

Développement d'un banc de démonstration pour convertisseurs électromécaniques à finalité didactique

Mémoire présenté par
Bruno CHEVALIER , Hugo TEMPLIER

pour l'obtention du grade de master en
Ingénieur civil électromécanicien
Option: Energie

Promoteur
Emmanuel DE JAEGER

Lecteurs
Marc BEKEMANS, Thierry DARAS, Bruno DEHEZ

Année académique 2015-2016

Abstract

Ce mémoire décrit le développement d'un banc d'essai didactique pour convertisseurs électromécaniques. Ce genre d'outil pédagogique est particulièrement utile dans le contexte actuel où les machines synchrones et asynchrones dominent le marché industriel. Le banc permet de contrôler une machine à induction à l'aide de trois commandes différentes : un contrôle vectoriel à flux orienté (FOC), un contrôle scalaire V/f et un contrôle sans capteur de position. Celles-ci ont d'abord été implémentées et testées sur *Simulink* avant d'être retranscrites sur le banc d'essai à l'aide d'une station *dSPACE*. La meilleure performance dynamique du FOC a été mise en avant par rapport au contrôle scalaire bien qu'elle souffre des non-idéalités des paramètres tels que la saturation magnétique. Il est également montré que les transitoires de couple électromagnétique ne sont pas maîtrisés par la commande V/f . Enfin, les commandes ont été correctement implémentées sur le banc d'essai et les résultats montrent, entre autre, le mauvais comportement du contrôle sans capteur face aux conditions expérimentales, la vitesse étant estimée sur base de paramètres non idéaux. Ce travail instigateur propose trois commandes fonctionnelles qui sont les prémisses d'un projet didactique de grande envergure.

Remerciements

Nous souhaitons adresser nos remerciements aux personnes qui nous ont aidés dans la réalisation de ce mémoire.

En premier lieu, nous tenons à remercier notre promoteur, Monsieur Emmanuel De Jaeger, pour son encadrement et sa disponibilité tout au long de l'année. Ses encouragements et ses conseils avisés ont été d'un grand soutien pour la réalisation et la rédaction de notre travail.

Notre gratitude va également à Monsieur Thierry Daras qui fut toujours disponible pour répondre à nos questions et nous consacrer du temps.

Nous remercions également, Messieurs Paul Sente et François Baudart d'avoir accepté de consacrer une partie de leur précieux temps pour nous guider dans la prise en main du banc de démonstration.

Enfin, nous remercions toutes les personnes, en particulier nos familles et nos amis, qui nous ont soutenus et aidés dans l'accomplissement de toutes nos années d'études.

Table des matières

Introduction	1
1 Présentation du banc de démonstration	3
1.1 Cahier des charges	4
1.1.1 Contexte et objectifs	4
1.1.2 Description fonctionnelle	5
1.2 Matériel à disposition	6
1.2.1 Machines	6
1.2.2 Hardware	8
1.2.3 Software	9
1.3 Conclusion	10
2 Méthodologies de contrôle	13
2.1 Outils mathématiques : théorie des vecteurs spatiaux	15
2.1.1 Transformée de Concordia	15
2.1.2 Transformée de Park	16
2.2 Contrôle à flux orienté : FOC	17
2.2.1 Théorie de la commande	17
2.2.2 Simulation	23
2.3 Contrôle à rapport V/f constant : V/f	26
2.3.1 Théorie de la commande	26
2.3.2 Simulation	28
2.4 Contrôle sans capteur de vitesse :	
<i>Sensorless</i>	30
2.4.1 Théorie de la commande	30
2.4.2 Simulation	32
2.5 Contrôle direct du couple : DTC	34
2.6 Conclusion	37

3	Analyse comparative des simulations	39
3.1	Dynamique	40
3.1.1	Démarrage de la machine	41
3.1.2	Echelon de couple	44
3.1.3	Inversion du sens de rotation	47
3.2	Robustesse paramétrique	49
3.2.1	Variation de la résistance statorique	49
3.2.2	Variation de la résistance rotorique	50
3.2.3	Variation de l'inductance magnétisante	51
3.3	Conclusion	54
4	Implémentation sur le banc d'essai et résultats	57
4.1	Méthodologie d'implémentation	57
4.1.1	Mesure courants et tensions	57
4.1.2	Générateur de MLI	58
4.1.3	Mesure de la vitesse	59
4.1.4	Spécificités des implémentations	61
4.2	Résultats	63
4.2.1	FOC	63
4.2.2	V/f	67
4.2.3	<i>Sensorless</i>	71
4.3	Conclusion	75
5	Aspect didactique	77
5.1	Ergonomie	77
5.2	Acquisition des données	79
5.3	Essais proposés	79
5.4	Conclusion	81
	Conclusion générale	83
	Annexes	89
A	Paramètres de la machine	89
A.1	Essai à rotor bloqué	90
A.2	Essai à vide	91
B	Essai mécanique	94
C	Synthétisation des régulateurs PI	95
C.1	Régulateurs de courant, FOC	96
C.2	Régulateur de vitesse, FOC	98
C.3	Régulateur du flux, FOC	100
C.4	Régulateur glissement, V/f	101

	C.5	Régulateur ϵ , <i>Sensorless</i>	102
D		Régulation V/f avec saturation sur le glissement	102
E		Schéma <i>Simulink</i>	104

Nomenclature

<i>FOC</i>	Contrôle à orientation du flux (Field Oriented Control)
<i>V/f</i>	Contrôle à rapport V/f constant
<i>Sensorless</i>	Contrôle sans capteur de vitesse
<i>MRAS</i>	Système Adaptatif à Modèle de Référence
<i>DTC</i>	Contrôle direct du couple (Direct Torque Control)
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel intégrateur
C_m, C_{em}	Couples mécanique et électromagnétique
u_s, u_r	Tensions au stator et au rotor
u_{sd}, u_{sq}	Tensions au stator dans le repère $d-q$
u_{rd}, u_{rq}	Tensions au rotor dans le repère $d-q$
i_{sd}, i_{sq}	Courants au stator dans le repère $d-q$
i_{rd}, i_{rq}	Courants au rotor dans le repère $d-q$
R_s, R_r	Résistances du stator et du rotor
ψ_{sd}, ψ_{sq}	Flux magnétiques au stator dans le repère $d-q$
ψ_{rd}, ψ_{rq}	Flux magnétiques au rotor dans le repère $d-q$
L_{ls}, L_{lr}	Inductances de fuite au stator et au rotor

L_{os}, L_{or}, L_m	Inductances cycliques au stator, au rotor et mutuelle
σ, T_r	Coefficient de dispersion, constante de temps rotorique
ω_m, ω_{em}	Vitesse de rotation mécanique et électrique
$\xi_s, \xi_r, \hat{\xi}_s, \hat{\xi}_r$	Position des champs au stator et au rotor et leur estimation
$\dot{\xi}_s/\omega_s, \dot{\xi}_r/\omega_r$	Vitesse de rotation des champs au stator et au rotor
γ, ω_{slip}	Glissement, vitesse de glissement
f	Fréquence électrique
p	Nombre de paires de pôles
J	Inertie mécanique du système
K_v	Coefficient de frottement visqueux
C_r	Couple de frottement sec
G_i, G_v	Gains de mesure en courant et tension
G_u	Gain dû à l'électronique de puissance

Introduction

Les machines électriques sont présentes tout autour de nous et n'ont cessé d'évoluer depuis le 19^{ème} siècle, elles jouent un rôle de plus en plus important dans l'industrie et dans notre quotidien [19]. Leurs applications sont multiples, qu'elles soient génératrices dans une centrale électrique ou motrices dans les moyens de transport et l'électroménager. A l'heure actuelle, ces rôles sont principalement remplis par les machines à courants alternatifs. Avec l'essor des énergies renouvelables telles que les secteurs éolien et hydroélectrique, cela n'a fait que renforcer le besoin d'utiliser ces convertisseurs électromécaniques et d'en améliorer leur efficacité.

Dans ce contexte, la bonne connaissance des machines synchrones et asynchrones est de plus en plus importante pour l'ingénieur d'aujourd'hui, notamment pour appréhender leur fonctionnement, leur commande, les challenges et les opportunités futures qu'elles représentent. Ce mémoire de fin d'études fait l'état du développement d'un banc de démonstration pour convertisseurs électromécaniques qui a pour but de permettre l'étude de ces machines de façon didactique. Il s'inscrit dans un projet plus large de plusieurs années dont les contributions futures seront appréciées. Ce travail s'articule autour de cinq chapitres reflétant la méthodologie globale du développement du banc d'essai.

Le premier chapitre présente le cahier des charges du banc d'essai en précisant ses fonctionnalités actuelles. Le matériel disponible et ses spécificités sont passés en revue, notamment la machine asynchrone dont le calcul des paramètres est expliqué. Le chapitre se termine par l'explication de la méthodologie permettant l'implémentation de différentes méthodes de contrôle sur le banc.

Le deuxième chapitre est dédié aux techniques de contrôle de la machine asynchrone. Il présente théoriquement une commande vectorielle à flux orienté, un contrôle scalaire, un contrôle sans capteur et un contrôle direct de couple.

L'explication de l'implémentation des simulations sur le logiciel *MATLAB - Simulink* est donnée pour les trois premières commandes en aval de la théorie.

Le troisième chapitre propose une étude de comparaison des trois commandes implémentées. La comparaison est basée sur les simulations face à des transitoires connus. L'évaluation se porte sur deux critères définis : la dynamique de la réponse du système, et sa robustesse face à des variations de paramètres de la machine. Les résultats vont permettre de mettre en exergue les avantages et inconvénients de chaque commande, ainsi que certaines non-idéalités des modèles utilisés.

Le quatrième chapitre est consacré à l'implémentation de ces commandes sur le banc de démonstration. Il explique la méthodologie permettant de retranscrire les simulations sur le banc d'essai ainsi que les imperfections rencontrées. Les résultats en simulations sont comparés à ceux obtenus en laboratoire, cette comparaison va permettre de révéler de nouvelles non-idéalités liées aux conditions expérimentales.

Enfin, le dernier chapitre montre l'aspect didactique lié à ce travail. Il présente les interfaces graphiques développées permettant de réaliser les essais en temps réel sur le banc de démonstration. Une série d'essais réalisables est proposée, chacun de ces essais permet l'étude d'un aspect du banc de démonstration.

Ce document a été rédigé en proposant à plusieurs reprises des références aux annexes, ce dans le but de traiter les questions de façon concise. Ces annexes constituent un apport d'informations pour le lecteur, notamment en expliquant certains développements mathématiques réduits à de simples expressions dans le travail.

Chapitre 1

Présentation du banc de démonstration

Ce chapitre présentera le banc de démonstration, en expliquant son intérêt et son potentiel. Son cahier des charges sera présenté ainsi que ses fonctionnalités actuelles. Ensuite, nous expliquerons comment la machine a été paramétrée et nous préciserons les essais effectués. Une explication des différents éléments qui entourent la machine sur le banc de démonstration terminera le chapitre.

Le banc d'essai est un outil largement répandu dans l'industrie, que ce soit pour tester et paramétrer un nouveau produit ou encore valider un produit déjà fini. Il permet de mettre les machines à étudier en conditions d'utilisation paramétrables et contrôlables. Le schéma du banc utilisé dans le cadre de ce mémoire est présenté à la figure 1.1, il contient ses éléments principaux. Le banc est constitué d'un bâti sur lequel est fixé un moteur asynchrone couplé à une machine synchrone. Le moteur asynchrone est relié à l'électronique de puissance composée de deux onduleurs triphasés. La tension au bus DC est fournie par une alimentation branchée sur le réseau.

Le matériel disponible permet de réaliser un grand nombre d'études. Il est possible d'étudier différentes commandes en contrôlant les deux machines synchrone et asynchrone séparément à l'aide des deux onduleurs. Il est réalisable d'analyser l'influence d'éléments extérieurs comme des perturbations sur le réseau, des perturbations mécaniques ou encore électriques. L'étude du comportement des machines et de leurs méthodes de contrôle peut se faire dans des conditions variables de temps, de températures ou encore de paramètres. De plus, le couplage des machines permet d'utiliser la machine synchrone comme une charge et d'en étudier son influence sur le système. Tous ces éléments permettent d'établir et d'imaginer une multitude de configurations et de tests à effectuer sur le banc d'essai. Mais comme tout projet d'envergure, celui-ci com-

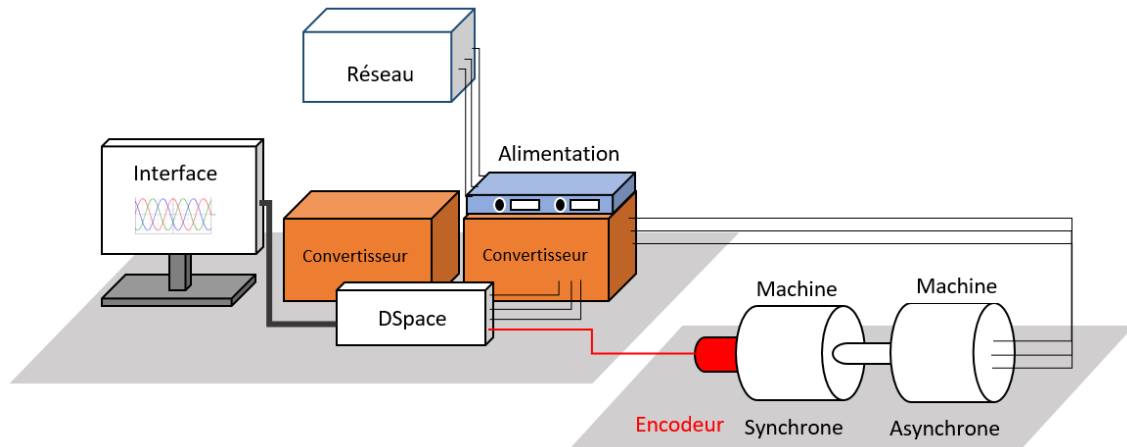


FIGURE 1.1 – Schéma du banc d'essai utilisé

porte une phase de démarrage et, de ce fait, nous commencerons par les aspects primordiaux du projet. Ce travail a donc comme objectif de poser les premières pierres de ce projet en réalisant la commande de la machine asynchrone de différentes façons. Ce rôle de pionniers est essentiel pour l'avenir puisque ce travail servira de base pour les futures études réalisées sur ce banc.

1.1 Cahier des charges

1.1.1 Contexte et objectifs

Les machines asynchrones, appelées aussi machines à induction, représentent les convertisseurs électromécaniques les plus utilisés dans l'industrie actuellement. Il est donc très important pour l'ingénieur électrique ou électromécanicien de bien les comprendre. C'est dans ce sens que vont s'orienter les premières études sur ce banc d'essai, il a pour but de permettre l'analyse de ces machines en fonctionnement sur le réseau. Les objectifs principaux sont l'étude de plusieurs méthodes de commande dans des conditions standards et lors de perturbations extérieures. Ce banc de démonstration est destiné à être utilisé par des étudiants ou chercheurs ingénieurs de niveau de connaissance minimum en électricité ou électromécanique. Il est donc conseillé pour l'utilisation du banc d'avoir suivi (ou de suivre) le cours de "Convertisseurs électromécaniques" [LELEC 1310] ou une autre forme d'apprentissage qui permet d'acquérir une connaissance équivalente.

1.1.2 Description fonctionnelle

Contrôler une machine asynchrone

Le banc permet le choix et l'utilisation de plusieurs techniques de contrôle. La machine asynchrone pourra être commandée à l'aide d'un contrôle vectoriel à flux orienté (Field Oriented Control (FOC)) dans deux cas distincts, le premier où la vitesse est mesurée à l'aide d'un codeur absolu et le second où elle sera estimée à l'aide d'une technique dite *Sensorless*. Une troisième possibilité est la commande avec un contrôle scalaire de type V/f.

Les paramètres de base des contrôleurs sont calculés afin de fournir une régulation robuste face aux perturbations venant du réseau, de la machine elle-même ou du dispositif sur lequel elle est branchée.

Étudier les techniques de contrôle

Premièrement, à l'aide d'une interface adaptée, il est possible d'étudier l'influence des paramètres des contrôleurs en changeant la valeur de ceux-ci en temps réel ou avant l'essai.

- Les valeurs de références comme celle du flux rotorique
- Les gains des différents régulateurs présents dans les commandes
- La présence de certains éléments des commandes comme les compensations des tensions pour le contrôle FOC

L'interface permet d'afficher et de collecter les informations pertinentes ainsi recueillies. Celles-ci sont stockées dans un fichier directement exploitable par le logiciel *MATLAB*.

Deuxièmement, il est possible de comparer les commandes entre elles sur leur dynamique, robustesse ou autres points de comparaison utiles à l'utilisateur. Le banc permet de faire le choix de la technique de commande avant le début des essais.

Étudier les interactions de la machine avec son environnement

Le banc, connecté au réseau à travers une alimentation DC, permet d'analyser l'interaction avec celui-ci de façon limitée. A l'aide de cette configuration, il est possible de simuler des chutes de tension en jouant avec la valeur DC de l'alimentation.

Ensuite, il est possible de produire d'autres perturbations extérieures, comme un échelon de couple de freinage à l'aide d'une charge triphasée que l'on peut appliquer ou non à la machine.

1.2 Matériel à disposition

Dans cette partie, nous verrons chaque élément du banc d'essai plus en détail. Pour commencer, les caractéristiques des deux machines seront présentées. Ensuite, nous introduirons les éléments *hardwares* et *softwares* utilisés sur le banc.

1.2.1 Machines

Le laboratoire consiste à piloter une machine asynchrone qui est couplée à une machine synchrone qui servira de charge. La première étape pour caractériser ces types de machines est de regarder leur plaque signalétique, celle-ci comporte une grande quantité d'informations fournies par le constructeur. Les tableaux 1.1 et 1.2 reprennent les données électriques et mécaniques les plus pertinentes qui serviront pour cette étude.

$P_n = \frac{1}{3}hp = 248,6[W]$	$U_n = 115[V]$	$I_n = 2,2[A]$
$f_n = 60[Hz]$	$p = 2$	$N_n = 1725[rpm] \rightarrow \omega_n(50Hz) = 150.53[rad/s]$

TABLE 1.1 – Plaque signalétique machine asynchrone

$P_n = 2000[W]$	$U_n = 310[V]$	$I_n = 10.8[A]$
$f_n = 50[Hz]$	$p = 2$	$N_n = 3900[rpm] \rightarrow \omega_n(50Hz) = 348.19[rad/s]$

TABLE 1.2 – Plaque signalétique machine synchrone

Paramètres électriques

Ensuite, nous avons identifié les paramètres de la machine asynchrone sur base d'un schéma équivalent monophasé présenté à la figure 1.2. Ils ont été déterminés à l'aide de différents essais réalisés en laboratoire.

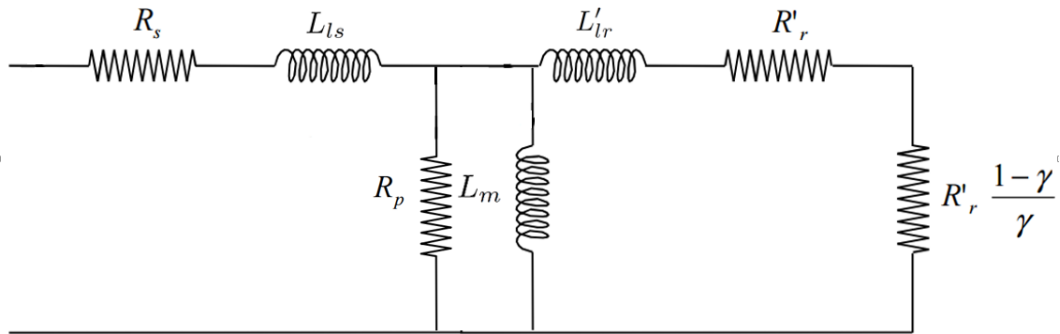


FIGURE 1.2 – Schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone

Pour commencer, la résistance R_s statorique a été mesurée à l'aide d'un pont de Wheatstone sous tension DC. Ensuite, deux essais ont été effectués : le premier à rotor bloqué à courant nominal, et le deuxième à vide sous tension nominale. Le détail de ces essais est repris dans l'annexe A. Les résultats obtenus sont repris dans le tableau 1.3.

Résistance du stator	$R_s = 1.9[\Omega]$
Inductance de fuite du stator	$L_{ls} = 0.0031[H]$
Résistance du rotor ramenée au stator	$R'_r = 1.74[\Omega]$
Inductance de fuite du rotor ramenée au stator	$L'_r = 0.0028[H]$
Résistance du fer	Négligée
Inductance mutuelle	$L_m = 0.1126[H]$

TABLE 1.3 – Paramètres électriques machine asynchrone

Paramètres mécaniques

Par ailleurs, pour qualifier entièrement le système nous avons besoin des paramètres mécaniques. Ceux-ci ont été déterminés sur base de la *datasheet* de la machine synchrone et sur base d'un travail antérieur au nôtre [25]. Ensuite, un essai en laboratoire a été réalisé pour confirmer ces valeurs. Le détail de l'essai et des calculs est repris à l'annexe B. Les paramètres sont repris dans le tableau 1.4.

Inertie	$J = 0.0096 [kgm^2]$
Coefficient de frottement visqueux	$K_v = 0.00035[Nm.s]$
Couple de frottement sec	$C_r = 0.2[Nm]$

TABLE 1.4 – Paramètres mécaniques du système

1.2.2 Hardware

Onduleurs

Le banc contient deux onduleurs triphasés synchronisables mis à disposition. Seul un des deux est utilisé afin de commander les 3 phases de la machine asynchrone. Cet onduleur utilise la technologie HVMOS et peut être alimenté en $300 V_{dc}$. Il possède également une carte d'interface *dSPACE* avec gestion des temps morts, cette carte génère également les MLI qui gère les interrupteurs de l'onduleur.

La méthode utilisée pour générer les MLI est basé sur le procédé le plus simple dit MLI interstective représenté à la figure 1.3. Le signal source (en rouge) est comparé à un signal en dents de scie : la porteuse (en bleu). Lorsque la valeur du signal de référence est plus grande que celle du signal triangulaire, le signal MLI (en vert sur le graphe) est à l'état haut et vaut 1, sinon il est à l'état bas et vaut 0. La fréquence de la porteuse est un paramètre de *dSPACE*. La valeur de cette fréquence résulte d'un compromis : elle doit être suffisamment élevée pour obtenir des sinusoïdales assez lisses et réduire le bruit dans la machine sans augmenter notablement les pertes dans les semis-conducteurs. Cette valeur a été fixée à 10 kHz.

Codeur absolu

Afin de mesurer la position du rotor, le banc d'essai dispose d'un codeur absolu à sorties parallèles. Il a comme caractéristique d'être un codeur monotor à détection optique avec une résolution de 13 bits (8192 points par tour). La résolution est suffisante pour l'application utile dans notre cas, c'est-à-dire intégrer la position pour en avoir la vitesse.

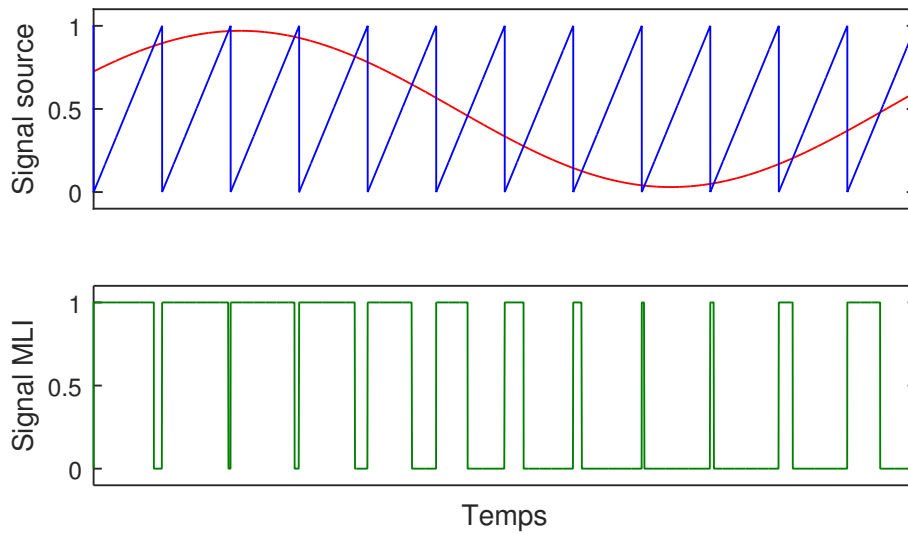


FIGURE 1.3 – Graphique représentatif de la génération des MLI

1.2.3 Software

MATLAB-Simulink®

Afin d'implémenter les logiques de contrôle, le logiciel *MATLAB-Simulink* est utilisé, il permet d'intégrer des systèmes embarqués et le calcul en temps réel. La performance du processeur impose d'utiliser un solveur à pas fixes de taille $500[\mu s]$ ce qui est à la limite du temps de calcul minimum pour les commandes vectorielles à flux orienté et sans capteur de vitesse qui doivent pouvoir réguler les courants en temps réels. Ensuite, l'ouvrage [12] recommande de fixer la cadence d'exécution à un nombre entier de périodes de modulation de l'onduleur ; celle-ci étant de $100[\mu s]$, cette cadence à $500[\mu s]$ vérifie ces recommandations.

dSPACE®

Comme signalé précédemment, le lien entre l'ordinateur et le système est géré à l'aide d'une carte *dSPACE*. Celle-ci contient 20 entrées ADC et 8 sorties DAC, ce qui permet de contrôler les 6 drivers de l'onduleur, d'effectuer les mesures de courants et de tensions au niveau de l'interface *dSPACE* de l'onduleur et aussi de mesurer la position du rotor venant du codeur absolu 13 bits.

ControlDesk®

Ce logiciel, fourni par *dSPACE* permet de contrôler le système en temps réel ainsi que d'afficher n'importe quelle variable de calcul provenant de *MATLAB-Simulink* ou directement de la carte *dSPACE*.

1.3 Conclusion

Le cahier des charges a été présenté, ainsi défini, il reprend les fonctionnalités actuelles qui ont été développées. Les différents éléments qui composent le banc d'essai ont été présentés, notamment la machine asynchrone qui a été caractérisée à l'aide de plusieurs essais dont le détail est exposé en annexe. Les trois commandes qui peuvent contrôler cette machine ont également été citées.

Ces différentes méthodes de contrôle ont pu être implémentées au laboratoire grâce au suivi d'un processus de développement schématisé à la figure 1.4. Tout d'abord, suite aux différentes recherches bibliographiques, il a fallu s'approprier la théorie des différentes commandes et de la machine à induction. Ensuite, les méthodes de contrôle ont été entièrement réalisées à l'aide de *Simulink* en simulant la machine et l'onduleur à l'aide de la bibliothèque SimPowerSystems de *Simulink*. Ces simulations ont été pensées afin de se rapprocher le plus possible des conditions rencontrées sur le banc d'essai.

Une fois ces simulations fonctionnelles, il a fallu les adapter pour qu'elles fonctionnent sur le banc d'essai en prenant en compte les imperfections d'un cas réel. Par après, le système a pu être débogué en temps réel à l'aide de l'interface *ControlDesk*, celle-ci a également permis d'améliorer le système en agissant directement sur les paramètres des contrôles. Finalement, les données peuvent être traitées et analysées à l'aide du logiciel *MATLAB*, et des pistes d'amélioration peuvent être tirées de ces analyses.

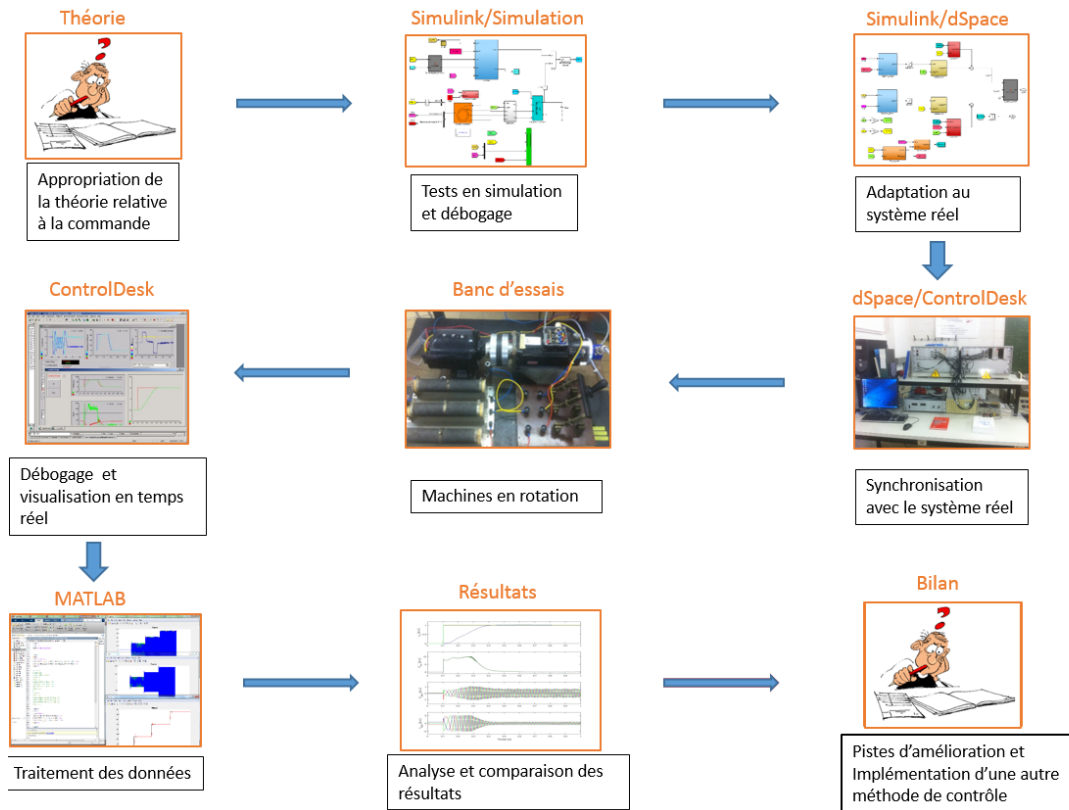


FIGURE 1.4 – Processus de développement d'une méthode de contrôle sur le banc de démonstration

Méthodologies de contrôle

Nous avons présenté dans le chapitre précédent le cahier des charges du banc d'essai et le matériel à disposition au laboratoire. La première fonction principale du banc est de contrôler un moteur asynchrone à l'aide de différentes méthodes. Ce chapitre commencera par passer en revue les principales méthodes de contrôle existantes à ce jour. Il présentera ensuite les outils mathématiques nécessaires pour le développement théorique des méthodes de contrôle. Parmi celles-ci, nous en expliquerons quatre faisant partie des plus populaires. Pour trois d'entre elles, nous présenterons l'implémentation des simulations sur le logiciel *Simulink* à la suite de chaque explication théorique. Ces trois méthodes de contrôle correspondent à celles implémentées sur le banc, la quatrième venant étayer la partie théorique de ce chapitre.

Du fait de la popularité de la machine asynchrone, d'innombrables travaux ont été réalisés pour mettre au point des commandes performantes sur ce type de machine. La figure 2.1 montre que ces commandes peuvent être classées en deux grandes catégories : le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel.

La première catégorie regroupe les méthodes les plus simples se basant sur l'amplitude et la fréquence des tensions appliquées. Le contrôle est développé sur la base d'un circuit équivalent monophasé avec l'objectif de maintenir le courant de magnétisation constant en changeant la valeur de la tension appliquée. Ensuite, les tensions sont directement envoyées à l'onduleur. Un exemple de ce type de contrôle est de maintenir le ratio entre la tension et la fréquence V/f constant.

La deuxième catégorie regroupe les commandes vectorielles qui au contraire du contrôle scalaire, se basent sur le modèle dynamique de la machine à induction. Les tensions, les courants et les flux sont exprimés sous forme de vecteurs

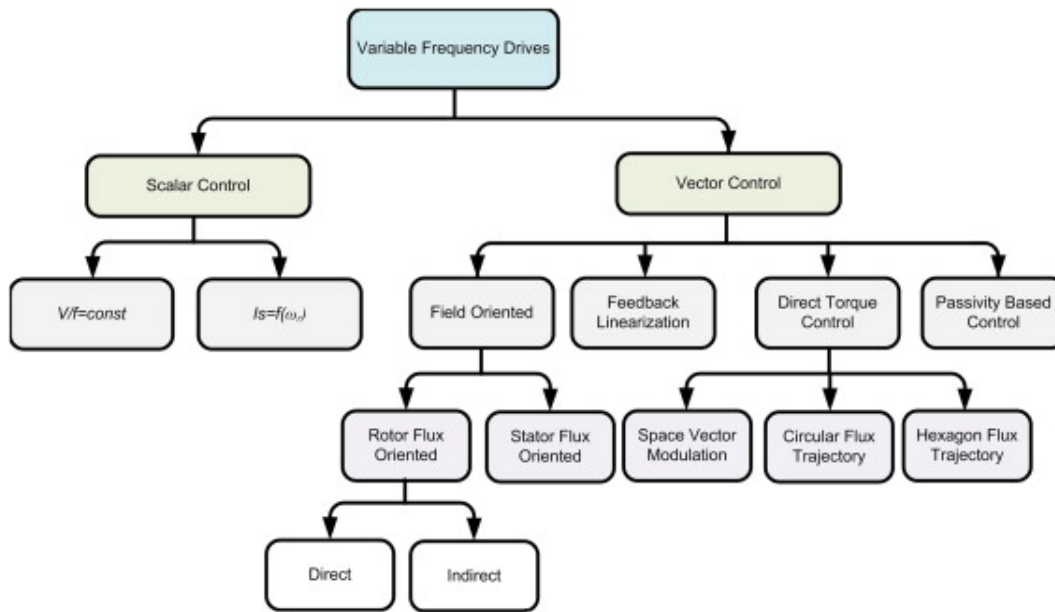


FIGURE 2.1 – Schéma reprenant les différentes méthodes de contrôle les plus utilisées[2]

spatiaux dans un système de coordonnées prédéfini utilisé pour modéliser le moteur. Deux commandes populaires s'affrontent dans cette catégorie, la première est la commande à flux orienté (FOC) où l'on découple la commande du couple et la commande du flux en utilisant un repère tournant aligné sur le flux rotorique. La deuxième est la commande directe de couple (DTC), elle contrôle les mêmes paramètres, mais cette fois-ci sur base d'un comparateur à hystérésis et d'une table de correspondance. Par la suite, ces deux types de commandes seront vues plus en détail.

Finalement en dehors de cette catégorisation, une autre distinction fondamentale peut être faite pour le contrôle d'une machine asynchrone : la valeur de la vitesse du rotor. Celle-ci peut être de deux types :

- Mesurée : La vitesse est directement mesurée à l'aide d'un capteur. Cette valeur sera comparée avec la référence en amont du contrôleur.
- Estimée : Un contrôle sans capteur avec estimation des paramètres de la machine et une estimation de la vitesse en utilisant les équations d'état.

2.1 Outils mathématiques : théorie des vecteurs spatiaux

2.1.1 Transformée de Concordia

Les phaseurs classiques utilisés en électricité sont utiles pour étudier des régimes sinusoïdaux stables et équilibrés. Afin d'étudier les machines à champ tournant, on utilise plus généralement des phaseurs spatiaux représentés dans un repère biphasé (α, β) , ce qui permet d'étendre la théorie des phaseurs classiques aux régimes non sinusoïdaux, aux transitoires et aux régimes déséquilibrés des systèmes triphasés comme les machines à champ tournant ou les convertisseurs de puissance AC. La transformation qui permet de transformer un système triphasé en un système équivalent biphasé est appelée la transformée de Concordia, elle est représentée à la figure 2.2.

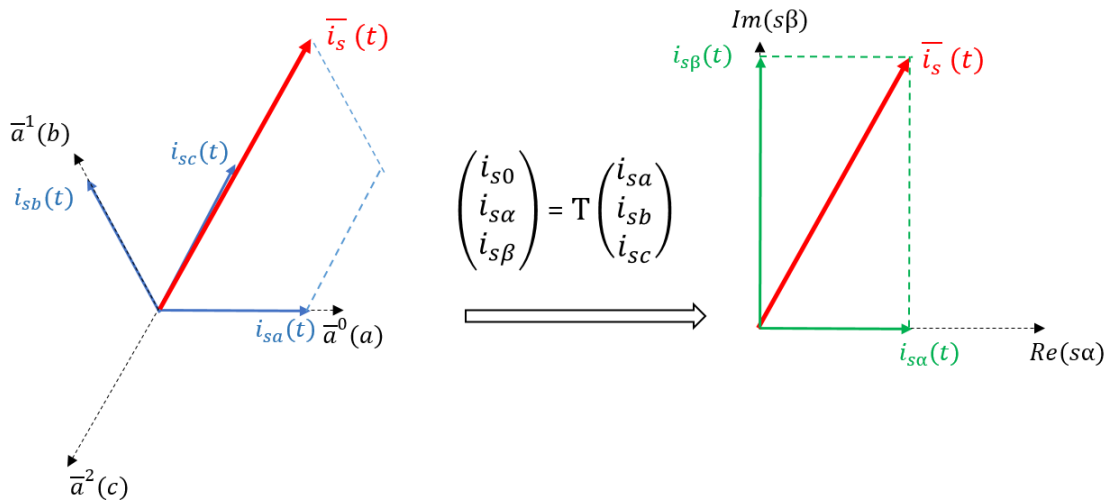


FIGURE 2.2 – Représentation vectorielle du système triphasé des courants au stator et leur représentation dans le repère de Concordia

En considérant un système de trois courants triphasés avec le repère triphasé initial (a, b, c) , la transformation dans le repère biphasé $(\alpha, \beta, 0)$ avec 0, la composante homopolaire se fait à l'aide de la matrice \mathbf{T} de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

La transformée inverse est simplement obtenue en utilisant la matrice inverse de la transformation.

$$i_{a,b,c} = T^{-1} i_{\alpha,\beta,0}$$

Il est intéressant de noter que pour un système triphasé équilibré, la composante homopolaire est nulle. Il est également intéressant pour la suite de noter que la transformée de Concordia conserve la puissance. En effet, $T^{-1} = T'$ tel que $T'T^{-1} = I$ ce qui implique que les produits scalaires et les normes des vecteurs sont conservés et donc la puissance.

2.1.2 Transformée de Park

La transformée de Park consiste simplement à changer le système de coordonnées en effectuant une rotation d'angle autour de l'axe 0 du système de coordonnées biphasé de Concordia défini précédemment. La figure 2.3 montre le passage d'un repère $(\alpha, \beta, 0)$ à un repère $(u, v, 0)$ à l'aide d'une rotation θ autour de l'axe 0. L'idée derrière cette transformation est de faire tourner le repère avec la machine en définissant correctement les axes et l'angle θ pour permettre un contrôle plus aisé de la machine en supprimant notamment le caractère oscillatoire des grandeurs électriques.

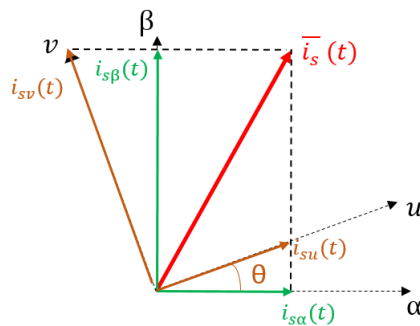


FIGURE 2.3 – Transformation de Park : rotation autour de l'axe 0 du repère biphasé (α, β) d'un angle θ

Mathématiquement, cette transformation se présente sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_u(t) \\ i_v(t) \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La transformée inverse est donnée par :

$$i_{\alpha,\beta,0} = P^{-1} i_{u,v,0}$$

La transformée de Park conserve également la puissance, car $P^{-1}P' = I$.

2.2 Contrôle à flux orienté : FOC

Le *Field Oriented Control* consiste à contrôler le vecteur spatial des tensions statoriques en se basant sur deux idées fondamentales.

La première idée fondamentale est que toutes les variables électriques d'un système triphasé peuvent être représentées dans un repère spatial biphasé aligné sur le flux du rotor. Cela peut être réalisé à l'aide des transformations de Concordia et Park vues précédemment. Dans le cas du FOC, le repère de Concordia (α, β) est aligné avec le vecteur tournant du flux du rotor, ce nouveau repère est appelé (d, q) où l'axe d est aligné avec le flux du rotor et l'axe q est en quadrature.

La seconde idée est que l'on peut découpler les composantes électriques alignées avec l'axe d de celles alignées avec l'axe q . Cela a pour avantage, que l'on peut découpler le contrôle du flux rotorique, qui a uniquement une composante dans l'axe direct du couple électromécanique qui dépendra de la composante en quadrature du courant.

2.2.1 Théorie de la commande

Pour comprendre cette méthode de contrôle, il faut partir des équations électriques dans le repère triphasé. Pour le stator elles sont données par :

$$\begin{aligned}
u_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\
u_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \\
u_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Et celles au rotor sont

$$\begin{aligned}
u_{ra} &= 0 = R_s i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \\
u_{rb} &= 0 = R_s i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \\
u_{rc} &= 0 = R_s i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Il est possible maintenant, à l'aide des transformations vues précédemment, d'exprimer ces équations dans un repère tournant avec le flux rotorique. Les équations au stator et au rotor deviennent :

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \dot{\xi}_s \psi_{sq} \\
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \dot{\xi}_s \psi_{sq} \\
u_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \dot{\xi}_r \psi_{rq} \\
u_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \dot{\xi}_r \psi_{rd}
\end{aligned}$$

Il faut maintenant exprimer les équations électriques et mécaniques en fonction des variables d'état : ω_{em} , i_{sd} , i_{sq} , ψ_{rd} et ψ_{rq} .

En sachant que :

$$\begin{aligned}
\psi_{sd} &= \sigma L_{os} i_{sd} + \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rd} \\
\psi_{sq} &= \sigma L_{os} i_{sq} + \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rq}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Les équations des tensions du stator deviennent :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_{os} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_{or}} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sq} - \dot{\xi}_s \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_{os} \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_{or}} \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sd} + \dot{\xi}_s \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rd}$$

Avec le coefficient de dispersion σ :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{os} L_{or}} \quad (2.6)$$

De plus, nous savons que :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{1}{L_{or}} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_{or}} i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{1}{L_{or}} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_{or}} i_{sq} \end{aligned} \quad (2.7)$$

En introduisant $T_r = \frac{L_{or}}{R_r}$, la constante de temps rotorique, les équations électriques au rotor sont également reformulées :

$$\begin{aligned} u_{rd} = 0 &= \frac{1}{T_r} i_{rd} - \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \dot{\xi}_r \psi_{rq} \\ u_{rq} = 0 &= \frac{1}{T_r} i_{rq} - \frac{L_m}{T_r} i_{sq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \dot{\xi}_r \psi_{rd} \end{aligned}$$

L'équation mécanique dans le domaine d - q est :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_{or}} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.8)$$

Ces équations peuvent être simplifiées si l'on considère le repère d - q tel que l'axe d soit aligné avec le vecteur de flux rotorique. Ce qui a pour conséquence d'annuler la composante quadratique du flux, $\psi_{rq} = 0$ et qui n'est donc plus une variable d'état.

Finalement, les équations électriques du stator permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_{os} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_{or}} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sq} \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_{os} \frac{di_{sq}}{dt} + \dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sd} + \dot{\xi}_s \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.9)$$

L'équation qui permet de lier le flux au courant i_{sd} peut être obtenue :

$$\boxed{T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd}} \quad (2.10)$$

Ensuite nous avons l'équation permettant d'estimer la vitesse du flux au rotor :

$$\boxed{\dot{\xi}_r \psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq}} \quad (2.11)$$

Enfin l'équation mécanique est également simplifiée :

$$\boxed{C_{em} = p \frac{L_m}{L_{or}} (\psi_{rd} i_{sq})} \quad (2.12)$$

Le but de la régulation étant de contrôler la vitesse de la machine et donc le couple, l'équation 2.12 montre que pour agir sur celui-ci, on doit agir sur deux variables à savoir ψ_{rd} et i_{sq} .

La régulation FOC consistera donc à contrôler indépendamment :

- L'amplitude du flux du rotor ψ_{rd} à travers la composante directe du courant i_{sd} , voir équation (2.10).
- Le couple électromagnétique à travers la composante en quadrature du courant i_{sq} de par l'équation (2.12). Il est préférable de contrôler le couple par la composante en i_{sq} car la dynamique en courant est plus rapide que la dynamique sur le flux. C'est pour cette raison que le flux ψ_{rd} est fixé à une valeur constante de référence et seul i_{sq} modifiera le couple appliqué.

Néanmoins, il reste encore deux problèmes majeurs à résoudre, le premier est qu'il faut pouvoir estimer correctement l'orientation du flux rotorique pour pouvoir effectuer la transformée de Park. Le second est que les tensions u_d et u_q (voir éq.(2.9)) dépendent toutes les deux à la fois du courant direct et du courant en quadrature. Pour pouvoir contrôler parfaitement l'onduleur, il faudra découpler les composantes directes et en quadrature pour avoir deux équations

avec une entrée chacune.

L'estimation de l'orientation du flux rotorique $\hat{\xi}_s$ se fera à partir de l'équation de l'estimation du flux rotorique $\hat{\psi}_{rd}$ à l'aide de l'équation (2.10) ensuite on pourra estimer la vitesse des champs rotoriques $\hat{\xi}_r$ à l'aide de l'équation (2.11). Il suffira ensuite d'intégrer la vitesse du flux statorique pour en estimer la position.

$$\hat{\xi}_s = \int \hat{\xi}_s dt = \int \hat{\xi}_r + \omega_{em} dt \quad (2.13)$$

Avec, $\omega_{em} = p\omega_m$ la vitesse électromécanique. Un schéma de principe est donné à la figure 2.4.

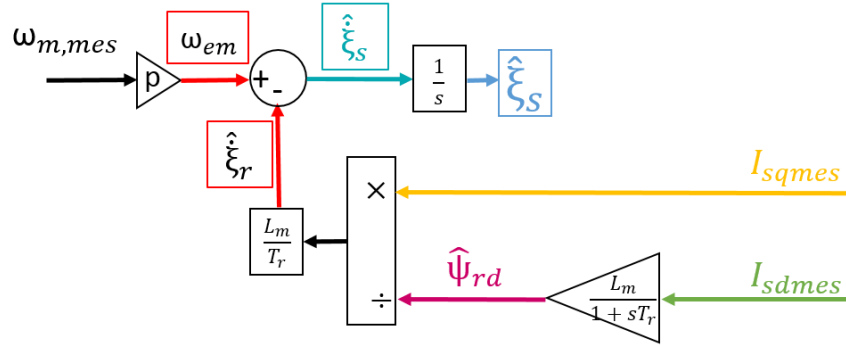


FIGURE 2.4 – Schéma de principe pour l'estimation de l'orientation du flux rotorique $\hat{\xi}_s$

Ensuite, afin de découpler le système en deux entrées (i_{sd}, i_{sq}) et deux sorties (u_{sd}, u_{sq}) que représentent les équations en (2.9), les deux termes de force électromotrice de glissement ($\dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sq}$ et $\dot{\xi}_s \sigma L_{os} i_{sd}$) ainsi que le terme de force contre-électromotrice ($\dot{\xi}_s \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rd}$) doivent être compensés. A supposer que l'estimation des inductances L_{os} , L_{or} et L_m soit parfaite ainsi que la mesure des courants i_{sd} et i_{sq} et que la vitesse $\hat{\xi}_s$ est correctement estimée, cela permet de contrôler indépendamment les composantes de l'axe direct et de l'axe en quadrature de la machine. Dans la régulation, nous utilisons une compensation par *feedback*, c'est à dire que nous utilisons les courants $i_{sd,mes}$ et $i_{sq,mes}$ mesurés au stator de la machine dans les termes de compensation. Ce terme est désigné par opposition à une compensation *feedforward* où les courants utilisés dans les termes de compensation sont ceux de référence, $i_{sd,ref}$ et $i_{sq,ref}$.

Le schéma global de régulation du contrôle FOC peut être obtenu sur base de ce qui est expliqué précédemment, celui-ci est montré à la figure 2.5. Afin de contrôler le moteur en vitesse, l'entrée du système est la consigne de vitesse mécanique, ω_{ref} . Cette vitesse est ensuite soustraite à la vitesse mesurée pour obtenir l'erreur de vitesse qui est régulée par un régulateur PI ce qui permet d'obtenir un couple de référence et ensuite un courant de référence dans la direction q ($i_{sq,ref}$) à l'aide de l'équation (2.12). L'erreur entre ce courant de référence et le courant en quadrature mesuré $i_{sq,mes}$ est de nouveau régulée par un régulateur PI qui donne en sortie, $u'_{sq,ref}$ la tension de référence en q que l'on découple en compensant les termes de force électromotrice de glissement et de force contre-électromotrice pour obtenir la tension de référence en quadrature $u_{sq,ref}$.

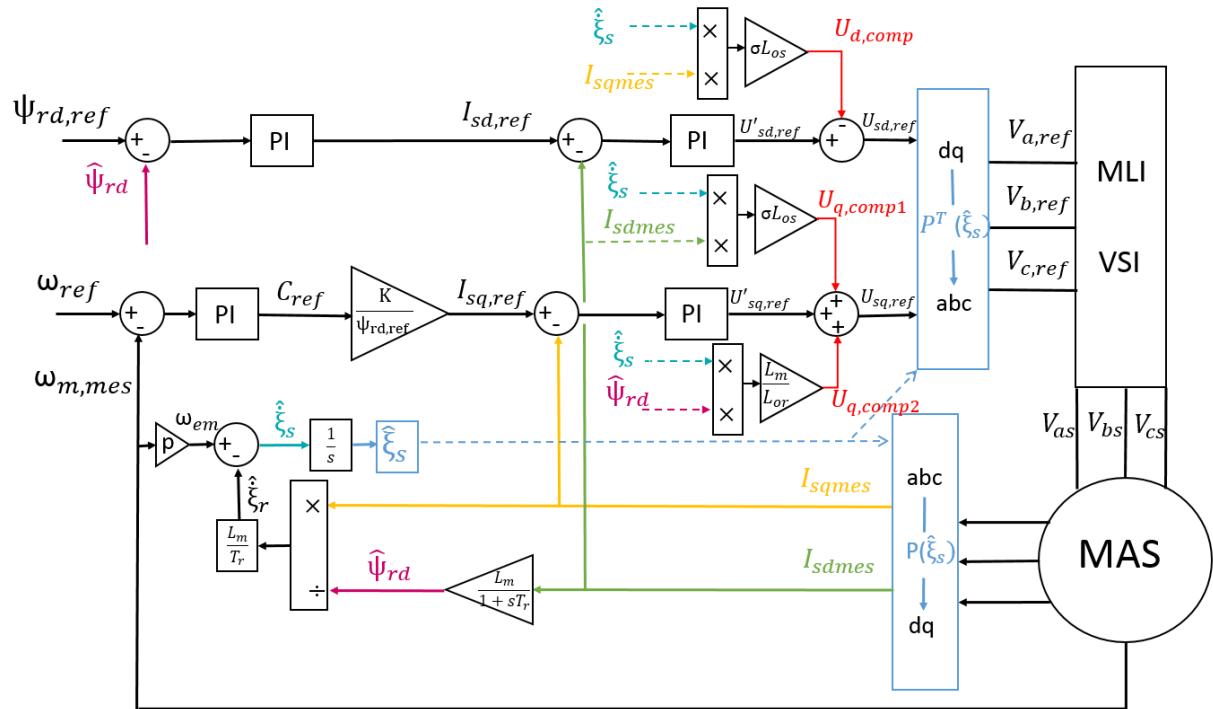


FIGURE 2.5 – Schéma bloc du contrôleur FOC

La référence du flux au rotor $\Psi_{rd,ref}$ est fixée constante en fonction des paramètres nominaux de la machine, la valeur $\hat{\Psi}_{rd}$ est quant à elle estimée à l'aide de l'équation (2.10). L'erreur entre ces deux valeurs est régulée par un régulateur PI qui donne le courant de référence dans la direction de l'axe direct, $i_{sd,ref}$. Encore une fois, l'erreur par rapport au courant mesuré $i_{sd,mes}$ est régulée à travers un PI qui permet d'obtenir $u'_{sd,ref}$, la tension de référence directe non découplée de

l'axe en quadrature. Ensuite, la force électromotrice de glissement est compensée par le terme $u_{d,comp}$ pour découpler cette tension vis-à-vis de l'axe en quadrature et cela permet d'obtenir la valeur de référence pour la tension dans la direction de l'axe d , $u_{sd,ref}$.

Ces tensions de références $u_{sq,ref}$ et $u_{sd,ref}$ sont finalement transformées dans le repère (a,b,c) et envoyées à la machine à travers l'onduleur dont la commutation des bras est gérée par une modulation de largeur d'impulsion (MLI).

2.2.2 Simulation

Après avoir présenté cette description du modèle utilisé pour le contrôle vectoriel, il a été implémenté en utilisant *Simulink* en gardant les mêmes schémas blocs qu'à la figure 2.5. La figure 2.7 montre son implémentation dans *Simulink* et la figure 5.11 de l'annexe E montre l'intégration du contrôleur dans le circuit de puissance où la machine asynchrone et l'onduleur ont été modélisés en utilisant la librairie SimPowerSystems de *Simulink*. Tous les paramètres de la machine asynchrone décrits dans la section 1.2.1 ont été intégrés au bloc *Asynchronous Machine* utilisé dans *Simulink*. L'onduleur, quant à lui, est le bloc *Universal Bridge* de SimPowerSystems avec l'option dispositifs de puissance réglée sur MOSFET/Diodes pour se rapprocher au mieux de l'onduleur utilisé sur la banc d'essai.

Discretisation temporelle

Lors de l'implémentation du schéma de la figure 2.5, il a fallu prendre en compte que l'onduleur n'est pas parfait. En effet, il va introduire un délai entre la consigne en tension et la tension effectivement appliquée au stator. Ce délai peut être estimé à une demi-période de la MLI, $T_u = \frac{h}{2} = \frac{1}{2f_{MLI}} = 5 \cdot 10^{-5}[s]$. De plus, en considérant que la vitesse mécanique et les courants I_{abc} sont mesurés au temps t_0 , la valeur de $\hat{\xi}_s$ est estimée par rapport à ces valeurs alors que la transformée $P^{-1}(\hat{\xi}_s)$ est effectuée à un temps T_D après ces mesures. Ce délai T_D peut être estimé comme étant le temps de calcul T_c auquel nous additionnons le délai introduit par l'onduleur $T_D = T_c + T_u$. Afin d'avoir la bonne valeur lors de la transformée inverse de Park $P^{-1}(\hat{\xi}_s)$, il est considéré que sur l'intervalle de temps T_D la vitesse électrique ω_{em} est constante, l'orientation du flux rotorique pourra être considérée comme étant [8] :

$$\hat{\xi}_s(t_0 + T_D) = \hat{\xi}_s(t_0) + \omega_{em} \cdot T_D$$

En simulation, on estime le temps de calcul T_c au pas de temps de la simulation à savoir $T_c = 1 \cdot 10^{-5}[s]$, on aura donc $T_D = 6 \cdot 10^{-5}[s]$ et donc l'erreur sur l'estimation sera, à vitesse nominale, $\omega_{em} \cdot T_D = 0,018[rad]$ c'est-à-dire 0,29% d'un tour, cette erreur n'est donc pas significative.

Contrôleur

Quatre régulateurs PI ont été implémentés en série en utilisant des blocs standards comme montrés à la figure 2.6. Des blocs de saturation ont été placés en sortie, afin de limiter les courants de référence et ainsi limiter les courants de démarrage à 5 fois leur valeur nominale. Un bloc anti-windup est également utilisé, ce qui met la boucle d'intégration à 0 lorsque la sortie est à saturation pour limiter le dépassement.

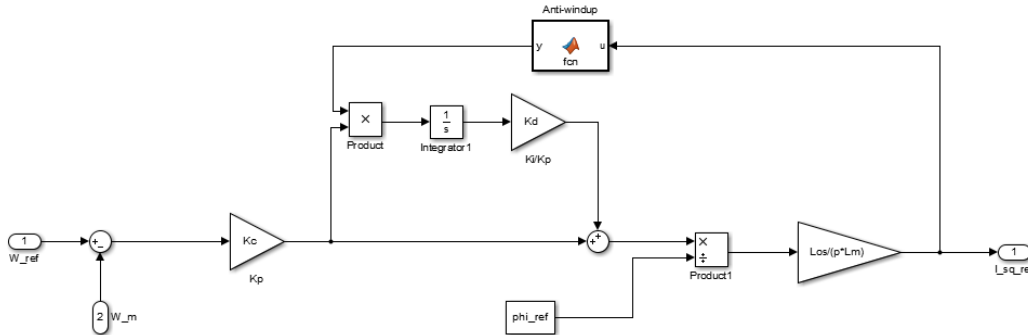


FIGURE 2.6 – Régulateur PI série de la vitesse

Les valeurs des gains K_p et K_i des quatre régulateurs ont été calculées sur base des équations de la machine dans le repère $d - q$. La procédure de calcul de ces gains est décrite dans l'annexe C. Nous pouvons néanmoins noter que ces paramètres sont l'objet d'un compromis entre un temps de réponse court mais un dépassement important et un temps de réponse plus long et un dépassement moins important. Ces gains peuvent être modifiés selon les besoins de la commande tout en s'assurant que le système reste stable.

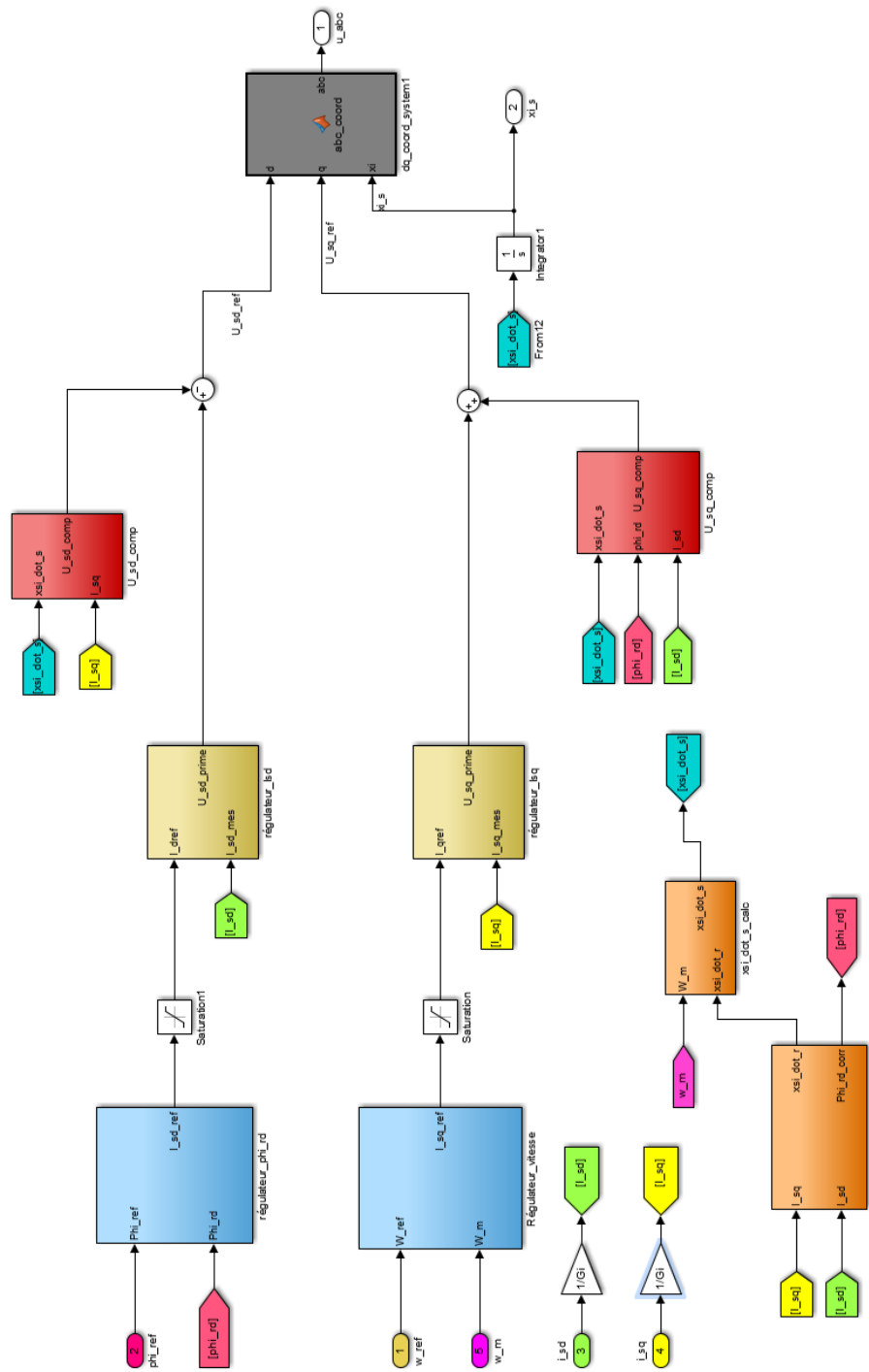


FIGURE 2.7 – Schéma *Simulink* de l'implémentation du contrôle vectoriel

2.3 Contrôle à rapport V/f constant : V/f

2.3.1 Théorie de la commande

Le contrôle scalaire est aussi appelé contrôle V/f du fait que l'on régule simultanément la fréquence et l'amplitude de la tension alimentant le stator de la machine à induction tout en gardant le ratio V/f constant. De cette manière, le flux dans l'entrefer est maintenu constant en régime permanent. En effet, en prenant le schéma équivalent monophasé en régime permanent et en négligeant les inductances de fuite L_{ls} et L_{lr} ainsi que la résistance statorique R_s , la figure 2.8 montre le schéma simplifié. Sur base de ces hypothèses, la relation suivante est obtenue :

$$V_s = E = E' = k\omega_s\psi_{rd} \quad (2.14)$$

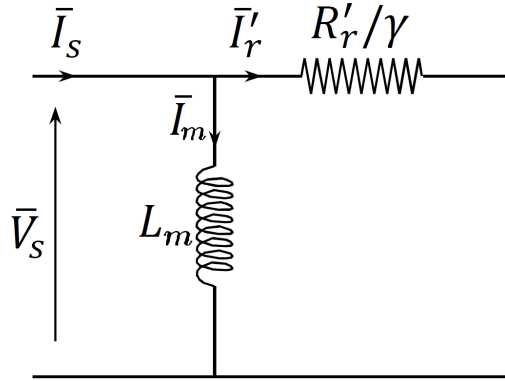


FIGURE 2.8 – Schéma équivalent monophasé en régime permanent avec la résistance statorique et les inductances de fuites négligées[8]

Nous en déduisons que pour fonctionner à ψ_{rd} constant, le rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ doit rester constant. Le contrôle du couple se fait alors par le contrôle du glissement ($\gamma\omega_s$). En effet, la puissance délivrée au rotor est :

$$P_{s \rightarrow r} = V_s I'_r = C_{em} \frac{\omega_s}{p}$$

En sachant que $I'_r = V_s \frac{\gamma}{R'_r}$, la relation entre le couple et le glissement est obtenue par [8] :

$$C_{em} = \frac{p}{R'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \gamma \omega_s \quad (2.15)$$

En pratique, la chute de potentiel sur la résistance n'est pas négligeable à basse vitesse. C'est pourquoi le profil de la tension $V_s(f)$ sera divisé en trois parties comme à la figure 2.9.

- **Région non linéaire** : $f \in [0 f_c]$: La résistance statorique R_s ne peut être négligée et est compensée en augmentant V_s . Ce profil non linéaire de V_s est déterminé analytiquement sur base du circuit équivalent en régime permanent et $R_s \neq 0$:

$$V_s = k\omega_s\psi_{rd}\sqrt{\left(1 + \gamma\frac{R_s}{R_r}\right)^2 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_m}\right)^2}$$

Afin de simplifier la commande, on travaille généralement à V_s constant égale à $R_s I_{mref}$ [12]. La fréquence de coupure f_c est déterminée à l'endroit où la résistance statorique n'entraîne plus un comportement non linéaire entre V et f c'est-à-dire quand $\omega_s L_m > R_s$.

- **Région linéaire** : $f \in [f_c f_{rated}]$: Dans cette région on considère le rapport $\frac{V_s}{f} = 2\pi k\psi_{rd}$ constant comme vu précédemment.
- **Région de défluxage** : $f \in [f_{rated} \rightarrow]$: La tension V_s a atteint son maximum. Il faut donc défluxer pour pouvoir continuer à augmenter la vitesse de la machine. Cela se fait au prix d'un couple plus faible, car ψ_{rd} va décroître à mesure que f augmente.

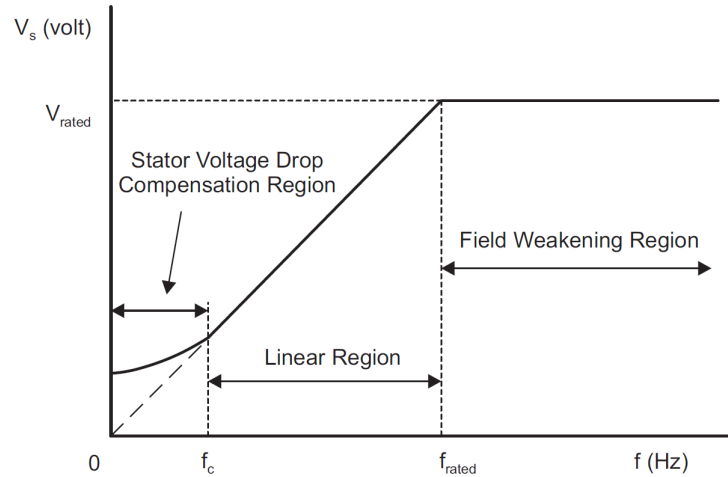


FIGURE 2.9 – Tension au stator V_s en fonction de la fréquence au stator dans le cas du contrôle scalaire [16]

Enfin, la figure 2.10 reprend le schéma de principe où la référence de vitesse (ω_{ref}) est comparée à la vitesse mesurée (ω_{mes}) pour générer une erreur qui est traitée par un régulateur proportionnel-intégral. La sortie de celui-ci permet d'obtenir le glissement de la machine, ω_{slip} , qui est additionné à la vitesse mécanique pour, finalement, obtenir à un gain près, la fréquence f à appliquer. Ensuite, il en est déduit l'amplitude de la tension V_s à appliquer par la relation entre V et f exprimée précédemment et la pulsation $\omega_s = 2\pi f$. Connaissant l'amplitude et la fréquence des tensions à envoyer à la machine, les tensions $V_{a,b,c} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t \mp \frac{2\pi}{3})$ sont facilement calculées et envoyées à la machine à l'aide de la commande MLI de l'onduleur.

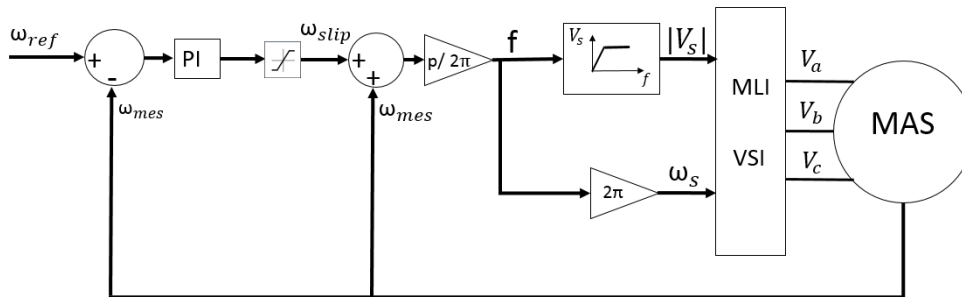


FIGURE 2.10 – Schéma de principe de la commande scalaire

2.3.2 Simulation

L'implémentation *Simulink* du schéma bloc est présentée à la figure 2.11, elle est l'image de la figure 2.10 décrite dans la partie précédente. Ce schéma est intégré dans un circuit de puissance semblable à celui conçu pour le contrôle vectoriel de la figure 5.11. La seule différence notable avec le schéma bloc 2.10 est que l'on considère uniquement une région linéaire pour la relation entre l'amplitude de la tension V_s et f . En effet, dans le cadre de ce travail, nous travaillons uniquement dans la région linéaire, car nous ne travaillons pas à basse vitesse.

Dans cette configuration du contrôle scalaire, les courants de démarrage sont limités à l'aide de la saturation en sortie du régulateur PI. L'annexe D explique que cette limitation se fait au détriment de la dynamique du contrôle. Un démarrage y est simulé quand la limitation du glissement est fixée à 30% de la vitesse nominale et quand celui-ci n'est pas limité. Nous avons décidé de conserver une meilleure dynamique étant donné que la machine peut supporter des courants de démarrage élevés pendant un court instant. Le démarrage s'apparente à un démarrage direct avec des courants de démarrage importants.

2.4 Contrôle sans capteur de vitesse : *Sensorless*

2.4.1 Théorie de la commande

Étant donné les avancées en matière de contrôle, aussi bien au niveau des outils qu'au niveau des algorithmes utilisés, une recherche de la simplicité et de la robustesse voit le jour. Notamment en voulant éliminer le capteur de vitesse et/ou de position, celui-ci étant encombrant, fragile et onéreux. Plusieurs méthodes différentes sans capteurs, dites *Sensorless*, ont évolué au cours des dernières décennies [20], [14], [1]. Pour la plupart d'entre elles, l'estimation se base sur l'utilisation du modèle mathématique de la machine asynchrone en appliquant les équations vectorielles.

L'utilisation d'un modèle a pour but d'extraire les informations de vitesse en utilisant les mesures des grandeurs électriques instantanées. Cependant, les performances de ces techniques d'estimation basées sur ces modèles mathématiques dépendent surtout de la précision des paramètres utilisés pour la modélisation du moteur. La machine asynchrone étant un système variable dans le temps et non linéaire, ses paramètres varient avec le temps en fonction des conditions opératoires telles que la température, la vitesse et la charge mécanique, en particulier, les résistances du rotor et du stator et l'inductance mutuelle qui ont une forte influence sur l'estimation.

Nous nous intéresserons ici à une méthode qui peut s'utiliser dans le cadre d'un contrôle vectoriel, le MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence). Elle est basée sur la comparaison de deux estimateurs basés, eux-mêmes, sur deux modèles mathématiques différents. Le premier qui n'utilise pas la grandeur à estimer (ici ce sera la vitesse), est appelé modèle de référence. Le deuxième quant à lui est un modèle ajustable qui introduit la vitesse. La différence entre les deux sorties des deux modèles, donne une erreur qui est réglée à l'aide d'un régulateur PI pour donner la vitesse, elle-même reprise dans le modèle adaptatif. Cette méthode est illustrée sur la figure 2.12.

Ces modèles se baseront sur les équations exprimées dans un repère de référence $\alpha - \beta$ orthogonal. Dans ce genre de repère, les équations de la machine à induction s'écrivent :

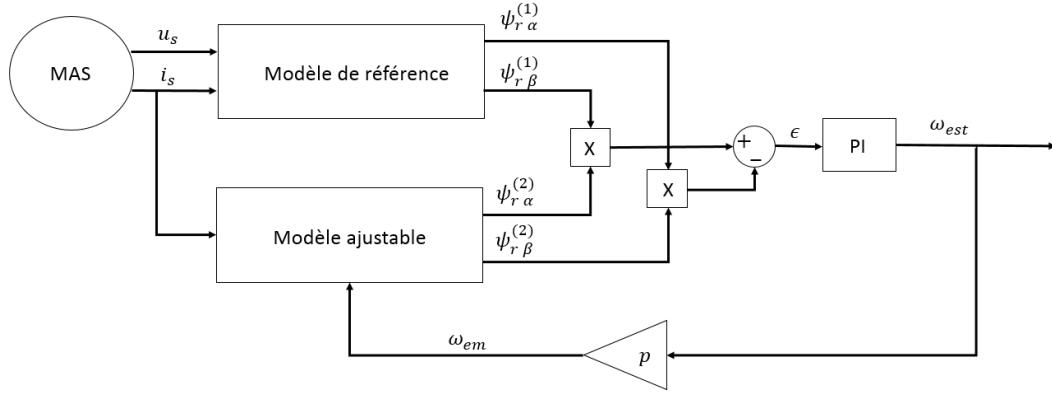


FIGURE 2.12 – Schéma de la méthode MRAS

$$\begin{aligned}
 u_s &= R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + \omega_a \psi_s \\
 u_r &= R_s i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + (\omega_a - \omega_{em}) \psi_r
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Nous choisissons ici une vitesse de référence $\omega_a = 0$ afin de faire apparaître la vitesse à estimer à travers la vitesse électrique (ω_{em}) dans le modèle adaptatif.

Pour le premier modèle, les équations de tensions et de courant de la machine asynchrone peuvent être exprimées au stator dans ce repère.

$$\begin{aligned}
 u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\
 u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

En exprimant le flux du stator en fonction du rotor (2.5), nous obtenons finalement pour la dérivée du flux du modèle de référence :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{r\alpha}^{(1)}}{dt} &= \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}) \\
 \frac{d\psi_{r\beta}^{(1)}}{dt} &= \frac{L_r}{L_m} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt})
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Le modèle adaptatif, quant à lui, se base sur les équations au rotor. Pour le même repère, les équations des tensions peuvent s'écrire comme vu précédemment.

$$\begin{aligned}
u_{r\alpha} &= 0 = R_s i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \omega_{em} \psi_{r\alpha} \\
u_{r\beta} &= 0 = R_s i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \omega_{em} \psi_{r\beta}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

En exprimant les courants rotoriques en fonction de ceux au stator (2.7), nous obtenons pour le deuxième modèle :

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{r\alpha}^{(2)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega_{em} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\
\frac{d\psi_{r\beta}^{(2)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega_{em} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

La différence angulaire entre ces deux estimations est destinée à un régulateur PI adapté pour obtenir la vitesse. Cette différence est à minimiser et est définie par la relation suivante [18].

$$\epsilon = \text{Im}(\psi_r^{(1)} \psi_r^{*(2)}) \tag{2.21}$$

L'orthogonalité du repère permet d'écrire :

$$\begin{aligned}
\psi_r^{(1)} &= \psi_{r\alpha}^{(1)} + j\psi_{r\beta}^{(1)} \\
\psi_r^{(2)} &= \psi_{r\alpha}^{(2)} + j\psi_{r\beta}^{(2)}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Finalement, nous obtenons l'expression finale de l'erreur.

$$\epsilon = \psi_{r\beta}^{(1)} \psi_{r\alpha}^{(2)} - \psi_{r\alpha}^{(1)} \psi_{r\beta}^{(2)} \tag{2.23}$$

Cette partie du travail a présenté une méthode pour estimer la vitesse du rotor en l'absence de codeur de vitesse. Celle-ci est compatible avec un contrôleur vectoriel comme présenté à la section 2.2, seule la vitesse a été estimée, le flux du rotor est calculé de la même manière que pour le *FOC* sur base des courants statoriques.

2.4.2 Simulation

L'implémentation du contrôle *Sensorless* est sensiblement la même que celle du *FOC*, seule change la mesure de vitesse. Elle est ici estimée sur base du schéma bloc figure 2.12 qui a été rajouté au schéma global du *FOC*. La figure 2.13 montre l'implémentation de ces blocs en *Simulink*. Les deux blocs *MATLAB function* servent à calculer les transformées de coordonnée du système *abc* à $\alpha - \beta$. L'utilisation du régulateur PI pour l'estimation de la vitesse interfère avec celui qui commande la vitesse, en effet cela change la fonction de transfert

et va donc influencer la dynamique du système.

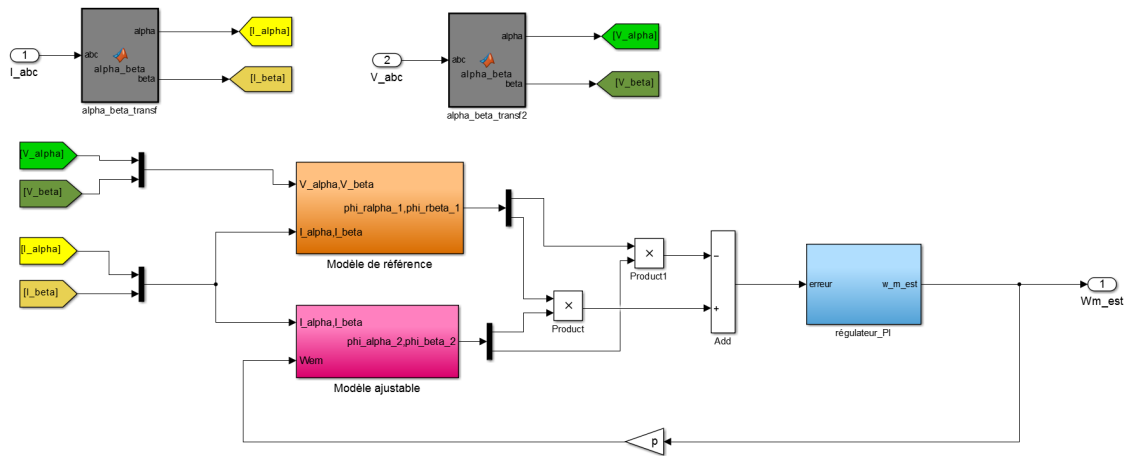


FIGURE 2.13 – Schéma *Simulink* de l'estimateur de vitesse MRAS

2.5 Contrôle direct du couple : DTC

La commande directe du couple est une méthode répandue pour le contrôle des moteurs à induction. Cette méthode de contrôle se base sur une commande directe du flux statorique et du couple, contrairement à la méthode à flux orienté qui est basée sur le contrôle des courants. En effet, en sélectionnant de façon optimale le vecteur d'espace de la tension à chaque période d'échantillonnage, la méthode DTC permet une solution systématique pour contrôler directement et indépendamment le flux statorique et le couple en fonction de l'erreur entre la consigne et la valeur actuelle de ces deux valeurs. Il existe plusieurs manières d'implémenter une commande directe de couple, cette section présentera un modèle sur la base de comparateur à hystérésis. Pour mieux comprendre, le diagramme de la figure 2.14 illustre le concept.

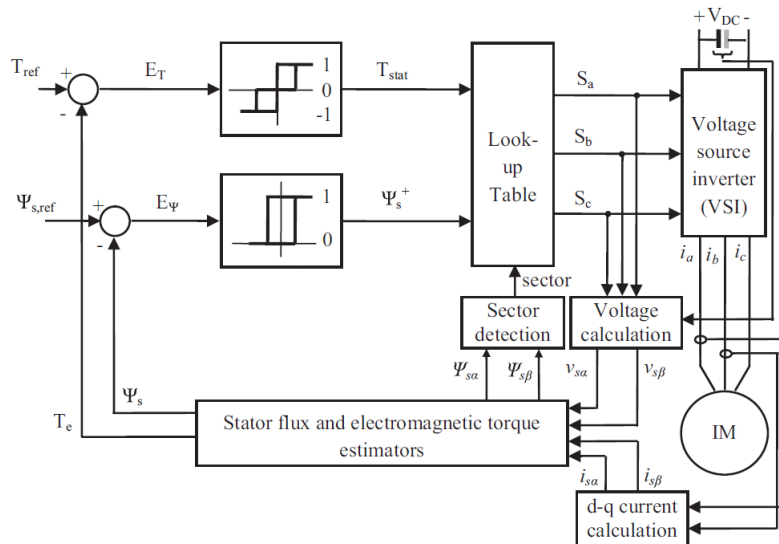


FIGURE 2.14 – Diagramme de contrôle en commande directe du couple (DTC) [10]

Le flux au stator est contrôlé en utilisant un comparateur à hystérésis deux niveau, et le couple un comparateur à hystérésis trois niveau. A la sortie de ces comparateurs se trouve une table de correspondance (look-up table) qui permet de définir le vecteur de tension nécessaire pour commander simultanément le flux au stator et le couple. Afin d'estimer le couple et le flux au stator, les mesures de courant et de tension sont transformées dans le repère diphasé (α , β) de Concordia.

A une certaine vitesse du rotor, les tensions au stator sont imposées ce qui entraîne que le flux du stator est constant, suite à la commande de couple venant du comparateur, la position du vecteur de flux statorique peut être rapidement modifiée dans l'espace (α, β) ce qui va modifier le couple. En effet, une forme de l'équation du couple est la suivante [1] :

$$C_e = P \frac{L_m}{\sigma L_{os} L_{or}} |\bar{\Psi}_r| |\bar{\Psi}_s| \sin \theta \quad (2.24)$$

Où θ est l'angle entre le flux au rotor et le flux au stator comme représenté à la figure 2.15. Nous voyons que pour augmenter (resp. diminuer) le couple il faudra faire avancer plus rapidement le vecteur spatial $\bar{\Psi}_s$, ce qui augmentera (resp. diminuera) l'angle entre les deux vecteurs et donc le couple.

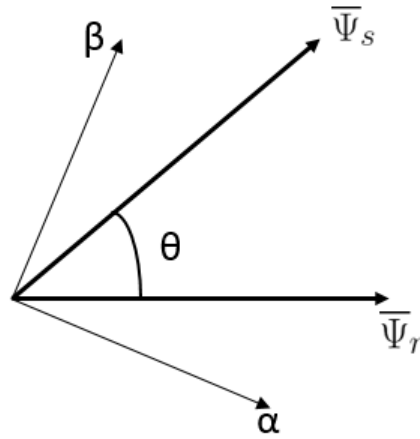


FIGURE 2.15 – Position relative entre les vecteurs spatiaux du flux statorique et du flux rotorique

L'amplitude du flux statorique est aussi gardée constante à l'aide du système de contrôle DTC. Le flux au stator peut être estimé à partir des vecteurs de tension et de courant mesurés :

$$\bar{\psi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (2.25)$$

En négligeant la chute de tension sur la résistance car R_s est relativement petit, $V_s \gg R_s i_s$ et pour une période d'échantillonnage de T_c , le flux au stator à l'instant $(k + 1)$ est :

$$\bar{\psi}_{s_{k+1}} = \bar{\psi}_{s_k} + \bar{V}_{s_k} T_c \quad (2.26)$$

Où k est l'index de la configuration donnée à l'instant k . On peut remarquer que le flux statorique va dépendre directement du vecteur de tension \bar{V}_s et de

la période d'échantillonnage T_c .

Dans le repère (α, β) , ces équations deviennent :

$$\begin{aligned}\Delta\psi_\alpha &= V_\alpha T_c \\ \Delta\psi_\beta &= V_\beta T_c\end{aligned}\tag{2.27}$$

La composante en α et la composante en β du vecteur spatial du flux statorique sont directement proportionnelles aux composantes du vecteur spatial de la tension dans la même direction. Sachant que la composante radiale agit uniquement sur l'amplitude du flux et la composante tangentielle sur le couple, le contrôle de ces deux variables peut être parfaitement découplé.

Le régime initial est basé sur les comparateurs à hystérésis où la sortie de ces comparateurs et la connaissance des informations sur le flux sont utilisées pour sélectionner au mieux les séquences de configuration dans la *look-up table* qui commutera les bras de l'onduleur pour faire évoluer le vecteur spatial autour d'une trajectoire, à une vitesse moyenne prédéfinie et en fonction de la sortie du comparateur à hystérésis.

2.6 Conclusion

Les méthodes de commande de machine sont nombreuses et choisir l'une par rapport à une autre dépend souvent de l'application de la machine. Quatre d'entre elles ont été présentées : la première, le contrôle à orientation de flux, se base sur un contrôle des variables électriques découplées selon deux axes en quadrature : les courants I_d et I_q . Elle utilise les transformées de Concordia-Park pour passer d'un système triphasé à un repère biphasé tournant. Cette méthode plus complexe a été implémentée sur *Simulink* où il a fallu tenir compte du temps de calcul des onduleurs.

La deuxième commande exposée est le contrôle scalaire dont le principe de base est de réguler simultanément la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine à induction. En implémentant ce contrôle sur *Simulink* nous avons dû faire un choix au niveau de la dynamique de démarrage : le glissement n'est pas saturé en sortie du régulateur PI mais juste la fréquence générée après ajout de la vitesse mécanique. Dans ce cas, le démarrage s'apparente à un démarrage direct.

Ensuite, la troisième méthode présentée est une extension du FOC. Effectivement, elle utilise le même principe mais cette fois-ci en estimant la vitesse mécanique. Cette méthode est dite sans capteur, l'estimation de la vitesse se base sur deux modèles mathématiques différents tirés des équations des tensions du stator et du rotor. Le calcul de ces équations se fait dans un repère biphasé stationnaire. L'implémentation *Simulink* a pu se faire directement sur base du schéma bloc théorique en reprenant le schéma corps du FOC classique et en tenant compte du changement de fonction de transfert dû à l'introduction d'un nouveau régulateur PI.

Finalement, une quatrième commande a été présentée : le contrôle direct de couple. Celle-ci se base sur une commande directe du flux statorique et du couple, une manière de l'implémenter a été présentée à l'aide de comparateur à hystérésis. L'implémentation sur *Simulink* et sur le banc d'essai peut faire l'objet d'une partie d'un travail futur.

Analyse comparative des simulations

Dans le chapitre précédent nous avons proposé théoriquement plusieurs méthodes de contrôle en présentant leur schéma bloc et leurs équations. Ensuite, les commandes à implémenter sur le banc d'essai ont été réalisées sur le logiciel *Simulink*, et les différents éléments utilisés pour la simulation ont été présentés. Ce chapitre parlera de la comparaison et de l'analyse de ces différentes méthodes de contrôle. En fonction de l'application pour laquelle le moteur sera utilisé, il est possible de choisir la commande qui convient le mieux suivant un compromis entre son coût et sa performance. Le premier terme comprend le coût calculatoire, économique et de maintenance. En ce qui concerne la performance, elle sera évaluée suivant une procédure d'essais définie ci-dessous. Ensuite, les résultats des essais seront comparés entre chaque commande.

L'évaluation de la performance des contrôles se basera sur deux critères principaux : la dynamique des réponses et la robustesse paramétrique du système. La comparaison des commandes pour ces deux critères s'appuiera sur plusieurs essais.

Critère 1 : Dynamique

Afin d'évaluer la performance dynamique, trois essais distincts sont effectués et seront comparés sur base de deux indicateurs : la réponse en vitesse et la réponse du couple instantané électromagnétique.

- Démarrage : La vitesse de référence, initialement nulle, est instantanément mise à la vitesse nominale.
- Echelon de couple : Un échelon de couple mécanique de freinage est di-

rectement appliqué à la machine en régime.

- Inversion : En régime, la valeur de référence passe de la vitesse nominale à sa valeur négative.

Critère 2 : Robustesse paramétrique

Afin de tester la robustesse paramétrique de la commande, nous ferons varier les paramètres de R_s , R_r et L_m dans le bloc machine asynchrone autour des valeurs estimées dans la section 1.2.1. Un démarrage de la machine sera simulé et les sensibilités vis-à-vis d'une variation de paramètres seront comparées sur base de la variation de la réponse dynamique du système à une variation de $\pm 80\%$ du paramètre étudié. Les critères de comparaison pour la dynamique du système seront les mêmes que ceux utilisés dans la section 3.1.

3.1 Dynamique

Il est intéressant de justifier le choix des deux indicateurs pour l'évaluation de la dynamique des commandes. Le premier, la réponse en vitesse, est directement la sortie du système, il est ce que l'on veut réguler face aux perturbations extérieures, sa dynamique est donc très importante. Elle sera évaluée sur base des trois critères que nous définissons ici :

- Temps de montée - t_r : Il est défini comme le temps que prend la machine pour atteindre 67 % de la vitesse nominale [11].
- Dépassement - D : Il est défini en pourcentage de la vitesse nominale.

$$D = \frac{v(t)_{max} - v_{ref}}{v_{ref} - v_{initiale}} \cdot 100$$

- Temps d'établissement - t_e : Il est défini en régime stationnaire comme le temps pour lequel la machine atteint 99.5 % de la vitesse nominale.

$$|v(t) - v_{ref}| \leq 0.005(v_{ref} - v_{initiale}) \forall t \geq t_r$$

Le choix du couple électromagnétique instantané comme deuxième indicateur est intéressant pour comparer la réponse des contrôles à des transitoires. En effet, il est l'image de la puissance utile et est donc directement lié à la performance. Nous analyserons l'évolution du couple en regardant ses oscillations par rapport au couple nominal afin de comparer les commandes entre elles. Pour la lisibilité des graphes, la vitesse estimée du contrôle sans capteur a été filtrée,

elle est également chaque fois comparée à la vitesse réellement mesurée. Pour cette commande, la dynamique se basera sur la courbe de la vitesse mesurée par le capteur, car l'estimation de la vitesse pourrait posséder une meilleure dynamique alors que la vitesse n'est pas encore établie.

3.1.1 Démarrage de la machine

La simulation se déroule sur une seconde, ce qui est suffisant pour le démarrage des trois contrôleurs, après 0.2 seconde la vitesse de référence est mise instantanément à la vitesse nominale. Les résultats de cette première simulation sont présentés aux figures 3.1, 3.2 et 3.3, et les commentaires sont donnés pour chaque plot :

- **Contrôle scalaire (V/f)** : Nous pouvons observer, sur la réponse en vitesse, un dépassement de 3.2% de la vitesse nominale, un temps de montée de 0.172s et un temps d'établissement de 0.41s.

Des oscillations du couple sont observées de 3 à 4 fois plus élevées que le couple nominal pendant la montée en vitesse. Une fois celle-ci établie, des oscillations de l'ordre de 29% du couple nominal restent présentes en régime. Ce type de contrôle n'est pas apte à maîtriser le couple instantané. C'est seulement quand les transitoires électriques ont disparu que les oscillations s'atténuent.

Ce démarrage a le profil d'un démarrage direct. En effet, lors de l'application de la consigne de vitesse, l'erreur entre l'entrée et la sortie du système est très grande, la tension et la fréquence appliquée vont donc être maximales ce qui va introduire des courants de démarrage importants. Ceux-ci ne dépassent cependant pas 7.5 fois le courant nominal, ce qui est acceptable pour la machine contrôlée.

- **FOC** : Comme précédemment nous pouvons observer les trois indicateurs de la dynamique du régulateur sur la réponse en vitesse. Le dépassement vaut 0.2% de la vitesse nominale, le temps de montée est de 0.069s, et le temps d'établissement vaut 0.15s.

Les oscillations du couple instantané ne sont maintenant plus présentes lors du démarrage. Le contrôle vectoriel est apte à maîtriser le couple instantané, car il régule directement le courant i_{sq} , ce qui permet de contrôler le couple dans une dynamique très rapide et permet donc de traiter les transitoires. Le couple atteint une valeur constante durant cette phase

correspondant à la saturation du courant en quadrature. Une fois le régime établi, des oscillations résiduelles, de l'ordre de 12% du couple nominal, restent présentes.

- **Contrôle *Sensorless*** : Nous remarquons que la vitesse (courbe bleue) est très légèrement sous-estimée (courbe verte) durant la phase de montée. Cela reste une bonne estimation de la vitesse étant donné qu'elle est basée sur des modèles mathématiques. Nous présentons ici les valeurs pour la vitesse mesurée. Dans ces conditions, le dépassement vaut 0.6% de la valeur de la vitesse mesurée en régime. Le temps de montée vaut 0.07s et le temps d'établissement 0.26s.

Le principe de régulation étant le même que le FOC, le même comportement est observé pour le couple électromagnétique au démarrage. Par contre, une fois la vitesse établie les oscillations sont plus importantes de l'ordre de 20 % du couple nominal dues à l'estimation de la vitesse qui oscille également.

Le FOC possède une bonne dynamique car il régule les grandeurs électriques, cela le rend plus rapide que le contrôle scalaire qui régule uniquement sur les grandeurs mécaniques dont la constante de temps est plus élevée que la constante de temps électrique. Cela explique également que le dépassement est plus petit pour le contrôle à flux orienté. Le contrôle sans capteur a sensiblement la même dynamique que le FOC. Le temps d'établissement est juste un peu plus long pour le *Sensorless*, cela peut s'expliquer par l'ajout du régulateur PI afin d'estimer la vitesse qui change la dynamique du système. Tous deux possèdent une bonne réponse du couple électromagnétique. En comparaison, le contrôle V/f possède une mauvaise maîtrise de la réponse du couple pour ce transitoire. Cette oscillation durant le transitoire de la commande scalaire est engendrée par l'orientation du flux rotorique qui n'est pas fixée par la commande contrairement au contrôle vectoriel. Celle-ci doit s'établir naturellement par rapport à la tension imposée par la commande à V/f constant [12].

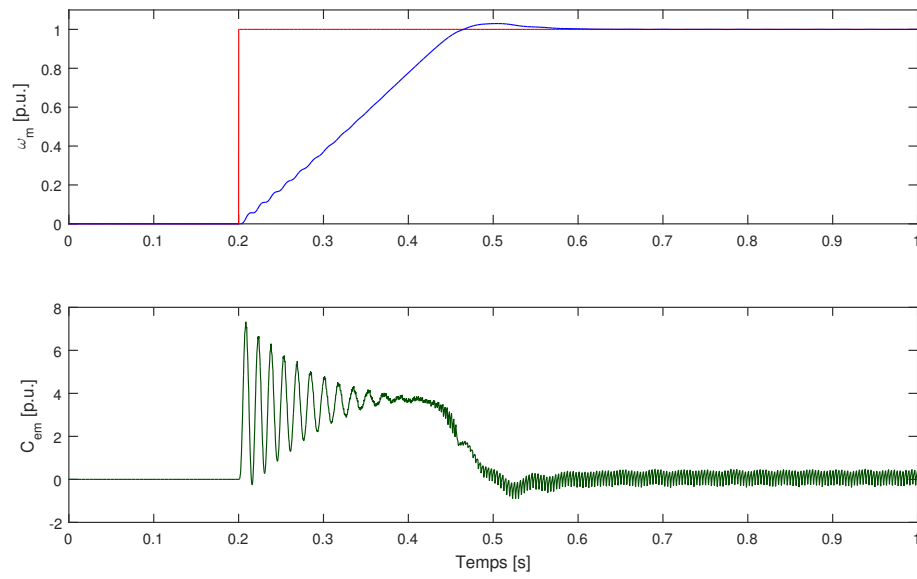


FIGURE 3.1 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un démarrage, contrôle V/f

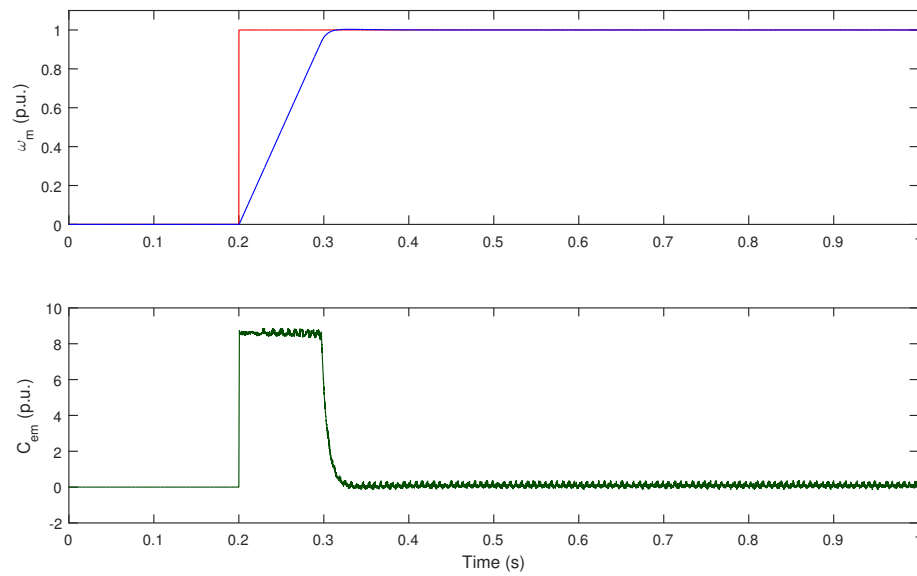


FIGURE 3.2 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un démarrage, FOC

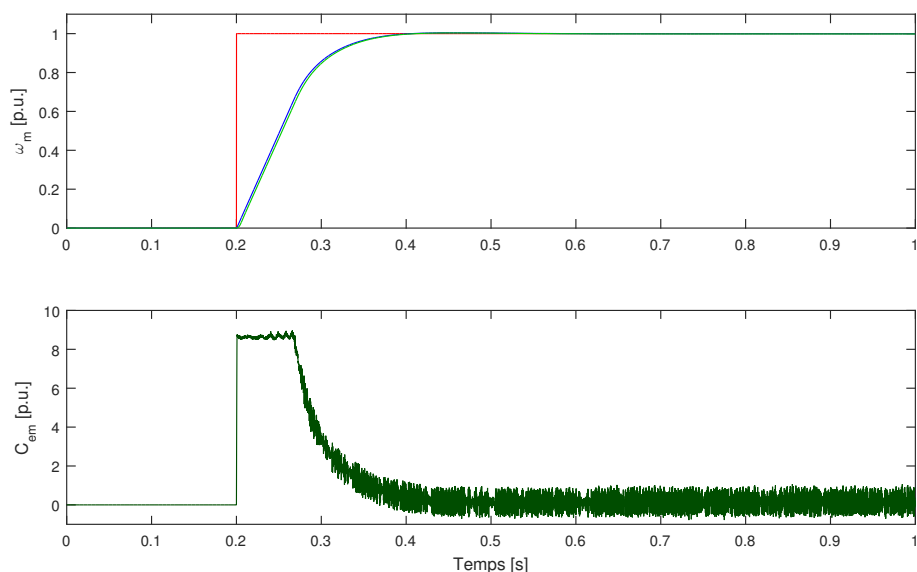


FIGURE 3.3 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un démarrage, contrôle *Sensorless*

3.1.2 Echelon de couple

Dans cette deuxième simulation, la vitesse est établie et un échelon de couple est appliqué à 0.5 seconde. La valeur du couple appliqué est celle du couple nominal de la machine. Les résultats sont présentés aux figures 3.4, 3.5 et 3.6, et les commentaires pour chaque plot :

- **Contrôle V/f** : Suite à l'échelon de couple, nous observons un dépassement de 1.5% de la vitesse nominale. La vitesse se rétablit ensuite en 0.24s.

La réponse du couple contient des oscillations en régime qui passent de 29% à 15% de la valeur du couple nominal. Cela montre une légère instabilité du système en régime. Durant le transitoire, nous observons les oscillations présentes lors du démarrage, mais d'amplitude beaucoup plus petite, car le transitoire en couple est plus faible.

- **FOC** : Le FOC répond rapidement à l'échelon de couple, nous pouvons mesurer un dépassement de 0.5% de la vitesse nominale et un temps de rétablissement de 0.15s.

L'amplitude des oscillations sur le couple reste la même qu'avant l'application de la charge, la courbe est juste déplacée d'un *per-unit* afin de vaincre le couple résistant pour que la machine puisse garder sa vitesse nominale.

- **Contrôle *Sensorless*** : La réponse à l'échelon de couple est sensiblement la même pour la vitesse mesurée et estimée. Le dépassement de l'estimation par rapport à la vitesse de référence vaut 2.2 %. La vitesse retrouve sa valeur de régime après 0.25s.

Le transitoire de la réponse du couple électromagnétique a la même allure que le FOC avec capteur de vitesse, néanmoins le transitoire du *Sensorless* est plus long. L'amplitude des oscillations du couple ne change pas entre avant et après l'échelon de couple.

Contrairement au démarrage, le *Sensorless* réagit moins bien que le FOC classique. En effet, le temps nécessaire pour revenir à la vitesse de référence est plus long, ainsi que le dépassement. La dynamique du *Sensorless* se rapproche plus de celle du V/f avec des valeurs de dépassement de temps d'établissement relativement proches.

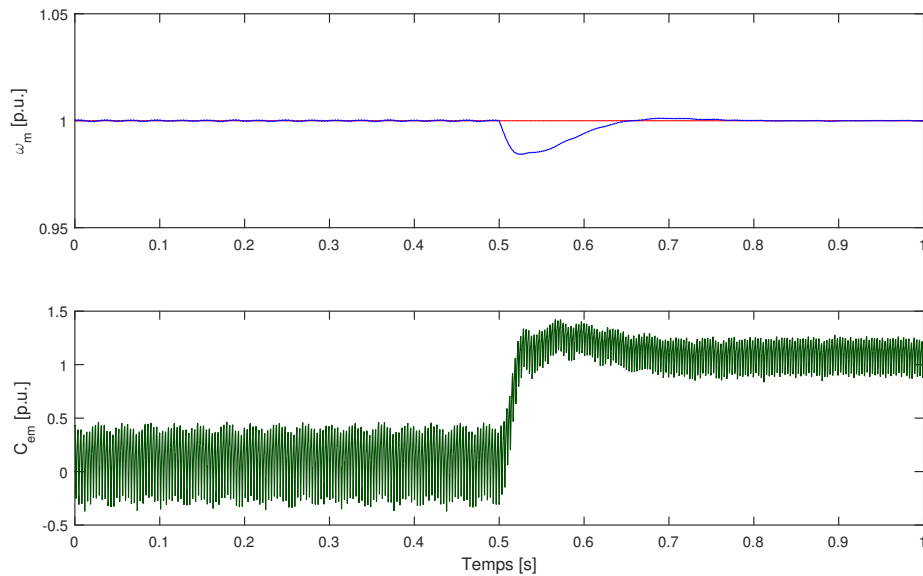


FIGURE 3.4 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un échelon de couple, contrôle V/f

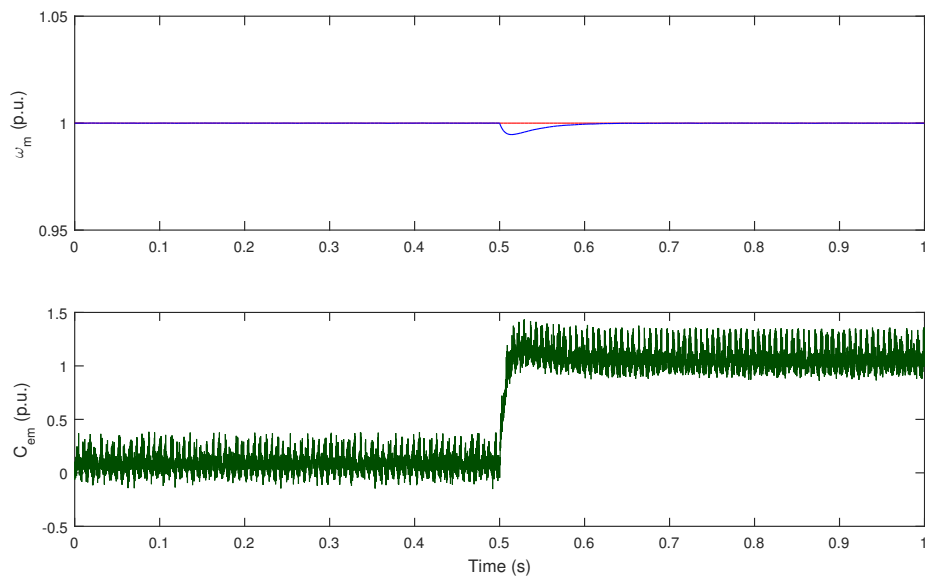


FIGURE 3.5 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un échelon de couple, FOC

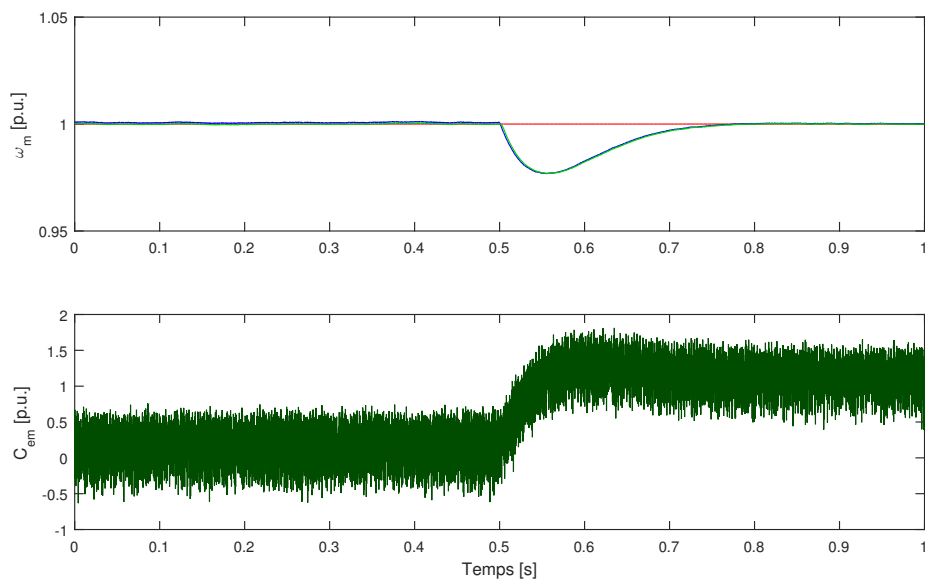


FIGURE 3.6 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un échelon de couple, contrôle *Sensorless*

3.1.3 Inversion du sens de rotation

Cette troisième simulation permet d'analyser une situation extrême de variation de vitesse, la référence passe de la vitesse nominale à sa valeur négative. Au passage de la vitesse par zéro le couple de frottement sec est également inversé. Le couple mécanique appliqué, qui simule ce frottement, prend sa valeur négative afin de respecter la physique de la machine. Les résultats de cette simulation sont présentés aux figures 3.7, 3.8 et 3.9.

Nous commentons globalement ces trois graphes. Les mêmes observations peuvent être faites que sur le transitoire de démarrage et les mêmes enseignements peuvent en être tirés. Il est intéressant ici de voir que les trois commandes se comportent bien pour cet échelon de vitesse maximum. Une fois le transitoire fini, la vitesse est bien établie dans les trois cas, la machine tourne dans l'autre sens sans problème.

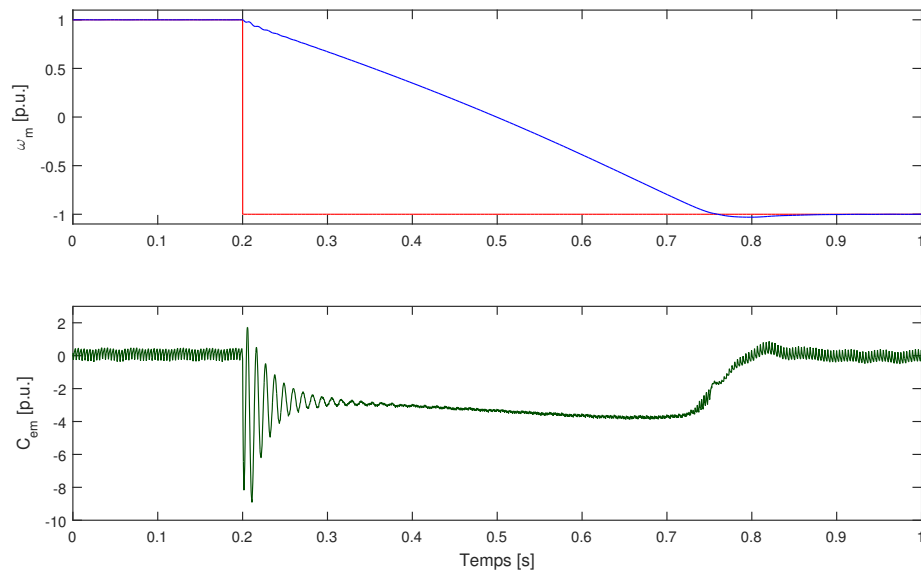


FIGURE 3.7 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour une inversion de vitesse, contrôle V/f

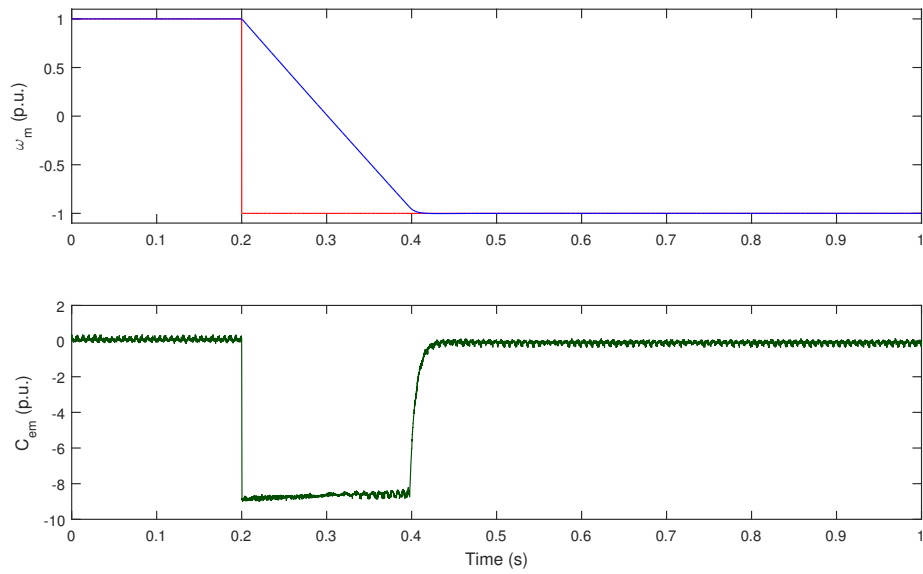


FIGURE 3.8 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour une inversion de vitesse, FOC

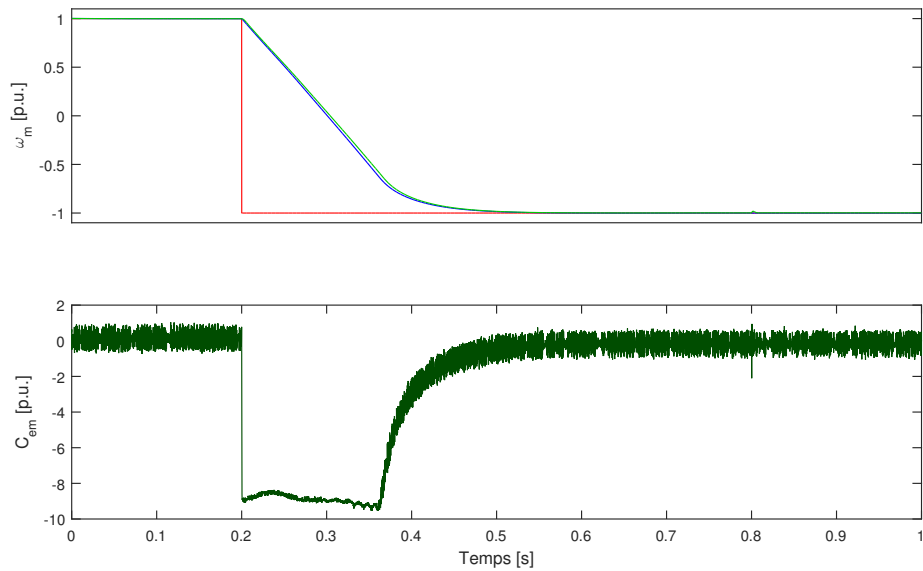


FIGURE 3.9 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour une inversion de vitesse, contrôle *Sensorless*

3.2 Robustesse paramétrique

Les performances du contrôle peuvent être influencées par la précision des paramètres utilisés pour modéliser la machine. En effet, en fonction de la méthode de contrôle utilisée certains paramètres peuvent influencer plus ou moins la qualité du contrôle de la machine. Afin de déterminer la qualité de nos simulations par rapport, d'une part, à une erreur lors de l'estimation des paramètres de la machine et d'autre part, à une variation de ces paramètres en considérant leurs non-idéalités, nous avons fait varier certains paramètres clés et étudié la réponse dynamique de la machine lorsque l'on applique un échelon à vitesse nominale comme consigne de démarrage. La figure 3.10 reprend les résultats de ces tests où la résistance statorique (R_s), la résistance rotorique (R_r) et l'inductance magnétisante (L_m) varient de -80% à $+80\%$ de leur valeur estimée, avec les mêmes critères de comparaison que précédemment : le temps de montée, le dépassement et le temps de réponse.

3.2.1 Variation de la résistance statorique

L'augmentation de la résistance statorique réduit presque linéairement les performances dynamiques de la régulation scalaire (V/f). Cela se comprend, car elle est négligée afin de simplifier au maximum la commande, il est donc normal qu'elle influence de plus en plus négativement la commande, car elle est de moins en moins négligeable. En effet, non seulement la région non linéaire de la figure 2.9 va prendre de plus en plus d'importance, mais la pente de la région linéaire va également s'en retrouver modifiée.

Ensuite, la régulation à orientation du flux (FOC) est très peu influencée par une variation de grandeur de la résistance statorique. C'est normal, car elle influence uniquement la constante de temps électrique ($\tau_e = \frac{\sigma L_{os}}{R_s}$) qui est petite face à la constante de temps mécanique.

Enfin, le contrôle sans capteur a normalement une dynamique proche du régulateur à orientation du flux. Néanmoins, le contrôle sans capteur dépend de l'estimation de la vitesse qui dépend directement des paramètres. L'estimation des flux à l'aide du modèle de référence ainsi qu'avec le modèle adaptatif dépend de la résistance statorique (voir éq. (2.18) (2.20)). Il est donc normal que la réponse du système en soit influencée. Nous pouvons observer que pour une variation négative de cette résistance le système est instable et il n'y a donc pas de valeur pour sa réponse dynamique.

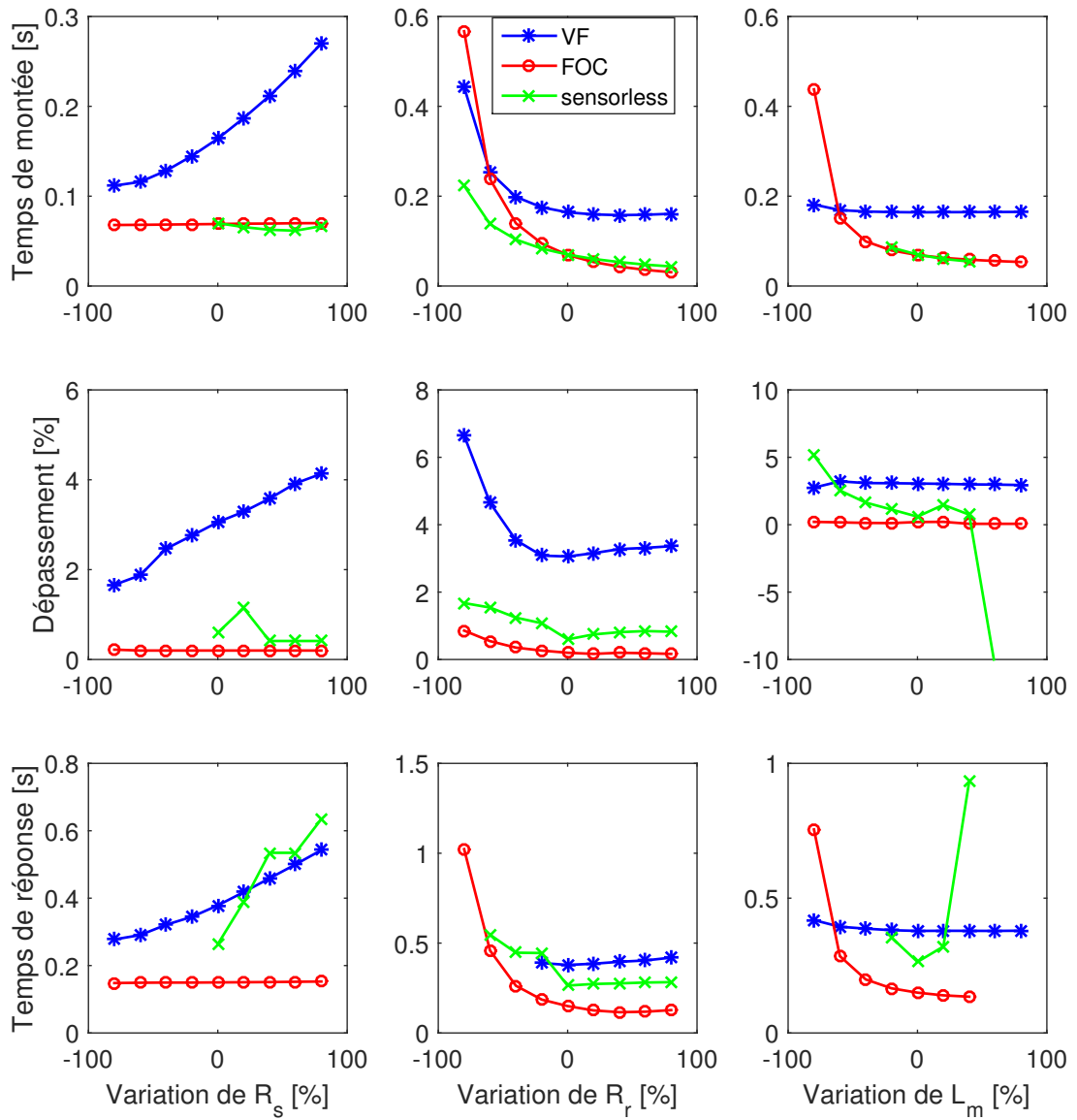


FIGURE 3.10 – Robustesse des différentes régulations en fonction de la variation des paramètres R_s , R_r et L_m

3.2.2 Variation de la résistance rotorique

La variation de la résistance rotorique va influencer le contrôle scalaire en modifiant le rapport entre le couple et le flux rotorique Ψ_{rd} (voir eq. (2.15)). Cela

va influencer légèrement le régulateur PI qui dépend des équations mécaniques, et donc influencer également le temps de montée et la stabilité du système. Ce dernier devient instable lorsque R_r devient 30% plus faible en réalité que par rapport à sa valeur estimée.

Seul le temps de montée est influencé par la variation de la résistance rotorique dans le contrôle à flux orienté. Dans cette régulation le paramètre R_r agit sur la constante de temps du flux rotorique T_r qui va augmenter si R_r diminue. Cette constante de temps est importante pour l'estimation de la position du flux rotorique utilisée dans la transformée de Concordia-Park. Si T_r est plus élevé, l'estimation du flux qui dépend du rapport $\frac{L_m}{T_r}$ sera diminuée, la position est donc sous-estimée et les tensions appliquées à la machine seront donc en retard par rapport aux tensions à appliquer ; c'est pourquoi le temps de montée augmente alors que si T_r est moins élevé, cela influence moins la dynamique, les tensions appliquées auront un peu d'avance, ce qui se répercute sur le couple qui oscille.

Il peut être noté que lorsque la machine n'est pas préalablement fluxée, le temps pour atteindre le flux Ψ_{rd} de référence va directement dépendre de sa constante de temps T_r ce qui se répercute sur le temps de montée et le temps de réponse : ce qui va augmenter le phénomène décrit au paragraphe précédent.

Le contrôle sans capteur possède globalement la même allure en fonction de la variation de ce paramètre que le contrôle vectoriel. Néanmoins, il y a une légère instabilité quand R_r diminue sous 20% de sa valeur nominale à cause d'une mauvaise estimation des flux par le modèle ajustable qui dépend de la valeur des résistances. On voit également apparaître un offset en régime lorsque R_r augmente, il est de l'ordre de 0.35 % lorsque R_r est 80 % plus élevé que sa valeur mesurée.

3.2.3 Variation de l'inductance magnétisante

Premièrement, ce paramètre influence très peu le contrôle scalaire dont la commande ne dépend pas directement de ce paramètre.

Par contre, la figure 3.10 montre une nette influence de la variation de l'inductance magnétisante sur le contrôle vectoriel. En pratique, la variation de ce paramètre est principalement due au phénomène de saturation magnétique. Son influence sur ce contrôle peut s'expliquer, car sa valeur est utilisée pour estimer un des paramètres les plus critiques, à savoir l'estimation de la position du rotor. En effet, cette estimation dépend du rapport $\frac{L_m}{T_r}$ qui peut être faussé par

une mauvaise estimation des paramètres électriques, mais surtout à cause du phénomène de saturation magnétique présent dans la machine.

A l'aide du modèle utilisé pour la machine asynchrone dans *Simulink* et de mesures effectuées sur le banc d'essai (voir annexe A figure 5.4), cette saturation magnétique a pu être modélisée au sein de la machine. La figure 3.11, montre son influence : l'erreur sur l'estimation de la position du flux rotorique implique une erreur sur les transformées de Concordia-Park ainsi qu'une erreur sur les termes de compensation du couplage d-q. Cela implique que les termes de tensions U_d et U_q appliqués à la machine ne sont pas parfaitement alignés avec les axes direct et en quadrature réels de la machine. Une partie de la puissance normalement consacrée à augmenter le couple est perdue, car la composante de courant appliquée au démarrage n'est pas entièrement en quadrature avec le flux rotorique.

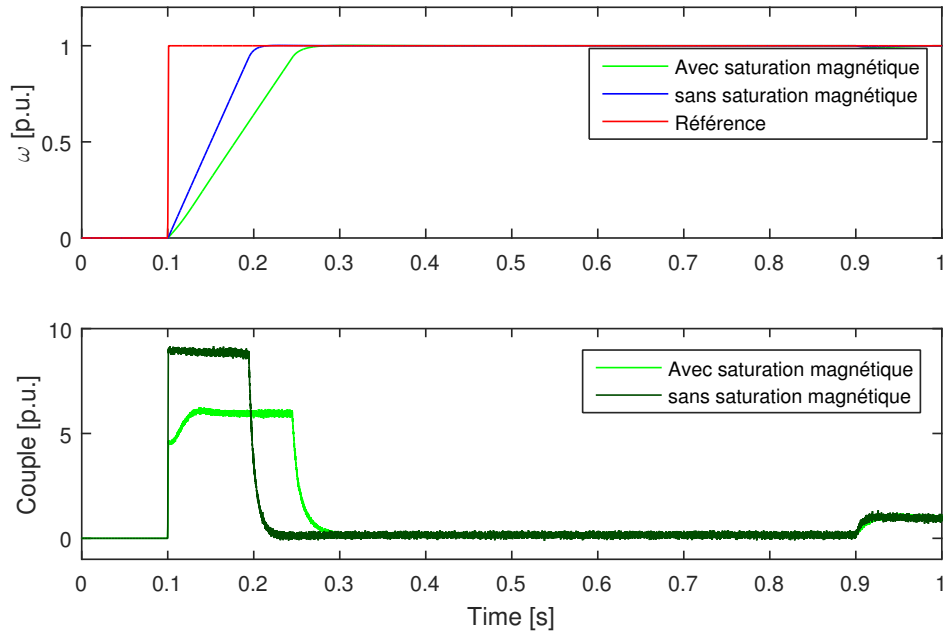


FIGURE 3.11 – Evolution et comparaison de la vitesse et du couple pour un démarrage avec contrôle du flux rotorique, avec et sans modélisation de la saturation magnétique au sein de la machine.

Ensuite, la commande sans capteur est également très sensible aux variations du paramètre d'inductance magnétisante. En effet, non seulement elle va subir les mêmes défaillances que le FOC mais ce paramètre intervient également dans l'estimation des flux, que ce soit dans le modèle de référence ou dans le modèle

adaptatif. L'erreur estimée montrée à l'équation (2.23) est ainsi faussée et donc, également l'estimation de la vitesse qui, ajoutée à l'erreur d'estimation de la position du flux rotorique du contrôle vectoriel rend le système instable dès que la valeur mesurée s'écarte de $\pm 40\%$ de la valeur estimée. En pratique, l'inductance magnétisante ne s'écarte pas autant de sa valeur initiale. La figure 3.12 présente la simulation avec modélisation de la saturation magnétique. Les performances dynamiques sont réduites et l'estimation de la vitesse du rotor est bien moins précise que sans ce phénomène de saturation.

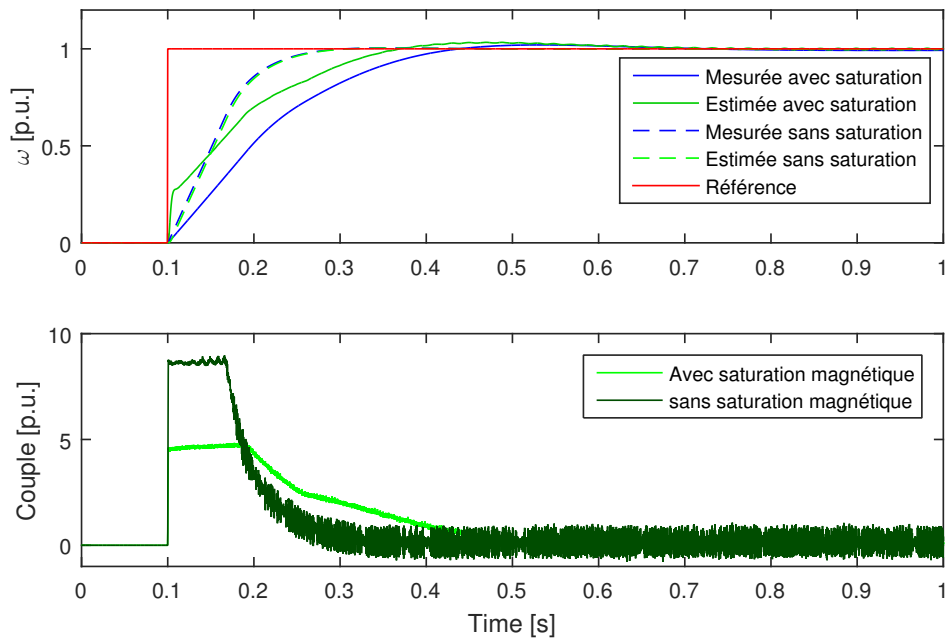


FIGURE 3.12 – Evolution et comparaison de la vitesse et du couple pour un démarrage avec contrôle *Sensorless*, avec et sans modélisation de la saturation magnétique au sein de la machine.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes méthodes de contrôle ont été comparées en évaluant leur performance sur deux critères : la dynamique et la robustesse paramétrique. Dans un premier temps, les résultats des différents essais réalisés ont permis de mettre en exergue la meilleure dynamique du FOC par rapport au contrôle scalaire, notamment sur la réponse du couple électromagnétique dont le contrôle vectoriel maîtrise mieux les transitoires. En effet, en contrôlant les courants direct et en quadrature, le FOC contrôle la phase des tensions, là où le contrôle scalaire n'en contrôle que l'amplitude et la fréquence. Cela explique les oscillations de grande amplitude sur la réponse de couple électromagnétique de la commande V/f. Les résultats ont également permis de voir que le contrôle sans capteur présentait la même dynamique de montée qu'un FOC avec encodeur pour des échelons de vitesse. La comparaison des trois commandes sur ce dernier point est reprise à la figure 3.13.

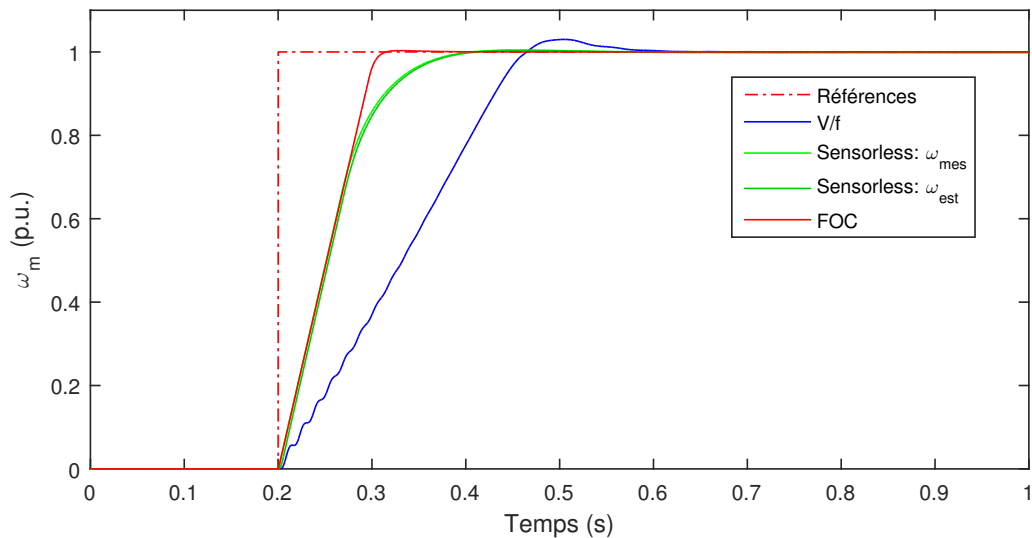


FIGURE 3.13 – Évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour une inversion de vitesse, contrôle *Sensorless*

Dans un deuxième temps, les différences entre les commandes ont pu être mises au jour par rapport à des variations de paramètres de la machine. Il a été montré que l'estimation de la position du rotor est primordiale dans la commande à orientation du flux. En effet, la différence et la qualité principale du contrôle vectoriel par rapport au contrôle scalaire sont, comme son nom l'indique, de fixer presque instantanément la bonne amplitude et la bonne phase

du vecteur de tension à appliquer à la machine. Si la position du flux rotorique est mal estimée, la bonne phase n'est pas appliquée à ce vecteur de tension et le contrôle vectoriel perd en rapidité et en précision.

Le mauvais comportement de la commande sans capteur face aux différentes variations des paramètres a été montré, c'est un des points faibles de ce type de commande, car l'estimation de la vitesse est basée sur un modèle mathématique prenant en compte les paramètres de la machine. Le caractère linéaire de la dynamique du contrôle scalaire a pu être également mis en avant, dû aux variations de la résistance au stator.

Finalement, les différences entre les commandes ont été exposées, que ce soit d'un point de vue de leur implémentation que d'un point de vue leur performance. Il est possible de regrouper ces points de comparaison dans un tableau récapitulatif en y ajoutant les propriétés des contrôleurs et leurs coûts. Cet exercice a été réalisé, c'est ce qui donne le tableau 3.3 de comparaison final.

	V/f	FOC	Sensorless
Propriétés			
Variables commandées	Fréquence	$\psi_{rd}, C_{em}, I_{sd}$ et I_{sq}	Même que FOC
Vitesse	Mesurée	Mesurée	Estimée
Régulation	PI (f)	PI (ψ_{rd}), PI (C_{em}) PI (I_{sd}), PI (I_{sq})	Même que FOC, PI (ω_{est})
Système de coordonnées	abc	$d - q$	$d - q$
Complexité de l'algorithme	faible	grande	très grande
Dynamique			
Démarrage	$t_r = 0.17[s]$ $D = 3[\%]$ $t_e = 0.375[s]$	$t_r = 0.069[s]$ $D = 0.2[\%]$ $t_e = 0.15[s]$	$t_r = 0.07[s]$ $D = 0.6[\%]$ $t_e = 0.26[s]$
Echelon de couple	$D = 1.6[\%]$ $t_e = 0.25[s]$	$D = 0.5[\%]$ $t_e = 0.15[s]$	$D = 2.2[\%]$ $t_e = 0.25[s]$
Robustesse paramétrique (variations maximales)			
$R_s \pm 80[\%]$	$t_r \pm 0.12[s]$ $D \pm 1.5[\%]$ $t_e \pm 0.16[s]$ Stable	$t_r \pm 0[s]$ $D \pm 0[\%]$ $t_e \pm 0[s]$ Stable	$t_r \pm 0.008[s]$ $D + 0.6[\%]$ $t_e \pm 0.34[s]$ Instabilités $R_s \leq R_s - 20\%$
$R_r \pm 80[\%]$	$t_r + 0.26[s]$ $D + 4[\%]$ $t_e + 0.02[s]$ Instabilités $R_r \leq R_r - 20\%$	$t_r + 0.5[s]$ $D + 0.6[\%]$ $t_e + 0.5[s]$ Stable	$t_r + 0.14[s]$ $D + 1[\%]$ $t_e + 0.3[s]$ Instabilités $R_r \leq R_r - 60\%$
$L_m \pm 80[\%]$	$t_r + 0.01[s]$ $D - 0.4[\%]$ $t_e + 0.01[s]$ Stable	$t_r + 0.37[s]$ $D \pm 0[\%]$ $t_e + 0.6[s]$ Stable	$t_r + 0.01[s]$ $D - 12[\%]$ $t_e + 0.7[s]$ Instabilités $L_m \leq L_m \pm 20\%$
Coûts			
Économique	Capteur de vitesse et son entretien	Capteur de vitesse et son entretien	faible
Calculatoire	faible	Grand : changement de coordonnée	Grand : changement de coordonnée

TABLE 3.1 – Comparaison générale des trois commandes présentées.

Chapitre 4

Implémentation sur le banc d'essai et résultats

Dans les chapitres 3, les résultats des simulations ont été présentés pour un processus d'évaluation de la performance de chaque méthode. Ils ont ensuite été comparés entre eux sur plusieurs points clés. Ce chapitre montrera comment les commandes ont été implémentées sur la machine réelle, en développant les blocs utilisés propres au banc d'essai. Ensuite, les résultats seront présentés et mis en lien avec ceux des simulations, afin de confirmer le bon fonctionnement des contrôles.

4.1 Méthodologie d'implémentation

Cette partie expliquera le processus d'implémentation effectué pour les trois méthodes de contrôle. Nous commencerons par expliquer la prise en main du banc avec les différents blocs *dSPACE* dans *Simulink*, utilisés qui font le lien entre nos schémas blocs et la station *dSPACE*. Nous parlerons des différents tests préliminaires réalisés pour comprendre et maîtriser ces blocs et le matériel à disposition. Finalement, les spécificités de l'implémentation seront présentées pour chaque contrôle ainsi que les différences entre les schémas des simulations et ceux implémentés au laboratoire.

4.1.1 Mesure courants et tensions

L'onduleur est pourvu de sorties de mesures qui, reliées à *dSPACE*, permettent la lecture des mesures en courant et en tension des trois phases et du bus. Néanmoins, ces mesures ont dû être corrigées en ajoutant un gain en courant $G_i = -25$ et un gain en tension $G_v = -300$. Ces gains ont été déterminés

sur base de la datasheet des onduleurs et ont été vérifiés en comparant les sorties du système sur *ControlDesk* et leurs valeurs réelles mesurées à l'aide d'un oscilloscope. Nous avons observé également que la mesure de tension est entachée d'une oscillation de 16.5Hz récurrente sur l'amplitude. En découplant la machine asynchrone de la machine synchrone et en l'alimentant à l'aide de tensions générées par des blocs *Simulink*, il a été vérifié que ces oscillations subsistaient. Il a donc été supposé que ces oscillations provenaient de l'onduleur et non d'une imperfection liée au couplage mécanique. Ces oscillations seront récurrentes dans les résultats présentés.

Comme expliqué dans la section 2.2, les gains de mesures sont directement compensés à la sortie de la mesure et peuvent donc être négligés lors de la synthèse des régulateurs et du gain à appliquer pour effectuer les compensations. De plus, l'onduleur entraîne aussi un gain G_u entre la consigne en tension et la tension réellement appliquée à la machine. Afin d'éviter que les compensations des forces électromotrices de glissement et de la force contre-électromotrice ne soient appliquées à la machine avec un gain G_u , on divise ces compensations par ce gain G_u . Néanmoins, dans le cas présent, il n'y a pas de gain significatif et il a donc été fixé à 1.

4.1.2 Générateur de MLI

Le bloc *dSPACE* de *Simulink* prend en entrée un rapport cyclique variable, image de la tension que l'on désire. Ce rapport cyclique oscille entre 0 et 1 et est défini en fonction de la tension au bus DC. Par exemple pour la phase A, nous avons :

$$\theta_a = 1 - \left(\frac{V_a}{V_{bus}} + 0.5 \right) \quad (4.1)$$

Cela signifie que la tension désirée peut prendre comme valeurs maximales $[-V_{bus}/2 \quad V_{bus}/2]$. Dans un premier temps, pour tester ce bloc nous avons envoyé des rapports cycliques constants et vérifié les tensions mesurées. Dans un deuxième temps, nous avons généré des signaux sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence constantes qui ont ensuite été transformés en rapport cyclique variable à l'aide de l'équation 4.1. Finalement, nous avons vérifié que nous mesurions bien les mêmes signaux en sortie de l'onduleur.

4.1.3 Mesure de la vitesse

L'information fournie par le codeur absolu est la position du rotor, celle-ci est fournie sous forme de code Gray. C'est un type de code binaire, dit réfléchi, sa particularité est qu'il ne faut changer qu'un seul bit pour passer au nombre suivant. Ce genre de code est souvent utilisé pour des capteurs de position, car si on utilisait un code binaire standard il pourrait y avoir des erreurs pendant les permutations. Par exemple, lorsque la position passe de *un* (01) à *deux* (10) où les deux bits changent simultanément, le risque serait d'avoir un transitoire passant par *zéro* (00) ou *trois* (11), ce qui ne peut pas se produire avec l'utilisation du code Gray.

Néanmoins, nous repassons ensuite par le code binaire pour transformer aisément les bits en chiffres qui donneront la position. Finalement, pour obtenir la vitesse, il reste à dériver la position en faisant attention au passage de fin de tour, par exemple en degré de 360° à 0° . En effet, la vitesse prendrait une valeur négative infinie. Pour éviter cela, une deuxième position est calculée que nous décalons de 180° et prenons ensuite la position dont la valeur absolue de la dérivée est plus petite. Cela permet d'éviter le pic de vitesse pour chaque passage à zéro. Le schéma bloc du calcul de la vitesse est montré à la figure 4.1.

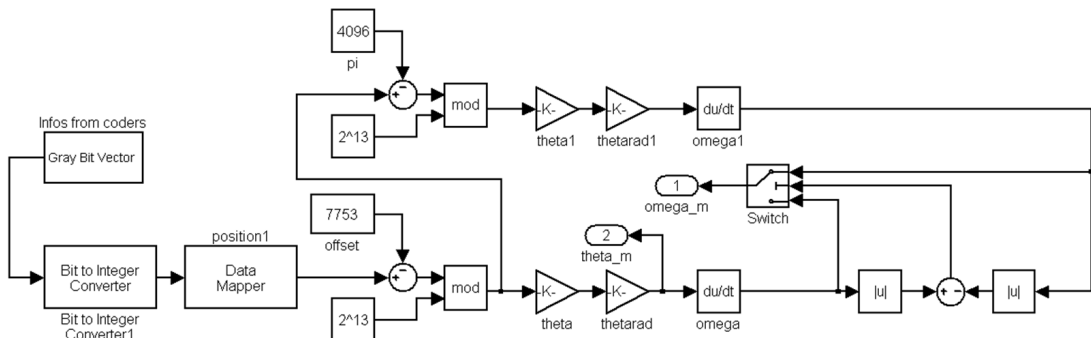


FIGURE 4.1 – Schéma *Simulink* du calcul de la vitesse

Par ailleurs, nous avons observé deux phénomènes sur la mesure de vitesse, premièrement celle-ci était entachée de bruit. Pour les éliminer, un filtre est appliqué à la sortie dont le pôle est à prendre en compte lors de la synthèse des régulateurs C car il peut amener une instabilité dans la commande. Deuxièmement, des oscillations de fréquences différentes ont été observées, une à $\approx 1Hz$ et une autre à $16.5Hz$. Les oscillations à $16.5Hz$ sont la répercussion de l'oscillation sur les tensions vues précédemment, cela a été vérifié en alimentant

la machine à l'aide d'un rhéotor, la vitesse est la courbe *a* de la figure 4.2 sous ces conditions. Les oscillations à $16.5Hz$ n'y sont pas présentes contrairement à la vitesse obtenue lorsqu'elle est alimentée par l'onduleur, courbe *c* de la figure. Les oscillations aux alentours de $1Hz$ sont récurrentes aux deux figures, elles peuvent s'expliquer par un couplage imparfait entre les deux machines impliquant un balourd.

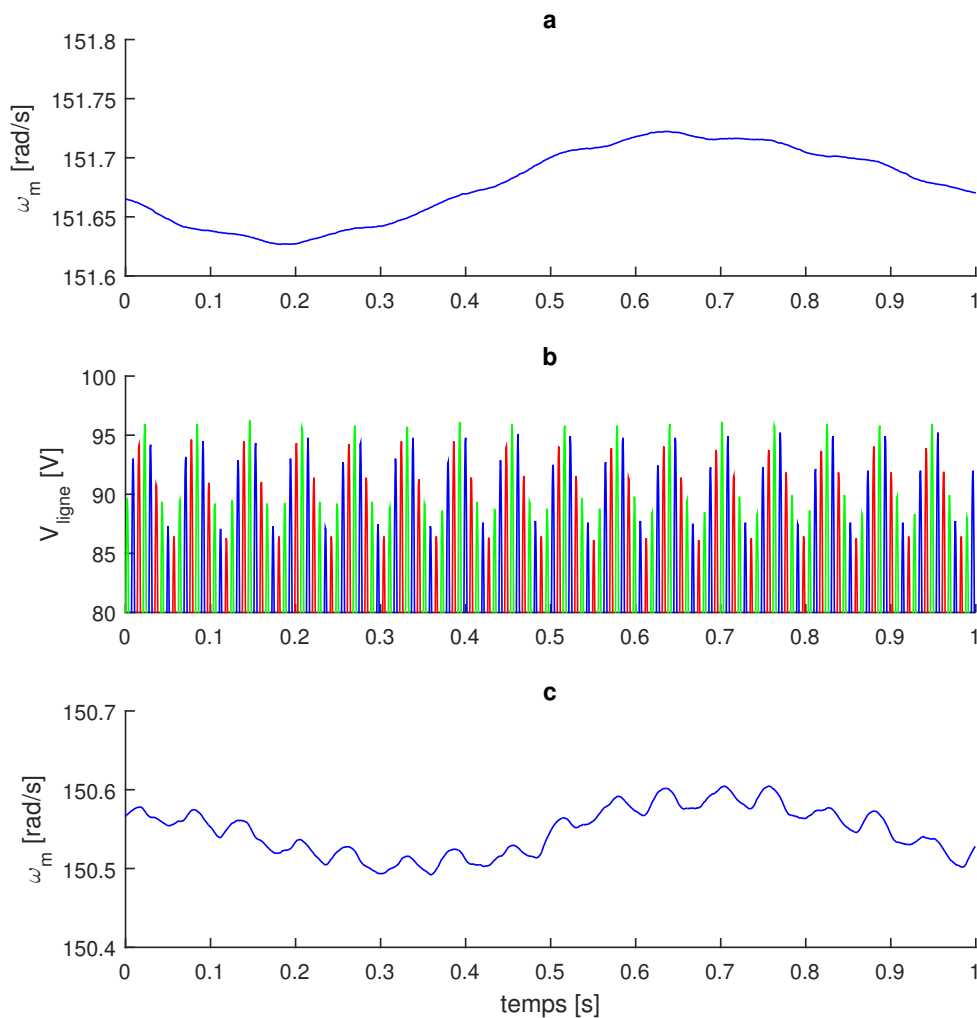


FIGURE 4.2 – (a) Vitesse mesurée sous tensions venant du rhéotor. (b) Tensions de ligne venant de l'onduleur. (c) Vitesse mesurée sous tensions venant de l'onduleur

4.1.4 Spécificités des implémentations

Les simulations se basent sur un modèle idéal de la machine, les paramètres sont fixés et ne varient pas en cours de simulation contrairement aux conditions réelles où les paramètres vont évoluer, les résistances peuvent augmenter en chauffant et les inductances peuvent saturer. L'influence de ces paramètres a été montrée dans le chapitre 3.2, dans lequel il est montré qu'une erreur d'estimation lors de la paramétrisation de la machine, une variation suivant la plage de fonctionnement ou encore une évolution avec le temps d'un de ces paramètres peuvent influencer la commande.

Le modèle mécanique est également simplifié en simulation, dans laquelle sont considérés uniquement une inertie, un couple résistant constant et un coefficient de frottement visqueux. En réalité, les deux machines ne sont pas parfaitement alignées ce qui occasionne de légers à-coups qui se traduisent par une oscillation sur le couple résistant. De plus, le frottement sec statique n'est pas modélisé et il peut également y avoir une dépendance non linéaire entre le frottement et la vitesse.

FOC

Afin d'implémenter le contrôle vectoriel en laboratoire nous avons dû appliquer une procédure d'implémentation, car le système de régulation vectoriel est complexe, il est souvent très difficile d'identifier la source d'une imperfection ou d'un problème, car ce problème se répercute généralement sur l'ensemble du système. Etant donné qu'il y a deux boucles de régulations principales à savoir celle sur l'axe direct pour réguler le flux et celle sur l'axe en quadrature pour réguler la vitesse, nous avons d'abord travaillé séparément sur les deux boucles. Premièrement, une consigne $u_{d,ref}$ a été imposée sur base des valeurs en simulation et nous avons travaillé sur la boucle de régulation de l'axe en quadrature. Ensuite, nous avons effectué des tests sur le régulateur de courant i_{sq} en mettant le régulateur de vitesse en boucle ouverte et inversement. Une fois que nous étions convaincus du bon fonctionnement de ces deux régulateurs, nous les avons imbriqués l'un avec l'autre et testé si la régulation de la vitesse et des courants se comportaient toujours convenablement. Une procédure identique a été réalisée pour le régulateur du flux rotorique et du courant i_{sd} .

Cette méthode a permis d'identifier directement les problèmes à la source tels qu'une erreur dans le calcul d'un gain proportionnel ou intégral ou même plus grossièrement une coquille lors de l'implémentation dans *Simulink*.

Ensuite, comme exposé dans la section 2.2, un délai pur doit être pris en compte dans la commande. Sur le banc de démonstration, le temps de calcul est $500 [\mu s]$, on aura donc $T_D = 5,5 \cdot 10^{-4} [s]$. Ce délai est pris en compte lors du calcul des coefficients des régulateurs PI. La position du flux rotorique est également corrigée en incrémentant le calcul de la position estimée d'un facteur $\omega_{em} \cdot T_D = 0,16 [rad]$ c'est-à-dire 2,6% d'un tour, ce qui est assez significatif pour être pris en compte.

Contrôle V/f

Dans un premier temps, nous avons utilisé le bloc *clock* de *Simulink* afin d'obtenir le temps de simulation dans le but de générer les tensions sinusoïdales servant à la commande. Cette façon de faire introduisait des sauts de fréquence brusques qui donnaient lieu à des tensions non continues. Cela se répercutait sur la commande de vitesse qui engendrait des pics de courant importants. Pour donner suite à cela, nous avons changé notre implémentation en utilisant un bloc mémoire afin d'obtenir une variation du terme ωt continue.

Contrôle *Sensorless*

Pour l'implémentation du contrôle sans capteur, nous avons repris le schéma général du contrôle vectoriel et ajouté les blocs destinés à l'estimation de la vitesse. Cette méthode de contrôle est particulièrement sensible aux conditions variables du laboratoire. En effet, l'échauffement des résistances et la saturation des inductances ont des répercussions immédiates sur le contrôle, étant donné que la vitesse est estimée en fonction de ces paramètres.

Une particularité de l'implémentation est qu'elle ne permet pas à la machine, pour l'instant, d'effectuer une inversion de vitesse. Etant la dernière des commandes implémentée, tous les tests n'ont pas pu être réalisés afin de pallier à ce problème. Cependant, celui-ci peut s'expliquer par l'utilisation des intégrateurs dans le modèle MRAS, ceux-ci intègrent le bruit sur les mesures de tension et de courant lorsque la machine est à l'arrêt. Par conséquent, un système de mise à zéro de ces intégrateurs a dû être implémenté afin d'empêcher ce phénomène lorsque le système est au repos. L'implémentation actuelle de ce système empêcherait le passage à zéro de la vitesse et donc de l'inversion.

4.2 Résultats

Dans le but de vérifier les commandes implémentées, cette partie présentera les résultats obtenus sur le banc. Ces résultats seront directement comparés à ceux obtenus en simulations pour un démarrage de la machine. Seul cet essai sera effectué par souci de concision, cependant il permet déjà une comparaison sur plusieurs aspects au niveau de la dynamique et des variables électriques.

4.2.1 FOC

La figure 4.4 présente les résultats obtenus au laboratoire pour un démarrage instantané de la machine à sa vitesse nominale, ces résultats doivent être comparés à ceux obtenus pour la simulation à la figure 4.5. Cette comparaison peut débuter sur base des caractéristiques dynamiques définies dans la section 3. Celles-ci sont reprises dans le tableau 4.1, nous constatons que le temps de montée est 2,7 fois plus important et le dépassement est 1,8[%] plus élevé sur le banc d'essai.

Foc	Simulation		Laboratoire
	Sans saturation	Avec saturation	
Temps de montée [s]	0.069	0.105	0.1885
Dépassement [%]	0.2	0.2	2
Temps d'établissement [s]	0.15	0.37	0.75

TABLE 4.1 – Comparaison entre le contrôle vectoriel en simulation et au laboratoire

Premièrement, il est montré que la machine ne commence pas instantanément à tourner comme en simulation. Ce délai au démarrage n'est pas présent dans la simulation car il est dû à un frottement sec statique non modélisé dans cette dernière. La machine prend 0.035 [s] pour vaincre ce frottement et commencer à tourner, ce qui correspond à 12% du temps de montée.

Ensuite, comme expliqué à la section 3.2, le phénomène de saturation magnétique au sein de la machine à une forte influence sur la qualité du contrôle vectoriel, car l'estimation de la position rotorique va être impactée d'une erreur. Nous pouvons voir que cette erreur se confirme sur le banc de démonstration. Le

profil du couple est également impacté même si celui-ci n'est qu'une image, car le courant i_{sq} calculé pour déterminer le couple va être faussé par la mauvaise estimation de la position du flux au rotor.

Par ailleurs, les termes de compensation des forces électromotrices de glissement et de la force contre-électromotrice dépendent également de l'estimation de la vitesse du flux rotorique en plus de dépendre des gains G_i , G_u et G_v définis précédemment. Il peut donc y avoir une erreur sur ces termes qui va faire que l'axe direct et l'axe en quadrature ne sont pas parfaitement découplés. Cela pourrait donc contribuer à l'influence mutuelle entre la régulation sur la vitesse et la régulation sur le flux rotorique.

D'ailleurs, la figure 4.3 montre que le flux rotorique, qui devrait rester constant, évolue de $\pm 10\%$ durant le démarrage. Cela montre bien un couplage entre l'axe d et l'axe q dont la raison principale est la mauvaise estimation de la position du flux rotorique.

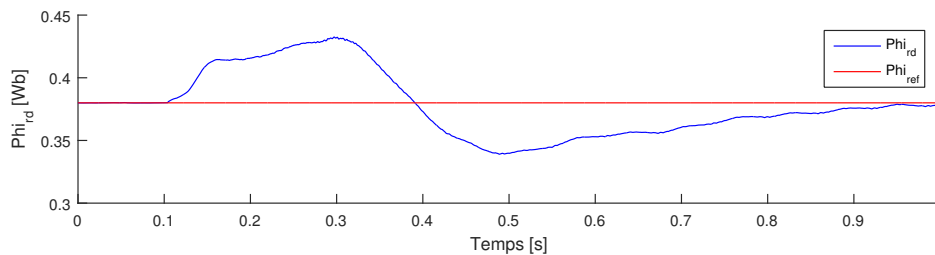


FIGURE 4.3 – Evolution du flux rotorique lors du démarrage sur le banc de démonstration

Enfin, la qualité des gains proportionnels et intégraux peut être incriminée, en effet comme expliqué dans l'annexe C, un temps de calcul moins élevé va limiter la bande passante du régulateur de courant. Cette annexe montre également que l'introduction d'un filtre de vitesse va limiter la stabilité du régulateur de vitesse et en influencer la valeur des gains en plus de diminuer la bande passante du régulateur de courant. Tout cela fait que ces gains ont dû être adaptés par rapport aux simulations, et ce au prix d'une dynamique moins rapide.

Finalement, il est constaté que malgré une estimation moyenne de la position du flux rotorique, la commande vectorielle prémunit la machine de fortes oscillations du couple lors du démarrage et a un temps de montée comparable à celui du contrôle scalaire tout en limitant les courants à 5 fois le courant nominal.

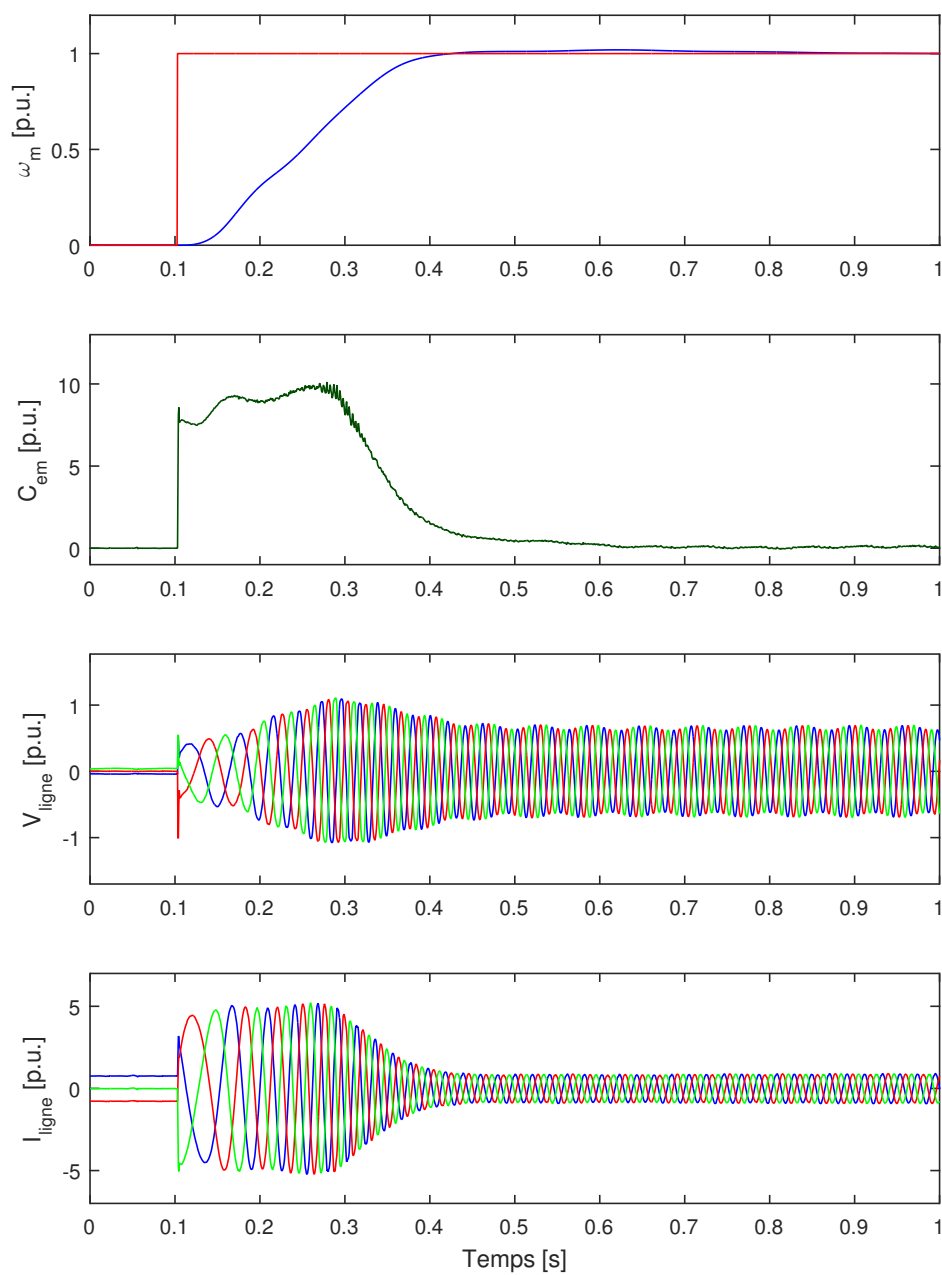


FIGURE 4.4 – Démarrage sur le banc de démonstration : FOC

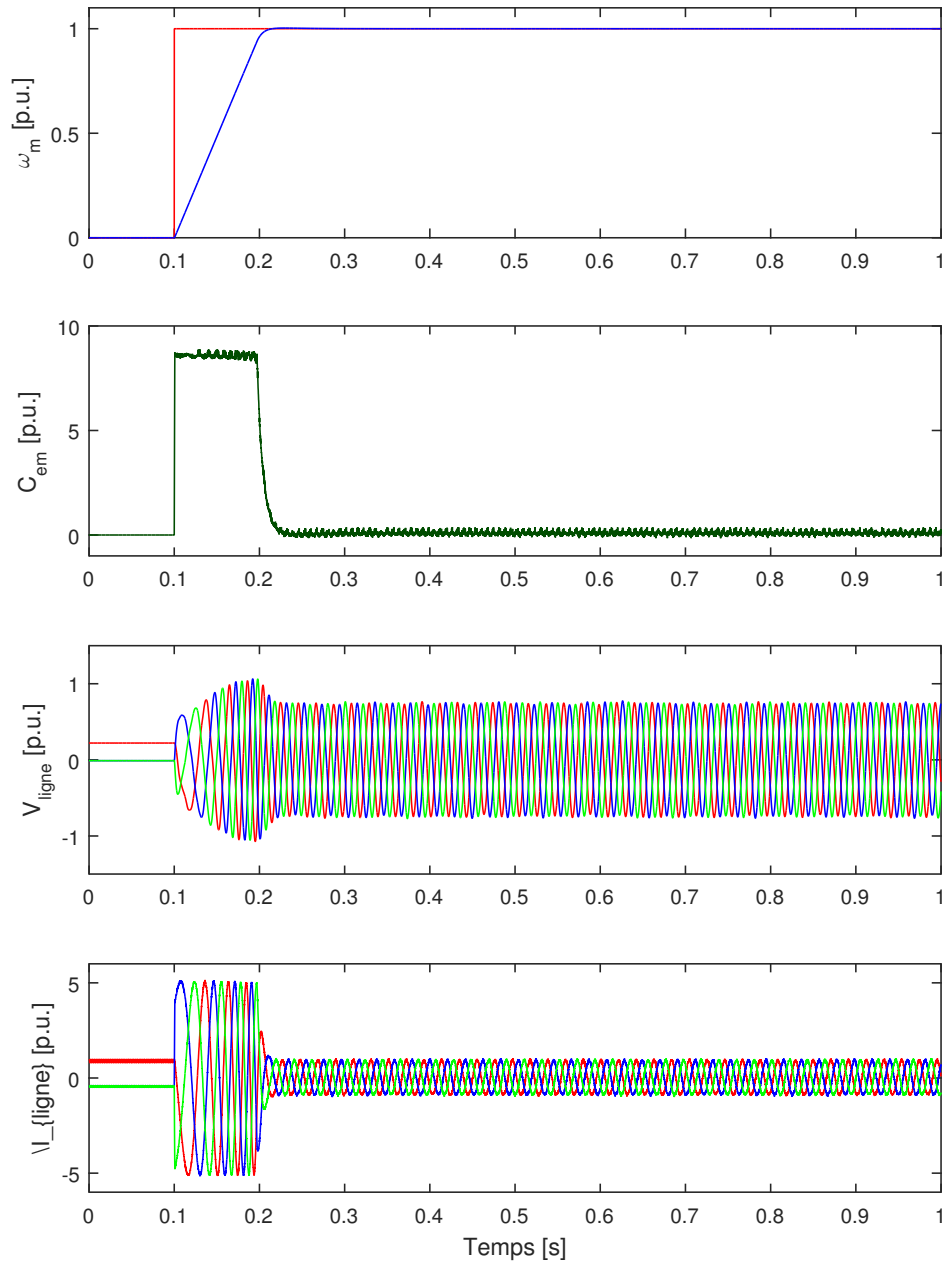


FIGURE 4.5 – Démarrage en simulation : FOC

4.2.2 V/f

Le même démarrage instantané est réalisé sur la banc d'essai pour le contrôle scalaire et les résultats sont présentés à la figure 4.6. Ceux-ci peuvent être comparés aux résultats des simulations montrés à la figure 4.7. En faisant le même exercice que pour le FOC, cette comparaison peut débiter sur la dynamique de la réponse en vitesse pour les deux résultats, la comparaison est reprise dans le tableau 4.2. Il est montré que le temps de montée en simulation est 10% plus rapide qu'au laboratoire et que le dépassement est 3.3% plus grand sur le banc de démonstration.

V/f	Simulation	Laboratoire
Temps de montée	0.172 [s]	0.190[s]
Dépassement	3.2%	6.48%
Temps d'établissement	0.41[s]	0.52[s]

TABLE 4.2 – Comparaison entre le contrôle scalaire à V/f constant en simulation et au laboratoire

Tout d'abord, le même phénomène de frottement sec statique peut être observé que pour le FOC, la machine doit arriver à vaincre cette force avant de commencer à tourner. Cet effet non modélisé explique une partie de la différence entre les temps de montée de la simulation et celle du banc de démonstration.

En comparant les tensions et courants, nous pouvons remarquer que le démarrage en laboratoire n'est pas aussi direct qu'en simulation. Cette différence vient du fait que les gains du régulateur PI ne sont pas exactement les mêmes entre la simulation et sur le banc. En utilisant les valeurs de k_p et k_i des simulations en laboratoire cela provoquait une instabilité sur la réponse de vitesse, cela peut s'expliquer par la présence du filtre de l'onduleur qui introduit un nouveau pôle à la fonction de transfert, celui-ci serait instable pour les valeurs de la simulation. Les gains ont dû être réadaptés au détriment de la dynamique : un temps de montée plus élevé et un établissement plus long.

Ensuite, il est observé que l'allure du transitoire du couple électromagnétique sur le banc de démonstration correspond à celle des simulations. La différence vient du fait qu'au laboratoire il n'y a pas d'appareil de mesure du couple, celui-ci a dû être calculé sur base des courants i_{sq} et i_{sd} . Ces courants sont eux-mêmes

calculés sur base de la position du rotor et, cela a été vu précédemment, celle-ci dépend des paramètres de la machine et principalement du quotient $\frac{L_m}{T_r}$, sujet aux saturations magnétiques. La valeur du couple est par conséquent seulement une image du couple réel qui en simulation est directement donnée par le bloc de la machine.

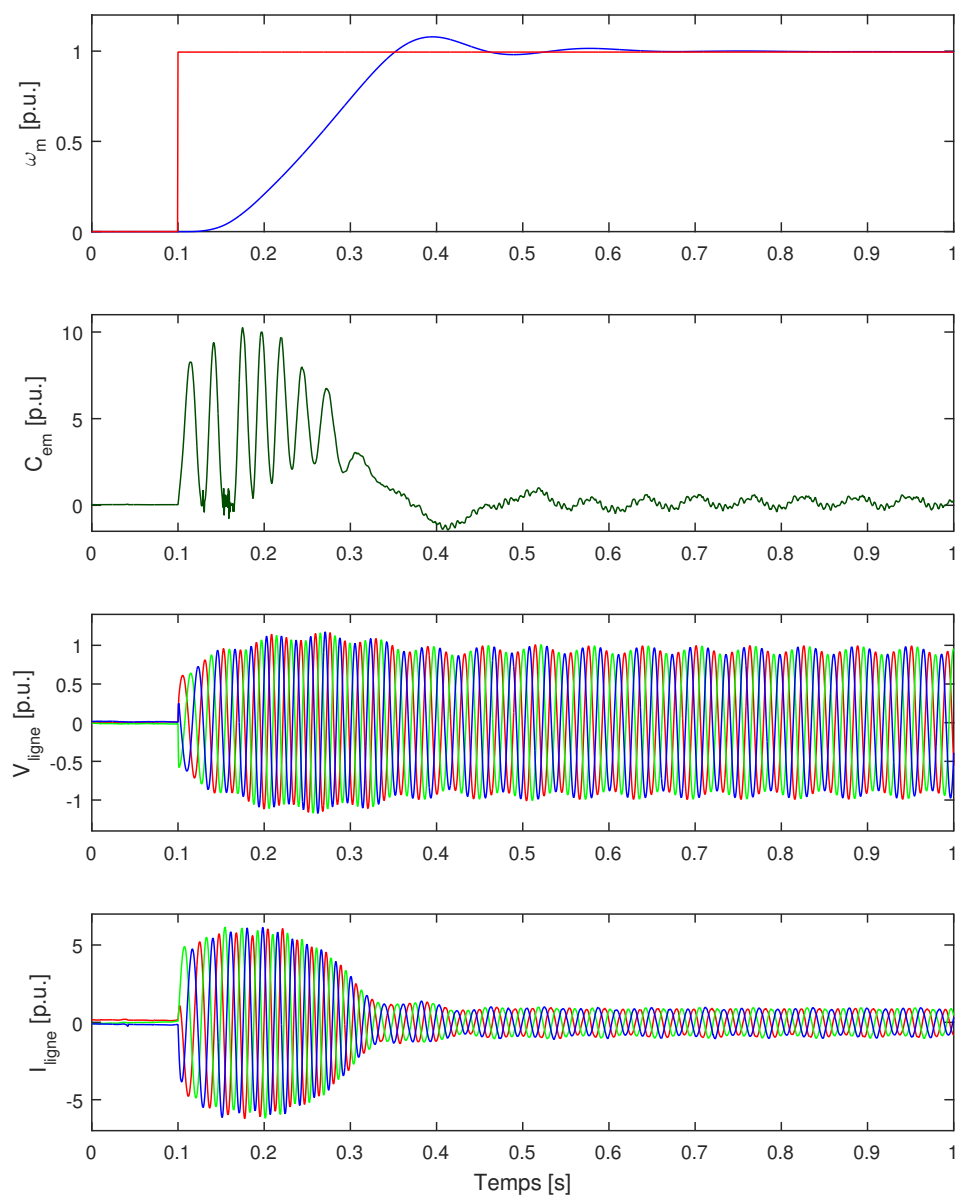


FIGURE 4.6 – Démarrage sur le banc de démonstration : V/f

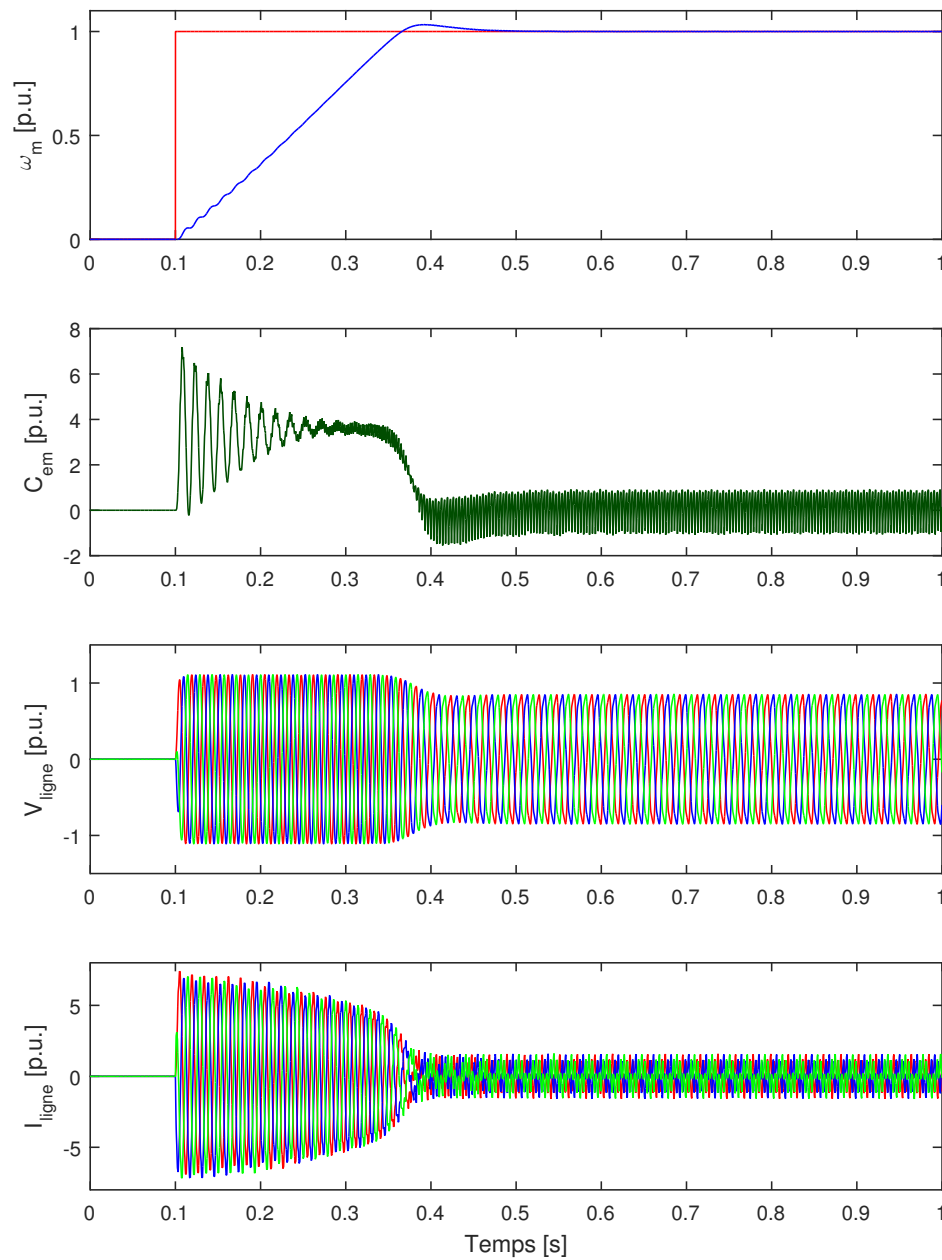


FIGURE 4.7 – Démarrage en simulation : V/f

4.2.3 *Sensorless*

Les résultats pour le même essai sur le banc sont présentés à la figure 4.8, pour le contrôle sans capteur. Ceux-ci peuvent également être comparés aux simulations dont les résultats sont montrés à la figure 4.9. La comparaison des dynamiques est montrée dans le tableau 4.3, les valeurs pour la simulation sont celles de la vitesse mesurée ; celles de la vitesse estimée étant sensiblement les mêmes. Nous pouvons remarquer d'emblée les différences sur la dynamique et particulièrement sur le dépassement.

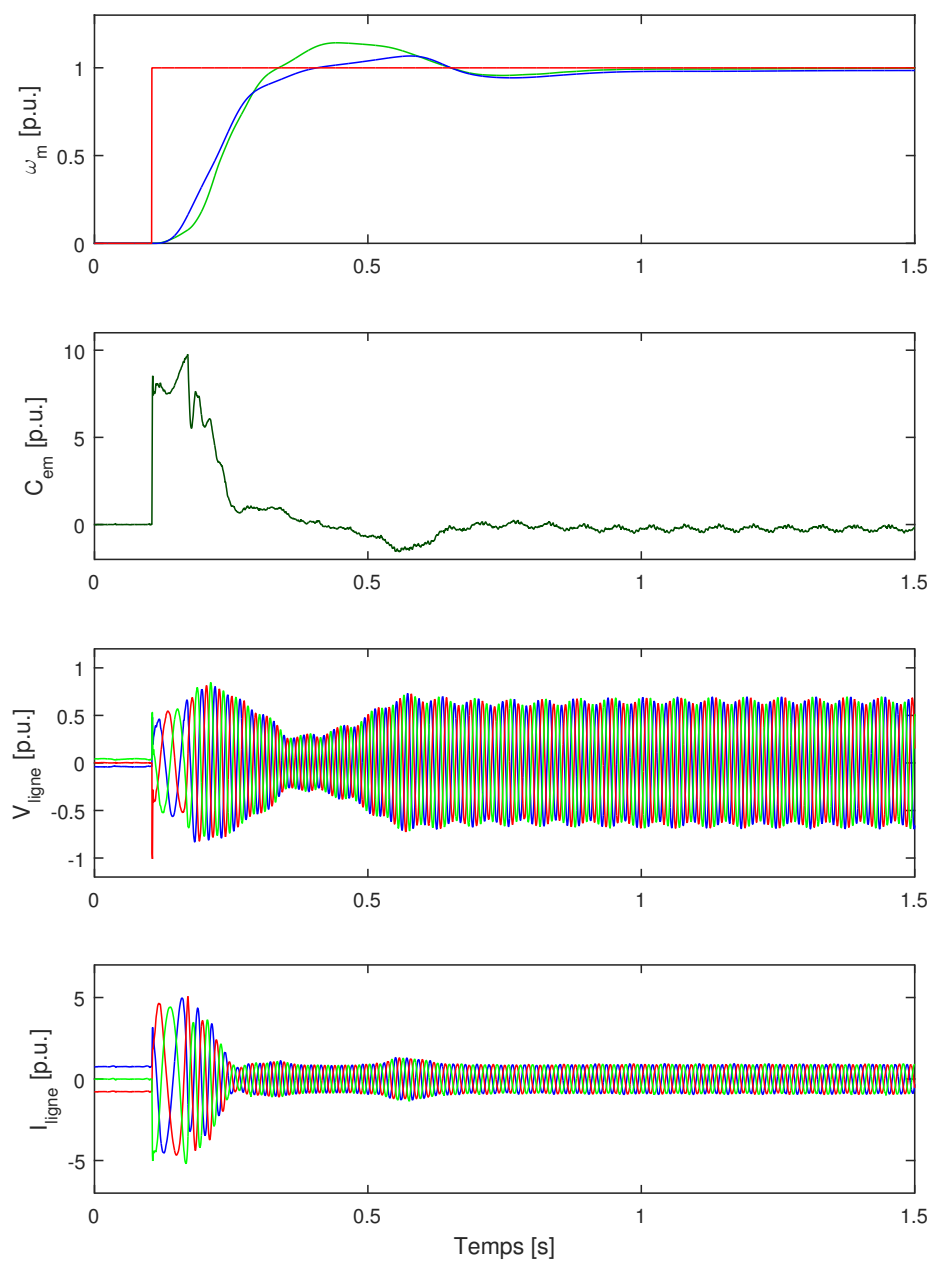
<i>Sensorless</i>	Simulation $\omega_{mesurée}$		Laboratoire	
	Sans saturation	Avec saturation	$\omega_{mesurée}$	$\omega_{estimée}$
Temps de montée [s]	0.07	0.133	0.15	0.1575
Dépassement [%]	0.6	2	6.5	14
Temps d'établissement [s]	0.26	0.58	régime à 0.9838 p.u	1.1

TABLE 4.3 – Comparaison entre le contrôle sans capteur en simulation et au laboratoire

Ces différences de dynamique ainsi que la différence de l'allure de la réponse de vitesse sont dues au calcul de l'estimation de la vitesse. En effet comme vu précédemment, celle-ci repose sur les paramètres de la machine, eux-mêmes estimés à l'aide de plusieurs essais. Cette estimation n'est pas parfaite et ces paramètres souffrent des conditions expérimentales et des non-idéalités thermiques ou de saturation. Tout cela engendre une mauvaise estimation de la vitesse ce qui entraîne une mauvaise dynamique du système. Cela peut se confirmer en introduisant une de ces non-idéalités, la saturation magnétique, dans le modèle de simulation. Le tableau 4.3 montre que l'on se rapproche de la dynamique en laboratoire.

Nous pouvons observer un creux dans les tensions de ligne à la figure 4.8 que nous ne retrouvons pas en simulation. Celui-ci est dû au dépassement de la vitesse estimée qui donne une information erronée au système voulant ralentir alors que la vitesse mesurée n'a pas encore atteint la référence. Finalement, le couple électromagnétique a la même allure en simulation et sur le banc de démonstration en gardant à l'esprit que, comme dit auparavant, au laboratoire le

couple est calculé sur base des valeurs estimées du flux et du courant i_{sq} . Néanmoins, nous pouvons observer qu'il ne va pas directement à sa valeur maximale, ce qui correspond à l'effet de la saturation magnétique comme présenté à la figure de la section 3.2.3.

FIGURE 4.8 – Démarrage sur le banc de démonstration : *Sensorless*

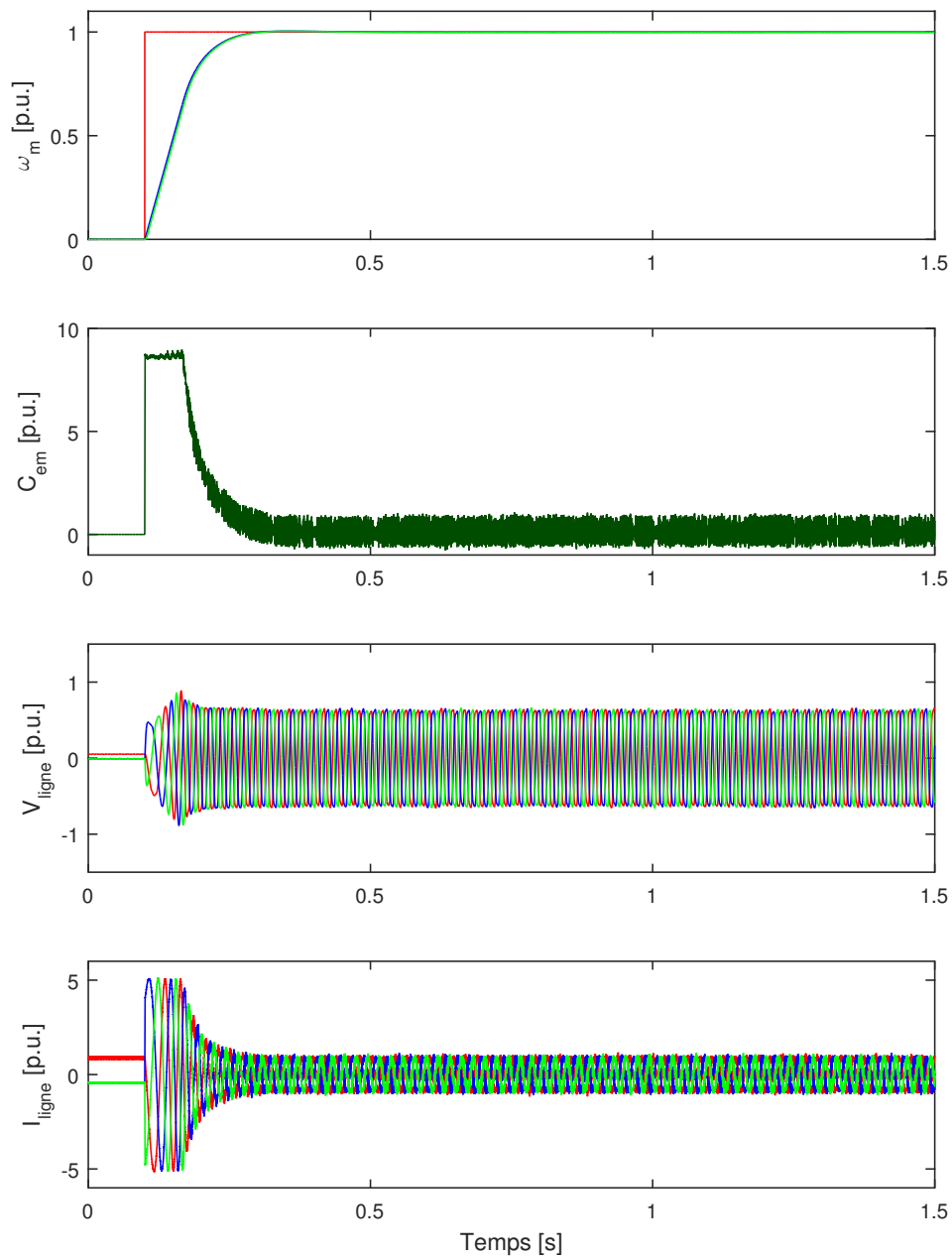


FIGURE 4.9 – Démarrage en simulation : *Sensorless*

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, les difficultés de mise en œuvre entre les modèles en simulation et ceux sur le banc d'essai ont été mises en évidence. Les différents essais préliminaires utiles à la bonne maîtrise du banc ont été exposés. Il a également été mis en avant l'importance de prendre en compte un maximum de non-idéalités lors de l'établissement du modèle en simulation afin d'anticiper les conditions expérimentales.

Il a été remarqué que le FOC perdait en rapidité, par rapport aux simulations, à cause de la saturation magnétique qui se répercutait notamment sur l'estimation de la position du flux du rotor. Il permet néanmoins d'éviter des courants trop élevés au démarrage. Les essais en laboratoire du contrôle scalaire correspondent bien aux simulations tenant compte du fait que les gains des régulateurs ont dû être adaptés. Par ailleurs, le contrôle sans capteur de vitesse a lui aussi une dynamique moins bonne sur le banc d'essai avec un dépassement plus important et un offset entre la vitesse estimée et celle mesurée en régime. Effectivement, cette commande souffre des conditions expérimentales.

En outre, il a été constaté que plus la technique de contrôle est complexe, plus elle est difficile à mettre en œuvre et plus une bonne estimation des paramètres devient importante. En effet, les performances du contrôle vectoriel avec et sans capteur de vitesse sont diminuées à cause de la saturation magnétique. Pour que ces méthodes de contrôle soient plus performantes, il faudrait faire varier les paramètres en temps réel en fonction des conditions expérimentales comme l'échauffement de la machine ou le taux de saturation. Des méthodes d'identification des paramètres en temps réel existent et se font notamment à l'aide de filtres de Kalman. Ces méthodes d'identification complexifient encore le contrôle de la machine et sont surtout utiles pour avoir des performances très élevées, ou dans le cas du contrôle sans capteur qui dépend directement des paramètres. Une méthode moins coûteuse serait de faire varier uniquement certains paramètres en fonction de la plage de fonctionnement de la machine. On peut, par exemple, faire évoluer l'inductance magnétisante à l'aide d'une table de correspondance en fonction des courants mesurés au stator.

Aspect didactique

Le chapitre 4 a permis de présenter les méthodologies de contrôle implémentées sur le banc de démonstration et de les comparer avec les simulations. Nous avons notamment vu la bonne correspondance du contrôle scalaire entre le laboratoire et la simulation. Les essais en laboratoire du FOC ont également permis de confirmer l'importance de la bonne estimation des paramètres et l'influence de la saturation magnétique sur ce type de contrôle.

Ce chapitre abordera la finalité de ce banc d'essai, à savoir l'aspect didactique. Outre la vocation démonstrative du banc d'essai, l'aspect didactique peut se développer selon trois points : l'ergonomie de l'interface d'utilisation, l'acquisition de données et le panel d'essais possibles sur le banc. Pour ce faire, le logiciel *ControlDesk* dispose d'un éditeur qui permet de créer son interface de gestion et de visualisation des différentes grandeurs en temps réel. Ce logiciel permet également d'enregistrer les mesures dans un fichier qui pourra ensuite être facilement traité et analysé sur *MATLAB*. Finalement, une partie des essais proposés pourront être effectués à l'aide de l'interface de *ControlDesk* qui permet d'interagir avec différents paramètres de contrôle. Une autre partie des essais devra être réalisée en agissant sur des paramètres extérieurs à ceux contrôlables sur *ControlDesk*.

5.1 Ergonomie

ControlDesk est la partie *software* du banc d'essai qui permet l'affichage des mesures et des paramètres en temps réel, ce logiciel propose un grand nombre d'outils différents afin d'afficher et de modifier les variables de contrôle. La qualité ergonomique d'une interface passe, entre autre, par son utilisation la plus intuitive possible. Dans le meilleur des cas, l'interface doit se suffire à elle-même

pour l'utilisation du banc d'essai.

Chacune des trois commandes possède sa propre interface avec ses fonctionnalités spécifiques, mais toutes suivent un même canevas. Ce dernier comprend l'affichage graphique des mesures de courants, de tensions ainsi que la réponse en vitesse. Ensuite, les données pertinentes propres à chaque méthode sont également affichées graphiquement, par exemple le flux et les courants statoriques pour la commande vectorielle. Chacune de ces variables est accompagnée de différents moyens permettant de changer les paramètres qui lui sont liés. Ces moyens sont principalement des curseurs pour adapter la valeur des paramètres ou des boutons *On - Off* pour ajouter ou retirer certaines composantes du schéma. Nous pouvons voir à la figure 5.1 un exemple de l'interface du FOC où on y retrouve les éléments susmentionnés.

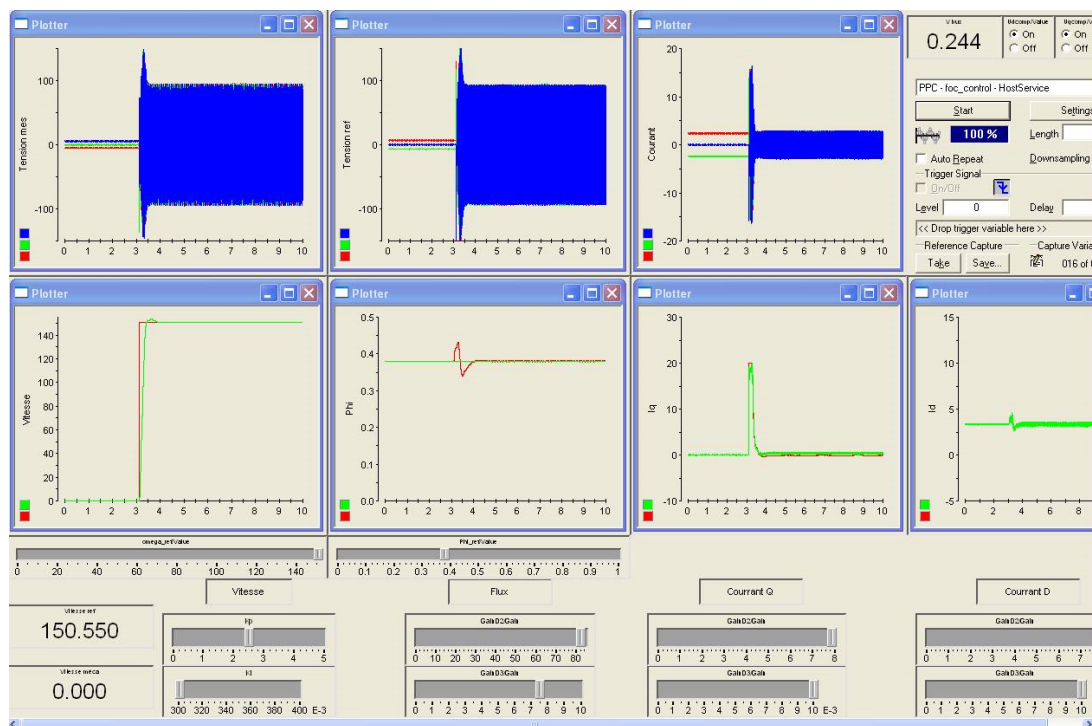


FIGURE 5.1 – Interface graphique du banc d'essai pour le contrôle à flux orienté

5.2 Acquisition des données

L'acquisition des données est essentielle pour l'analyse et la présentation des résultats d'une étude. *ControlDesk* propose un support d'acquisition simple et efficace, les données sont stockées dans un grand tableur dont les colonnes sont les informations désirées et les lignes leurs valeurs à chaque pas de temps. L'extension du fichier généré est *.mat* : ce qui le rend directement lisible et traitable par *MATLAB*. Le bloc d'acquisition de *ControlDesk* propose plusieurs fonctionnalités afin de gérer le flux d'informations. La première est un bouton stop qui arrête l'affichage et l'acquisition des données en continu et fait un arrêt sur image des différents graphes proposés. Une deuxième fonctionnalité est le choix du nombre de secondes de simulation enregistrées. Celui-ci, avec la taille du pas de temps, fixe directement le nombre de données stockées pour chaque variable. Par défaut, les variables enregistrées sont celles qui sont affichées sur les différents graphiques, mais il est possible d'ajouter les variables souhaitées ou de retirer celles non désirées.

5.3 Essais proposés

Dans cette partie, nous présenterons une liste d'essais non exhaustive qu'il est possible de réaliser avec l'interface montrée précédemment et d'autres éléments extérieurs. Les essais proposés ont tous été effectués et ne représentent qu'une partie du potentiel du banc d'essai.

Variation de la vitesse de référence

C'est l'essai de base pour un variateur de vitesse, un curseur est utilisé pour changer la valeur de référence de la vitesse. Cela permet d'effectuer des échelons de vitesse ou d'étudier la machine dans certaines plages spécifiques.

Présence ou non des compensations

Dans l'interface du FOC, il est possible à l'aide de boutons *On - Off*, d'enlever ou remettre les compensations pour les tensions dans le repère $d-q$. Cela permet, entre autre, d'étudier le découplage des deux axes.

Variation des paramètres de régulation PI

Les systèmes commandés sont partout présents dans la vie de tous les jours, l'étude de ces systèmes est le sujet de cours comme "Automatique linéaire" [LINMA1510]. Le banc d'essai pourrait s'inscrire dans un laboratoire dédié à

ce genre de cours, dans le but d'étudier l'influence des paramètres proportionnels et intégraux sur les régulateurs présents dans les méthodes de contrôle. Des curseurs permettant de modifier ces gains sont présents dans l'interface d'utilisation, ce qui permet d'en étudier leur influence sur le système.

Échelon de couple : charge triphasée

La machine asynchrone est couplée à la machine synchrone, elle-même branchée sur trois résistances montées en étoile. Ce branchement est fait par l'intermédiaire d'un interrupteur manuel que l'on peut voir en photo à la figure 5.2. Ce dispositif permet d'appliquer un échelon de couple résistant afin d'étudier la réponse du système à ce type de perturbation.

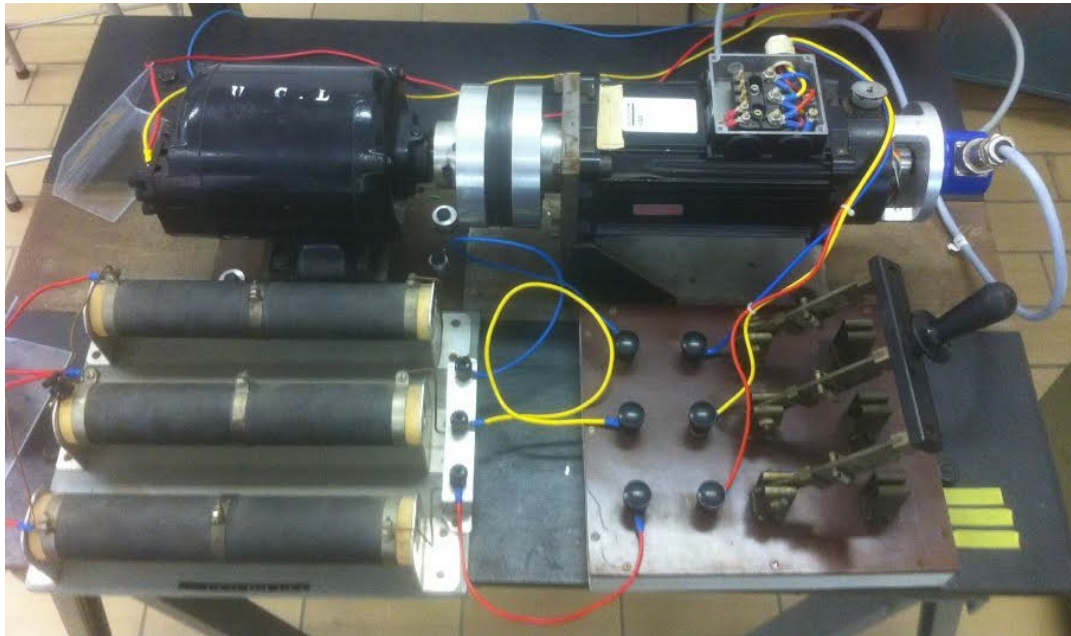


FIGURE 5.2 – Machines tournantes avec la charge permettant d'appliquer un échelon de couple résistant.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect didactique que peut proposer le banc d'essai à l'heure actuelle. Celui-ci est encore en construction mais il possède néanmoins une interface graphique d'utilisation simple et intuitive, différents essais permettant de tester la méthodologie de contrôle utilisée et un moyen de récolter et de traiter les données lors de ces différents essais.

Ce travail est un début, il est précurseur d'un projet plus global, différents essais et différentes techniques verront encore le jour sur ce banc de démonstration. Notamment la création d'une interface avec le réseau pour, par exemple, simuler l'effet de perturbations sur le réseau ou réguler l'échange de puissance active et réactive avec celui-ci.

Finalement, la machine asynchrone est couplée à une machine synchrone qui peuvent toutes deux fonctionner en génératrice ou en moteur. Les deux machines pourraient donc être un système moteur-générateur contrôlable qui permettrait d'étudier différentes applications comme le pompage-turbinage ou la production d'énergie éolienne que ce soit pour des générateurs synchrones ou asynchrones.

Conclusion générale

Ce mémoire avait pour but de développer un banc de démonstration pour convertisseur électromécanique. Ce développement a nécessité de comprendre et d'utiliser les outils et le matériel mis à disposition. Ensuite, la théorie des commandes des machines a dû être assimilée et maîtrisée avant de les simuler. Finalement, après l'étude de ces simulations, les commandes ont été implémentées sur le banc et les résultats ont pu être analysés grâce à une interface graphique.

Banc d'essai et théorie

Les éléments du banc d'essai ont été maîtrisés et leur utilisation exposée pour les travaux futurs. Le banc est opérationnel et permet de contrôler une machine asynchrone à l'aide de trois méthodologies de contrôle différentes. L'interface graphique proposée permet d'effectuer une série d'essais sur la machine.

Ce travail de fond rend possible la prise en main du banc sans travail préliminaire. Différents tests ont été réalisés dans le but de lever le voile sur les imperfections liées à l'utilisation de ce banc d'essai. Notamment les imperfections sur les mesures des variables électriques et mécaniques.

Actuellement, le banc n'est pas encore apte à offrir un apprentissage complet dans la cadre d'un laboratoire de commande des machines. Ses applications sont encore restreintes, mais peuvent déjà faire l'objet de démonstration dans le cadre de ce genre de cours.

Résultats expérimentaux et de simulations

Sont résumés ci-dessous les enseignements que nous pouvons tirer des résultats obtenus en simulation et sur le banc d'essai.

Le FOC possède une meilleure dynamique en simulation que le contrôle scalaire, car le contrôle à flux orienté maîtrise les transitoires du couple électromécanique instantané. En effet, contrôlant les courants direct et en quadrature, il contrôle la phase des tensions, là où le contrôle V/f n'en contrôle que l'amplitude et la fréquence.

La commande sans capteur souffre d'une éventuelle variation de paramètres liée à des conditions expérimentales ou à des non-idéalités. Notamment la saturation magnétique dont le FOC dépend également. Effectivement, elle est déterminante pour calculer la position du flux du rotor.

La commande vectorielle perd en rapidité sur le banc d'essai par rapport aux simulations, à cause de la saturation magnétique entre autre. Les essais en laboratoire du contrôle scalaire correspondent aux simulations bien que l'aspect statique du frottement sec n'ait pas été modélisé dans les simulations.

Le contrôle sans capteur de vitesse a une dynamique moins bonne sur le banc d'essai avec un dépassement important. La commande souffre des conditions expérimentales car l'estimation de la vitesse est basée sur les paramètres de la machine et est donc sensible aux variations de ces derniers.

Perspectives

Les perspectives de notre travail sont présentées ici, elles se composent de propositions concrètes pour la continuité du banc d'essai et d'idées plus larges liées à ce travail à but didactique.

Nous pouvons reprendre ici les idées émises pour améliorer l'aspect didactique, à savoir l'ajout d'une interface avec le réseau afin d'étudier la gestion de celui-ci par l'échange de puissance ou l'étude des perturbations comme des variations de fréquence, papillotement ou encore des taux d'harmoniques.

Le système actuel est un banc où sont couplées une machines asynchrone et une machine synchrone. De ce fait, il est possible de développer de nouvelles techniques de commande pour les deux machines en utilisant le deuxième onduleur présent sur le banc d'essai. Cela pourrait permettre d'étudier différents comportements en moteur et en générateur pour chacune des machines séparément.

Nous avons mis en avant l'importance des non-idéalités des paramètres, celles-ci peuvent être modélisées en temps réel à l'aide de modèles basés sur

des observateurs comme des filtres de Kalman. Cela augmenterait la performance des commandes sur le banc de démonstration qui dépendent le plus de ces paramètres.

Les perspectives liées aux simulations consistent à augmenter les similitudes avec les conditions expérimentales : comme la modélisation de l'onduleur, ou proposer des modèles de variations des paramètres en fonction des conditions d'utilisation.

Finalement, un des principaux enjeux lié à ce banc est la démonstration de convertisseurs électromécaniques, ce travail n'évoque pas la machine à courant continu qui n'est pas présente sur le banc d'essai. Mais il serait intéressant de pouvoir l'étudier car elle fait partie des convertisseurs utilisés dans l'industrie, notamment grâce à la technologie sans balai qui a permis d'éliminer plusieurs de ses inconvénients.

Bibliographie

- [1] Guzinski J. Abu-Rub H., Iqbal A. *High Performance Control of AC Drives with Matlab / Simulink Models*. Wiley, 2012.
- [2] Ibrahim M. Alsofyani. A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors. *Renewable and sustainable energy reviews*, 24 :111–121, 2013.
- [3] Belkacem B. *Identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage*. Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [4] Dehez B. *LELEC1310 - Convertisseurs électromécaniques*. UCL-EPL, 2015-2016.
- [5] Tani A. Zarri L. Casadei D., Serra G. Assessment of direct torque control for induction motor drives. *Bulletin Of The Polish Academy Of Sciences*, 54(3) :237–255, 2006.
- [6] Dochain D. *LINMA1510 - Automatique linéaire*. UCL-EPL, 2015-2016.
- [7] Wilson D. *Teaching your PI controller to behave*. Texas instruments, 2015.
- [8] De Jaeger E. Dehez B. *LELEC2313 - Dynamic modelling and control of electromechanical converters*. UCL-EPL, 2015-2016.
- [9] dSPACE. *Hardware Installation and Configuration References*. dSPACE, 2008.
- [10] Sutikno et al. Review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and efficient electrical drives. *Renewable and sustainable energy reviews*, 32 :548–558, 2014.
- [11] Mudry F. *Ajustage des Paramètres d'un Régulateur PID*. Ecole d'Ingénieurs du Canton de Vaud, 2003.

- [12] Buyse H. Matagne E. Grenier D., Labrique F. *Électronique de puissance*. Dunod, 2009.
- [13] Fodor D. Kohlrusz G. Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors. *Hungarian Journal of Industrial Chemistry Veszprém*, 39(2) :265–270, 2011.
- [14] Baghli L. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de lalogique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique*. Université Henri Poincaré, 1999.
- [15] Bekemans M. *LELEC2660 - Power electronics*. UCL-EPL, 2015-2016.
- [16] Bilal A. Nishant G. *Scalar (V/f) control of 3-phase induction motors*. Texas Instrument, 2013.
- [17] Dessain L. Njoya S. *AC3 - Sensorless Field-Oriented Control Induction Motor Drive*. Mathworks, 2016.
- [18] Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Science Publications, 1998.
- [19] Wach P. *Dynamics and Control of Electrical Drives*. Springer, 2011.
- [20] Daivaasirvadam M. Pydiraju G. Sensorless speed control of induction motor using mras. *International Journal of Recent Technology and Engineering*, 1 :31–35, 2012.
- [21] Delarue P. Séguier G., Labrique F. *Électronique de puissance*. Dunod, 2011.
- [22] Mercier T. *Participation of Wind TurbineGenerators to Voltage Controlin Power Systems*. UCL, 2013.
- [23] DeDoncker W. R. Veltman A., Pulle W.J.P. *Fundamentals of Electrical Drives*. Springer, 2007.
- [24] Sybille G. Wildi T. *Électrotechnique*. de boeck, 2014.
- [25] Mihoub Y. *Banc d’essai MAS et Dspace1102*. UCL-EPL, 2011.

Annexes

A Paramètres de la machine

Dans cette partie, nous expliquerons la démarche et les calculs qui ont été faits pour paramétrer la machine asynchrone utilisée sur le banc d'essai. Tout d'abord, nous récupérerons les informations fournies par la plaque signalétique de la machine que nous pouvons voir dans l'encadré 5.1.

$P_n = \frac{1}{3}hp = 248,6W$	$U_n = 115V$	$I_n = 2,2A$
$N_n = 1725rpm \rightarrow \omega_n = 180.64rad/s$	$f_n = 60Hz$	$p = 2$

(5.1)

Avec,

- P_n : Puissance nominale
- U_n : Tension nominale
- I_n : Courant nominal
- N_n : Vitesse nominale
- f_n : Fréquence nominale
- p : Nombre de paires de pôles

Ensuite, pour effectuer la paramétrisation de notre machine nous devons partir d'un modèle de base et de son schéma équivalent monophasé. Nous avons fait le choix d'utiliser celui du cours LELEC1310 [4]. Nous pouvons voir sur le schéma monophasé (figure 5.3) les différentes inductances et résistances de la machine ramenées au stator. Ces paramètres sont :

- R_s : Résistance du stator
- L_{ls} : Inductance de fuite du stator

- R'_r : Résistance du rotor ramenée au stator
- L'_{lr} : Inductance de fuite du rotor ramenée au stator
- R_p : Résistance du fer
- L_m : Inductance mutuelle

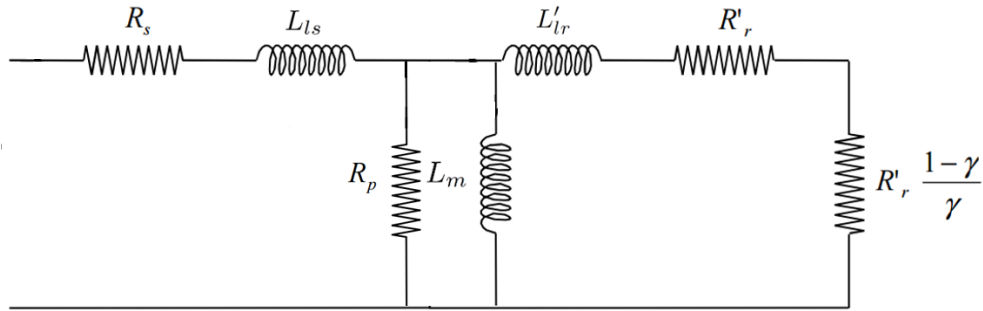


FIGURE 5.3 – Schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone

Dans un premier temps, nous pouvons mesurer la résistance statorique à l'aide d'un pont de Wheatstone sous tension DC. La résistance vaut :

$$R_s = 1.9[\Omega]$$

Il faut ensuite procéder aux différents essais, un premier essai à rotor bloqué qui se passe à courant nominal et un deuxième essai à vide sous tension nominale.

A.1 Essai à rotor bloqué

Pour cet essai, nous avons bloqué le rotor manuellement ($\omega = 0$), le glissement est donc unitaire.

$$\gamma = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = 1$$

Dans ce cas le schéma équivalent se simplifie pour pouvoir déterminer L'_{lr} et R'_r . Nous avons travaillé à basse tension et essayé d'atteindre le courant nominal. Les valeurs lues durant cet essai sont présentées dans le tableau 5.1.

Sur base de ces valeurs, nous pouvons calculer la puissance réactive :

$$\cos(\phi_2) = \frac{P_{cc}}{U_{cc}I_{cc}}$$

$$Q_{cc} = U_{cc}I_{cc}\sqrt{1 - \cos^2(\phi_2)}$$

Ainsi que les pertes Joule :

	phase S	phase R	phase T
<i>Courant</i> [A]	2.1	2.15	2.2
<i>Courant_{moy}</i> [A]	2.15		
<i>Puissance</i> [W]	35		
<i>Tension</i> [V]	16.4		
<i>Vitesse</i> [rpm]	0		

TABLE 5.1 – Valeurs mesurées durant l’essai à rotor bloqué

$$P_j = R_s I_{cc}^2$$

Par un bilan de puissance, nous obtenons la puissance dissipée dans la résistance rotorique :

$$P_r = P_{cc} - P_j$$

Résistance rotorique ramenée au stator :

$$R'_r = \frac{P_r}{I_{ph}^2} = 1.74[\Omega]$$

Inductance rotorique ramenée au stator :

$$X'_e = \frac{Q_{cc}}{I_{ph}^2}$$

$$L'_r = \frac{X'_e}{2\pi f_n} = 0.0028[H]$$

A.2 Essai à vide

Lors de l’essai à vide, la vitesse est quasi égale à la vitesse de synchronisme : $\omega \approx \omega_s$. Le moteur asynchrone est équivalent à un transformateur dont l’enroulement du rotor est en rotation. Dans ces conditions, le glissement est nul.

$$\gamma = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \approx 0$$

Le schéma équivalent se simplifie étant donné que $R'_r \frac{1-\gamma}{\gamma}$ est infini. On considère donc la partie rotorique du schéma en circuit ouvert. Cet essai se déroule à tension nominale. Les mesures pour l'essai à vide sont reprises dans le tableau 5.2.

	phase S	phase R	phase T
Courant [A]	2.2	2	2.3
$Courant_{moy}$ [A]	2.1667		
Puissance [W]	80		
Tension [V]	115		
Vitesse [rpm]	1496.25		

TABLE 5.2 – Valeurs mesurées durant l'essai à vide

Les pertes joules au stator sont données par :

$$P_{js} = R_s I^2$$

Par un bilan de puissance, nous pouvons calculer les pertes fer et ensuite la résistance du fer

$$P_{fer} = P - P_{js}$$

$$R_p = R_{fer} = \frac{U^2}{P_{fer}}$$

En calculant le facteur de puissance $\cos(\phi)$, on peut trouver la puissance réactive.

$$\cos(\phi) = \frac{P}{UI}$$

$$Q = UI \sin^2(\phi)$$

Ensuite nous pouvons calculer l'inductance cyclique du stator qui est la somme de l'inductance de fuite du stator L_{ls} et de l'inductance mutuelle L_m .

$$X_{os} = \frac{U^2}{Q}$$

$$L_{os} = L_{ls} + L_m = \frac{X_{\mu}}{2\pi f_n} = 0.1157 [H]$$

Nous ne disposons pas des données pour directement calculer l'inductance de fuite du stator. Nous avons trouvé dans un travail [25] réalisé antérieurement sur la même machine, une valeur pour cette inductance : $L_{ls} = 0.0031 [H]$. Utiliser cette valeur paraît raisonnable au vu des approximations faites dans la littérature [3]; l'utilisation des tables (voir tableau 5.3) des coefficients empiriques des réactances des machines asynchrones nous a confortés dans notre choix. En effet, notre machine rentre dans la catégorie A, la table des coefficients donne $L_{ls} \approx L'_{lr}$ cela est cohérent avec nos valeurs pour les inductances de fuite au rotor et au stator : $L_{ls} = 0.0031 [H]$ et $L'_{lr} = 0.0028[H]$.

Finalement, nous pouvons calculer l'inductance L_m .

$$L_m = 0.1126$$

Cette inductance va varier à cause du phénomène de saturation magnétique, la figure 5.4 réalisée à l'aide de mesures des courants au stator en fonction des tensions à ses bornes, montre l'influence de ce phénomène sur l'évolution de l'inductance de la machine.

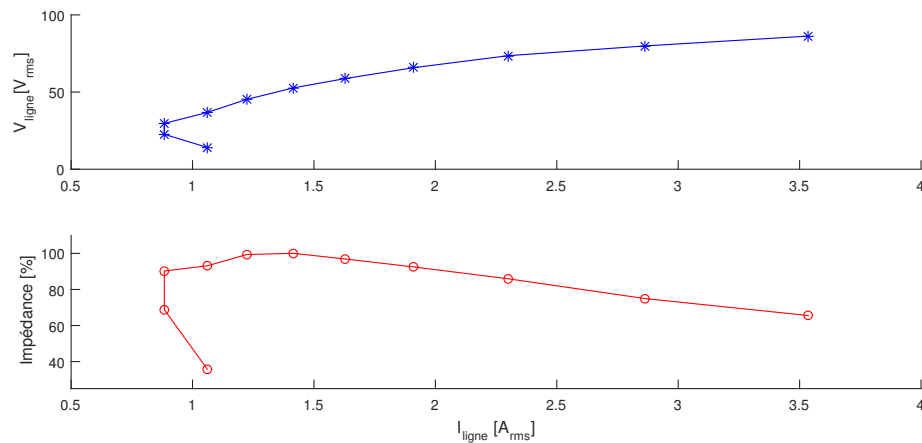


FIGURE 5.4 – Influence du phénomène de saturation magnétique sur la machine asynchrone

Classe	Caractéristiques	Fraction de $(L_{ls} + L'_{lr})$	
		L_{ls}	L'_{lr}
A	Couple de démarrage normal Courant de démarrage normal	0.5	0.5
B	Couple de démarrage normal Bas courant de démarrage	0.4	0.6
C	Couple de démarrage élevé Bas courant de démarrage	0.3	0.7
D	Couple de démarrage élevé Glissement élevé	0.5	0.5
Rotor Bobiné		0.5	0.5

TABLE 5.3 – Coefficients empiriques de distribution des réactances de fuite asynchrones (selon AIEE test code)

B Essai mécanique

Afin de déterminer les paramètres mécaniques de l'ensemble du système, à savoir :

- l'inertie J
- coefficient de frottement visqueux K_v
- le couple résistant C_r

Le tableau 5.5 reprend les valeurs données dans la datasheet pour la machine synchrone. Pour la machine asynchrone, nous nous sommes basés sur les valeurs calculées lors d'un travail antérieur réalisé à l'UCL [25]. Pour ce qui est de l'inertie due au couplage, nous l'avons calculée sur base de la formule de l'inertie d'un cylindre plein :

$$J = \frac{mR^2}{2}$$

	J [kgm^2]	K_v [Nms]	C_r [Nm]
Machine synchrone	0.0006	0.0001	0.1
Machine asynchrone	0.001	0.00025	0.1
Couplage	0.008	0	0
Total	0.0096	0.00035	0.2

Ensuite, afin de vérifier ces calculs nous avons réalisé l'essai au laboratoire où nous avons fait tourner le système à sa valeur de régime et coupé l'alimentation instantanément à l'aide d'un couteau. Nous avons par ailleurs réalisé un test similaire en simulation et on peut voir que les deux systèmes se comportent de façon semblable.

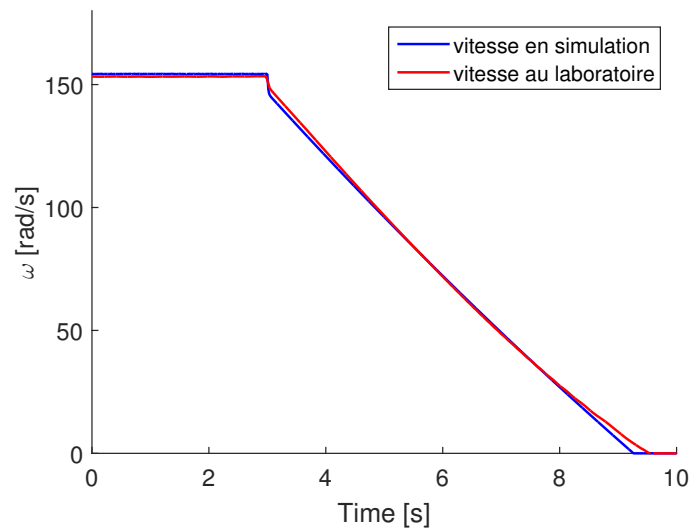


FIGURE 5.5 – Comparaison d'une coupure d'alimentation en simulation et en laboratoire

C Synthétisation des régulateurs PI

La méthode proposée ci-dessous est librement inspirée de la méthode proposée par Dave Wilson [7] qui propose un moyen d'obtenir un système de régulation robuste avec deux régulateurs PI imbriqués. Tout d'abord, on calcule les coefficients des régulateurs de courant I_{sq} et I_{sd} où l'on trouve des bornes maximum

et minimum pour le coefficient proportionnel K_a . Ensuite, on peut calculer les coefficients pour le régulateur de vitesse en calculant sa fonction de transfert en boucle ouverte. Finalement, tous ces coefficients sont liés par un coefficient d'amortissement δ qui devra être ajusté afin d'obtenir un bon compromis entre stabilité et temps de réponse.

C.1 Régulateurs de courant, FOC

En considérant que la dynamique des courants est bien plus rapide que la dynamique sur la régulation de la vitesse ou du flux, le diagramme de régulation des courants est donné à la figure 5.6. Dans un premier temps, le délai dû à l'électronique de puissance et au temps de calcul sera négligé.

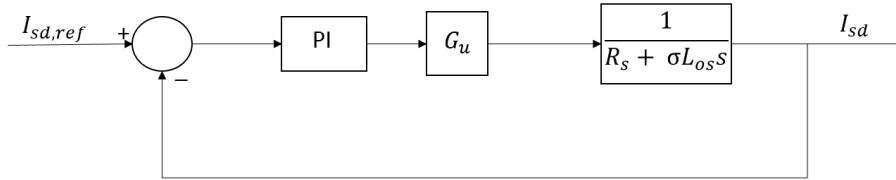


FIGURE 5.6 – Diagramme en bloc d'un régulateur de courant

Etant donné, que nous avons choisi des régulateurs PI séries, leur fonction de transfert est donnée par :

$$PI(s) = \frac{K_a K_b}{s} + K_a = \frac{K_a K_b (1 + \frac{s}{K_b})}{s} \quad (5.2)$$

Ces régulateurs sont en fait un dérivé des régulateurs conventionnel avec $K_a = K_p$ et $K_b = \frac{K_i}{K_p}$. Nous avons, avec cette configuration un pôle en $s = 0$ et un zéro en $s = K_b [rad/s]$.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$F_s(s) = \frac{G_u PI(s) (\frac{1}{R_s + \sigma L_{os} s})}{1 + G_u PI(s) (\frac{1}{R_s + \sigma L_{os} s})} \quad (5.3)$$

En intégrant le gain G_u dans le gain K'_a , cette expression peut-être simplifiée comme suit :

$$F_s(s) = \frac{(1 + \frac{s}{K_b})}{(\frac{\sigma L_{os}}{K'_a K_b}) s^2 + (\frac{R}{K'_a K_b} + \frac{1}{K_b}) s + 1} \quad (5.4)$$

Le dénominateur est une fonction du second degré et donc il y a deux pôles dans la fonction de transfert. Le dénominateur peut donc se réécrire sous sa forme factorielle :

$$\left(\frac{\sigma L_{os}}{K'_a K_b}\right)s^2 + \left(\frac{R}{K'_a K_b} + \frac{1}{K_b}\right)s + 1 = (1 + Cs)(1 + Ds) \quad (5.5)$$

Afin d'obtenir deux pôles réels, les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\frac{L}{K'_a K_b} = CD \quad (5.6)$$

$$\frac{R}{K'_a K_b} + \frac{1}{K_b} = C + D \quad (5.7)$$

Un choix facile est de prendre :

$$\frac{R}{K'_a K_b} = C \text{ et } \frac{1}{K_b} = D \quad (5.8)$$

Ce choix permet d'obtenir une compensation pôle-zéro dans la fonction de transfert, ce qui permet d'avoir un simple filtre passe-bas évitant de cette façon des conditions résonantes ou des pics de fréquence :

$$F_s(s) = \frac{(1 + \frac{1}{K_b}s)}{(1 + \frac{R}{K'_a K_b}s)(1 + \frac{1}{K_b}s)} = \frac{1}{1 + \frac{R}{K'_a K_b}s} \quad (5.9)$$

En substituant dans l'équation (5.6), l'équation 5.8 on a :

$$K_b = \frac{R}{L} \quad (5.10)$$

et,

$$F_s(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{K'_a}s} \quad (5.11)$$

Nous avons donc que $\frac{K'_a}{L}$ fixe la bande passante de la réponse en boucle fermée et K_b est fixé à la constante du temps de la fonction de transfert du courant pour réaliser une compensation pôle/zéro.

Il faut également prendre en compte le délai T_D introduit à la section 2.2, qui peut être modélisé par un délai pur dans la boucle de contrôle, ce délai va introduire un déphasage et limiter la bande passante de la réponse $F_i(s)$. Dans [7], l'auteur propose donc une valeur pour K'_a comprise entre deux valeurs :

$$\frac{10\sigma L_{os}}{\delta\tau_{filtre}} \leq K'_a \leq \frac{\pi\sigma L_{os}}{5T_D} \quad (5.12)$$

Où δ est le coefficient d'amortissement défini ci-après pour le régulateur de vitesse et τ_{filtre} est la constante de temps du filtre de vitesse. Nous voyons donc que le K'_a va être limité par le bas par le filtre de vitesse pour éviter que la boucle de courant n'interfère dans la régulation des courants et supérieurement par le temps de délai introduit par l'onduleur et le temps de calcul pour éviter un déphasage de la marge de phase.

C.2 Régulateur de vitesse, FOC

La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse va devoir prendre en compte plusieurs fonctions de transfert imbriquées. La première étant le régulateur PI série de la vitesse :

$$PI_{vit}(s) = \frac{K_c K_d}{s} + K_c = \frac{K_c K_d (1 + \frac{s}{K_d})}{s} \quad (5.13)$$

Ensuite, la fonction de transfert entre le courant i_{sq} et le couple est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{i_{sq}}(s) = p \frac{L_m}{L_{or}} \Psi_{rd,ref} \quad (5.14)$$

Nous avons également la fonction de transfert entre le couple et la vitesse mécanique :

$$\frac{\omega_m}{C_{em}}(s) = \frac{1}{Js + K_v} \quad (5.15)$$

En ajoutant, la boucle de courant, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\begin{aligned} G(s) &= PI_{vit}(s) F_s(s) \frac{C_{em}}{i_{sq}}(s) \frac{\omega_m}{C_{em}}(s) \\ &= \left(\frac{K_c K_d (1 + \frac{s}{K_d})}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{L}{K'_a} s} \right) \left(p \frac{L_m}{L_{or}} \psi_{rd,ref} \right) \left(\frac{1}{Js + K_v} \right) \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dans cette équation, dans un premier temps, l'effet de K_v peut être négligé, petit devant J et nous allons rassembler par facilité tous les paramètres de gains constants dans un facteur K :

$$K = p \frac{L_m}{J L_{or}} \psi_{rd,ref} \quad (5.17)$$

La fonction de transfert simplifiée est obtenue :

$$G(s) = \frac{KK_cK_d(1 + \frac{s}{K_d})}{s^2(1 + \frac{L}{K'_a}s)} \quad (5.18)$$

Pour que le système soit stable, il faut que la fréquence de gain unitaire soit plus grande que le zéro $s = K_d$ et plus petite que le pôle $s = \frac{K'_a}{L}$ (voir figure 5.7). Idéalement, pour avoir un maximum de marge de phase, la fréquence de gain unitaire ω_{un} doit se trouver à mi-chemin entre le zéro et le pôle sur une échelle logarithmique [7]. Appelons l'incrément en fréquence entre le zéro et la fréquence de gain unitaire δ . Alors,

$$\omega_{un} = \delta K_d \quad (5.19)$$

$$\frac{K'_a}{L} = \delta \omega_{un} \quad (5.20)$$

$$\Rightarrow K_d = \frac{1}{\delta^2} \frac{K'_a}{L} \quad (5.21)$$

Nous définissons δ comme le facteur d'amortissement. δ doit être > 1 pour éviter que le pôle et le zéro soient superposés. Plus il sera grand, plus le pôle et le zéro vont s'éloigner ce qui va augmenter la stabilité mais diminuer la bande passante. En $s = j\omega_{un} = j\delta K_d$, $|G(s)| = 1$. En simplifiant l'expression $G(s)$ et en substituant $s = j\delta K_d$, on obtient la relation suivante :

$$\frac{KK_c}{\delta K_d} = 1 \quad (5.22)$$

Et donc,

$$K_c = \frac{\delta K_d}{K} = \frac{1}{K} \frac{K'_a}{\delta L} \quad (5.23)$$

Le choix de δ sera donc un compromis entre un temps de réponse très court avec δ proche de un et une plus grande stabilité, c'est-à-dire moins d'oscillations, en augmentant δ . Lorsque l'on introduit un filtre de vitesse avec une constante de temps τ_{filtre} , on peut généralement écarter le pôle $s = \frac{K'_a}{L}$ et considérer uniquement un pôle $s = \frac{1}{\tau_{filtre}}$ car ce dernier est bien plus proche de $s = K_d$ que $s = \frac{K'_a}{L}$ comme à la figure 5.7.

Nous obtenons donc pour K_d et K_c avec présence d'un filtre :

$$K_d = \frac{1}{\delta^2 \tau_{filtre}} \quad (5.24)$$

$$K_c = \frac{1}{K \delta} \frac{1}{\tau_{filtre}} \quad (5.25)$$

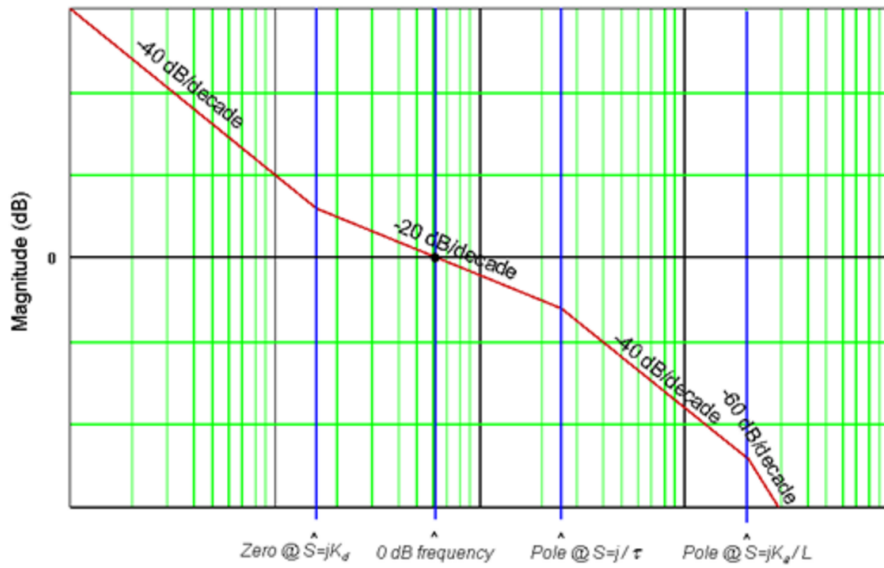


FIGURE 5.7 – Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la vitesse [7]

Finalement, Dans [7] il est montré que le coefficient K_v négligé pour la synthétisation du régulateur de vitesse ne peut qu'améliorer la stabilité du système.

C.3 Régulateur du flux, FOC

La démarche pour synthétiser ce régulateur est similaire, le diagramme représentatif du régulateur du flux est donné à la figure 5.8.

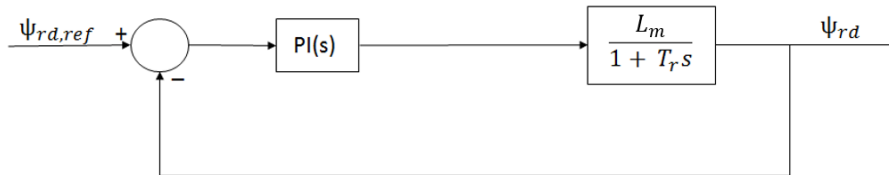


FIGURE 5.8 – Schéma bloc du régulateur de flux

La fonction de transfert en incluant la fonction de transfert simplifiée du régulateur de courant est donnée par :

$$G_{\Psi}(s) = \left(\frac{K_{c\Psi} K_{d\Psi} (1 + \frac{s}{K_{d\Psi}})}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{L}{K_a} s} \right) \left(\frac{L_m}{1 + T_r s} \right) \quad (5.26)$$

En suivant le même raisonnement on aura donc :

$$\Rightarrow K_{d\Psi} = \frac{1}{\delta^2} \frac{K'_a}{L} \quad (5.27)$$

Et,

$$\Rightarrow K_{c\Psi} = \frac{1}{L_m} \frac{K'_a}{\delta L} \quad (5.28)$$

C.4 Régulateur glissement, V/f

Afin de synthétiser le régulateur de glissement du V/f, le schéma bloc est donné à la figure 5.9.

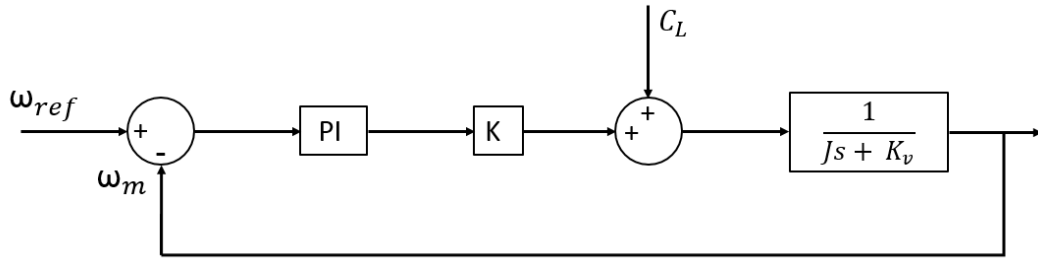


FIGURE 5.9 – Schéma bloc du régulateur de glissement

Où le facteur K est la constante qui lie le glissement au couple et est donné par (2.15) :

$$C_{em} = p \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{R'_r} \gamma \omega_s = K \gamma \omega_s \quad (5.29)$$

A couple de charge nul ($C_L = 0$), la fonction de transfert va être donnée par :

$$F_\gamma(s) = \frac{KPI(s) \left(\frac{1}{K_v + Js} \right)}{1 + KPI(s) \left(\frac{1}{K_v + Js} \right)} \quad (5.30)$$

Avec le régulateur PI série donné à l'équation 5.2, la fonction de transfert devient :

$$F_\gamma(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{K_b} \right)}{\left(\frac{J}{K'_a K_b} \right) s^2 + \left(\frac{K_v}{K'_a K_b} + \frac{1}{K_b} \right) s + 1} \quad (5.31)$$

Comme pour le régulateur de courant on va fixer K_b au pôle de la fonction de transfert du système à commander afin d'avoir une compensation pôle-zéro :

$$K_b = \frac{K_v}{J} \quad (5.32)$$

En définissant $K'_a = K K_a$, la fonction de transfert se simplifie comme suit :

$$F_\gamma(s) = \frac{1}{1 + \frac{J}{K'_a} s} \quad (5.33)$$

Nous pouvons fixer la constante de temps (τ_s) du système en fixant le rapport $\frac{J}{K_a}$ pour en déduire ensuite la valeur de K_a . Cette constante de temps est fixée à $\tau_s = 0.01s$ afin d'avoir une dynamique suffisamment rapide pour les simulations. Cependant, le pôle du filtre de vitesse est trop proche, ce qui crée une instabilité, nous avons donc fixé la constante de temps à $\tau_s = 10\tau_{filtre} = 0.05s$ pour le régulateur sur le banc de démonstration.

C.5 Régulateur ϵ , *Sensorless*

Les paramètres de ce régulateur ont été déterminés de façon empirique. En effet, la fonction de transfert est très complexe et nous avons donc préféré, par souci de simplicité, trouver les coefficients adéquats par essais-erreurs. Pour ce faire, nous nous sommes inspirés des coefficients proposés pour ce même régulateur utilisé dans [17] et les avons adaptés à notre simulation.

D Régulation V/f avec saturation sur le glissement

Nous effectuons ici deux simulations, la première pour laquelle le glissement, ω_{slip} , est saturé à la sortie du régulateur PI. Nous le limitons à $\pm 30\%$ de la vitesse nominale dans le but de limiter les courants de démarrage. La deuxième simulation ne sature pas le glissement et celui-ci est directement additionné à la vitesse mécanique. Les résultats de ces deux simulations sont présentés à la figure 5.10, on y voit la réponse en vitesse par rapport à un échelon de vitesse et les courants de ligne pour les deux simulations. Nous remarquons d'emblée que la dynamique de la vitesse où le glissement n'est pas saturé est plus rapide et le prix à payer est que les courants de démarrage valent 7 fois les courants nominaux, mais ce pendant un transitoire de 0.43s. Les courants pour le démarrage avec saturation atteignent au maximum 3.5 fois les courants nominaux avec un transitoire plus long, 0.81s. Dans le but de comparer la commande scalaire avec la commande vectorielle sur leur performance, nous choisissons de travailler avec la simulation sans saturation pour conserver la meilleure dynamique.

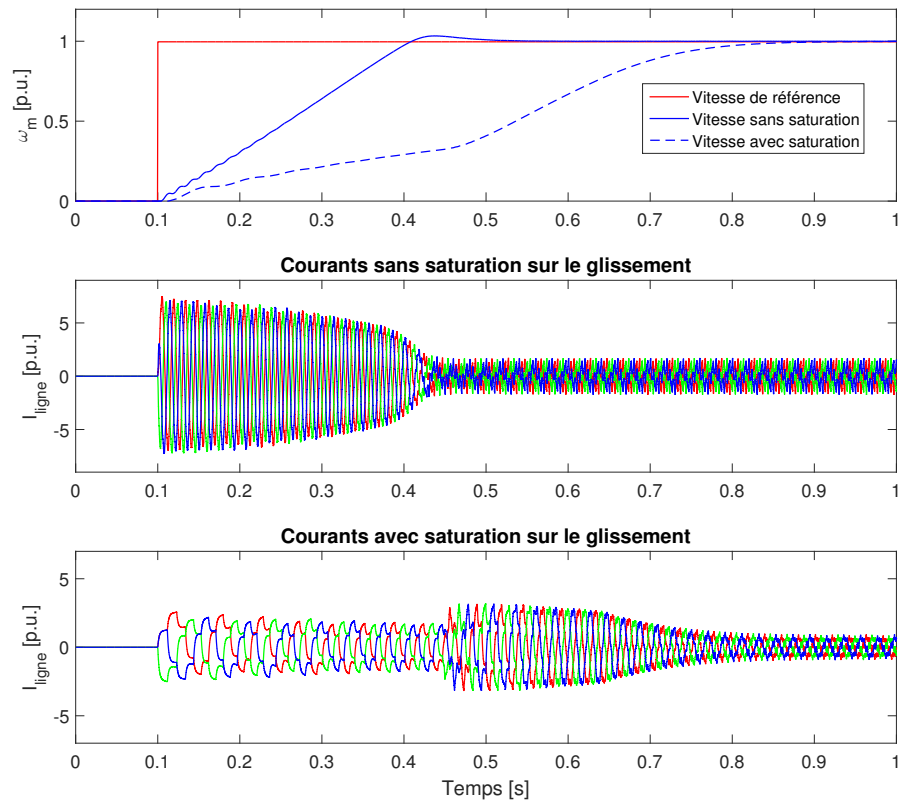


FIGURE 5.10 – Régulation V/f sans saturation sur la sortie du régulateur PI et avec une saturation $\omega_{slip} \leq 0.3\omega_N$

