que la réduction du prix et du volume du système, etc. ont été décrits précédemment. Toutefois, dans certaines applications, en raison de leur sensibilité importante, le prix n'est pas le premier critère,

mais la fiabilité est un facteur plus important. Dans ces applications, les capteurs de courant ne peuvent pas être supprimés, mais il est précieux de détecter l'existence d'éventuelles erreurs dans les capteurs.

Dans cette section, une nouvelle méthode est proposée pour détecter les défauts des capteurs de courant, puis continuer à commander le moteur sans utilisation de ces capteurs et sans avoir d'influence sur la rotation du rotor.

En utilisant l'algorithme proposé, lorsqu'un défaut de capteur de courant survient, le système de contrôle peut passer à la commande sans capteur de courant dans un temps très court et sans interrompre la commande du moteur.

En général, le diagnostic de défauts est composé de trois étapes : la détection de défauts, la localisation de défauts et la reconfiguration du système. La méthode de détection de défauts proposée permet non seulement de détecter et de localiser les défauts des capteurs de courant, mais aussi de déclarer simultanément le type de défaut. Dans cette section, ces trois étapes seront expliquées.

### 3.4.1 Détection de défauts dans les capteurs de courant

Pour détecter les défauts des capteurs de courant, il faut d'abord examiner les types de défauts des capteurs. Les défaillances possibles d'un capteur de courant peuvent être les suivantes : Déconnexion du capteur à la carte de contrôle, déconnexion de l'alimentation électrique du capteur, défaillance de la carte interne du capteur et création de gains déséquilibrés à la sortie.

Dans le premier et le deuxième cas, le signal reçu au niveau du système de commande peut être nul ou contient du bruit dans la gamme zéro, et dans le cas d'une défaillance de la carte interne du capteur, le signal reçu au niveau de la commande peut être un signal de bruit proche de zéro, ou peut avoir un changement de gain dans la mesure.

La méthode proposée pour détection de défauts permet de détecter et de distinguer les défauts de déconnexion et de gain dans la mesure du capteur.

En général, étant donné les erreurs possibles, quelques solutions peuvent être proposées pour détecter la présence d'erreurs. Comme, comparaison continue de la sortie des capteurs de courant dans les phases  $a$  et  $b$ , et en cas de déséquilibre entre les sorties de ces deux capteurs (différence d'amplitude considérable, différence de phase significative entre les deux courants etc...), conclure qu'au moins un des deux capteurs ne fonctionne pas correctement. Ou bien, estimation continue des courants statoriques et comparaison avec les courants mesurés.

L'avantage de la première méthode est que le système n'est pas constamment occupé à estimer les courants. Ainsi, il demande moins de calculs au CPU et consomme moins d'énergie. Mais le principal inconvénient est que lorsqu'une erreur est détectée et que le contrôleur veut passer à la commande sans capteur, puisque les courants du moteur sont non nuls, les courants estimés seront accompagnés de certains pics avant la convergence. De l'autre côté, lorsque les courants statoriques sont constamment estimés, le système est prêt à passer en mode sans capteur à tout moment, et l'on ne verra plus de surintensité.

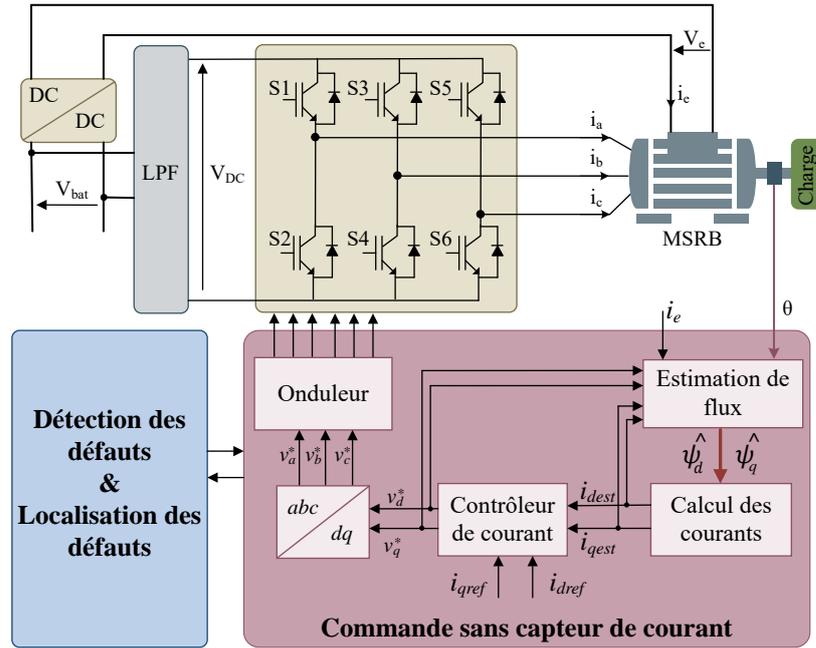


FIGURE 3.20 – Schéma de commande du moteur avec système de détection de défauts des capteurs de courants.

L'algorithme appliqué dans cette étude est basé sur l'estimation continue des courants statiques et la comparaison avec les courants mesurés. Pour comparer les courants estimés et ceux mesurés, on propose une comparaison dans le repère  $\alpha\beta$ , comme dans l'équation suivante :

$$I_{res} = \sqrt{(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)^2 + (i_\beta - \hat{i}_\beta)^2} \quad (3.29)$$

Lorsque la valeur de  $I_{res}$  dépasse une limite comme  $I_{th}$ , cela peut indiquer une erreur d'estimation. Mais cette simple comparaison ne permet pas de dire clairement qu'un défaut des capteurs s'est produit. Afin de détecter correctement le défaut plusieurs facteurs doivent être pris en compte, qui sont expliqués ci-dessous.

Dans un premier temps, il faut choisir la valeur de  $I_{th}$  ainsi que la manière de la comparer à la valeur de  $I_{res}$ . Le choix de la constante  $I_{th}$  dépend de plusieurs paramètres tels que la précision des capteurs de courant, la perfection de la méthode d'estimation des courants, la précision du modèle de la machine, la fréquence d'échantillonnage, etc. Cette valeur peut être obtenue par voie expérimentale. Dans cette étude, nous avons réglé cette valeur à  $4A$ , ce qui correspond à environ 3% du courant nominal de la machine.

Une autre condition à prendre en compte est le pourcentage d'erreur au point de fonctionnement. La différence de  $4A$  n'a pas la même signification dans les petits courants que dans les plus importants. Pour calculer la valeur de l'erreur en pourcentage, il est suggéré de procéder comme suit :

$$\zeta = \frac{|I_{res}|}{\sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2 + \varepsilon}} \quad (3.30)$$

Ce pourcentage est représenté par  $\zeta$ . Comme on peut le constater, une constante telle que  $\varepsilon$  est également utilisée au dénominateur de la fraction, ce qui empêche l'expression de la fraction de diverger et d'imposer une lourde charge de calcul au microprocesseur lorsque les courants sont nuls. Cette constante peut être choisie aussi petit qu'environ 0.01% du courant nominal de la machine.

Dans l'étape suivante, comme on choisit une limite pour la valeur de  $I_{res}$ , il faut également définir une limite comme  $\zeta_{th}$  pour l'erreur minimale de la valeur  $\zeta$ . Le choix de cette limite, tout comme la sélection de la  $I_{th}$ , dépend de certains facteurs tels que la précision du modèle du système, la perfection de l'estimateur de courants, etc. qui peut être réglée en fonction du cas d'étude. Dans cette étude, en raison de l'incertitude potentielle du modèle, cette limite a été considérée égale à 8%.

De cette façon, une erreur éventuelle est détectée lorsque la valeur de  $I_{res}$  dépasse la valeur de  $I_{th}$  et aussi la valeur de  $\zeta$  dépasse  $\zeta_{th}$ . Cette erreur peut être considérée comme un défaut dans le système si elle satisfait d'autres conditions telles que nous les verrons par la suite.

L'algorithme proposé pour la détection de défauts est illustré sur la figure 3.21. Lorsque les deux conditions mentionnées ci-dessus sont satisfaites, le signal " $Err$ ", présenté dans cette figure, devient égal à 1.

Lorsque " $Err$ " est égal à 1, on déclare des différences entre les courants mesurés et ceux estimés. Mais le point important est que pendant le régime transitoire dû à un changement soudain de courants ou une variation de la charge, ou lors du démarrage du moteur, les valeurs des courants estimés et les courants mesurés sont différents. Cet écart est temporaire et dépend de la vitesse d'estimation et de la bande passante de l'estimateur. Cet état transitoire peut durer quelques millisecondes, durant lesquelles la valeur du signal " $Err$ " est égale à 1.

La solution proposée pour distinguer l'erreur transitoire due à un changement soudain et la défaillance réelle du capteur repose sur la prise en compte de la composante de courant homopolaire dans la transformée de Park ( $I_0$ ). Car lors de changements brusques, bien que les courants estimés et mesurés présentent une différence transitoire, la composante homopolaire des courants reste nulle.

Selon la figure 3.21, lorsque " $Err$ " monte à 1, une transition de l'état  $S0$  à l'état  $S1$  se produit. Dans cet état, le critère de temps sera activé en activant le compteur (" $Enb$ " monte à 1). L'algorithme proposé attend  $N$  périodes de commutation ( $N * T_s$  sec) afin de s'assurer qu'un défaut s'est produit. Si " $Err$ " descend à 0 lorsque le compteur (" $C_n$ ") est inférieur à  $N$ , l'état revient à  $S0$ . Cela signifie qu'aucun défaut ne s'est produit et que seule une erreur de transition est survenue, ce qui permet d'éviter une fausse détection de défaut. Le choix de la valeur de  $N$  est également basé sur le temps de réponse de l'estimateur et les investigations expérimentales. À titre d'exemple, dans les simulations, le temps  $N * T_s$  est fixé à deux millisecondes, ce qui correspond avec un temps d'échantillonnage  $T_s = 100\mu s$ , à un  $N$  égal à 20.

Si la valeur du compteur (" $C_n$ ") atteint  $N$  lorsque l'état est  $S1$ , il y a cinq états possibles. Les conditions de ces états sont les suivantes :

- $S1$  à  $S2$  :  $I_a = 0$  signifie que le capteur de courant de la phase  $a$  est déconnecté ( $Fa_{OC} = 1$ )

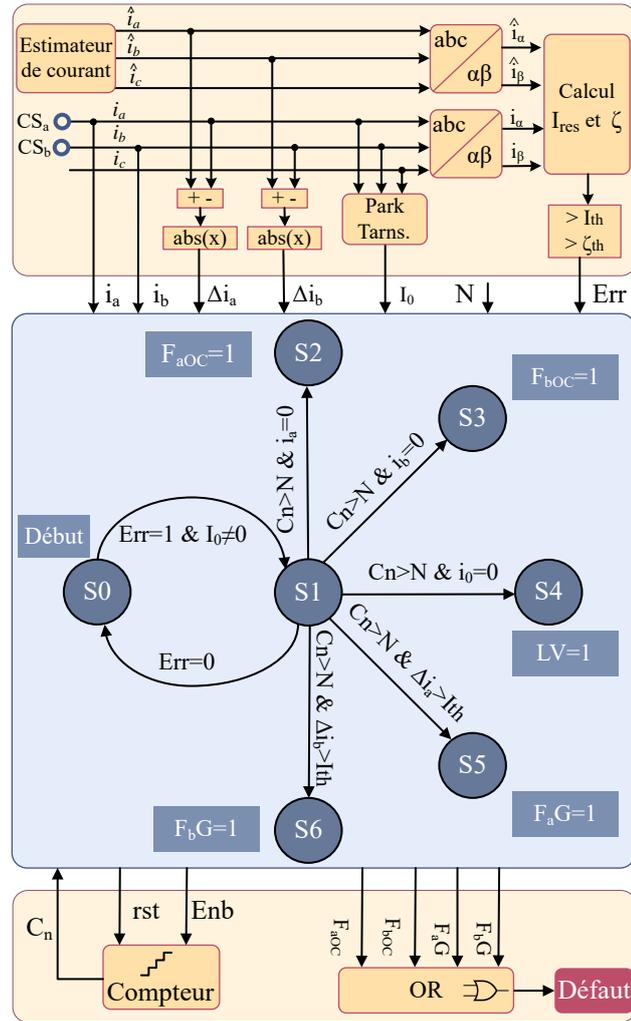


FIGURE 3.21 – Algorithme proposé pour la détection de défauts des capteurs de courants.

- S1 à S3 :  $I_b = 0$  signifie que le capteur de courant de la phase  $b$  est déconnecté ( $F_{bOC} = 1$ )
- S1 à S4 :  $I_0 = 0$  et  $Err = 1$ , se produit lors d'une grande variation de charge ( $LV = 1$ )
- S1 à S5 :  $\Delta I_a > I_{th}$  signifie que le capteur de courant de la phase  $a$  présente un défaut de gain ( $F_{aG} = 1$ )
- S1 à S6 :  $\Delta I_b > I_{th}$  signifie que le capteur de courant de la phase  $b$  présente un défaut de gain ( $F_{bG} = 1$ )

Ainsi, l'algorithme proposé permet de déterminer à la fois la présence du défaut, sa localisation et son type.

Pour assurer la continuité du fonctionnement pendant une période post-défaut, la commande sans capteur de courant proposée doit être appliquée.

### 3.4.2 Vérification de la méthode proposée par simulation

Cette partie présente des simulations sous Matlab/Simulink pour étudier l'efficacité de la méthode proposée.

Dans la partie précédente, l'algorithme de détection de défauts des capteurs de courant a été présenté. Cet algorithme repose sur la détection de la différence entre les courants estimés et les courants mesurés. Toutefois, une question importante à considérer est de distinguer le cas où la différence entre le courant estimé et le courant mesuré est due à une défaillance du capteur, avec le cas d'un défaut de l'onduleur.

Une façon de répondre à cette question est de faire une simulation pour les deux types de défauts. Dans ces deux simulations, la méthode de contrôle vectoriel est employée et la commande est effectuée à partir des courants mesurés par deux capteurs de courant des phases *a* et *b* du stator.

Dans la première simulation, le moteur a démarré avec  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 60A$ . Ensuite à  $t = 1s$ , le capteur de phase *a* est déconnecté. On n'intervient pas sur la commande et on laisse la commande continuer à contrôler le moteur. La figure 3.22 présente le résultat de cette simulation.

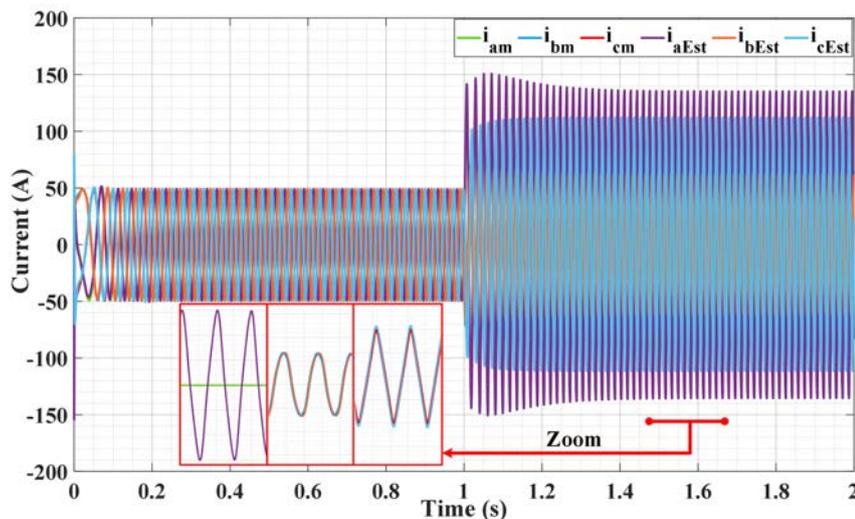


FIGURE 3.22 – Courants statoriques triphasés en cas de déconnexion du capteur de courant statorique de la phase *a*.

Cette figure montre que les courants statoriques ont plus que doublé après l'apparition du défaut (bien que les références de courant n'aient pas été changées). Cependant, on peut voir que les courants estimés des phases *b* et *c* sont toujours corrects et égaux aux courants mesurés. Quant au courant de la phase *a*, il est toujours estimé en mode sinusoïdal mais n'est pas égal à sa valeur mesurée.

Dans la simulation suivante, la même expérience est répétée mais cette fois-ci, au lieu d'une erreur dans le capteur de courant, il s'agit d'une défaillance de l'onduleur qui sera réalisée. La figure 3.23 montre les courants statoriques triphasés mesurés et estimés dans le cas d'une défaillance (court-circuit, ou circuit ouvert) de l'un des interrupteurs de la première phase de l'onduleur.

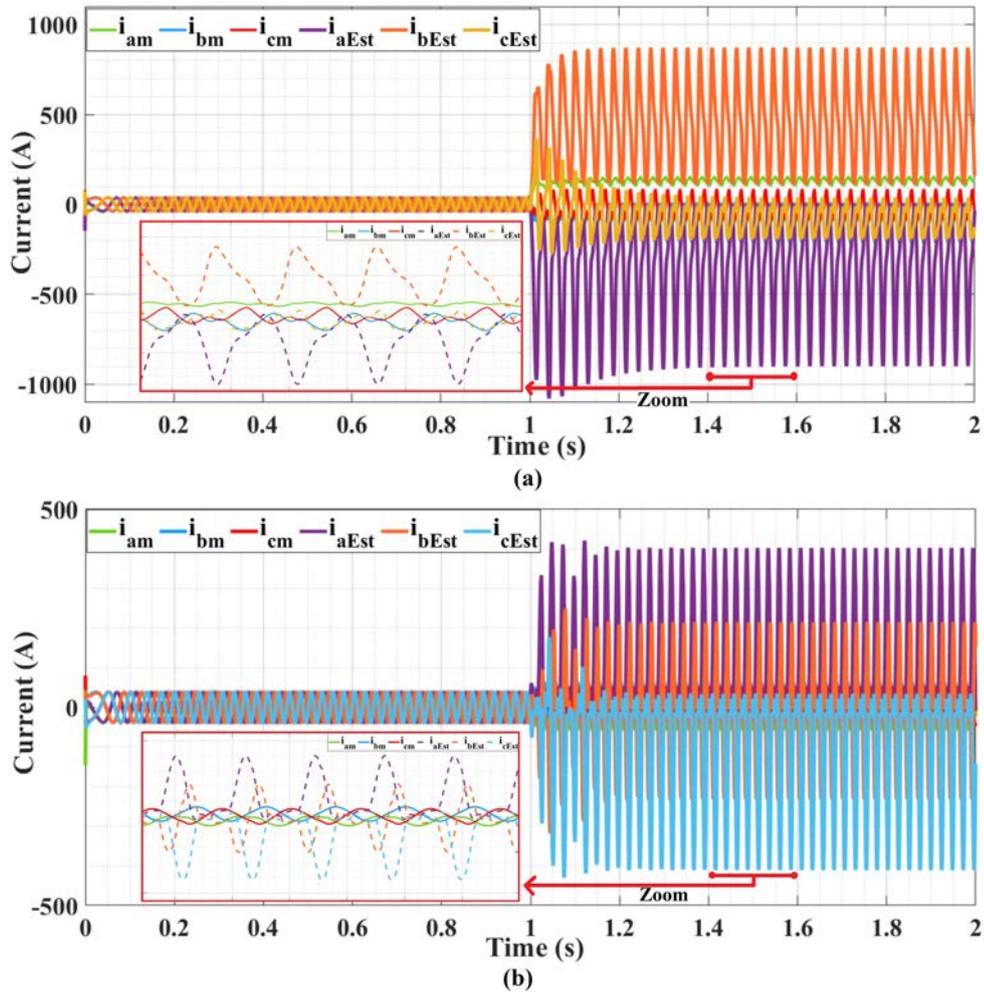


FIGURE 3.23 – Courants statoriques triphasés en cas de défaillance ((a) : Court-circuit, (b) : Circuit ouvert) du premier interrupteur de la phase  $a$  de l'onduleur.

Comme on peut le voir sur cette figure, lorsqu'un des interrupteurs de l'onduleur est en circuit ouvert (figure 3.23-(b)), les courants de phases  $b$  et  $c$  ne modifient pas beaucoup, mais le courant de phase  $a$  se présente comme un pseudo-sinusoïde dans la partie négative. En cas de court-circuit d'un interrupteur (figure 3.23-(a)), les courants de phase  $b$  et  $c$  modifient un peu, mais toujours sous une forme pseudo-sinusoïdale; en revanche, le courant de phase  $a$  se manifeste comme un courant positif comprenant des oscillations dans la région positive. Sachant que lorsqu'un interrupteur d'un bras est court-circuité, le driver garde l'autre interrupteur du bras toujours ouvert pour éviter un court-circuit du bus DC. D'autre part, on peut voir que, pour les deux cas, les courants estimés ont considérablement augmenté. À cet effet, les trois courants estimés présentent une discordance avec les courants mesurés.

L'analyse des deux simulations ci-dessus permet de distinguer le mode de défaillance du capteur de courant de celui de l'onduleur. En cas de défaillance de l'onduleur, les courants mesurés dans les trois phases sont différents des courants estimés. Le courant de la phase dont l'interrupteur est défaillant devient une demi-onde et perd sa partie négative ou positive. Par contre, en cas de défaillance du capteur de courant de phase, les courants estimés et mesurés sont toujours les

mêmes dans les deux autres phases et sont toujours sinusoïdaux.

Par conséquent, lorsque l'algorithme détecte des erreurs pour plus d'un capteur, en raison de l'incertitude quant au type d'erreur, la transition vers le mode de contrôle sans capteur de courant ne se produit pas et le système affiche les erreurs et s'arrête complètement.

Par la suite, on effectue les simulations pour la méthode de détection de défauts des capteurs de courant et le transfert vers le mode de commande sans capteur.

Dans la simulation suivante, le moteur a démarré avec  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 10A$ . Puis, en deux échelons, la référence du courant  $i_q$  augmente à  $40A$  et  $90A$ . Ensuite, à  $t = 2.3s$ , le capteur de courant de la phase  $a$  est déconnecté. La figure 3.24 montre le résultat de cette simulation.

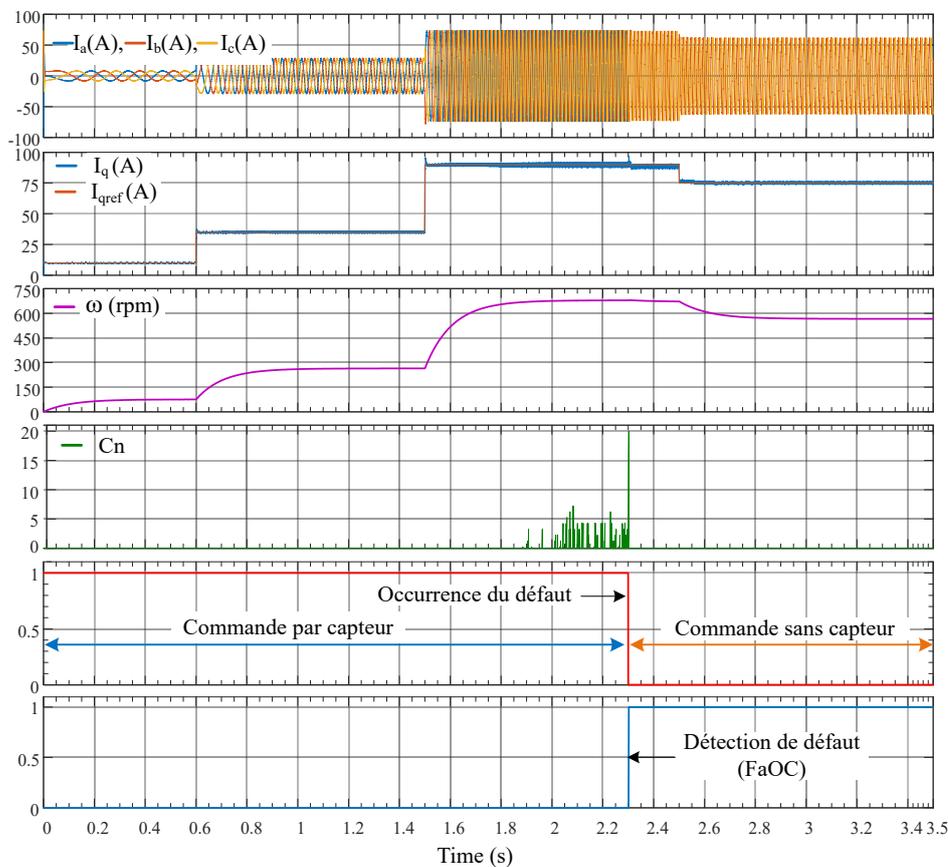


FIGURE 3.24 – Courants statoriques, la vitesse du rotor, et les paramètres liés à l'algorithme de détection de défauts, en cas de déconnexion du capteur de courant statorique de la phase  $a$ .

Cette figure montre que les trois échelons de courant, qui peuvent être associés à un désaccord transitoire entre les courants estimés et mesurés, ne sont pas détectés comme défauts et le système de contrôle continue à effectuer la commande en utilisant les capteurs.

Lorsque le capteur de courant de la phase  $a$  est déconnecté, la valeur du compteur augmente jusqu'à 20, indiquant qu'il reste dans l'état d'erreur pendant  $2ms$ . A ce moment, selon l'algorithme proposé, le défaut d'ouverture du capteur de phase  $a$  a été détecté. La figure 3.25 montre le moment où le défaut s'est produit.

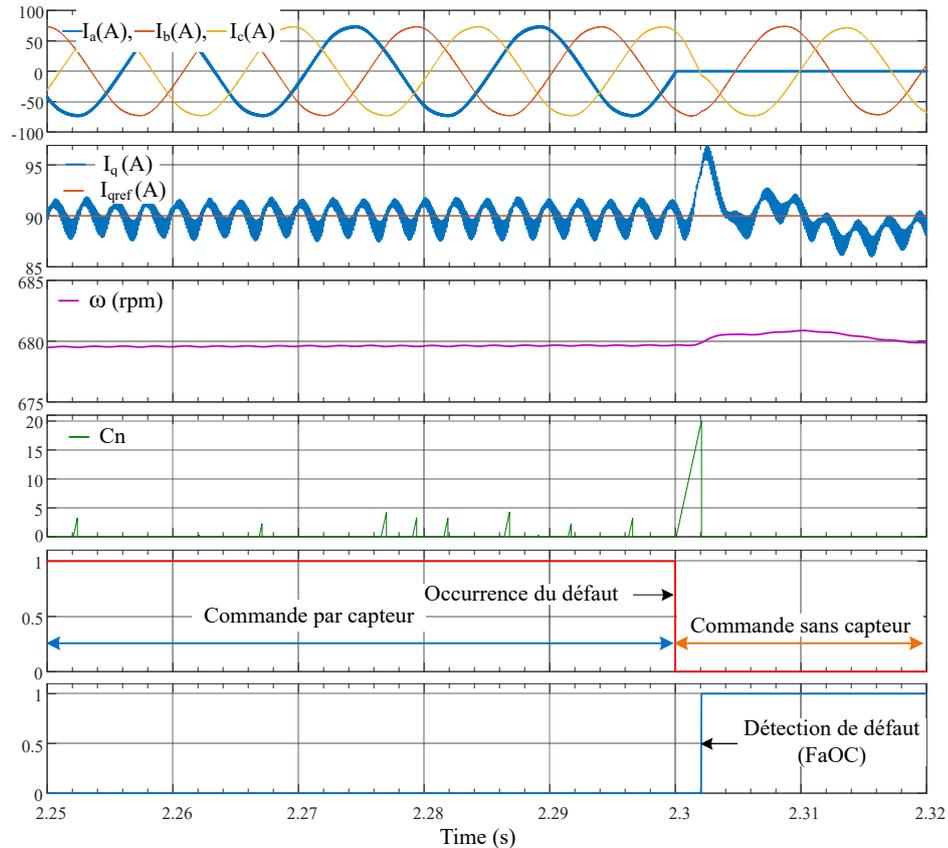


FIGURE 3.25 – Courants statoriques, la vitesse du rotor, et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, au moment de la déconnexion du capteur de courant de la phase  $a$ .

Après la détection d’un défaut dans le capteur, l’algorithme proposé passe à une commande sans capteur de courant. Comme le montrent les figures 3.24 et 3.25, cette transition se fait bien et en douceur, et on ne constate ni surintensité ni sur vitesse.

Dans l’expérience suivante, les références de courant sont reproduites comme précédemment. Mais cette fois, à  $t = 2.3s$ , au lieu de déconnecter le capteur de la phase  $a$ , le gain du capteur de courant de la phase  $b$  est multiplié par 0.70. Le résultat de cette expérience est présenté sur la figure 3.26.

La figure 3.27 est un agrandissement du moment de défaut. Sur cette figure, on voit que l’erreur du gain du capteur de la phase  $b$  a bien été détectée. Après cette détection, on constate également que la transition vers le mode de contrôle sans capteur de courant se fait bien comme la simulation précédente.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le principe général de la commande des machines synchrones et les méthodes de commande classiques sont abordés. La base d’une commande vectorielle et les équipements nécessaires tels que les capteurs de courant, de position et de tension sont présentés.

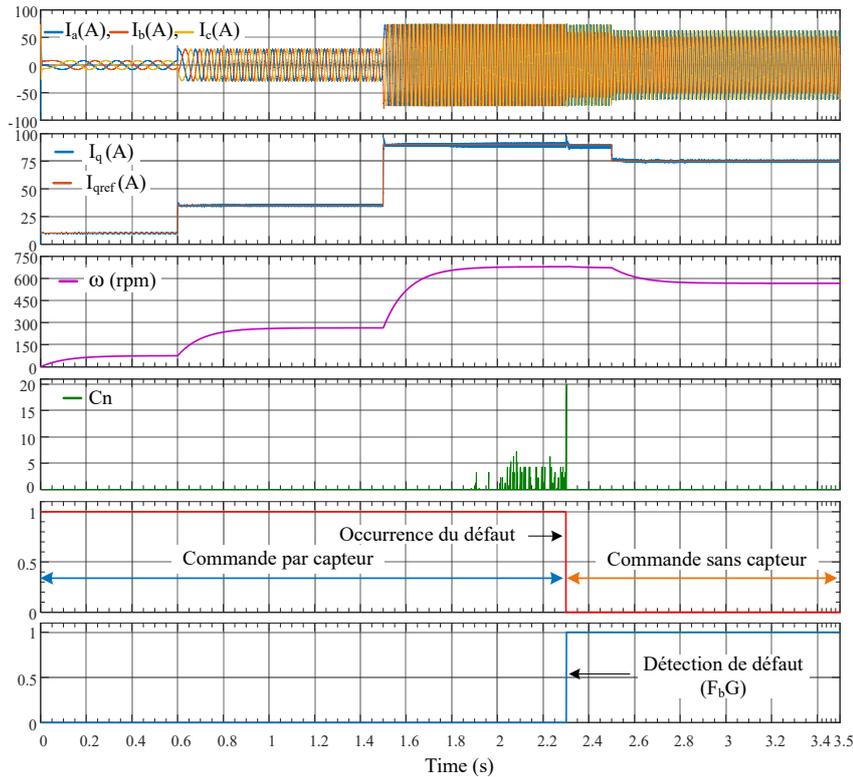


FIGURE 3.26 – Courants statoriques, la vitesse du rotor, et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, en cas de changement de gain du capteur de courant de la phase  $b$ .

L’observabilité du système étudié pour estimer les courants statoriques a été prouvée. Et les méthodes d’estimation des paramètres d’un système et les principes d’un observateur pour estimer une ou plusieurs variables d’état d’un système ont été traités.

Une méthode de commande sans capteur de courant pour un moteur synchrone à rotor bobiné a ensuite été présentée. Dans la méthode proposée, un modèle basé sur le flux est utilisé pour estimer les courants statoriques dans le repère  $dq$ . Cette méthode permet d’estimer les courants sans avoir recours à un capteur de courant du côté du bus DC. Les courants estimés sont introduits dans le système de commande pour suivre les courants de référence.

Les résultats de la simulation ont montré que cette méthode a des performances acceptables pour estimer correctement les courants statoriques, suivre les références de courant et réaliser une commande sans capteur.

En raison de l’élimination des capteurs, certaines informations telles que les paramètres du modèle et le couple de charge sont nécessaires pour obtenir une commande précise. La sensibilité de l’estimateur aux paramètres du modèle et au couple de charge a été étudiée. Certaines simulations ont été réalisées en cas d’erreur dans les paramètres afin d’évaluer l’efficacité de la méthode proposée. En ce qui concerne la dépendance au couple de charge, une technique a été proposée pour réduire, voire éliminer cette dépendance. Avec cette technique, un compromis peut être fait entre la sensibilité au couple de charge et le temps de réponse du système, ce qui constitue un choix en fonction de l’objectif de l’application étudiée.

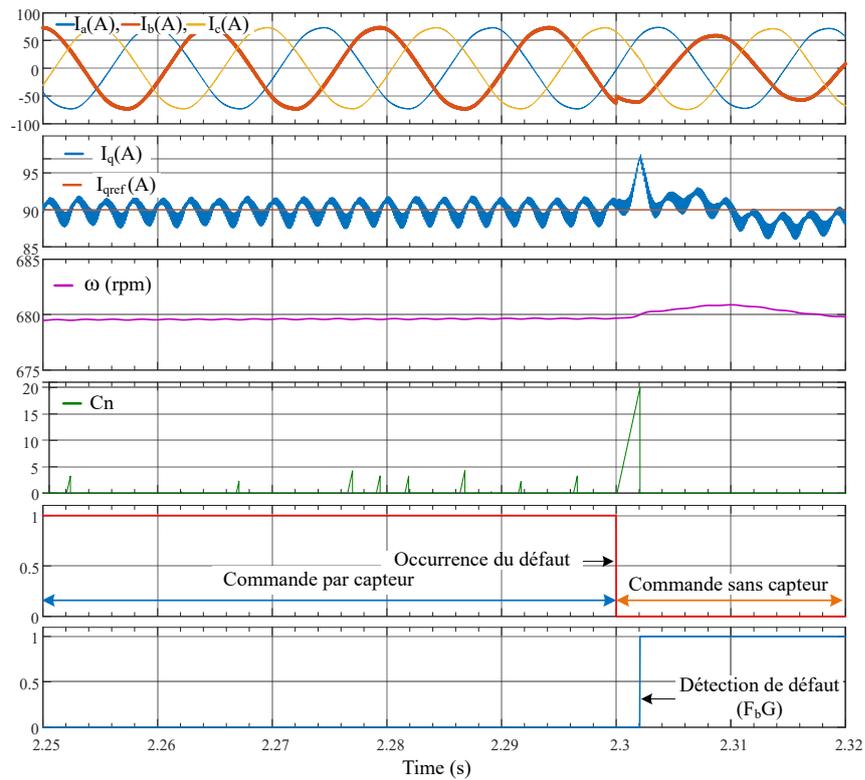


FIGURE 3.27 – Courants statoriques, la vitesse du rotor, et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, au moment du changement de gain du capteur de courant de la phase  $b$ .

Parallèlement, une estimation du courant a été proposée afin d’augmenter la fiabilité du système pour les applications où la suppression des capteurs de courant ne reste pas une priorité. Ainsi, une nouvelle méthode a été proposée pour détecter les défauts des capteurs de courant et ensuite continuer à commander le moteur sans utiliser ces capteurs. Les résultats de la simulation ont montré que l’algorithme proposé peut détecter et localiser différents types d’erreurs de capteur de courant et passer à une commande sans capteur de courant sans surintensité et sans abaisser la vitesse du rotor.



# Chapitre 4

## Validation expérimentale

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>99</b>
<b>4.2</b>	<b>Commande vectorielle classique de la MSRB</b>	<b>100</b>
<b>4.3</b>	<b>Estimation de la résistance statorique</b>	<b>101</b>
<b>4.4</b>	<b>Estimation du modèle magnétique</b>	<b>105</b>
<b>4.5</b>	<b>Commande sans capteur de courant</b>	<b>111</b>
4.5.1	Estimation du couple de charge	111
4.5.2	Suivi des références de courants	113
4.5.3	Comparaison des performances des observateurs	115
4.5.4	Effet de l'inadéquation des paramètres sur la commande	116
4.5.5	Estimation des courants sans tenir compte des paramètres mécaniques	122
4.5.6	Effet d'un changement soudain de la charge	123
4.5.7	Estimation de courant avec compensation de l'erreur de couple	124
<b>4.6</b>	<b>Commande tolérante aux défauts des capteurs de courants</b>	<b>126</b>
<b>4.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>129</b>

---

### 4.1 Introduction

Les deux chapitres précédents ont chacun mené une partie de l'étude visant à réaliser une commande sans capteur de courant pour une machine synchrone à rotor bobiné. La machine étudiée et le prototype de banc d'essai réalisé pour les essais expérimentaux ont été présentés dans le chapitre 2. La modélisation de la machine et l'identification des valeurs des paramètres du modèle ont été abordées. Le troisième chapitre a présenté la topologie de l'observateur pour reconstituer les courants statoriques à partir du modèle d'état de la machine lorsque les capteurs de courant sont absents du système.

L'objectif principal de ce chapitre est de mettre en pratique les méthodes présentées dans les deux chapitres précédents. Par la suite, la méthode classique de commande vectorielle sera d'abord mise en pratique avec les capteurs de courants et de position afin d'observer la perfor-

mance d'une commande classique utilisant les capteurs, et ainsi avoir une référence de comparaison.

Par la suite, la méthode proposée d'estimation du flux sera employée pour obtenir le modèle magnétique de la machine. Cette méthode se compose des parties suivantes : Estimation des flux, estimation de la résistance statorique, et détermination des courants en fonction des flux. Les performances de ces méthodes ont été évaluées dans les sections de simulation dont les résultats ont montré la précision des méthodes proposées.

Après avoir trouvé le modèle de la machine étudiée, il est envisagé de mettre en oeuvre une commande sans capteur de courant. Cette commande est basée sur l'estimation des courants statoriques par un observateur d'état en utilisant le modèle obtenu.

Enfin, l'algorithme proposé pour la détection de défauts des capteurs de courant ainsi que la commande tolérante aux défauts seront mis en oeuvre.

## 4.2 Commande vectorielle classique de la MSRB

Dans cette partie, la méthode de commande vectorielle classique en utilisant des régulateurs PI est appliquée à la MSRB. Dans cet essai, la boucle de contrôle est fermée avec les courants de mesure. Le but est de montrer la performance du système lors de la commande classique avec des capteurs de courant et de position.

La figure 4.1 montre les courbes des courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$  pour cet essai. Comme le montre la figure, les courants de référence sont réglés à :  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 35A$ . Le courant d'excitation du rotor est également fixé à :  $i_e = 4A$ . Comme on peut le constater, les courants  $i_d$  et  $i_q$  suivent correctement les références données.

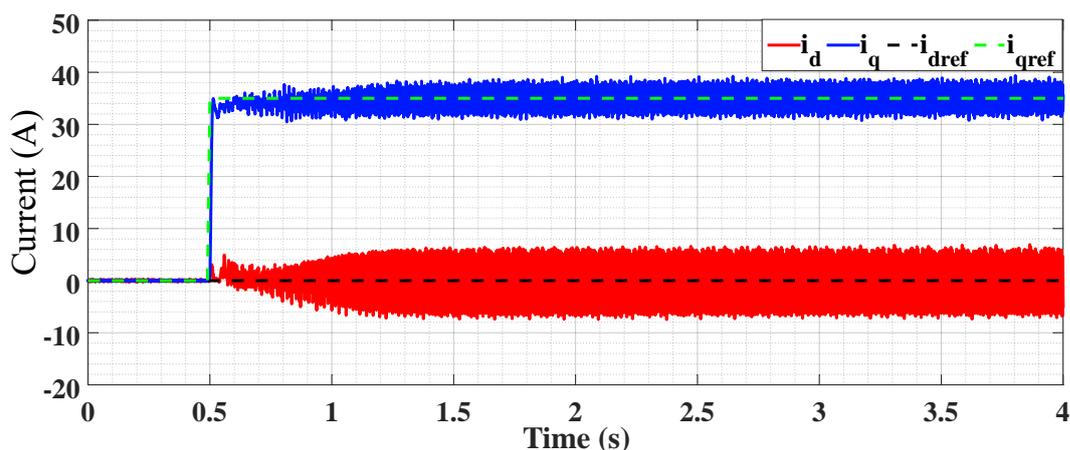


FIGURE 4.1 – Courants statoriques mesurés dans le repère  $dq$ .

Les figures 4.2 et 4.3 montrent également la vitesse du rotor et les courants triphasés du stator, respectivement. Malgré la dynamique relativement rapide des courants, la figure 4.2 montre que la dynamique de la vitesse n'est pas aussi rapide que celle des courants et prend environ 1.5s

pour atteindre le point d'équilibre. Ce qui était attendu en raison de la dynamique plus lente des équations mécaniques, surtout lorsque le courant du moteur est inférieur au courant nominal.

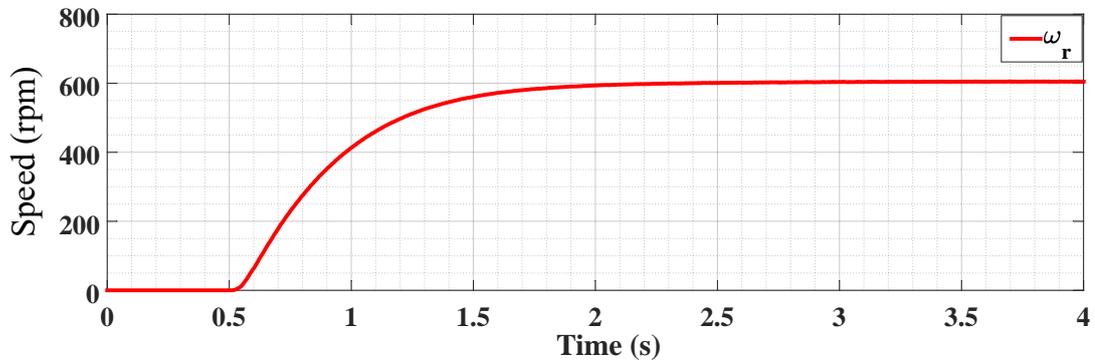


FIGURE 4.2 – Vitesse mesurée du rotor.

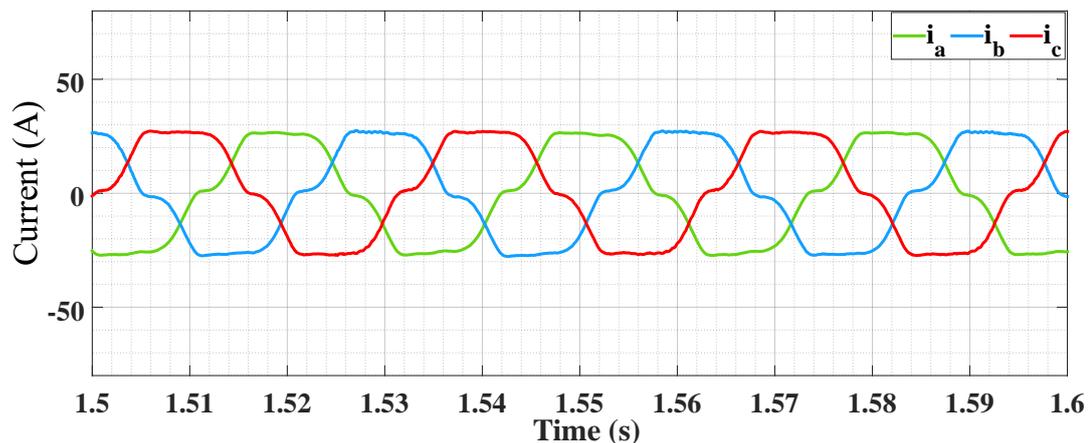


FIGURE 4.3 – Courants triphasés statoriques mesurés.

Par la suite, en utilisant la même méthode de commande, on met en oeuvre la technique d'estimation de la résistance. Comme il a été expliqué, cette méthode fonctionne en parallèle avec la commande du moteur.

### 4.3 Estimation de la résistance statorique

La méthode d'estimation de la résistance statorique a été présentée au chapitre 2. Comme il a été expliqué, cette méthode est basée sur l'estimation du flux. En effet, il a été démontré que dans le cas d'une inadéquation de la résistance statorique, le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  change en fonction des changements de  $i_d$ . En suivant ce changement, la résistance statorique peut être ajustée. Afin d'observer cet effet et d'évaluer la méthode proposée, des essais expérimentaux sont nécessaires.

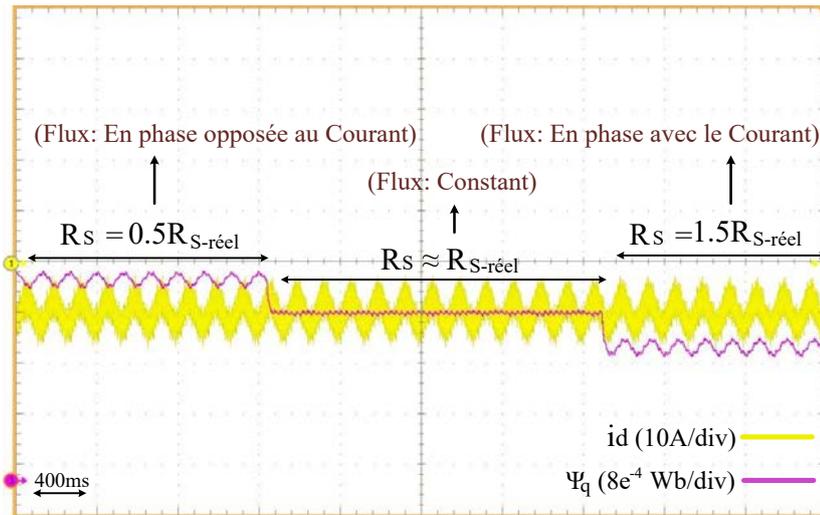


FIGURE 4.4 – Flux estimé et courant sinusoïdal  $i_d$  pour différentes valeurs de  $R_s$ .

Lors du premier essai, on étudie l'effet d'une erreur dans la valeur de la résistance sur le flux estimé. Dans cet essai, un courant sinusoïdal est appliquée à l'axe  $d$ , et le flux  $\hat{\psi}_q$  est estimé. La référence pour le courant statorique sur l'axe  $q$  est réglé à :  $i_q = 35A$ , et le courant d'excitation du rotor est égal à  $i_e = 2.5A$ . Pour le signal sinusoïdal injecté, on choisit un courant comme :  $i_d = I_m \sin(\omega t) + I_0$ . Dans cette expérience, les valeurs choisies pour l'amplitude et la fréquence sont les suivantes :  $I_m = 5A$  (environ 4% du courant nominal),  $I_0 = -10A$ , et  $\omega = 16\pi$  ( $rad.s^{-1}$ ). La raison pour laquelle on choisit une petite valeur pour  $i_e$  et un offset négatif pour  $i_d$  est de s'assurer que la machine n'est pas saturée. Puisque dans cette partie on veut seulement estimer la résistance statorique, et qu'il ne nous intéresse pas d'examiner l'effet de la saturation ici.

Dans ce test, le flux  $\hat{\psi}_q$  est estimé alors que la valeur de la résistance du stator dans les équations de l'estimateur de flux est d'abord fixée à une valeur inférieure de 50% à sa valeur réelle, puis elle est réglée égale à sa valeur réelle, et enfin elle est mise à une valeur supérieure de 50% à sa vraie valeur. La figure 4.4 montre le courant  $i_d$  et le flux estimé  $\hat{\psi}_q$ . Sur cette figure, comme dans les résultats de la simulation, on observe qu'au début, quand la valeur estimée de  $R_s$  est inférieure à sa valeur réelle, le courant  $i_d$  et le flux  $\hat{\psi}_q$  ont une différence de phase de 180 degrés, et le flux  $\hat{\psi}_q$  diminue lorsque  $i_d$  augmente et il augmente lorsque  $i_d$  diminue. Puis, quand la valeur estimée de  $R_s$  est égale à sa valeur réelle,  $\hat{\psi}_q$  est presque constant et stable. Enfin, lorsque la valeur estimée de la résistance est supérieure à sa valeur réelle, le courant  $i_d$  et le flux  $\hat{\psi}_q$  sont en phase ; on voit que le flux  $\hat{\psi}_q$  augmente quand  $i_d$  augmente et qu'il diminue quand  $i_d$  diminue.

L'essai effectué a révélé l'effet du courant  $i_d$  sur le flux estimé  $\hat{\psi}_q$  pour différentes erreurs considérées pour la résistance du stator. Ainsi, la résistance du stator peut être ajustée en traitant la différence de phase entre  $\hat{\psi}_q$  estimé et  $i_d$  injecté.

Pour évaluer la méthode proposée, l'algorithme d'estimation de la résistance est mis en pratique sur la machine étudiée. Pour ce faire, un autre essai expérimental est réalisé.

Dans cet essai, la valeur initiale de la résistance est considérée comme une petite valeur

de  $2\text{ m}\Omega$ . Le signal sinusoïdal est injecté dans  $i_d$ , et l'algorithme d'estimation est exécuté. La figure 4.5 montre le résultat de cette estimation.

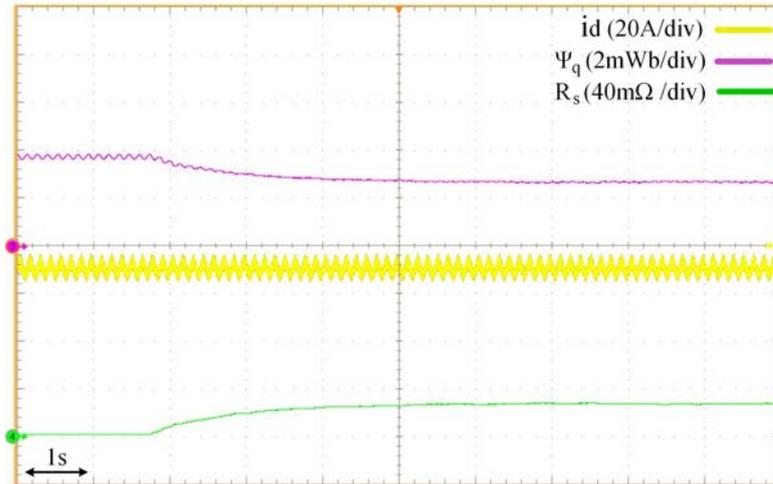


FIGURE 4.5 – Résistance estimée lorsque la valeur initiale est environ 10 fois plus petite que sa valeur réelle

On peut observer sur la figure 4.5 que le flux estimé varie d'abord de manière sinusoïdale avec un déphasage de 180 degrés avec  $i_d$ . Ensuite, en activant l'algorithme d'estimation de la résistance, l'amplitude de l'oscillation du flux estimé diminue et la résistance estimée converge vers  $27.2\text{ m}\Omega$ .

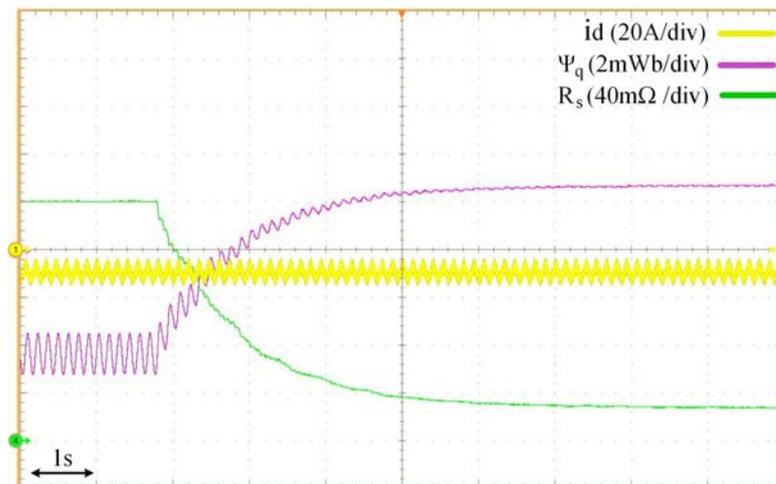


FIGURE 4.6 – Résistance estimée lorsque la valeur initiale est environ 7 fois supérieure à sa valeur réelle.

Cette expérience est répétée dans les mêmes conditions, mais cette fois la valeur initiale de la résistance du stator est choisie égale à  $200\text{ m}\Omega$ . Le résultat de cette estimation est aussi illustré sur la figure 4.6. Comme on le voit, le flux estimé présente d'abord des oscillations en phase avec  $i_d$ . Puis, après avoir effectué l'estimation, l'oscillation du flux estimé est réduite, et la résistance

estimée converge vers  $27.2 \text{ m}\Omega$ .

Selon ces essais réalisés, on choisit la valeur de la résistance du stator égale à  $27.2 \text{ m}\Omega$  et on continuera les essais expérimentaux sur la base de cette valeur. Cependant, il est évident que les changements de courant, de température et même de vitesse de rotor peuvent modifier la valeur de la résistance du stator. La variation de la résistance dépend en fait de différents paramètres qui auront des impacts différents sur sa valeur. Par exemple, l'augmentation du courant peut entraîner une augmentation de la température des enroulements du stator, ce qui peut à son tour augmenter la résistance statorique. Mais d'un autre côté, cette augmentation du courant augmentera le courant dans l'onduleur ainsi que dans les MOSFET ; cela peut diminuer la résistance totale de l'onduleur et donc diminuer la résistance vue du côté du stator. La raison de la réduction de la résistance de l'onduleur avec l'augmentation du courant peut être expliquée comme ci-dessous.

En effet, la résistance de l'onduleur dépend de la résistance des MOSFET. Celle-ci se compose de la résistance à l'état actif et de la résistance dynamique. La résistance à l'état actif, également connue comme  $R_{s(on)}$ , est la résistance entre les bornes de Drain et de Source d'un MOSFET, qui augmente avec l'augmentation du courant. Mais la résistance dynamique dépend des changements de tension et de courant entre les deux états de commutation d'un MOSFET. Considérons par exemple la figure 4.7. Cette figure montre le comportement dynamique d'un MOSFET en mode fermé et ouvert. Lorsque le MOSFET est ouvert, la tension de Drain-Source est égale à la tension du bus DC (ici  $12\text{V}$ ) et son courant est nul. Il fonctionne donc en un point sur l'axe de la tension. Par ailleurs, lorsque le MOSFET est fermé, sa tension Drain-Source est proche de zéro et un courant (comme  $I_1$  ou  $I_2$ ) le traverse. Il fonctionne donc sur un point de l'axe du courant. Le mouvement entre ces deux points entraîne une résistance dynamique dans le système. Comme on peut le voir sur la figure, une augmentation du courant modifie la pente de ce changement, ce qui signifie un changement de la valeur moyenne de cette résistance dynamique.

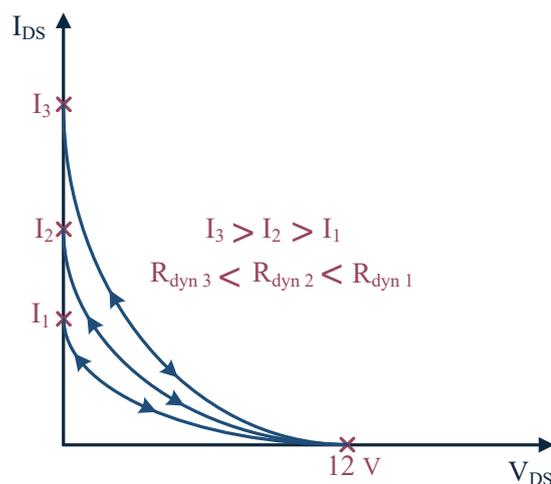


FIGURE 4.7 – Comparaison de la résistance dynamique d'un MOSFET selon différents courants.

D'autre part, l'augmentation du courant entraîne une augmentation du couple et avec la charge mécanique sur le banc, la vitesse augmente ; ce dernier augmente les pertes de fer. Comme

les pertes de fer ne sont pas prises en compte dans les équations électriques, cette augmentation peut être considérée dans l'augmentation des pertes totales. Le seul paramètre qui représente les pertes est la résistance statorique. On peut donc envisager cette augmentation comme une augmentation de la résistance totale du stator.

En résumé, les modifications du courant et du point de fonctionnement peuvent entraîner des variations de la valeur de résistance statorique. Maintenant, il y a deux choix pour la poursuite de cette étude. Le premier choix consiste à appliquer une identification complète de la résistance statorique à différents courants et vitesses, conduisant à une fonction multivariable pour la résistance statorique. Le deuxième choix est de poursuivre les expériences avec une résistance moyenne. La plupart des méthodes de la littérature scientifique [53–66] considèrent généralement que la résistance du stator est constante, ce qui réduit la complexité et la charge de calcul. Dans cette étude, nous considérons également la valeur de résistance constante et réalisons les tests expérimentaux avec cette hypothèse. Puisque l'objectif principal de cette étude consiste en une commande sans capteur de courant, nous pouvons évaluer la performance et la précision des résultats en comparant les courants estimés avec les courants réels. Si les résultats observés ne sont pas assez précis, alors nous devrions revenir en arrière et changer les hypothèses simplificatrices et envisager un modèle plus complet. Mais si malgré ces hypothèses, un contrôle robuste et précis est obtenu, on peut conclure que ces hypothèses ont été faites correctement.

Ci-après, l'estimation du flux statorique et l'identification du modèle magnétique vont être effectuées pour la machine étudiée lors d'essais expérimentaux.

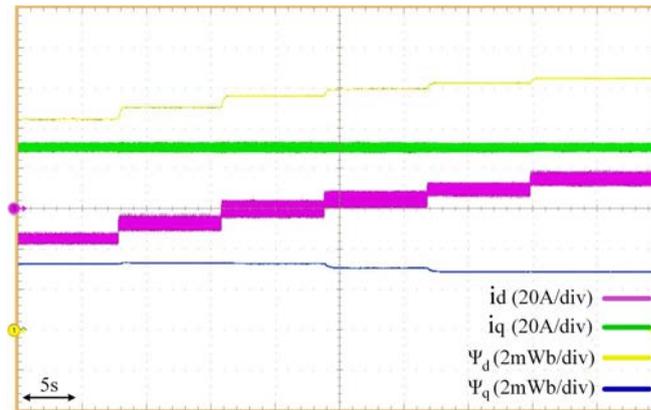
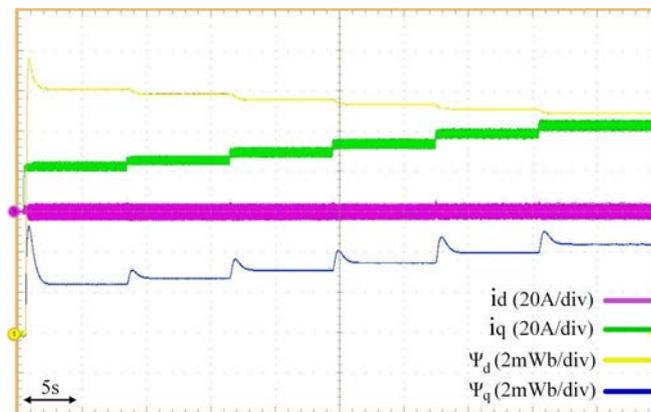
## 4.4 Estimation du modèle magnétique

Dans cette section, il est envisagé de réaliser l'estimation du flux statorique dans le repère  $dq$  en utilisant la méthode proposée. Dans la première expérience, pour un courant constant  $i_q$  de 30A, plusieurs références pour  $i_d$  de  $-15A$  à  $+15A$  sont appliquées au système. La figure 4.8 montre les courants mesurés  $i_d$ ,  $i_q$  et les flux estimés  $\psi_d$  et  $\psi_q$ . On peut voir que le flux estimé  $\psi_d$  augmente lorsque le courant  $i_d$  augmente. On peut également noter que, lorsque  $i_d$  est négatif,  $\psi_q$  est presque constant, mais pour les valeurs positives de  $i_d$ , due à l'effet de saturation magnétique,  $\psi_q$  diminue légèrement avec l'augmentation de  $i_d$ .

Dans la deuxième expérience, on fait varier le courant  $i_q$  de 20A à 40A tandis que  $i_d$  est nul. La figure 4.9 montre les courants mesurés  $i_d$ ,  $i_q$  et les flux estimés  $\psi_d$  et  $\psi_q$ . Sur cette figure, on peut voir qu'avec l'augmentation de  $i_q$ , le flux  $\psi_q$  augmente et également en raison de la saturation magnétique et de l'effet de couplage croisé, le flux  $\psi_d$  diminue.

Pour le troisième essai expérimental,  $i_d$  et  $i_q$  sont maintenus constants, et on fait varier le courant  $i_e$  en plusieurs étapes de 1.5A à 7.5A. Le résultat de cet essai est présenté sur la figure 4.10. En observant  $\psi_d$  et  $\psi_q$ , on constate que lorsque  $i_e$  atteint environ 4A, la saturation magnétique commence et la variation de  $\psi_d$  devient plus petite et aussi  $\psi_q$  commence à diminuer légèrement.

Pour évaluer comment l'estimateur proposé répond à un changement soudain du niveau de

FIGURE 4.8 – Estimation de flux en cas de changement de  $i_d$ .FIGURE 4.9 – Estimation de flux en cas de changement de  $i_q$ .

charge et de la vitesse de l'arbre, une autre expérience est réalisée. Dans cet essai, les courants du moteur sont maintenus constants, donc le flux statorique doit rester constant. Comme mentionné dans la configuration du banc d'essai expérimental, un générateur est connecté au moteur principal en tant que charge mécanique. Ce générateur alimente une charge électrique résistive. Dans cet essai, pour effectuer un changement soudain de la charge du moteur, la charge résistive connectée au générateur change soudainement. Dans l'hypothèse où la réaction du générateur est rapide, nous supposons ici que le couple de charge change brusquement de valeur. Ceci est d'autant plus justifié que la charge est résistive.

La figure 4.11 montre le flux statorique pendant les changements de charge. Sur cette figure, on observe qu'après un changement soudain de la charge, le flux estimé reste stable et converge vers la valeur initiale après une courte phase transitoire.

Pour vérifier le flux estimé, une comparaison est faite avec le résultat obtenu dans le travail précédent effectué au laboratoire sur la même machine [20]. Il s'agit de la thèse de G. Devornique, qui porte principalement sur le dimensionnement de la machine par éléments finis 3D. Des mesures expérimentales classiques ont été effectuées sur la base d'un essai à vide en génératrice à vitesse constante, dans lequel on relève la courbe  $E(i_e)$  et l'on déduit  $\psi_d(i_e)$ . La figure 4.12 montre les résultats des trois méthodes. Comme on peut le voir sur cette figure, les

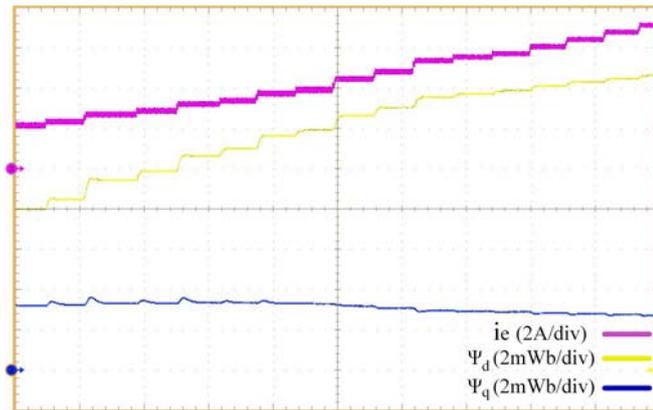
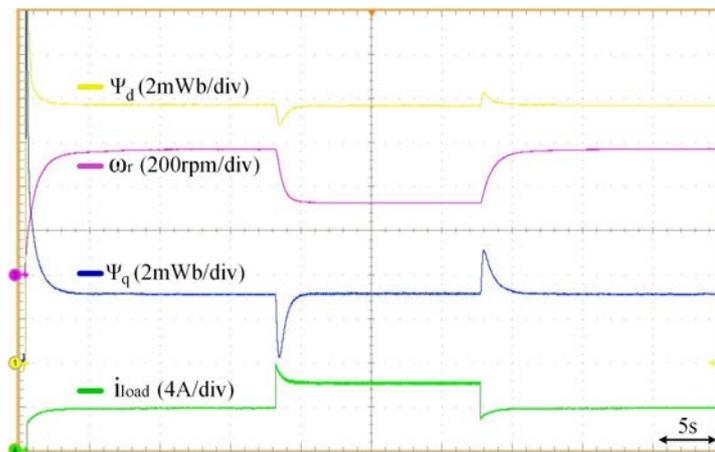
FIGURE 4.10 – Estimation de flux en cas de changements de  $i_e$ .

FIGURE 4.11 – Flux estimé pendant le changement de charge

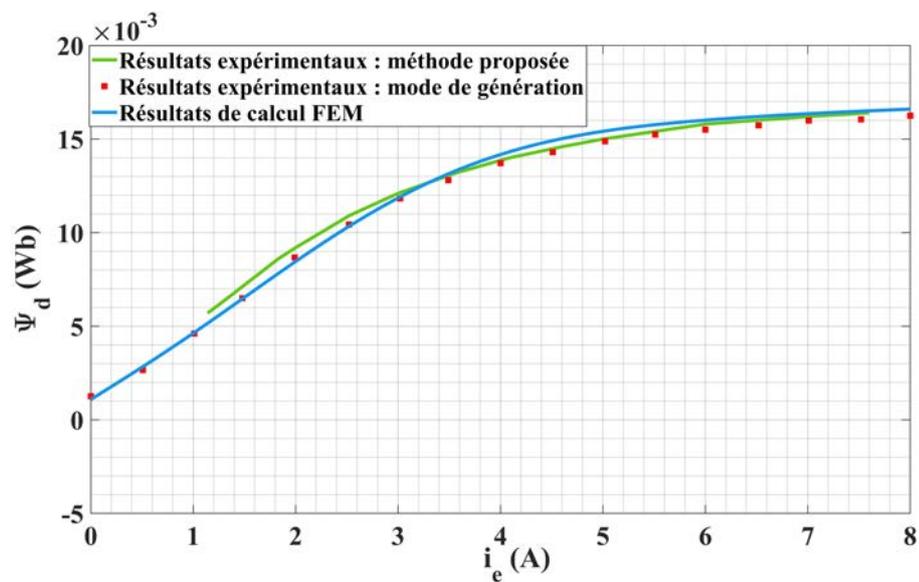


FIGURE 4.12 – Comparaison de la méthode proposée avec les résultats de la FEM et les données expérimentales en mode générateur

résultats obtenus du flux estimé sont cohérents dans les trois méthodes. Alors que les calculs par éléments finis prennent un temps important et nécessitent des informations sur la géométrie du moteur, mais la méthode proposée ne nécessite aucune connaissance de ces informations.

Enfin, pour obtenir le modèle magnétique de la machine, conformément à ce qui a été fait au chapitre 2, en effectuant un balayage des courants de référence et en estimant le flux que fournissent ces courants, on obtient la relation entre les flux et les courants. Cette relation peut se présenter sous la forme d'un tableau ou de fonctions d'interpolation. Le choix entre ces deux options dépend de l'application, de la précision requise et du temps de traitement qui peut être alloué à cette tâche. Comme mentionné, cette étude est réalisée au sein de l'application des véhicules électriques, dans laquelle les batteries sont utilisées pour l'alimentation électrique, donc la charge des calculs et la consommation d'énergie sont des facteurs importants. Ainsi, le choix s'est porté sur la méthode d'interpolation, dans laquelle une relation non linéaire est définie entre le flux estimé et les courants du moteur. Cette fonction représente le modèle magnétique du moteur.

Les figures 4.13 à 4.15 montrent la relation entre les flux statoriques et les courants du moteur en utilisant l'interpolation.

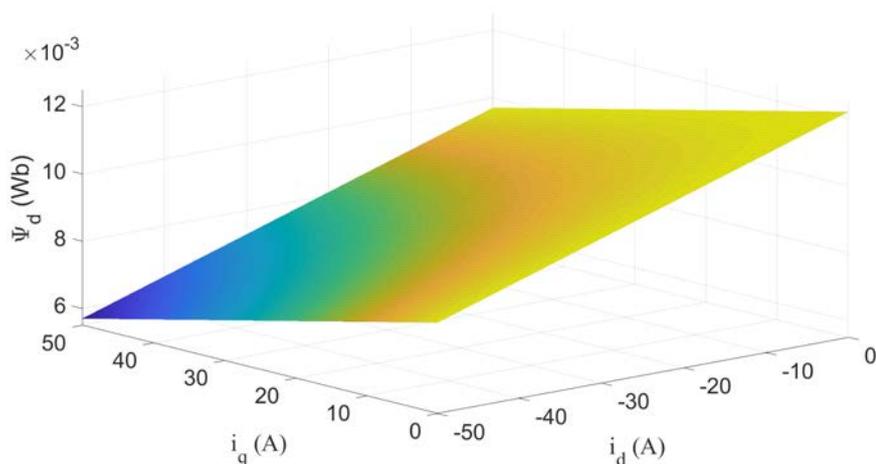
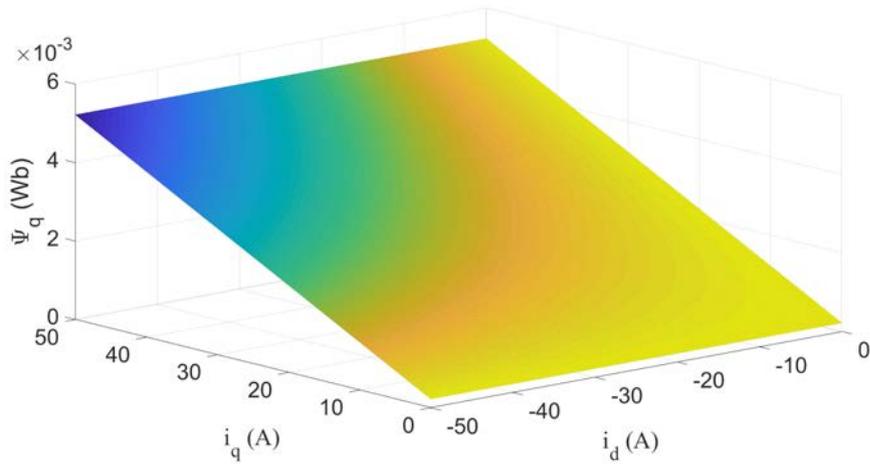
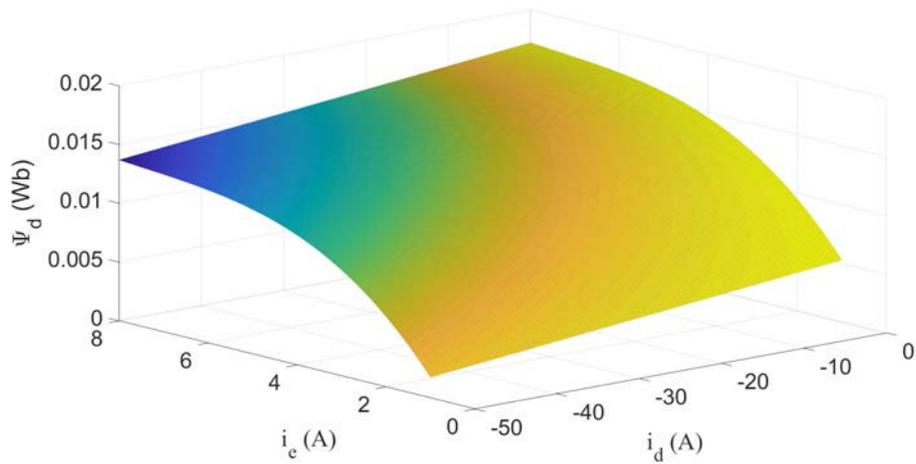


FIGURE 4.13 – Relations obtenues entre le flux  $\psi_d$  et les courants  $i_d$  et  $i_q$ .

Pour valider ces fonctions d'interpolation et vérifier leur précision, la méthode suivante est proposée. Tout d'abord, les flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  sont estimés par la méthode d'estimation proposée. Ensuite, les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont obtenus en utilisant les fonctions d'interpolation. Enfin, les courants obtenus sont comparés avec les courants mesurés  $i_d$  et  $i_q$ . En effet, cette méthode ne sert qu'à vérifier les fonctions d'interpolation et à voir si elles sont correctes pour les différents courants.

Les figures 4.16 à 4.19, montrent le résultat de cet essai. Dans ces figures,  $i_{dEs}$  et  $i_{qEs}$  représentent les courants obtenus à partir des flux estimés pour deux courants d'excitation différents de l'enroulement rotorique. Également, les courants mesurés sont indiqués comme  $i_d$  et  $i_q$ . Comme on peut le voir, les courants obtenus correspondent bien aux courants réels dans la gamme des variations considérées pour  $i_d$ ,  $i_q$  et  $i_e$ . Ce qui signifie que les fonctions de  $\psi_d$  et  $\psi_q$  ont bien été

FIGURE 4.14 – Relations obtenues entre le flux  $\psi_q$  et les courants  $i_d$  et  $i_q$ .FIGURE 4.15 – Relations obtenues entre le flux  $\psi_d$  et les courants  $i_e$  et  $i_d$ .

conçues.

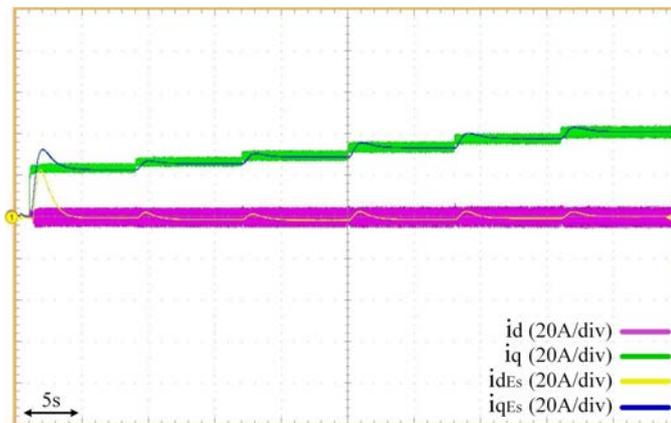
FIGURE 4.16 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_q$  change pour  $i_e = 6A$ .



FIGURE 4.17 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_d$  change pour  $i_e = 6A$ .



FIGURE 4.18 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_q$  change pour  $i_e = 3A$ .



FIGURE 4.19 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_d$  change pour  $i_e = 3A$ .

Dans cette section, la méthode proposée pour trouver le modèle magnétique de la MSRB a été évaluée par les essais expérimentaux. Les résultats obtenus lors de ces expériences, ainsi que les résultats des simulations présentées au chapitre 2, montrent la performance de l'estimateur proposé. Le Tableau 4.1 résume également certaines des caractéristiques des méthodes d'estima-

tion de flux proposées en comparaison avec les autres méthodes existantes.

TABLE 4.1 – Résumé des principaux indices de performance des méthodes d'estimation de flux

	G1	G2	G3	G4	MP
Requérir des informations concernant la conception	Oui	Non	Non	Non	Non
Nécessité d'un contrôle du côté de la charge	Non	Oui	Non	Non	Non
Optimisation fastidieuse	Non	Non	Oui	Non	Non
Considération de l'effet de couplage croisé	Non	Oui	Non	Non	Oui

G1 : [20,26–29, 75, 76]; G2 : [18,30]; G3 : [42, 77]; G4 : [24, 36, 78]; MP : Méthode Proposée

Ce tableau montre que la méthode proposée ne nécessite pas d'informations de conception, alors que le groupe 1 des références (G1) nécessite ces informations. En comparaison avec G2, la méthode proposée fonctionne sans exigences de contrôle du côté de la charge. G3 a utilisé une optimisation coûteuse en temps qui n'est pas requise par la méthode proposée. Enfin, G4 n'a pas pris en compte l'effet de couplage croisé entre les axes qui est pris en compte dans la méthode proposée.

Par la suite, le modèle magnétique obtenu dans cette section sera utilisé pour appliquer la méthode d'estimation de courant et la commande sans capteur de courant pour le moteur étudié.

## 4.5 Commande sans capteur de courant

La méthode proposée pour l'estimation des courants statoriques et la commande sans capteur de courant ont été décrites dans le chapitre 3, et l'étude de simulation a montré la performance de cette méthode. Dans cette section, on va mettre en oeuvre des essais expérimentaux pour évaluer la performance de la méthode proposée.

Comme mentionné précédemment, un observateur permet d'estimer les courants de stator; il est basé sur les équations d'état du système, qui reposent sur le modèle de machine obtenu dans la section précédente. Cependant, il existe une équation mécanique qui utilise le couple de charge comme paramètre. Dans l'étude de simulation, cette valeur est définie, mais dans les expériences pratiques, cette valeur doit être déterminée. Une façon de connaître le couple de charge est d'utiliser un capteur de couple qui fournit la mesure précise. Toutefois, son principal inconvénient concerne son prix élevé et son volume considérable. Une autre façon consiste à utiliser un estimateur de couple, qui permet d'avoir une connaissance relative du couple de charge. La section suivante décrit l'estimateur utilisé pour obtenir la valeur du couple de charge.

### 4.5.1 Estimation du couple de charge

Comme mentionné ci-dessus, étant donné que l'on ne dispose pas de capteur de couple à utiliser, il est nécessaire d'en faire une estimation. La charge utilisée dans cette étude est le générateur connecté à l'arbre du rotor. Le générateur est alimenté par un courant d'excitation constant, il alimente une résistance de charge constante. Dans ces conditions, le couple sur l'arbre est proportionnel à la vitesse.

Dans cette section, on propose d'estimer le couple à différentes vitesses et d'obtenir une image du couple en fonction de la vitesse du rotor.

Il existe différentes méthodes pour estimer le couple de charge. Mais comme les études menées jusqu'à présent ont été basées sur le modèle magnétique et l'utilisation de l'estimateur de Luenberger, l'estimation du couple sera également effectuée sur cette base. Pour ce faire, on emploie un observateur de Luenberger avec trois variables mesurées telles que les courants statoriques dans le repère  $dq$  et la vitesse du rotor obtenus à partir de capteurs. Ainsi, les équations d'état suivantes peuvent être présentées pour cet estimateur.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s i_d + p\omega_r \psi_q + v_d \\ -R_s i_q - p\omega_r \psi_d + v_q \\ \frac{1}{J}(p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \hat{T}_L) \\ 0 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \\ L_4 & L_5 & L_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (i_d - \hat{i}_d) \\ (i_q - \hat{i}_q) \\ (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.1)$$

où  $\hat{i}_d$ ,  $\hat{i}_q$  et  $\hat{\omega}_r$  représentent les courants estimés et la vitesse estimée du rotor, et  $L_1$  à  $L_6$  sont des coefficients constants pour l'estimateur de Luenberger.

Tout d'abord, pour évaluer les performances de l'estimateur de couple, une simulation a été réalisée. La figure 4.20 montre le couple réel et celui estimé dans la simulation, en cas de changement de la référence de vitesse.

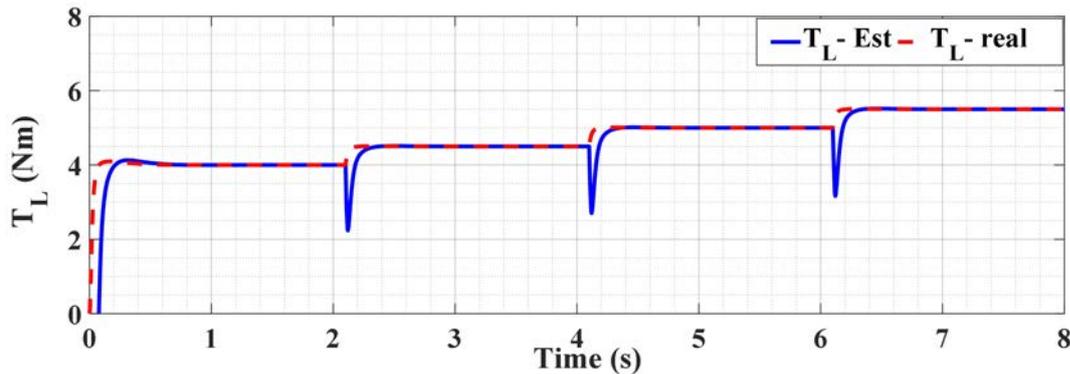


FIGURE 4.20 – Résultat de la simulation : couple réel et estimé

Le résultat de cette simulation montre la performance de l'estimateur de couple. Comme on peut le voir, l'estimation est faite correctement. Maintenant, on met en oeuvre le même estimateur sur le banc d'essai expérimental afin d'estimer la grandeur du couple de charge.

Dans cet essai, on estime le couple de charge en donnant différentes références de vitesse de rotor. La figure 4.21 montre le résultat de cette expérience. Cette figure présente le profil de la grandeur du couple de charge en fonction de la vitesse. En effectuant une interpolation, une

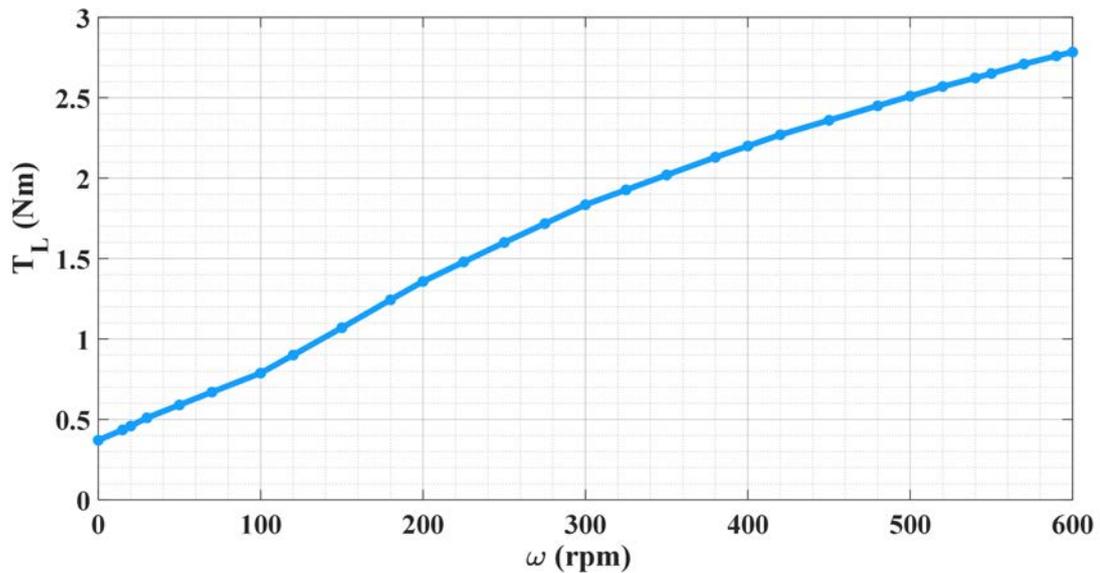


FIGURE 4.21 – Diagramme du couple en fonction de la vitesse

relation pour le couple en fonction de vitesse est trouvée. Cette relation sera utilisée lors des prochains essais pratiques pour déterminer la valeur du couple.

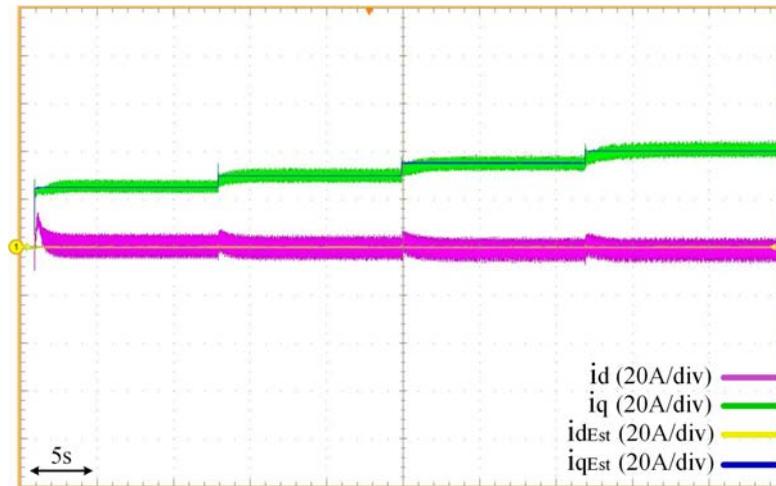
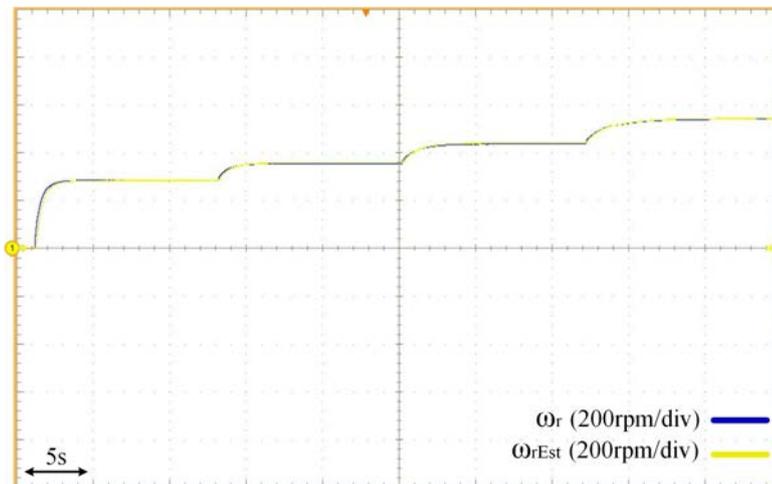
#### 4.5.2 Suivi des références de courants

Dans cette section, la commande sans capteur de courant sera mise en oeuvre dans le cadre d'essais expérimentaux. Ainsi, différents tests seront effectués pour évaluer la méthode proposée pour estimer les courants et réaliser une commande sans capteur. Dans le premier essai expérimental, la méthode proposée est appliquée sur le moteur en considérant certains échelons de courant pour la référence de courant  $i_{qref}$  comme suit :  $[0, 25A, 30A, 35A, 40A]$ . On considère également les références de courant  $i_{dref} = 0$  et  $i_e = 4A$ . Le contrôleur utilise les courants estimés dans la boucle de régulation pour atteindre les courants de référence, et les courants mesurés ne font pas partie de la commande, mais sont juste affichés pour comparaison. Le contrôleur essaie de réconcilier les courants estimés avec les courants de référence. Toutefois, en cas d'erreurs dans la méthode d'estimation, les courants réels (ou mesurés) peuvent différer de ceux de référence.

La figure 4.22 montre le résultat du premier essai. Dans cet essai, comme expliqué ci-dessus,  $i_{qref}$  a augmenté en quatre étapes alors que  $i_{dref}$  est constant. Les courants mesurés et estimés sont illustrés dans cette figure. Comme on peut le voir, les courants estimés sont égaux aux courants mesurés, ce qui signifie que la méthode d'estimation fonctionne correctement. D'autre part, les courants statoriques sont bien contrôlés et suivent les références.

La vitesse estimée et celle mesurée du rotor sont également présentées sur la figure 4.23.

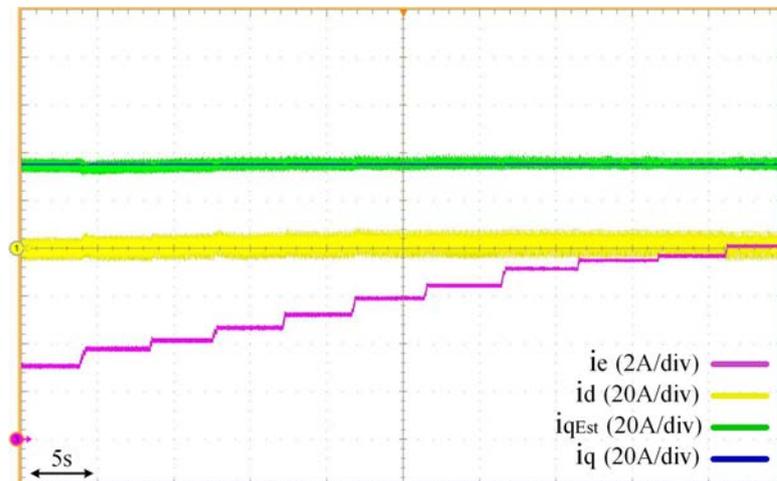
Dans le prochain essai, pour observer l'effet de la variation du courant  $i_d$  sur le système de commande et l'estimation des courants, le courant de l'axe  $d$  est réduit en quelques échelons tels

FIGURE 4.22 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_q$  changeFIGURE 4.23 – Vitesse estimée et mesurée lorsque  $i_q$  change

que :  $[0, -5A, -10A, -15A]$ , tandis que  $i_q = 30A$ . La figure 4.24 montre, comme le résultat précédent, que les courants estimés et mesurés sont égaux, et les courants statoriques suivent bien les références.

Dans un autre essai, l'effet du flux rotorique sur la méthode d'estimation est évalué. Dans cet essai, le courant d'excitation du rotor ( $i_e$ ) est augmenté en plusieurs étapes de  $3A$  à  $8A$ . Dans ce cas, le couple électromagnétique et le flux statorique changent. Les références de courant dans cet essai sont maintenues constantes comme  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 35A$ . On s'attend donc à ce que, en changeant le courant d'excitation du rotor, l'estimation du courant reste stable, et que les courants réels ne changent pas. La figure 4.25 montre les courants statoriques mesurés et estimés dans le cas de changements de  $i_e$ . Comme on peut le voir, les courants mesurés sont toujours égaux aux courants estimés pour tous les échelons du courant d'excitation.

Une autre considération à vérifier concerne la performance de l'estimateur de courant dans le cas de faibles vitesses. Dans l'essai suivant, des valeurs plus faibles de courant de référence sont

FIGURE 4.24 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_d$  changeFIGURE 4.25 – Courants estimés et mesurés lorsque  $i_e$  change

retenues, ce qui conduit à un couple moteur et une vitesse plus faibles. La figure 4.26 montre les courants statoriques estimés à basse vitesse. D'après cette figure, on peut voir qu'à de faibles vitesses, telles que  $15 \text{ tr/min}$ , l'estimation de courant se fait toujours avec une bonne précision.

Les expériences réalisées dans cette partie indiquent que la méthode proposée a une performance acceptable dans différents points de fonctionnement et ne souffre pas de dépassement de courant pendant les changements transitoires et suit bien les changements de courant.

### 4.5.3 Comparaison des performances des observateurs

Dans cette section, un essai expérimental va être réalisée conformément à ce qui a été présenté au chapitre 3 sur le fonctionnement et la comparaison entre les observateurs. Afin de réaliser une comparaison entre les observateurs, la méthode proposée est mise en oeuvre avec les observateurs de Kalman et par mode glissant ainsi qu'avec l'observateur de Luenberger. Cepen-

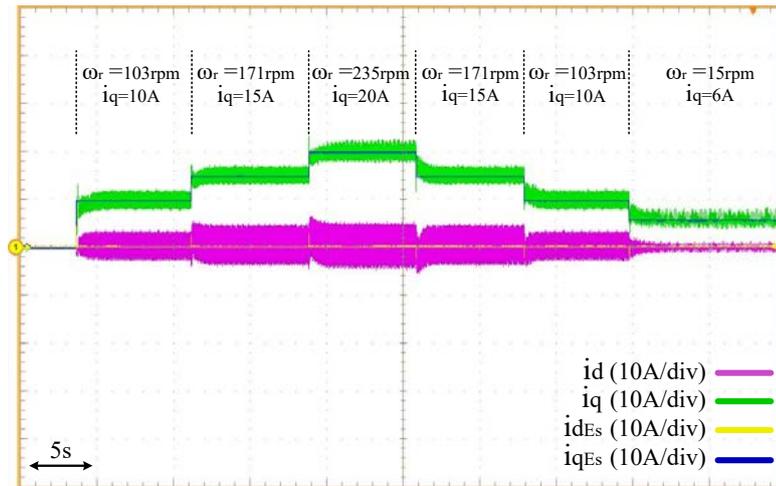


FIGURE 4.26 – Estimation du courant dans la région à faible vitesse

nant, le but de cette section ne consiste pas à fournir une comparaison détaillée des observateurs, mais seulement à démontrer la capacité des autres observateurs à estimer les courants en utilisant le modèle présenté.

Dans cette expérience, un échelon de  $30A$  est appliqué sur le courant  $i_{qref}$ , alors que  $i_{dref} = 0$ . La figure 4.27 montre les résultats de cette expérience. Comme on peut le voir, les observateurs de Luenberger et de Kalman ont presque la même dynamique, mais l'observateur par mode glissant n'offre pas une dynamique aussi bonne. Cependant, les trois observateurs sont performants en régime permanent, car le modèle utilisé dans tous est le même.

Une autre considération concerne le temps d'exécution de chaque observateur. En mesurant le temps d'exécution du bloc observateur dans dSPACE MicroLabBox, on a remarqué que l'observateur de Kalman a besoin d'un temps moyen de  $2.71 \mu sec$  (en raison de calculs complexes), et que l'observateur par mode glissant et l'observateur de Luenberger nécessitent également  $0.92 \mu sec$  et  $1.03 \mu sec$  respectivement pour effectuer chaque itération. Il est utile de noter que ces courtes valeurs de temps sont dues aux calculs très rapides de la dSPACE MicroLabBox.

#### 4.5.4 Effet de l'inadéquation des paramètres sur la commande

Comme observé dans la partie simulation, l'erreur des paramètres du modèle peut conduire à une erreur dans les courants estimés et donc dans la précision de la commande du moteur. Cette partie est consacrée à l'étude expérimentale des effets de l'inadéquation des paramètres sur les courants estimés.

Dans le premier essai, l'effet du décalage de la résistance du stator est analysé. Dans ce test, la valeur de la résistance statorique utilisée dans l'estimateur est modifiée et l'effet de ce décalage sur l'estimation des courants est évalué. Dans un premier temps, la valeur de la résistance est choisie 50% plus grande que sa valeur réelle, ensuite, cette valeur est choisie égale à la résistance réelle, et finalement, elle est choisie 50% plus petite que sa valeur réelle. Les références de courant sont choisies comme  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 30A$ . La figure 4.28 montre les courants

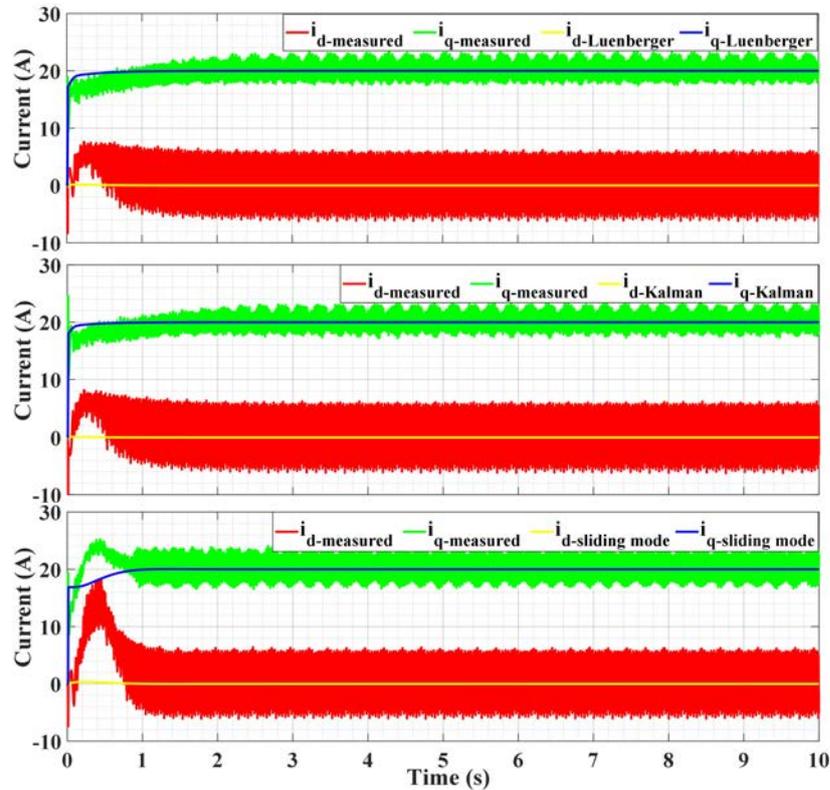
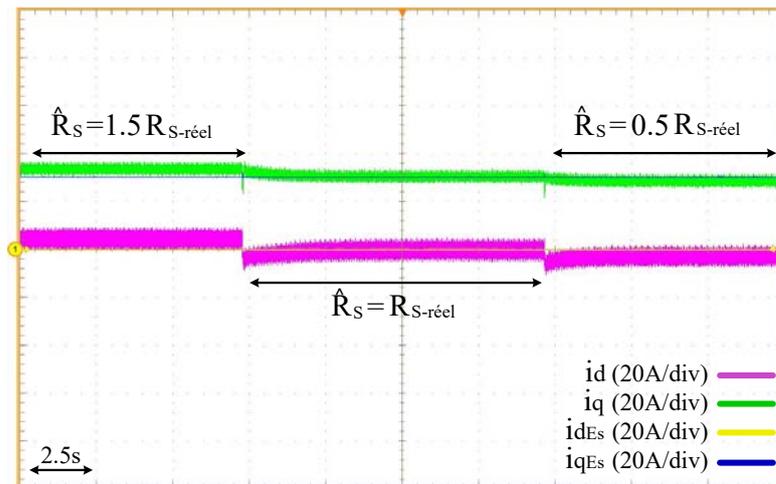


FIGURE 4.27 – Courants estimés et mesurés pour trois observateurs différents

mesurés et estimés dans cet essai. On constate qu'avec une erreur de 50% sur  $R_s$ , les courants estimés peuvent avoir une erreur allant jusqu'à 10% sur les valeurs mesurées en régime permanent.

FIGURE 4.28 – Courants estimés et mesurés dans le cas d'une erreur sur  $\hat{R}_s$ .

Un autre effet à étudier concerne l'imprécision du modèle magnétique (ou des fonctions  $g_1$  et  $g_2$  dans (2.42) qui permettent de définir les fonctions  $z_d$  et  $z_q$ ) sur les courants estimés. Les deux essais suivants sont effectués pour montrer cet effet. Dans le premier essai, tous les coefficients

liés aux courants  $i_d$  et  $i_q$  dans  $g_1$  et  $g_2$  sont multipliés une fois par un facteur de 1.3 et une fois par un facteur de 0.70. La figure 4.29 montre le résultat de cet essai. Comme on peut le voir, avec une erreur dans les coefficients globaux de  $i_d$  et  $i_q$ , les courants estimés sont confrontés à une erreur. La valeur moyenne de  $i_q$  estimé au lieu de 30 A est d'environ 30.5A et 29A respectivement pour les coefficients de 1.3 et 0.70, et la valeur moyenne de  $i_d$ , au lieu de zéro, est d'environ  $-3A$  et  $+3A$ .

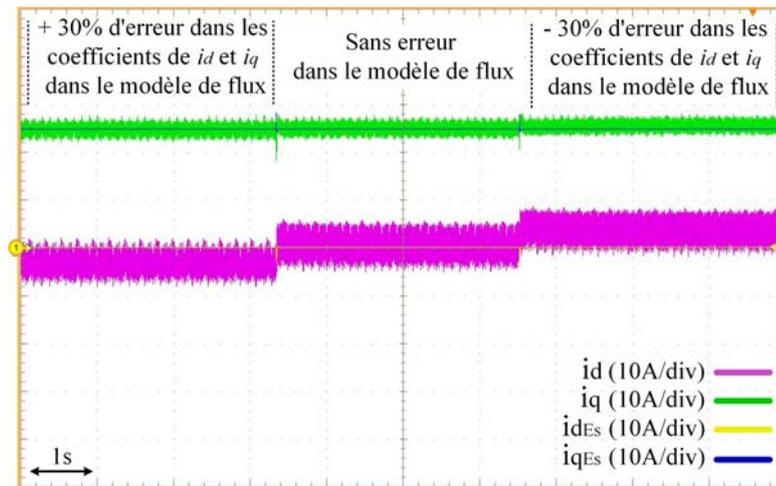


FIGURE 4.29 – Courants estimés et mesurés dans le cas d'une inadéquation sur les coefficients liés aux courants  $i_d$  et  $i_q$  dans  $g_1$  et  $g_2$ .

Le prochain essai est également réalisé avec une erreur sur le coefficient correspondant au courant d'excitation ( $i_e$ ) dans le modèle magnétique ( $g_1$  et  $g_2$ ). La figure 4.30 montre le résultat de cet essai. Comme on peut le remarquer, une erreur de 20% dans ce coefficient peut conduire à une erreur d'environ 12% dans les courants estimés, pour le point de fonctionnement testé. Cependant, une erreur de 20% à 30% dans le modèle magnétique est une grande erreur. En utilisant la méthode présentée dans le chapitre 2, le modèle magnétique peut être obtenu sans ce niveau d'erreur.

Maintenant, après avoir évalué les erreurs dans le modèle magnétique, l'effet de l'erreur sur les paramètres mécaniques sera examiné. Ainsi, dans les tests suivants, l'effet de l'inadéquation des paramètres mécaniques sur les courants estimés est évalué. Dans le premier test, l'impact de la valeur de l'inertie ( $J$ ) est évalué. La valeur choisie pour  $J$  est d'abord considérée égale à la moitié de la valeur réelle. Dans ce test, le courant de l'axe  $d$  est choisi égal à zéro, et le courant de l'axe  $q$  est augmenté en quelques échelons comme :  $[0, 25A, 30A, 35A, 40A]$ . La figure 4.31 montre le résultat de cette expérience. Comme on peut le voir, lorsque le paramètre  $J$  est fixé avec une valeur inférieure à la valeur réelle, les courants mesurés présentent des dépassements significatifs (jusqu'à 107%), pour le point de fonctionnement testé.

L'expérience suivante est réalisée avec les mêmes références de courant mais avec une valeur d'inertie différente. Dans cet essai, la valeur  $J$  est choisie deux fois plus grande que sa valeur réelle. La figure 4.32 montre le résultat de la commande pour cet essai. Comme on peut le voir, cette fois-ci, il n'y a pas de dépassement de courant, mais il faut plus de temps pour atteindre le point d'équilibre. La valeur du temps de montée dans ce cas est de 1.25s au lieu de 0.39s

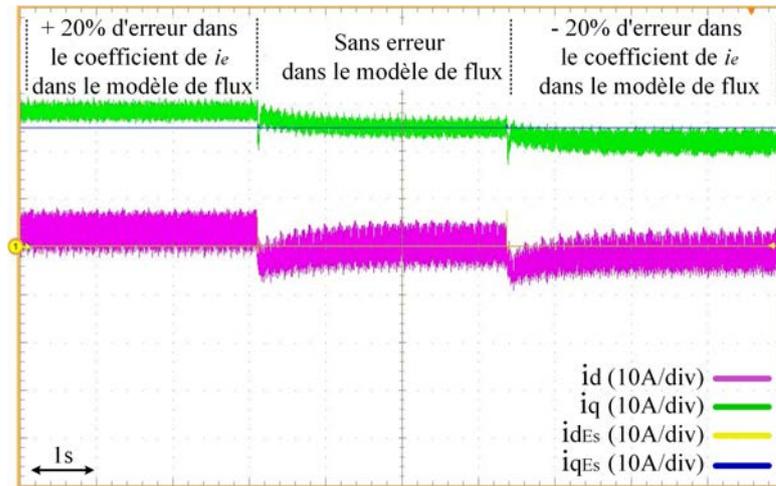


FIGURE 4.30 – Courants estimés et mesurés dans le cas d’une inadéquation sur les coefficients liés aux courant  $i_e$  dans  $g_1$  et  $g_2$ .

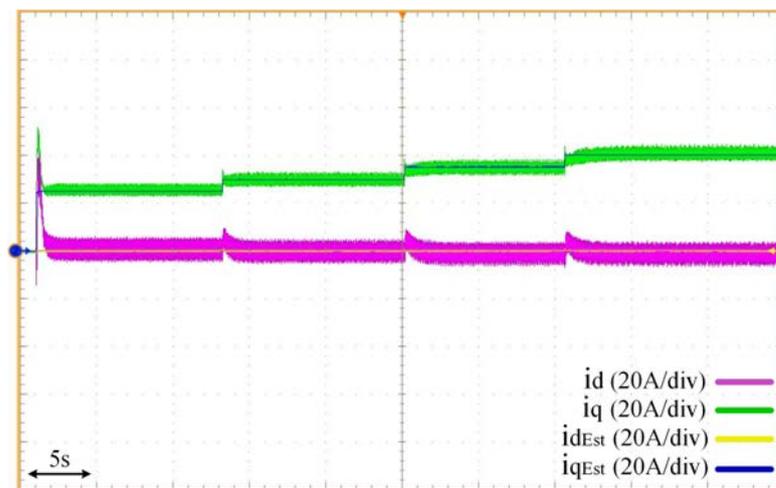


FIGURE 4.31 – Courants estimés et mesurés en cas d’erreur de  $J$  ( $\hat{J} = 0.5J_{réel}$ )

en mode sans erreur. Toutefois, il est notable que, comme on l’a vu dans la partie simulation (figure 3.13), une erreur dans la valeur de  $J$  n’entraîne pas d’erreur dans la valeur des courants estimés en régime permanent.

Dans l’expérience suivante, l’effet de l’erreur de couple sur les courants estimés est évalué. Dans cet essai, la valeur de  $T_L$ , pour le point de fonctionnement testé, sera associée à une erreur de 30%, d’abord ajoutée à la valeur réelle, puis soustraite de la valeur réelle. Les figure 4.33 et 4.34 montrent les résultats de ces expériences. Les résultats de ces tests sont similaires aux résultats de la simulation (figure 3.14), et montrent qu’une erreur de 30% dans la valeur de  $T_L$  peut conduire à une erreur dans les courants estimés. Puisque la boucle de contrôle est alimentée par les courants estimés, ces courants sont égaux à ceux des références, mais en cas d’erreurs d’estimation, les courants réels peuvent différer de ces références. Dans les résultats obtenus, on peut voir que les courants réels ont une erreur d’environ 10% par rapport aux courants estimés.

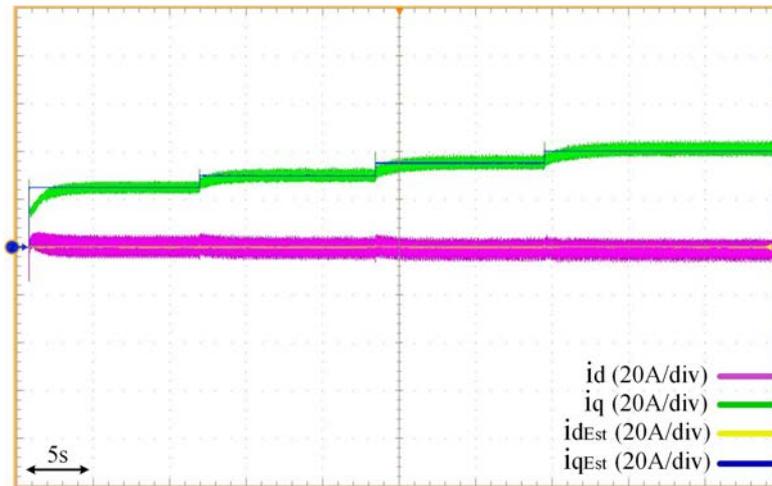


FIGURE 4.32 – Courants estimés et mesurés en cas d'erreur de  $J$  ( $\hat{J} = 2J_{réel}$ )

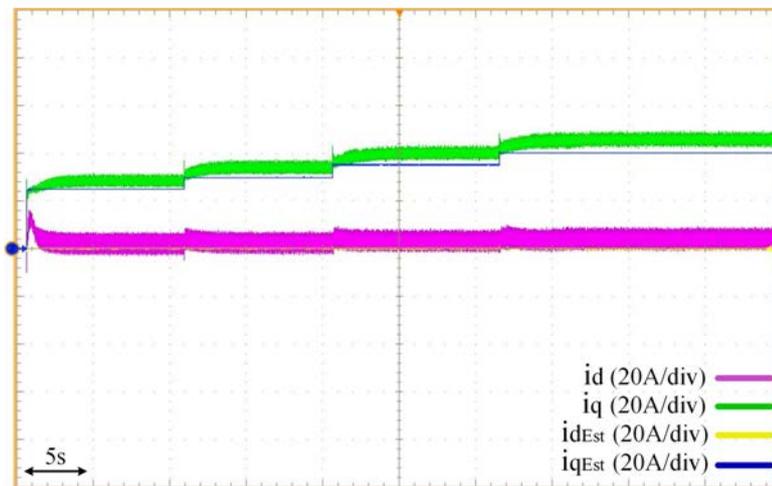


FIGURE 4.33 – Courants estimés et mesurés en cas d'erreur de  $T_L$  ( $\hat{T}_L = 0.7T_{L-réel}$ )

L'un des cas étudiés dans la partie simulation concernait l'effet des constantes de l'observateur de Luenberger sur l'estimation des courants. Maintenant, on a l'intention d'observer l'effet de ces constantes sur l'erreur de couple de charge dans un essai pratique. Dans cet état, où le couple de charge est surestimé de 30% ( $\hat{T}_L = 1.3T_{L-réel}$ ), les courants statoriques sont estimés pour différentes valeurs de la constante  $L_3$ . La figure 4.35 montre les résultats de cette expérience.

Comme on peut le voir sur cette figure, si la valeur de  $L_3$  est inférieure à une limite (comme  $L_3 = 1$ ), la réponse dynamique sera confrontée à des dépassements de courant, et si elle est supérieure à une limite (comme  $L_3 = 100$ ), la réponse dynamique ralentira. La modification du gain peut également affecter la sensibilité de l'observateur aux incertitudes du modèle ou au bruit de mesure. Une grande valeur de gain peut avoir une réponse dynamique rapide, mais augmente aussi la sensibilité du système à l'incertitude du modèle. D'autre part, la réduction du gain diminue la sensibilité du système mais réduit la vitesse de la réponse dynamique. Dans cet observateur, l'augmentation de la constante  $L_3$  conduit à une diminution du gain global

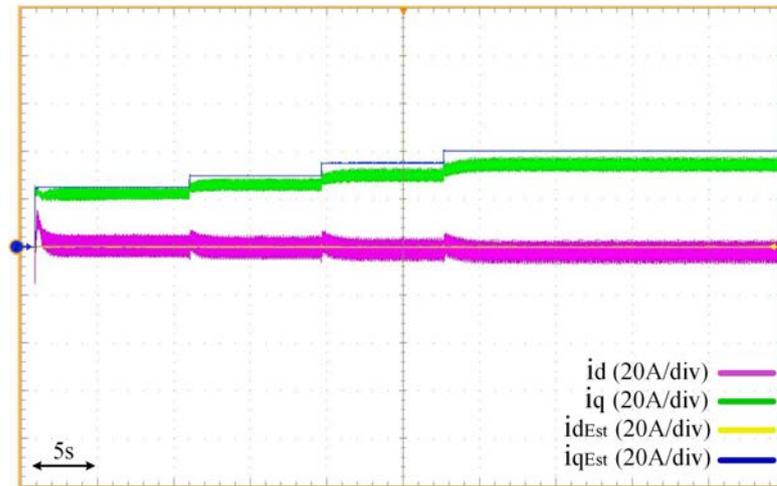


FIGURE 4.34 – Courants estimés et mesurés en cas d’erreur de  $T_L$  ( $\hat{T}_L = 1.3T_{L-réel}$ )

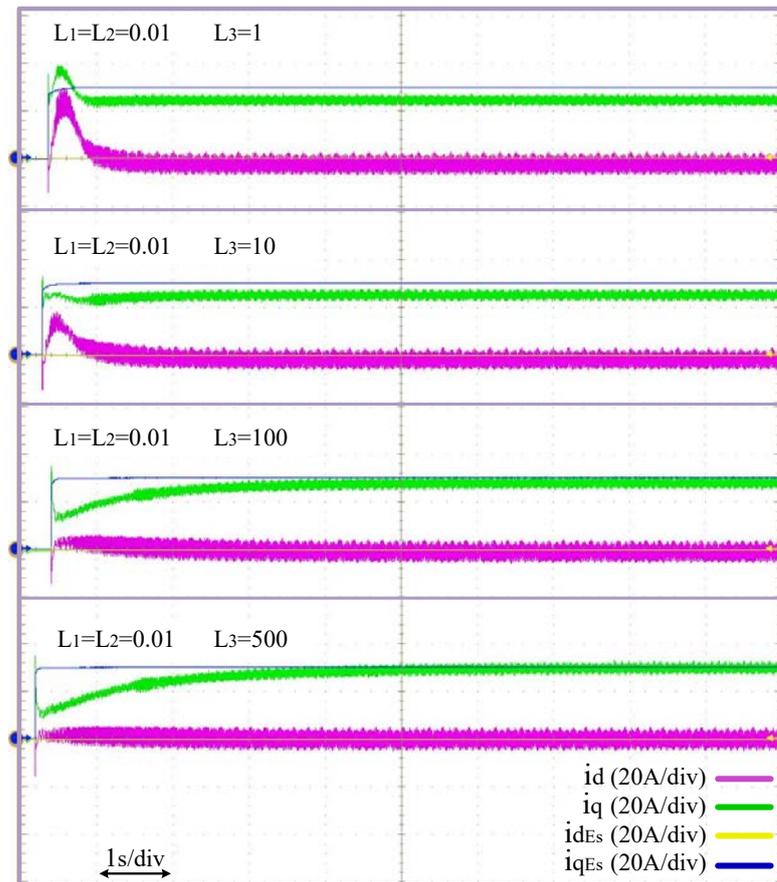


FIGURE 4.35 – Courants estimés et mesurés dans le cas où  $\hat{T}_L = 1.3T_{L-réel}$  pour différentes valeurs de  $L_3$ .

pour les courants estimés. Car selon (3.11), l’augmentation de  $L_3$  signifie une augmentation de l’influence de terme  $(\omega_r - \hat{\omega}_r)$  par rapport au reste de l’équation qui inclut les paramètres du modèle. Il permet donc de réduire l’impact des paramètres du modèle. De l’autre côté, l’effet de

la constante  $L_1$ , comme on le voit dans les simulations, n'est pas très significatif et ne change pas vraiment les résultats en régime permanent.

Les expériences réalisées dans cette section indiquent que la connaissance du paramètre  $J$  permet d'avoir une bonne dynamique des courants dans l'état transitoire, et que la connaissance du couple de charge permet une estimation précise des courants en régime permanent. Cependant, pour réduire la sensibilité de l'estimateur aux valeurs des paramètres mécaniques, une technique est proposée dans la partie suivante qui peut être utilisée pour obtenir des estimations acceptables des courants même sans avoir une bonne connaissance des valeurs des paramètres mécaniques.

#### 4.5.5 Estimation des courants sans tenir compte des paramètres mécaniques

Dans la section consacrée à l'étude de la sensibilité des paramètres au chapitre 3, il a été vu qu'en augmentant la valeur de  $J$ , la sensibilité d'accélération par rapport aux paramètres mécaniques diminue. Il a également été observé dans les simulations ainsi que dans les essais expérimentaux que l'augmentation de la valeur de  $J$  ralentit la dynamique des courants contrôlés, cependant ils sont estimés sans erreur en régime permanent.

En effectuant des essais expérimentaux avec différentes valeurs de  $J$ , on a étudié l'effet de ce paramètre sur le ralentissement de la réponse du système ainsi que sur la réduction de l'erreur d'estimation.

La figure 4.36 montre un diagramme de l'erreur de courant estimée, ainsi que le temps de réponse du système pour un échelon de 30A sur  $i_q$ , en fonction de la valeur de l'inertie utilisée dans l'équation, alors qu'il y a une erreur de 30% dans la valeur du couple de charge.

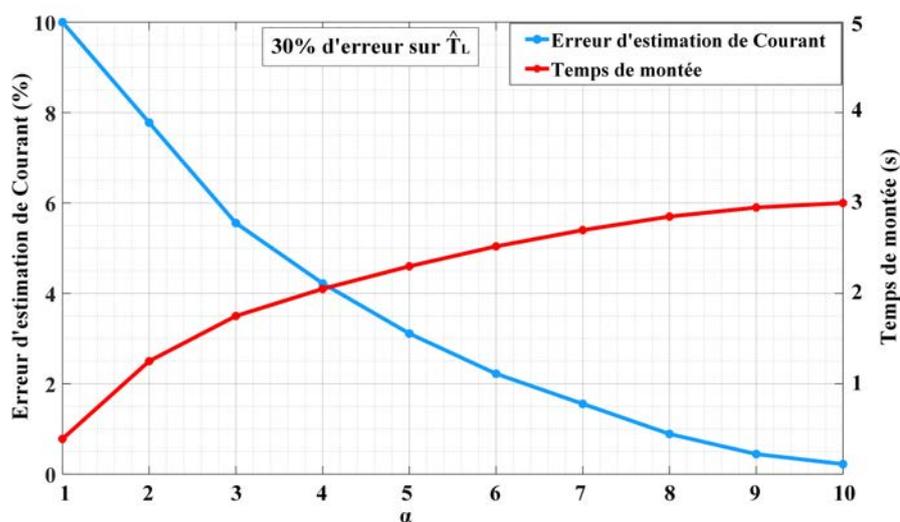


FIGURE 4.36 – Erreur de courant estimée et le temps de réponse du système pour un échelon de 30A sur  $i_q$ , en fonction de la valeur d'inertie modifiée, dans le cas d'une erreur de 30% sur la valeur du couple de la charge ( $\hat{J} = \alpha J_{réel}$ ).

Dans cette expérience, la valeur du couple est associée à une erreur de 30%. L'indice  $\alpha$  représente le rapport entre la valeur de l'inertie utilisée dans les équations et sa valeur réelle ( $\alpha = \frac{\hat{J}}{J_{réel}}$ ). Dans ce cas, on constate que pour  $\alpha = 1$  les courants estimés ont une erreur d'environ 10%. En augmentant la valeur de l'inertie utilisée dans les équations, on observe que l'erreur des courants estimés est diminuée, mais le temps de réponse du système est plus lent. On remarque qu'en augmentant la valeur de l'inertie à dix fois sa valeur réelle, l'erreur d'estimation s'approche de zéro.

En poursuivant l'expérience, il a également été observé que l'augmentation du paramètre d'inertie au-delà de  $\alpha > 20$  conduit à une situation dans laquelle le courant est estimé sans tenir compte des paramètres mécaniques. A titre d'exemple, dans les deux expériences suivantes, la valeur de l'inertie dans les équations est fixée à une valeur très élevée, telle que cinquante fois sa valeur réelle, et le couple de charge est considéré égal à zéro, en supposant qu'il n'y a aucune information sur la charge. Les figures 4.37 et 4.38 présentent le résultat de cette expérience. Comme on peut le voir, bien que les paramètres mécaniques soient négligés dans cette partie, le contrôle est bien réalisé, et les courants estimés convergent vers les courants mesurés sans erreur. Cependant, il prend plus de temps pour atteindre le point d'équilibre.

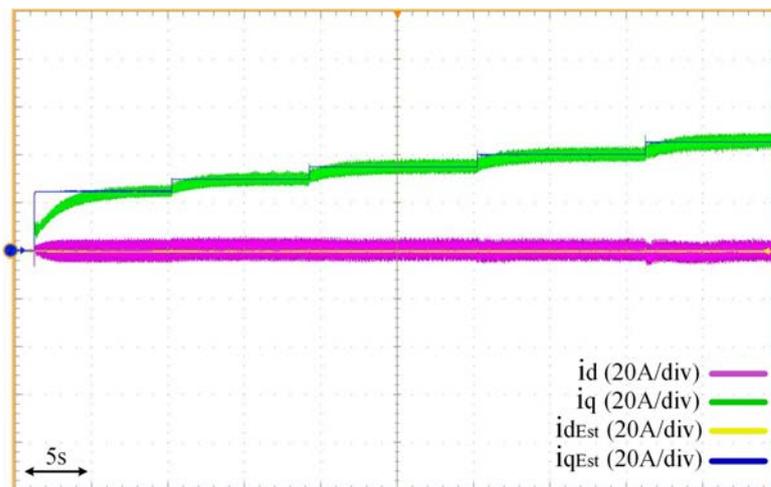


FIGURE 4.37 – Courants estimés et mesurés sans tenir compte des paramètres mécaniques lorsque  $i_q$  change.

#### 4.5.6 Effet d'un changement soudain de la charge

L'une des questions importantes dans l'évaluation de la performance des méthodes de contrôle, en particulier des méthodes sans capteur, est d'étudier comment la commande réagit aux changements au point de fonctionnement. Cette partie étudie l'effet d'un changement soudain du niveau de charge et de la vitesse de l'arbre sur la méthode proposée. Pour observer l'effet du changement de charge sur les courants mesurés et estimés, la charge connectée au moteur est modifiée soudainement. Dans cet essai, les références de courant pour  $i_d$  et  $i_q$  sont maintenues constantes. Pour effectuer un changement soudain de la charge du moteur, comme expliqué précédemment, la charge résistive connectée au générateur change soudainement.

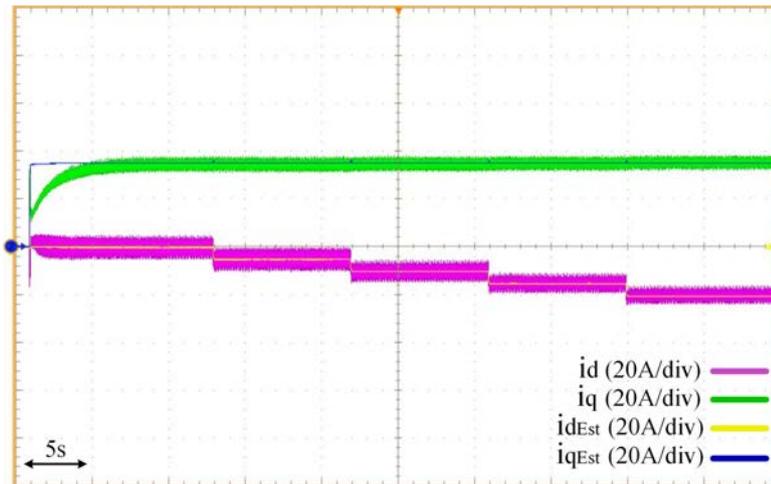


FIGURE 4.38 – Courants estimés et mesurés sans tenir compte des paramètres mécaniques lorsque  $i_d$  change.

Le changement de la charge mécanique revient à un changement de la valeur du couple de charge. Dans cette expérience, le couple de charge varie de  $2N.m$  à  $1.8N.m$ , et comme les références de courant restent constants, la vitesse du moteur augmente inévitablement. Étant donné que l'on ne dispose pas de capteur de couple de charge, ce changement de couple ne se voit pas dans l'estimateur de courant. Cependant en utilisant la technique mentionnée, on essaie de réduire l'erreur d'estimation dans les courants. Dans cette expérience, le coefficient  $\alpha$  est sélectionné égal à 6.

La figure 4.39 montre les résultats d'un test dans lequel deux changements brusques sont appliqués à la charge résistive, l'un pour diminuer la charge et l'autre pour l'augmenter. Le courant de la charge résistive, les courants du stator et la vitesse du rotor sont représentés sur cette figure. On observe qu'après un changement soudain de la charge, les courants mesurés restent stables et convergent vers les valeurs référencées après  $1.3s$  pour une baisse de charge et  $1.8s$  pour une augmentation de charge. La figure 4.40 montre également les courants mesurés et ceux estimés dans ce cas. Cette expérience démontre que l'estimation de courant, et la méthode de commande proposée ont une performance acceptable sous les changements de charge.

#### 4.5.7 Estimation de courant avec compensation de l'erreur de couple

Dans cette partie, la méthode de compensation de l'erreur de la valeur de couple, présentée au chapitre 3 et dans la figure 3.16, est étudiée par les essais expérimentaux. Il a été observé que l'augmentation de la valeur de l'inertie ( $J$ ) dans les équations conduit à une situation où les courants sont estimés sans tenir compte des paramètres mécaniques. Ainsi, les simulations ont montré qu'avec un système de compensation, un ajustement peut être effectué pour la valeur du couple. Dans cette section, ce compensateur est évalué dans un essai pratique.

Pour évaluer la méthode proposée, on effectue un essai en tenant compte d'une erreur de 50% sur la valeur du couple. Les courants estimés comporteront donc une erreur. Mais cette fois,

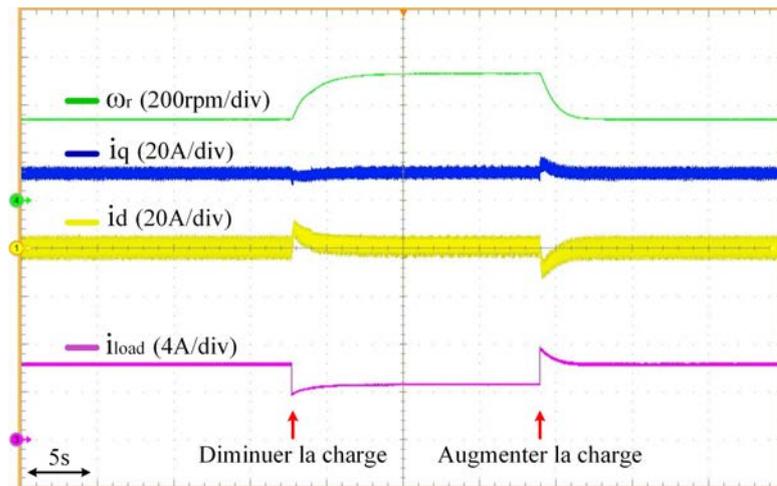


FIGURE 4.39 – Courants mesurés pendant le changement de charge

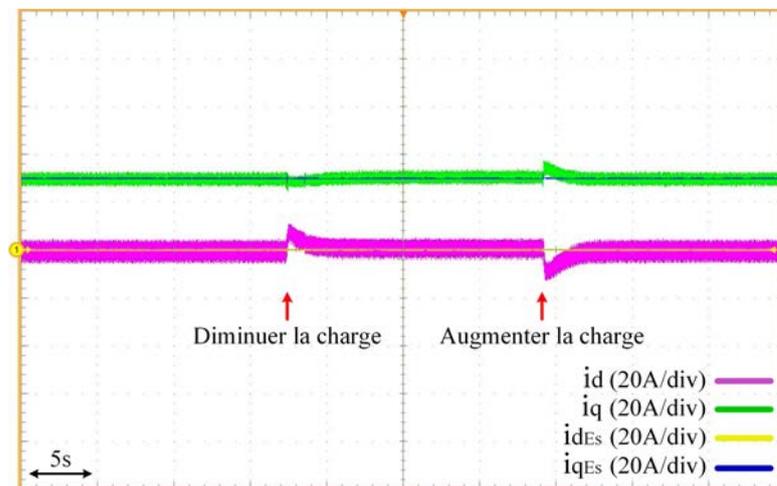


FIGURE 4.40 – Courants mesurés et estimés pendant le changement de charge

au bout de quelques secondes, on exécute la méthode de compensation de l'erreur de couple. La figure 4.41 montre le résultat de cette expérience ; on voit que, dans un premier temps, une erreur dans la valeur du couple a entraîné une erreur dans les valeurs des courants estimés, ce qui implique que les courants réels suivent les références avec un décalage. En appliquant la méthode proposée de la compensation du couple, les courants estimés sont corrigés et les courants réels de la machine suivent les références sans erreur.

La figure 4.42 montre également le couple réel et le couple utilisé dans le système d'équation de l'observateur au cours de cette expérience. Dans cette figure, on peut voir que la valeur du couple utilisée dans l'observateur est d'abord égale à  $2.4N.m$ , tandis que la valeur réelle du couple est égale à  $1.6N.m$ . Cette erreur de 50% entraîne une erreur dans la valeur des courants estimés (comme illustré en figure 4.41). Lorsque la méthode de compensation du couple est démarrée, la valeur du couple est corrigée et l'erreur entre les courants réels et les courants de référence est réduite. Par conséquent, en changeant les courants réels et donc la vitesse de la machine, la valeur du couple réel change également et le couple estimé suit le couple réel sans

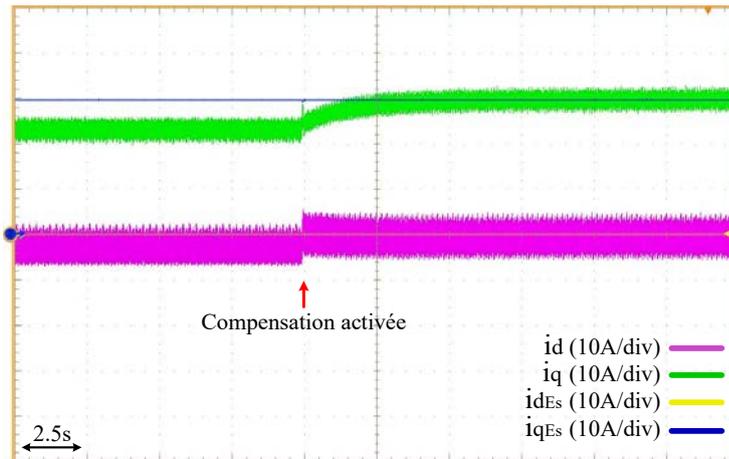


FIGURE 4.41 – Courants estimés et mesurés dans le cas d'une inadéquation en  $T_L$  et effectuant une compensation de couple.

erreur. Il est important de noter que, le terme "couple réel" est en fait associé au couple calculé à l'aide du modèle (4.1) présenté précédemment dans ce chapitre (la figure 4.21). Et le terme "couple utilisé" est lié à la valeur estimée du couple de charge employée dans les équations de l'observateur.

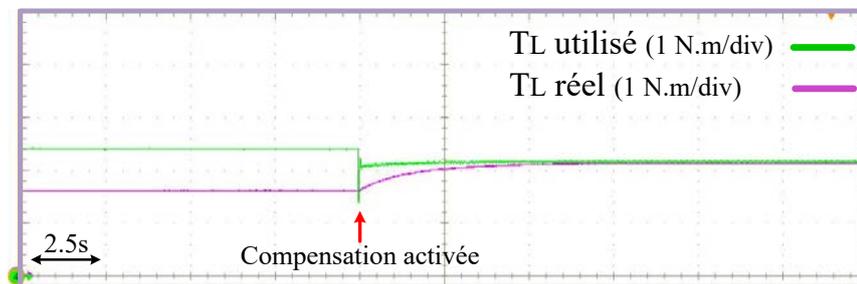


FIGURE 4.42 – Couple  $T_L$  utilisé et réel dans le cas d'une inadéquation  $T_L$  et de l'exécution de la compensation de couple.

## 4.6 Commande tolérante aux défauts des capteurs de courants

Jusqu'à présent, la méthode de commande sans capteur de courant a été évaluée par des résultats expérimentaux. Les résultats montrent que cette méthode a une performance suffisante et permet de contrôler le moteur sans avoir recours à des capteurs de courant. Les avantages de la suppression des capteurs de courant du système de commande, tels que la réduction du prix et du volume du système, etc. ont été décrits précédemment. Cependant, dans certaines applications, il n'est pas recommandé de supprimer les capteurs de courant. Toutefois, il est important de détecter l'existence d'éventuelles erreurs dans les capteurs afin de pouvoir commuter sur une commande sans capteur de courant en cas de défaillance d'un capteur. Cela permet d'améliorer

la disponibilité de l'entraînement grâce à cette commande tolérante les défauts des capteurs de courant.

Dans le chapitre 3, une nouvelle méthode de détection de défauts des capteurs de courants et de passage à une commande sans capteur a été proposée. Les résultats de l'étude de simulation ont montré les performances de cette méthode pour la détection, la localisation et le passage à la commande sans capteur.

Dans cette partie, l'algorithme proposé pour une commande tolérante aux défauts des capteurs de courants sera mise en oeuvre dans le cadre d'essais expérimentaux. Ainsi, différents tests seront effectués pour évaluer la méthode proposée.

Lors du premier essai expérimental, le moteur est démarré avec  $i_{dref} = 0$  et  $i_{qref} = 25A$ . Le système de commande utilise d'abord les courants mesurés dans la boucle de contrôle pour atteindre les courants de référence. L'algorithme de détection de défauts permet de surveiller les courants mesurés et estimés en parallèle. Au cours de cet essai, à un certain moment, le capteur de courant de phase  $a$  est déconnecté pour simuler un défaut de capteur ; comme on le voit sur la figure 4.43.

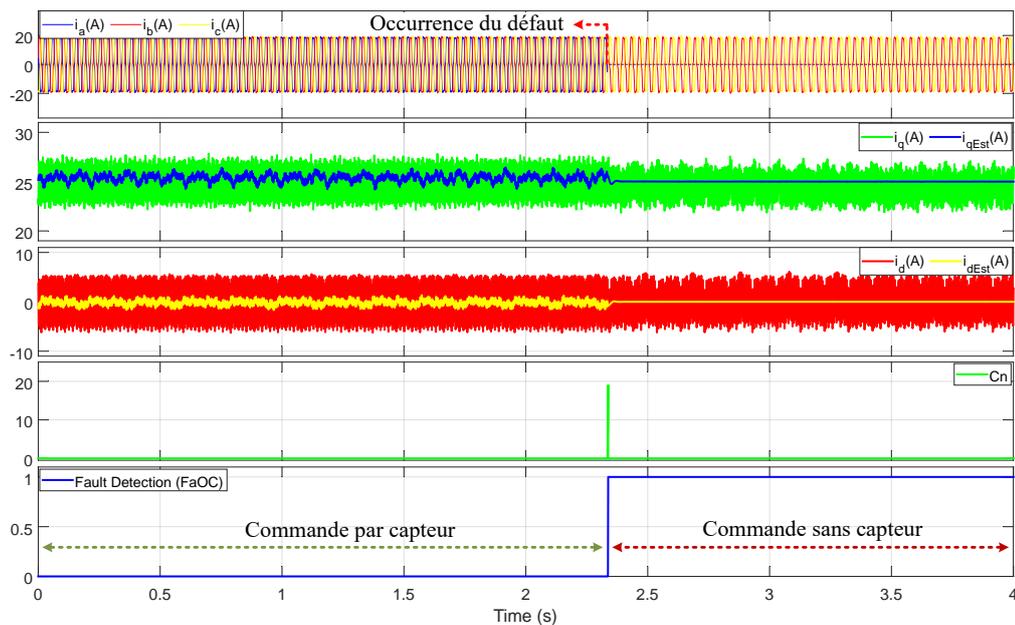


FIGURE 4.43 – Courants statoriques et les paramètres liés à l'algorithme de détection de défauts, en cas de déconnexion du capteur de courant statorique de la phase  $a$ .

Lorsque le capteur de courant de phase  $a$  est déconnecté, le compteur de défauts compte (voir l'algorithme de la figure 3.21) jusqu'à 18, indiquant que le capteur de courant est défaillant pendant  $1.8ms$ . À ce stade, selon l'algorithme proposé, le défaut d'ouverture du capteur de phase  $a$  a été détecté. Après la détection du défaut dans le capteur de courant, la commande passe à une commande sans capteur de courant. Comme le montre cette figure, la transition se fait bien sans aucune surintensité de courant.

La figure 4.44 est un agrandissement du moment de défaut. Sur cette figure, on observe l'importance de la composante homopolaire du courant, qui passe de zéro à  $10A$  lors du défaut.

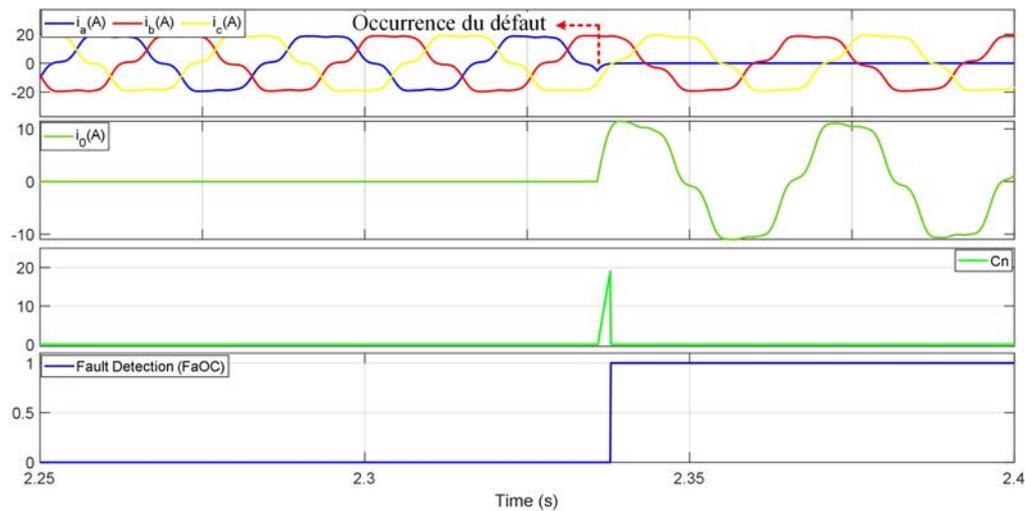


FIGURE 4.44 – Courants statoriques et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, le moment de la déconnexion du capteur de courant de la phase  $a$ .

La figure 4.45 montre également la vitesse du rotor au cours de ce défaut, et lors du passage de la commande par capteur à la commande sans capteur. Sur cette figure, on peut voir que lorsque l’on change le type de commande, passant d’une commande basée sur des capteurs à une commande sans capteur de courant, une chute de vitesse de 1.6% se produit. Ceci est dû à une erreur légère dans l’estimation des courants.

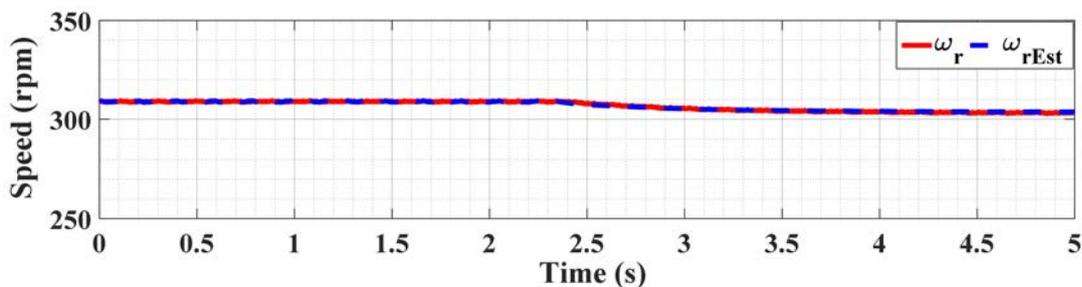


FIGURE 4.45 – Vitesse du rotor en cas de déconnexion du capteur de courant statorique de la phase  $a$ .

Dans l’expérience suivante, on répète la même procédure, mais cette fois, à un moment donné, le gain du capteur de courant de la phase  $b$  est multiplié par 0.5. Le résultat de cette expérience est représenté sur la figure 4.46. Cette figure montre qu’après la détection d’un défaut dans le gain du capteur de courant dans la phase  $b$ , une transition vers le mode de commande sans capteur de courant se fait bien et sans apparition de pics de courant.

Sur la figure 4.47, on peut également voir le zoom sur le moment où le défaut s’est produit. Sur cette figure, on remarque la valeur de la composante homopolaire du courant, qui passe de zéro à 5A lors d’un défaut de gain sur le capteur de courant de la phase  $b$ .

La figure 4.48 montre également la vitesse du rotor lors de ce défaut. Sur cette figure également, comme dans l’expérience précédente, on constate une chute de 1.6% de la vitesse lorsque l’on passe de la commande utilisant les capteurs à la commande sans capteur de courant.

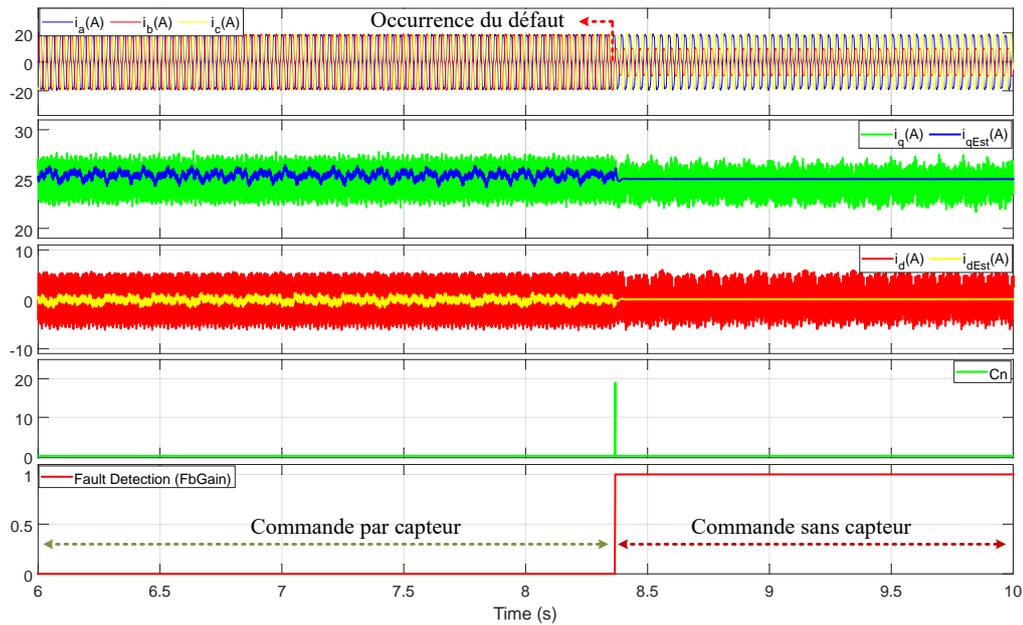


FIGURE 4.46 – Courants statoriques et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, en cas de changement de gain du capteur de courant de la phase  $b$ .

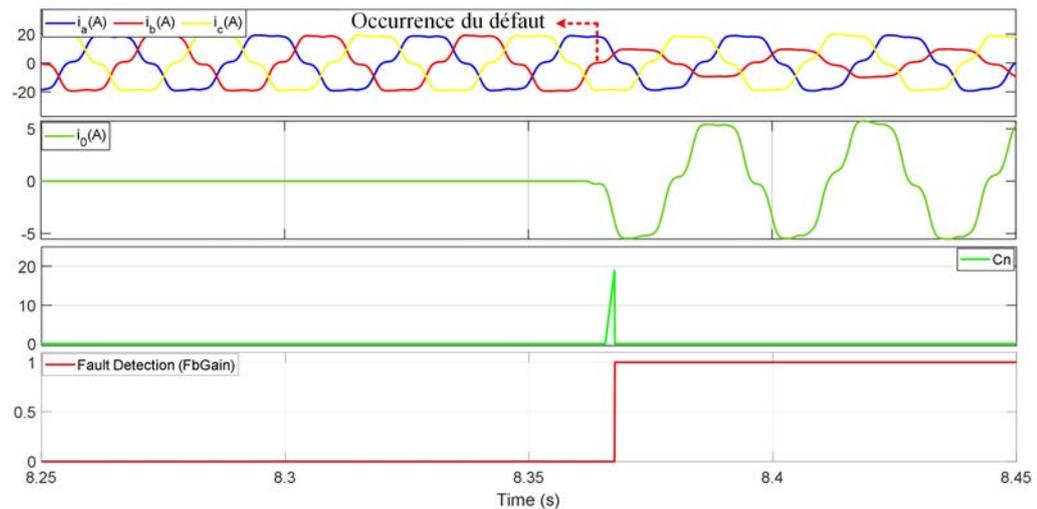


FIGURE 4.47 – Courants statoriques, la vitesse du rotor, et les paramètres liés à l’algorithme de détection de défauts, le moment du changement de gain du capteur de courant de la phase  $b$ .

## 4.7 Conclusion

Ce chapitre constitue la combinaison expérimentale des études sur la modélisation de la machine réalisées dans le chapitre 2 et des études sur l’observateur de variables d’état réalisées dans le chapitre 3. En effet, les résultats obtenus dans ces deux chapitres sont complémentaires : une meilleure compréhension de la machine, et une modélisation basée sur les flux permettant d’obtenir de meilleurs résultats des observateurs d’état non-linéaires développés au chapitre 3.

Dans ce chapitre, en premier lieu, la méthode classique de commande vectorielle a été ap-

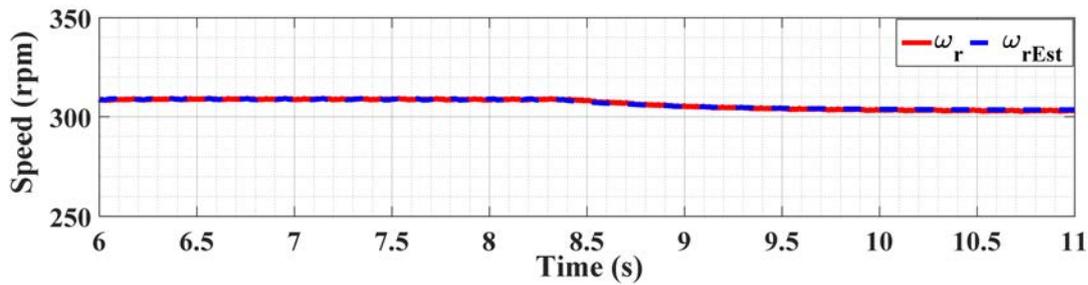


FIGURE 4.48 – Vitesse du rotor en cas de changement de gain du capteur de courant de la phase  $b$ .

pliquée à l'aide de capteurs de courants et de position en vue de l'observation de la performance d'une commande utilisant les capteurs, et le comportement du moteur.

La méthode proposée pour estimer la résistance du stator (décrit et simulé au chapitre 2), a été mise en oeuvre sur la machine étudiée. Les résultats expérimentaux ont montré que, conformément aux résultats de la simulation, en injectant un signal sinusoïdal dans  $i_d$ , le flux estimé  $\psi_q$  subit un changement de telle sorte que la différence de phase entre le flux estimé et le signal sinusoïdal injecté indique le signe de l'erreur de résistance. Cette différence de phase a été utilisée pour ajuster la résistance statorique. La méthode proposée a fourni une technique simple pour estimer la résistance indépendamment des paramètres du modèle de la machine, tels que les inductances du stator et du rotor ou le flux du rotor.

La méthode d'estimation du flux proposée a été utilisée pour obtenir le modèle magnétique de la machine. Ce modèle permet de déterminer la relation entre le flux du stator et les courants du stator et du rotor. Le modèle obtenu est donc employé pour effectuer l'estimation des courants statoriques de moteur.

La réalisation de l'observateur de Luenberger en utilisant le modèle magnétique a montré que les courants de stator peuvent être estimés avec une précision acceptable. En utilisant les courants estimés dans la boucle de contrôle, une commande sans capteur pour le moteur a été obtenue. Les résultats des essais expérimentaux ont également montré que les courants réels peuvent bien suivre les références données.

La sensibilité de la méthode proposée vis-à-vis des paramètres électriques et mécaniques du modèle a été étudiée. De même, des solutions afin de réduire la sensibilité de la méthode ont été proposées en fonction de la dynamique envisagée du système.

Enfin, l'algorithme proposé pour la commande tolérante aux défauts des capteurs de courant a été mis en place dans des essais expérimentaux. Certains essais ont été réalisés pour évaluer les performances de la méthode proposée pour la détection, la localisation et le passage à une commande sans capteur de courant. Les résultats ont montré que l'algorithme proposé présente une efficacité considérable et qu'il permet de détecter et de localiser différents types d'erreurs dans les capteurs de courant et de passer à une commande sans capteur de courant sans arrêt du rotor et sans surintensité de courant.

Ce chapitre a montré la réussite de la commande sans capteur de courant en combinant un

observateur d'état avec un modèle de flux de la machine. Les résultats obtenus sur la précision et la robustesse de la commande sans capteur de courant en régime permanent et en régime transitoire sont satisfaisants, en particulier pour l'application véhicule électrique.



# Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail de thèse portait sur le développement d'une commande fiable et robuste sans capteur de courant pour une machine synchrone. La machine étudiée dans cette thèse se présente sous la forme d'un alternateur utilisé dans un véhicule mild hybride qui fonctionne avec un faible niveau de tension et des courants élevés. En retirant les capteurs de courant du système de commande de cette machine, les coûts et le volume du système peuvent être réduits.

Il existe quelques méthodes de commande sans capteur de courant dans la littérature scientifique mais les travaux publiés sur cette thématique restent restreints. Les avantages et les inconvénients de ces méthodes ont été présentés.

La partie principale de la commande sans capteur consiste à reconstruire l'information qui était fournie par les capteurs éliminés. Une manière d'accéder à cette information est d'utiliser des observateurs d'état qui peuvent estimer les données des capteurs éliminés en utilisant le modèle du système et les données des capteurs existants.

Pour concevoir un estimateur de courant, il faut connaître le modèle de la machine. Dans le cas de la saturation, les machines synchrones présentent un modèle non linéaire. Ainsi, au chapitre 2, l'accent a été mis sur le modèle et la structure de la machine. Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté le modèle général des machines synchrones, en particulier la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB) qui fait l'objet de cette étude.

Certaines méthodes permettant d'identifier les paramètres de la machine étudiée ont ensuite été expliquées, et une méthode pour identifier le modèle de la machine a été proposée. Cette méthode consiste à utiliser le modèle de flux (modèle magnétique) qui réalise la relation entre les courants et le flux magnétique. À l'aide de ce modèle, le flux statorique a été estimé dans le repère  $dq$  et ensuite cartographié en termes de courants. Les résultats de la simulation ont montré la performance de l'estimateur proposé dans différents cas.

Suite à une analyse du flux estimé dans le cas d'un désajustement de la résistance statorique, une nouvelle méthode pour estimer la résistance statorique a été proposée. Cette estimation se base sur l'injection d'un courant sinusoïdal basse fréquence dans l'axe  $d$  du stator puis l'estimation du flux statorique. La méthode proposée est une technique simple pour estimer la résistance du stator indépendamment des paramètres du modèle de la machine, tels que les inductances du stator et du rotor ou le flux du rotor. Les simulations effectuées ont également montré que la résistance estimée converge vers la valeur correcte. Une comparaison a également été effectuée avec l'observateur de Kalman pour montrer l'avantage de l'estimateur proposé.

Le modèle obtenu avec les méthodes proposées a été utilisé dans le chapitre 3 pour estimer les courants statorique et concevoir un modèle de commande. Dans ce chapitre, les principes de la commande vectorielle et les équipements nécessaires tels que les capteurs de courant, de position et de tension sont d'abord présentés. Ensuite, les méthodes d'estimation des paramètres d'un système et les principes d'un observateur pour estimer une ou plusieurs variables d'état d'un système sont abordés.

Par la suite, une méthode de commande sans capteur de courant pour un moteur synchrone à rotor bobiné a été présentée. Pour la méthode proposée, un modèle basé sur le flux est utilisé pour estimer les courants du stator dans le repère  $dq$ . Cette méthode permet d'estimer les courants sans utiliser de capteur de courant du côté du bus DC. Les courants estimés sont ensuite introduits dans le système de contrôle pour suivre les courants de référence. Les résultats de la simulation ont montré que cette méthode a des performances acceptables pour estimer correctement les courants statoriques, suivre les références de courant et réaliser une commande sans capteur.

En outre, une estimation du courant a été réalisée afin d'augmenter la fiabilité du système pour les applications où la suppression des capteurs de courant ne semble pas être la priorité. Ainsi, une nouvelle méthode a été proposée pour détecter les défauts des capteurs de courant et ensuite continuer à contrôler le moteur sans utiliser ces capteurs. Les résultats de la simulation ont montré que l'algorithme proposé peut détecter et localiser différents types de défauts de capteurs de courant et passer à une commande sans capteurs de courant sans arrêter le rotor.

Le chapitre 4 expose les résultats expérimentaux des études de modélisation de la machine, réalisées au chapitre 2 et des études de l'observateur des variables d'état réalisées au chapitre 3. Dans ce chapitre, tout d'abord, la méthode proposée pour obtenir le modèle de la machine a été mise en oeuvre. Ce modèle a permis de déterminer la relation entre le flux statorique et les courants statoriques et rotoriques. Le modèle obtenu a ensuite été utilisé pour estimer les courants statoriques du moteur.

La réalisation expérimentale de l'observateur en utilisant le modèle magnétique a montré que les courants statoriques peuvent être estimés avec une précision acceptable. En utilisant les courants estimés dans la boucle de contrôle, la commande sans capteur du moteur a été réalisée avec succès. Les résultats des essais expérimentaux ont montré que les courants réels peuvent bien suivre les références données.

Finalement, l'algorithme proposé pour la commande tolérante aux défauts des capteurs de courant a été mise en pratique lors des essais expérimentaux. Des essais ont été effectués pour évaluer la performance de la méthode proposée pour la détection, la localisation et le passage à une commande sans capteur de courant. Les résultats expérimentaux ont montré que l'algorithme proposé est efficace et peut détecter et localiser différents types de défauts de capteurs de courant et passer à une commande sans capteur de courant sans surintensité et sans abaisser la vitesse du rotor.

# Bibliographie

- [1] European commission (2019) reducing co2 emissions from passenger cars. online publication. [https://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/cars\\_en](https://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/cars_en).
- [2] Robert Casper and Erik Sundin. Electrification in the automotive industry : effects in remanufacturing. *Journal of Remanufacturing*, 11(2) :121–136, 2021.
- [3] B Sarlioglu, C Morris, D Han, and S Li. A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. *IEEE Ind. Appl. Mag*, 23 :14–25, 2017.
- [4] Ali Emadi, Kaushik Rajashekara, Sheldon S Williamson, and Srdjan M Lukic. Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 54(3) :763–770, 2005.
- [5] CC Chan. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 90(2) :247–275, 2002.
- [6] Saeid Aghaei Hashjin. *Control of a Traction/Charging Structure for a Hybrid Electric Vehicle*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2020.
- [7] Adrien Corne. *Current Sensorless Control Strategies for an Automotive Electric Powertrain*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2019.
- [8] Ing economics department, erich m, witteveen j (2017) breakthrough of electric vehicle threatens european car industry. [https://www.ing.nl/media/ing\\_ebz\\_breakthrough-of-electric-vehicle-threatenseuropean-car-industry\\_tcm162-128687.pdf](https://www.ing.nl/media/ing_ebz_breakthrough-of-electric-vehicle-threatenseuropean-car-industry_tcm162-128687.pdf).
- [9] Us department of energy (2018) alternative fuels data center; energy efficiency and renewable energy. <https://afdc.energy.gov/vehicles/how-do-all-electric-cars-work>.
- [10] Michael Boxwell. *The Electric Car Guide : Your Guide to Buying and Owning an Electric Car*. Greenstream Publishing, 2014.
- [11] <https://blog.evbox.com/far-electric-car-range>.
- [12] <https://insideevs.fr/news/532178/france-bornes-recharge-electrique-classement/>.
- [13] Kais Atallah, David Howe, Philip H Mellor, and David A Stone. Rotor loss in permanent-magnet brushless ac machines. *IEEE transactions on industry applications*, 36(6) :1612–1618, 2000.

- 
- [14] Geoffrey Devornique. *Modelisation et optimisation d'un alterno-demarreur synchrone a griffes pour l'application mild-hybrid*. PhD thesis, Universite de Lorraine, 2017.
- [15] Praveen Kumar, C Vinothraj, and TB Isha. Effect of wear and tear bearing fault in induction motor drives using fem. In *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
- [16] Chao Zhang and Shaoping Wang. Experimental analysis of performance degradation of solid lubricated bearings with vibration and friction torque signal. In *IEEE 10th International Conference on Industrial Informatics*, pages 617–620. IEEE, 2012.
- [17] Jun-Woo Chin, Sung-Woo Hwang, Hyeon-Jin Park, and Jung-Pyo Hong. Thermal analysis and verification of pmsm using lptn considering mechanical components and losses. In *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 1323–1329. IEEE, 2018.
- [18] Tine L Vandoorn, M Frederik, Thomas J Vyncke, Jan A Melkebeek, and Philippe Lataire. Generation of multisinusoidal test signals for the identification of synchronous-machine parameters by using a voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1) :430–439, 2009.
- [19] Yukinori Inoue, Yasunori Kawaguchi, Shigeo Morimoto, and Masayuki Sanada. Performance improvement of sensorless ipmsm drives in a low-speed region using online parameter identification. *IEEE Transactions on industry applications*, 47(2) :798–804, 2010.
- [20] Geoffrey Devornique, Julien Fontchastagner, Denis Netter, and Nouredine Takorabet. Hybrid model : Permeance network and 3-d finite element for modeling claw-pole synchronous machines. *IEEE transactions on Magnetics*, 53(6) :1–4, 2017.
- [21] Thierry Boileau, Nicolas Leboeuf, Babak Nahid-Mobarakeh, and Farid Meibody-Tabar. Online identification of pmsm parameters : Parameter identifiability and estimator comparative study. *IEEE transactions on industry applications*, 47(4) :1944–1957, 2011.
- [22] Raja Ramakrishnan, Rakib Islam, Mohammad Islam, and Tomy Sebastian. Real time estimation of parameters for controlling and monitoring permanent magnet synchronous motors. In *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 1194–1199. IEEE, 2009.
- [23] Qian Liu and Kay Hameyer. A fast online full parameter estimation of a pmsm with sinusoidal signal injection. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 4091–4096. IEEE, 2015.
- [24] Peyman Haghgooei, Saeid Aghaei-Hashjin, Nouredine Takorabet, Davood Arab-Khaburi, and Babak Nahid-Mobarakeh. Comprehensive online parameters identification of wound rotor synchronous machine (wrsm) by proposing two new parameters and using kalman observer. In *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, pages 192–197. IEEE, 2020.
- [25] Giuseppe Conte, Claude H Moog, and Anna Maria Perdon. *Nonlinear control systems : An algebraic setting*. 1999.
- [26] Qasim Ali, Thomas A Lipo, and Byung-Il Kwon. Design and analysis of a novel brushless wound rotor synchronous machine. *IEEE transactions on magnetics*, 51(11) :1–4, 2015.

- [27] Samad Taghipour Boroujeni, Nouredine Takorabet, Smail Mezani, Thierry Lubin, and Peyman Haghgooei. Using and enhancing the cogging torque of pm machines in valve positioning applications. *IET Electric Power Applications*, 2020.
- [28] S Teymoori, A Rahideh, H Moayed-Jahromi, and M Mardaneh. 2-d analytical magnetic field prediction for consequent-pole permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(6) :1–14, 2016.
- [29] Wenping Chai, Wenliang Zhao, and Byung-il Kwon. Optimal design of wound field synchronous reluctance machines to improve torque by increasing the saliency ratio. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11) :1–4, 2017.
- [30] Eric Armando, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Gianmario Pellegrino, and Michele Pastorelli. Experimental identification of the magnetic model of synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(5) :2116–2125, 2013.
- [31] Nicola Bedetti, Sandro Calligaro, and Roberto Petrella. Stand-still self-identification of flux characteristics for synchronous reluctance machines using novel saturation approximating function and multiple linear regression. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4) :3083–3092, 2016.
- [32] Marko Hinkkanen, Paolo Pescetto, Eemeli Mölsä, Seppo E Saarakkala, Gianmario Pellegrino, and Radu Bojoi. Sensorless self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(3) :2120–2129, 2016.
- [33] Amir Khoobroo and Babak Fahimi. Magnetic flux estimation in a permanent magnet synchronous machine using field reconstruction method. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3) :757–765, 2011.
- [34] Hengameh Kajooyan-Jafari, Lluís Monjo, Felipe Córcoles, and Joaquín Pedra. Parameter estimation of wound-rotor induction motors from transient measurements. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(2) :300–308, 2014.
- [35] Zhuang Xu and Muhammed Fazlur Rahman. An adaptive sliding stator flux observer for a direct-torque-controlled ipm synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(5) :2398–2406, 2007.
- [36] Atsushi Shinohara, Yukinori Inoue, Shigeo Morimoto, and Masayuki Sanada. Direct calculation method of reference flux linkage for maximum torque per ampere control in dtc-based ipmsm drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3) :2114–2122, 2016.
- [37] Peyman Haghgooei, Ehsan Jamshidpour, Nouredine Takorabet, Davood Arab-khaburi, and Babak Nahid-Mobarakeh. Magnetic model identification of wound rotor synchronous machine using a novel flux estimator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021.
- [38] Raúl Santiago Munoz-Aguilar, Arnau Doria-Cerezo, Enric Fossas, and Rafel Cardoner. Sliding mode control of a stand-alone wound rotor synchronous generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(10) :4888–4897, 2011.
- [39] Peyman Haghgooei, Babak Nahid-Mobarakeh, Nouredine Takorabet, and Davood Arab-Khaburi. Online stator flux estimation for a wound rotor synchronous machine (wrsm). In *2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–6. IEEE, 2020.

- [40] Emrah Zerdali. Adaptive extended kalman filter for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(2) :789–800, 2018.
- [41] Tarek Ameid, Arezki Menacer, Hicham Talhaoui, and Imadeddine Harzelli. Rotor resistance estimation using extended kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor. *Measurement*, 111 :243–259, 2017.
- [42] Kan Liu, Jianghua Feng, Shuying Guo, Lei Xiao, and Zi-Qiang Zhu. Identification of flux linkage map of permanent magnet synchronous machines under uncertain circuit resistance and inverter nonlinearity. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(2) :556–568, 2017.
- [43] Oussama Saadaoui, Amor Khlaief, Moez Abassi, Imen Tlili, Abdelkader Chaari, and Mohamed Boussak. A new full-order sliding mode observer based rotor speed and stator resistance estimation for sensorless vector controlled pmsm drives. *Asian Journal of Control*, 21(3) :1318–1327, 2019.
- [44] Marko Hinkkanen, Lennart Harnefors, and Jorma Luomi. Reduced-order flux observers with stator-resistance adaptation for speed-sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(5) :1173–1183, 2009.
- [45] Mongkol Saejia and Somboon Sangwongwanich. Averaging analysis approach for stability analysis of speed-sensorless induction motor drives with stator resistance estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1) :162–177, 2006.
- [46] Mohamed Abdelrahem, Christoph M Hackl, José Rodríguez, and Ralph Kennel. Model reference adaptive system with finite-set for encoderless control of pmsgs in micro-grid systems. *Energies*, 13(18) :4844, 2020.
- [47] Szymon Antoni Bednarz and Mateusz Dybkowski. Estimation of the induction motor stator and rotor resistance using active and reactive power based model reference adaptive system estimator. *Applied Sciences*, 9(23) :5145, 2019.
- [48] M Sivakumar, T Thanakodi, and N Panneer Selvam. Comparative analysis of stator resistance estimators in dtc-csi fed im drive. *International Journal of Applied Engineering Research*, 13(15) :12364–12372, 2018.
- [49] Hamidreza Heidari, Anton Rassolkin, Mohammad Hosein Holakooie, Toomas Vaimann, Ants Kallaste, Anouar Belahcen, et al. A parallel estimation system of stator resistance and rotor speed for active disturbance rejection control of six-phase induction motor. *Energies*, 13(5) :1121, 2020.
- [50] Pinjia Zhang, Bin Lu, and Thomas G Habetler. A remote and sensorless stator winding resistance estimation method for thermal protection of soft-starter-connected induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(10) :3611–3618, 2008.
- [51] Fernando Baneira, Lucian Asiminoaei, Jesus Doval-Gandoy, Hernan Andres Miranda Del-pino, Alejandro G Yepes, and Jens Godbersen. Estimation method of stator winding resistance for induction motor drives based on dc-signal injection suitable for low inertia. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(6) :5646–5654, 2018.
- [52] Samuel J Underwood and Iqbal Husain. Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7) :2435–2443, 2009.

- [53] Yue Nie, Ian P Brown, and Daniel C Ludois. Deadbeat-direct torque and flux control for wound field synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(3) :2069–2079, 2017.
- [54] Wenping Chai, Hyeon-Myeong Yang, Fuzhen Xing, and Byung-il Kwon. Analysis and design of a pm-assisted wound rotor synchronous machine with reluctance torque enhancement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [55] Saeid Aghaei Hashjin, Shengzhao Pang, El-Hadj Miliani, Karim Ait-Abderrahim, and Babak Nahid-Mobarakeh. Data-driven model-free adaptive current control of a wound rotor synchronous machine drive system. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3) :1146–1156, 2020.
- [56] Peyman Haghgooei, D A Khaburi, and Mahyar Khosravi. A hybrid control strategy based on model predictive control approach for the rectifier stage of solid-state transformer. *TABRIZ JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, 49(3) :1067–1079, 2019.
- [57] JT Boys. Novel current sensor for pwm ac drives. In *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, volume 135, pages 27–32. IET, 1988.
- [58] Jung-Ik Ha. Current prediction in vector-controlled pwm inverters using single dc-link current sensor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2) :716–726, 2009.
- [59] Jiadong Lu, Xiaokang Zhang, Yihua Hu, Jinglin Liu, Chun Gan, and Zheng Wang. Independent phase current reconstruction strategy for ipmsm sensorless control without using null switching states. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6) :4492–4502, 2017.
- [60] Guoqiang Han, Hao Chen, Xianqiang Shi, and Yan Wang. Phase current reconstruction strategy for switched reluctance machines with fault-tolerant capability. *IET Electric Power Applications*, 11(3) :399–411, 2017.
- [61] Hao Yan, Yongxiang Xu, Weiduo Zhao, He Zhang, and Chris Gerada. Dc drift error mitigation method for three-phase current reconstruction with single hall current sensor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 55(2) :1–4, 2018.
- [62] Qipeng Tang, Anwen Shen, Wuhua Li, Pan Luo, Min Chen, and Xiangning He. Multiple-positions-coupled sampling method for pmsm three-phase current reconstruction with a single current sensor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1) :699–708, 2019.
- [63] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda. High-performance current-sensorless drive for pmsm and synrm with only low-resolution position sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(3) :792–801, 2003.
- [64] Yingqiang Li, Ming Yang, Jiang Long, Zirui Liu, and Dianguo Xu. Current sensorless predictive control based on extended kalman filter for pmsm drives. In *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [65] Saeid Aghaei Hashjin, Adrien Corne, Shengzhao Pang, Karim Ait-Abderrahim, El-Hadj Miliani, and Babak Nahid-Mobarakeh. Current sensorless control for wrsm using model free adaptive control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2020.
- [66] Adrien Corne, Nanfang Yang, Jean-Philippe Martin, Babak Nahid-Mobarakeh, and Serge Pierfederici. Nonlinear estimation of stator currents in a wound rotor synchronous machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(4) :3858–3867, 2018.

- [67] Peyman Haghgooei, Adrien Corne, Ehsan Jamshidpour, Nouredine Takorabet, Davood Arab Khaburi, and Babak Nahid-Mobarakeh. Current sensorless control for a wound rotor synchronous machine based on flux linkage model. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021.
- [68] Benjamin Conrad. *Redundant Design and Adaptive Control of an Interleaved Continuum Rigid Manipulator*. The University of Wisconsin-Madison, 2016.
- [69] Charles K Chui, Guanrong Chen, et al. *Kalman filtering*. Springer, 2017.
- [70] Albert Qiu, Bin Wu, and Hassan Kojori. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended kalman filter. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2004 (IEEE Cat. No. 04CH37513)*, volume 3, pages 1557–1562. IEEE, 2004.
- [71] Hyun-Woo Sim, June-Seok Lee, and Kyo-Beum Lee. On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended kalman filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 9(2) :600–608, 2014.
- [72] Bernt M Åkesson, John Bagterp Jørgensen, Niels Kjølstad Poulsen, and Sten Bay Jørgensen. A generalized autocovariance least-squares method for kalman filter tuning. *Journal of Process control*, 18(7-8) :769–779, 2008.
- [73] Silverio Bolognani, Roberto Oboe, 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.
- [74] Silverio Bolognani, Luca Tubiana, and Mauro Zigliotto. Extended kalman filter tuning in sensorless pmsm drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(6) :1741–1747, 2003.
- [75] Arzhang Yousefi-Talouki, Paolo Pescetto, Gianmario Pellegrino, and Ion Boldea. Combined active flux and high-frequency injection methods for sensorless direct-flux vector control of synchronous reluctance machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3) :2447–2457, 2017.
- [76] Jianning Dong, Brock Howey, Benjamin Danen, Jianing Lin, James Weisheng Jiang, Berker Bilgin, and Ali Emadi. Advanced dynamic modeling of three-phase mutually coupled switched reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(1) :146–154, 2017.
- [77] Yu Miao, Hao Ge, Matthias Preindl, Jin Ye, Bing Cheng, and Ali Emadi. Mtpa fitting and torque estimation technique based on a new flux-linkage model for interior-permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(6) :5451–5460, 2017.
- [78] Shafiq Ahmed Odhano, Radu Bojoi, Ștefan George Roșu, and Alberto Tenconi. Identification of the magnetic model of permanent-magnet synchronous machines using dc-biased low-frequency ac signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4) :3208–3215, 2015.

# Productions scientifiques

## Revues internationales avec comité de lecture

Haghgooei, P., Jamshidpour, E., Takorabet, N., Arab-Khaburi, D., and Nahid-Mobarakeh, B. "Current Sensorless Control for a Wound Rotor Synchronous Machine Based on Flux Linkage Model." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (2021).

Haghgooei, P., Corne, A., Jamshidpour, E., Takorabet, N., Arab-Khaburi, D., and Nahid-Mobarakeh, B. "Magnetic Model Identification of Wound Rotor Synchronous Machine Using a Novel Flux Estimator." IEEE Transactions on Industry Applications 57.5 (2021) : 5389-5399.

Nadjai, Y., Ahmed, H., Takorabet, N., Haghgooei, P. (2021). Maximum Torque per Ampere Control of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor : An Experimental Study. International Journal of Robotics and Control Systems, 1(4), 416-427.

Boroujeni, S., Takorabet, N., Mezani., Haghgooei, P. (2020). Using and enhancing the cogging torque of PM machines in valve positioning applications. IET Electric Power Applications, 14(12), 2516-2524.

## Articles de congrès internationaux

Haghgooei, Peyman, et al. "Online Stator Flux Estimation for a Wound Rotor Synchronous Machine (WRSM)." 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 2020.

Haghgooei, Peyman, et al. "Comprehensive Online Parameters Identification of Wound Rotor Synchronous Machine (WRSM) by Proposing Two New Parameters and Using Kalman Observer." 2020 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). IEEE, 2020.



