



Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents. Tolérance au défaut de capteur mécanique : détection de défauts électriques

Thierry Boileau

► To cite this version:

Thierry Boileau. Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents. Tolérance au défaut de capteur mécanique : détection de défauts électriques. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010. Français. NNT : 2010INPL068N . tel-01749443

HAL Id: tel-01749443

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01749443>

Submitted on 29 Mar 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



AVERTISSEMENT

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

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

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

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

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

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

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

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'I.N.P.L.

Spécialité : Génie Electrique

par

Thierry BOILEAU

**CONTRIBUTION A LA CONTINUITE DE SERVICE DES ACTIONNEURS SYNCHRONES A
AIMANTS PERMANENTS**

- **TOLERANCE AU DEFAUT DE CAPTEUR MECANIQUE**
 - **DETECTION DE DEFAUTS ELECTRIQUES**
-

Date de soutenance : 10 novembre 2010

Membres du Jury

<i>Président :</i>	Jean-Paul Louis	Professeur émérite à l'ENS CACHAN
<i>Rapporteurs :</i>	Maurice Fadel	Professeur à l'INPT
	Guy Clerc	Professeur à l'UCB Lyon 1
<i>Examineurs :</i>	Régis Meuret	Responsable Recherche Hispano Suiza
	Farid Meibody Tabar	Professeur à l'INPL (directeur de thèse)
	Babak Nahid- Moba- rekeh	Maitre de conférences à l'INPL (co-directeur de thèse)

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Groupe de Recherche en Electro-technique et Electronique de Nancy (GREEN). Le laboratoire est implanté sur les sites de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique et de l'Université Henri Poincaré.

Cette thèse s'est effectuée sous la direction de Farid Meibody-Tabar Professeur à l'ENSEM en collaboration avec Babak Nahid-Mobarakeh Maître de Conférence à l'ENSEM.

J'adresse mes respectueux remerciements M. Abderrezak Rezzoug, Professeur à l'Université Henri Poincaré et ancien directeur du GREEN, qui avait bien voulu m'accepter dans son laboratoire (à l'époque de mon entrée en thèse).

Je tiens à remercier également mon directeur de thèse, M. Farid Meibody-Tabar, pour son accueil, le sujet qu'il m'a proposé, sa disponibilité, ses conseils avisés et ses encouragements .

Mes remerciements s'adressent bien évidemment aussi à Babak Nahid-Mobarakeh, co-directeur de ma thèse. Qu'il trouve en ces quelques lignes l'expression de ma reconnaissance pour sa disponibilité, sa patience, sa bonne humeur, ses réponses à mes nombreuses questions et son soutien permanent.

Je remercie également Monsieur Serge Pierfederici qui avait initialement accepté de co-encadrer ma thèse.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Jean-Paul Louis, Professeur émérite à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse et pour ses remarques judicieuses.

J'adresse également mes remerciements à Messieurs les professeurs Maurice Fadel de l'ENSEEIH à Toulouse et Guy Clerc de l'UCBL à Lyon pour avoir assuré la charge de rapporteur et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon mémoire.

Je remercie M. Régis Meuret responsable recherche au sein de la société Hispano-Suiza d'avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Un grand merci aux secrétaires du laboratoire qui nous simplifient considérablement les tâches administratives, aux techniciens pour leur aide sur les aspects expérimentaux, ainsi qu'à l'ensemble des thésards que j'ai côtoyé pendant ces six années.

Sommaire

Introduction Générale.....	2
Chapitre 1 : Généralités concernant les pannes rencontrées dans les chaînes de conversion électromécanique d'énergie.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 A propos des défauts de capteurs	5
1.3 A propos des détections de défauts d'onduleur	6
1.4 A propos des détections de défauts mécaniques des machines électriques	9
1.4.1 Détection des défauts de décentrement.....	9
1.4.2 Effet des oscillations de couple de charge.....	11
1.4.3 Détection des oscillations de couple de charge.....	13
1.4.3.1Méthode d'analyse fréquentielle.....	13
1.4.3.2 Méthode de la "fréquence instantanée"	13
1.4.3.3Méthodes basées sur des transformations temps-fréquence.....	17
1.4.4 Détection d'oscillation de couple de charge pour une MSAP à rotor lisse.....	18
1.4.5 Concernant les défauts de roulements	18
1.5 A propos de la détection des défauts inter-spores statoriques	21
1.5.1 Méthode basée sur la mesure de la valeur efficace du courant inverse	22
1.5.2 Méthode basée sur l'étude des variations d'impédances.....	23
1.5.3 Méthode basée sur l'étude des variations du flux axial	28
1.5.4 Méthode basée sur l'analyse harmonique des courants	29
1.6 Conclusion	32
Chapitre 2: Identification en ligne de paramètres électriques de la MSAP.....	36
2.1 Introduction.....	36
2.2 Identification "en ligne" basée sur un modèle de référence	37
2.2.1 Identification en ligne basée sur un modèle de référence	37
2.2.1.2 Position du problème	40
2.2.1.3Etude de la stabilité autour du point d'équilibre des estimateurs	42
2.2.1.4Etude de la stabilité large signal du système.....	44
2.2.2 Identification avec découplage	48
2.2.2.1 Position du problème avec découplage.....	48
2.2.2.2 Etude de la stabilité locale autour du point d'équilibre des estimateurs	50
2.2.2.3 Etude de la stabilité large signal du système.....	51
2.2.3 Identification à l'aide du Filtrage de Kalman Etendu (FKE)	54
2.2.4 Résultats de simulation. Comparaison des trois méthodes.....	57
2.2.4.1 Résultats de simulation.....	57
2.2.5 Conclusion	62
2.3 Estimation des f.e.m d'une MSAP	63
2.3.1 Modèle de la MSAP pour l'estimation des f.e.m	63
2.3.2 Observateur de f.e.m.....	63
2.4 Conclusion	68

Chapitre 3: Commande sans capteur, robustesse. Tolérance au défaut de capteur mécanique	70
3.1 Introduction.....	70
3.2 La commande sans capteur adaptée aux MSAP	70
3.2.1 <i>Modélisation pour la commande sans capteur.....</i>	71
3.2.2 <i>Principe de la commande sans capteur</i>	75
3.2.2.1 Estimation des f.e.m.....	76
3.2.2.2 Commande sans capteur mécanique	76
3.2.3 <i>Robustesse de la commande sans capteur</i>	79
3.2.3.1 Impact des incertitudes	79
3.2.3.2 Augmentation de la robustesse à l'aide d'une estimation en ligne de résistance.....	83
3.2.3.3 Augmentation de la robustesse à l'aide du courant i_g	87
3.3 Détection du défaut de capteur de position	94
3.4 Conséquence de la perte de capteur	94
3.5 Passage d'une commande avec à sans capteur	95
3.6 Nouvelle structure pour le passage d'une commande avec à sans capteur.....	102
3.7 Conclusion	106
 Chapitre 4 Détection de court-circuit inter-spires au stator d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension commandé en courant. 109	
4.1 Introduction.....	109
4.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent avec défaut inter-spires	110
4.2.1 <i>Modélisation de la machine saine</i>	110
4.2.2 <i>Modélisation de la machine saine avec un défaut d'isolation inter-spires sur la phase a.....</i>	111
4.2.3 <i>Expressions théoriques de v_d et v_q pour une alimentation à i_q constant</i>	116
4.2.3.1 Expression théorique de i_f pour une régulation idéale des courants.....	116
4.2.3.2 Comparaisons des résultats de simulation et des résultats théoriques de i_j	118
4.2.3.3 Evolution de la valeur efficace de i_f pour différentes sévérités du défaut.....	122
4.2.3.4 Expression théorique de v_d et v_q pour une régulation idéale des courants.....	126
4.2.3.5 Evolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f	128
4.2.3.6 Validation des résultats théoriques sur v_d et v_q par simulation	133
4.2.3.7 Evolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f sans harmonique trois de f.e.m.	135
4.2.3.8 Impact du nombre de spires court-circuitées sur l'évolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f	136
4.3 Méthodes de détection de défaut d'isolation inter-spires	141
4.3.1 <i>Principe des méthodes.....</i>	141
4.3.2 <i>Puissance active instantanée et son image</i>	143
4.3.2.1 Définition.....	144
4.3.2.2 Propriétés.....	144
4.3.3 <i>Indicateurs de défaut basés sur la notion de puissance</i>	146
4.3.3.1 Principe et traitement du signal.....	146
4.3.3.2 Résultats expérimentaux.....	148
4.3.4 <i>Module de l'harmonique deux du vecteur tension de référence</i>	153
4.3.4.1 Principe et traitement du signal.....	153
4.3.4.2 Résultats expérimentaux.....	155
4.4 Méthode de détection basées sur l'estimation de résistance approche théorique et simulation 160	
4.4.1 <i>Principe de la méthode.....</i>	160

4.4.2	<i>Analyse théorique</i>	160
4.4.3	<i>Evolution de R_s moyenne estimée théorique en fonction de w, i_q et R_f</i>	162
4.4.4	<i>Résultats de simulation pour R_s estimée</i>	165
4.5	Conclusion	169
	Conclusion générale	172
	Annexe.	182

Table des principaux symboles

Chapitre 2

Indices :

a, b, c	axes a, b et c du repère triphasé
d, q	axes d et q du repère diphasé tournant lié au rotor
de, qe	indices des variables estimées repère diphasé tournant lié au rotor
ref	référence

Paramètres :

R_s	résistance statorique
$\hat{R}_s$	résistance statorique estimée
$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$	erreur d'estimation sur la résistance statorique
L_s	inductance statorique
$\hat{L}_s$	inductance statorique estimée
$\tilde{L}_s = \hat{L}_s - L_s$	erreur d'estimation sur l'inductance statorique
$a = \frac{R_s}{L_s}$	paramètre à identifier
$b = \frac{1}{L_s}$	paramètre à identifier
$c = \psi_f$	paramètre à identifier
K_p, K_i	coefficients des régulateurs PI
M	inductance mutuelle entre les circuits d'axe d - q .
Ψ_f	flux des aimants à travers le circuit équivalent direct
p	nombre de paires de pôles
J	moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge
G_{ond}	gain de l'onduleur

Variables :

t	échelle de temps
i	courant statorique
$\hat{x}$	variable x estimée
$\tilde{x} = \hat{x} - x$	erreur entre la variable x estimée et la variable x mesurée
$s_d = i_{dref} - i_d$	erreur par rapport à la consigne sur l'axe d
$s_q = i_{qref} - i_q$	erreur par rapport à la consigne sur l'axe q
v	tension statorique
e	force électromotrice (f.e.m.)
ω	pulsation électrique

Chapitre 3

Indices :

α, β	axes α et β du repère diphasé lié au stator
a, b, c	axes a, b et c du repère triphasé
d, q	axes d et q du repère diphasé tournant lié au rotor
δ, γ	axes δ et γ , du repère diphasé tournant avec la vitesse estimée
m	grandeur mesurée
ref	référence

Paramètres :

R_s	résistance statorique
$\hat{R}_s$	résistance statorique estimée
$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$	erreur d'estimation sur la résistance statorique
L_s	inductance statorique
$\hat{L}_s$	inductance statorique estimée
$\tilde{L}_s = \hat{L}_s - L_s$	erreur d'estimation sur l'inductance statorique
K_p, K_i	coefficients des régulateurs PI
M	inductance mutuelle entre les circuits d'axe d - q .
Ψ_f	flux des aimants à travers le circuit équivalent direct
p	nombre de paires de pôles
K_f	$p \cdot \Psi_f$
b, ξ	paramètre de la commande sans capteur
J	moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge
G_{ond}	gain de l'onduleur
ρ	angle fonction du paramètre b
h_r, h_{lf}	termes dus aux erreurs sur les paramètres
ε	erreur

Variables :

θ	position réelle du rotor
$\mathcal{G}$	position estimée du rotor
$\varphi = \mathcal{G} - \theta$	erreur sur la position du rotor
t	échelle de temps lente
τ	échelle de temps rapide
i	courant statorique
I	courant statorique constant
$\hat{x}$	variable x estimée
$\tilde{x} = \hat{x} - x$	erreur entre la variable x estimée et la variable x mesurée
$s_d = i_{dref} - i_d$	erreur par rapport à la consigne sur l'axe d

$s_q = i_{qref} - i_q$	erreur par rapport à la consigne sur l'axe q
v	tension statorique
e	force électromotrice (f.e.m.)
ω	pulsation électrique
Ω	vitesse mécanique
Ω_C	consigne de la vitesse mécanique
Γ_m	couple du moteur
Γ_{ch}	couple de charge
x	vecteur d'état lent
z	vecteur d'état rapide
u	vecteur d'entrée
y	vecteur de sortie

Chapitre 4

Indices :

α, β	axes α et β du repère diphasé lié au stator
a, b, c	axes a, b et c du repère triphasé
a_1	fraction 1 de la phase a
a_2	fraction 2 de la phase a
h	machine saine
f	machine en défaut
0,1,2,3,4	rang harmonique associé

Paramètres :

L	inductance
M	inductance mutuelle
R	résistance statorique
$\hat{R}_s$	résistance statorique estimée
R_f	résistance de défaut
$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R$	erreur d'estimation sur la résistance statorique
A, B	coefficients liés aux paramètres de défaut de la machine en défaut
K_C, K_S	coefficients liés aux paramètres de défaut de la machine en défaut

Variables :

i	courant statorique
I	courant statorique constant
v	tension statorique
e	force électromotrice (f.e.m.)
ω	pulsation électrique
θ	position du rotor
f	fréquence électrique

Introduction Générale

De nos jours de plus en plus de moyens de transport utilisent ou vont utiliser des actionneurs électriques, soit directement pour la propulsion (véhicules hybrides, véhicules électriques, tramway, train...), soit pour des actions permettant de gérer l'évolution du véhicule dans l'espace (direction électrique, train d'atterrissage, gouvernes ...) ou pour d'autres applications (conditionnement d'air, démarrage de réacteur, freins électriques...). En effet, les actionneurs hydrauliques utilisés dans les systèmes embarqués traditionnels nécessitent des circuits hydrauliques pesant relativement lourd et nécessitant une maintenance régulière. De ce fait, dans les avions de dernière génération qui sont ou seront de plus en plus électriques, les actionneurs hydrauliques sont remplacés par ceux électriques. Pour que les actionneurs électriques utilisés dans les systèmes embarqués soient le plus compact possible, ils sont souvent motorisés par des machines synchrones à aimants permanents, alimentées via des onduleurs de tension. Il est évident que dans la plupart de ces applications, les actionneurs électriques doivent être au moins aussi fiables ou disponibles que leurs homologues hydrauliques. Il est donc nécessaire de choisir les topologies d'alimentation et d'entraînement adaptées pour ces actionneurs de sorte que le système puisse être reconfiguré en cas d'apparition d'une panne dans la chaîne de conversion électromécanique d'énergie et soit capable d'effectuer sa tâche.

Pour qu'en cas d'apparition d'une panne la continuité de service d'un actionneur puisse être assurée, il est important que les différents types de défaut puissent être détectés à temps. Un des avantages des systèmes électriques réside dans la capacité de ces derniers à se surveiller eux-mêmes, en effet les tensions et les courants alimentant ces systèmes ainsi que le signal provenant du capteur de position contiennent des informations sur l'état de "santé" du moteur, un des défis à relever est d'utiliser ces signaux pour prévenir l'arrivée d'une défaillance ou limiter son impact sur l'ensemble du système.

La nature des défaillances que peuvent subir les actionneurs électriques est variée, elle peut être électrique ou bien mécanique. Bien évidemment les modes de détection doivent être adaptés aux types de défauts rencontrés, un défaut mécanique aurait plutôt une évolution lente, alors qu'un défaut électrique peut évoluer rapidement. Cette dernière remarque attire notre attention sur le fait que la détection du défaut doit aussi permettre d'identifier sa nature.

Dans ce travail nous avons développé deux aspects, l'un concernant la commande sans capteur des actionneurs synchrones à aimants permanents, sa robustesse et son application comme protection en cas de perte du capteur mécanique. Le deuxième aspect abordé est la détection de défaut d'isolation inter-spires des bobines statoriques de machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce mémoire, la présentation de nos travaux est structurée en quatre chapitres.

Le premier est consacré à un état de l'art des méthodes de détection de défaut qu'ils soient électriques ou mécaniques, la plupart des méthodes existantes sont adaptées aux machines asynchrones, nous avons essayé de voir dans quelle mesure elles pourraient l'être aux machines synchrones à aimants permanents. Tout au long de ce chapitre, nous essayons aussi de préciser si les méthodes présentées permettent la discrimination du défaut (mécanique ou électrique).

Le deuxième chapitre est entièrement consacré à l'étude d'outils nécessaires pour les deux derniers chapitres, il s'agit tout d'abord d'une étude comparative de trois estimateurs de résistance dont on présente les propriétés (convergence et facilité de mise en œuvre) et nous terminons par la présentation des propriétés d'un estimateur de f.e.m en boucle fermée.

Le chapitre trois est entièrement consacrée à la commande sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), nous commençons par rappeler la méthode qui à été développée au lobaratoire, puis nous faisons une étude de sa robustesse. Nous proposons une solution permettant d'accélérer la phase de démarrage et d'élargir la zone de vitesse pour laquelle la commande sans capteur converge. La seconde partie est dans un premier temps consacrée aux effets d'une perte du capteur mécanique sur une MSAP à commande classique. Dans un second temps, nous proposons une reconfiguration de la commande, utilisant sa version sans capteur permettant de protéger tous les éléments de l'actionneur en cas de perte du capteur mécanique.

Le quatrième et dernier chapitre est dédié au défaut d'isolation inter-spires, nous commençons par présenter la modélisation de la MSAP en présence d'un tel défaut. Ce modèle nous permet d'obtenir des expressions théoriques du courant de défaut ainsi que des tensions aux bornes de la machine. L'utilisation de ces expressions théoriques ainsi que des résultats de simulation nous permet de proposer trois indicateurs de défaut que l'on peut qualifier d'appliquables « en temps réel ». Le premier est basé sur le calcul d'une grandeur de même dimension que la puissance instantanée. Pour générer cet indicateur de défaut, nous n'utilisons que les courants statoriques mesurés ainsi que les signaux de sortie des régulateurs de courant qui ne sont autres que les références des tensions appliquées à la machine par l'onduleur qui l'alimente. Le deuxième indicateur de défaut proposé n'utilise que les références de tensions appliquées à la machine. Ces deux indicateurs sont testés avec succès expérimentalement. La dernière partie est consacrée à l'étude théorique d'un indicateur de défaut utilisant un estimateur de résistance. Des résultats de simulations sont aussi présentés et valide la pertinence de l'étude théorique.

Chapitre 1 : Généralités concernant les pannes rencontrées dans les chaînes de conversion électromécanique d'énergie

1.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter les différents types de défaut qui peuvent survenir dans une chaîne de conversion d'énergie électromécanique embarquée, que se soit au niveau de l'onduleur, ou au niveau du moteur.

La structure d'une chaîne élémentaire de la conversion d'énergie électromécanique est présentée sur la figure 1-1 :

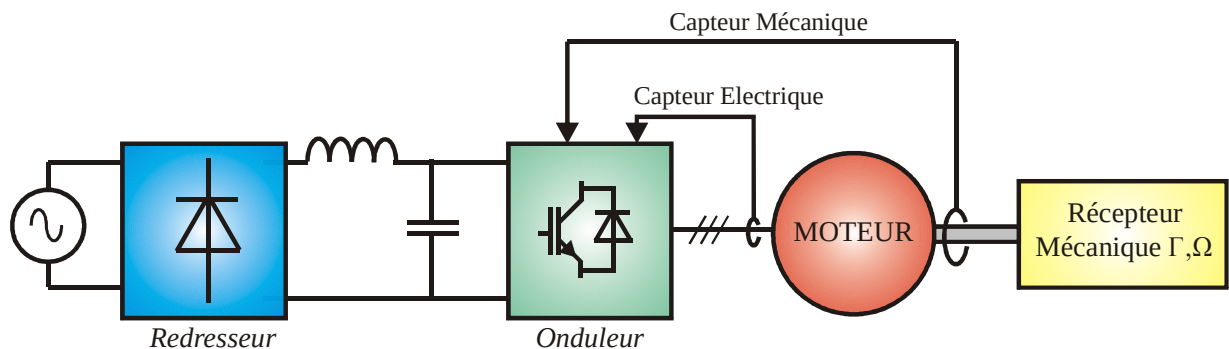


Figure 1-1: Schéma de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension

Une telle chaîne est la plupart du temps constituée [1-1]:

- D'un ensemble redresseur filtre d'entrée qui permet d'obtenir une source de tension quasi-continue.
- D'un onduleur à trois bras
- D'un actionneur électrique (Souvent une Machine Synchrone à Aimant Permanent pour les applications embarquées).
- De deux capteurs de courant
- Un capteur de position (Cas d'une MSAP).

Les défauts qui peuvent survenir sur un tel système sont ceux qui concernent le réseau, le redresseur, l'onduleur et sa commande rapprochée, les capteurs et finalement le moteur.

En ce qui concerne le moteur, les défauts peuvent être de deux natures différentes, les défauts mécaniques avec une dynamique d'évolution "lente" devant l'autre type de défaut, le défaut électrique.

Pour les systèmes embarqués, il y a souvent deux réseaux d'alimentation (cas des avions), il est donc possible d'envisager une commutation d'un réseau à l'autre lorsqu'un dysfonctionnement est détecté [1-2].

Les défauts du réseau d'alimentation, redresseur et filtre L, C ainsi que le défaut de capteur de courant ne seront pas abordé dans ce mémoire.

Dans ce premier chapitre nous abordons succinctement le problème de défaut de capteur de position qui sera développé au chapitre trois, puis nous nous intéresserons aux défauts de la machine ainsi qu'à leurs effets, mais pas uniquement, nous commencerons par présenter deux méthodes concernant les défauts d'onduleurs. Dans un deuxième temps nous nous intéresserons aux défauts mécaniques des machines électriques, ainsi qu'à leurs conséquences sur les grandeurs électriques. Certaines méthodes de détections seront présentées. Pour terminer ce chapitre, nous nous concentrerons particulièrement sur les méthodes qui pourraient être appliquée à la détection de défauts inter spires au stator d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous présenterons notamment les méthodes appliquées aux machines asynchrones (il existe une littérature abondante sur le sujet) et regarderons dans quelle mesure, les principes mis en œuvre dans ces méthodes peuvent être appliqués aux MSAP régulées en courant ou en vitesse alimentées par un onduleur de tension. Les deux dernières contraintes imposées concernant les méthodes recherchées, sont de ne pas utiliser de capteur spécifique par rapport à une commande vectorielle classique et dans la mesure du possible de permettre une détection en "ligne".

Cette présentation de différentes méthodes permettra d'attirer notre attention sur le fait que des défauts différents peuvent avoir les mêmes signatures, on pourra commencer à faire un classement des différents procédés de détection en fonction du défaut.

1.2 A propos des défauts de capteurs

Pour qu'un ensemble convertisseur statique machine synchrone fonctionne correctement en pilotage vectoriel, il doit être a priori être munis de capteurs de courants (deux en général) et d'un capteur de position.

Comme nous l'avons vu dans l'ensemble de ce premier chapitre la détection de défaut se fait via les signaux issus des capteurs, cependant ces derniers peuvent aussi connaître des défaillances.

Les deux grandes méthodes existantes permettant de minimiser ou de supprimer les effets des défauts de capteurs sont :

La redondance matérielle, méthode onéreuse en terme d'équipement et de maintenance [1-32].

La redondance analytique (capteur logiciel), cette méthode est basée sur la combinaison des signaux d'information disponibles (les entrées et les mesures connues) et d'un modèle mathématique du système [1-33]

Dans le chapitre 3 une méthode de ce type sera présentée pour le capteur de position d'une machine synchrone à aimants permanents. Dans le dernier cas la détection d'un dysfonctionnement peut se faire par comparaison entre les signaux issus des capteurs et ceux issus de la redondance analytique [1-33]. Dans le chapitre 2, nous présenterons des outils permettant de mettre

1.3 A propos des détections de défauts d'onduleur

Nous allons présenter dans cette section plusieurs méthodes de détection de défaut d'onduleur. Tout d'abord citons la méthode développée par C. Kral et K. Kafka [1-3], cette méthode est présentée dans le cadre de l'alimentation d'une machine asynchrone à commande vectorielle de flux.

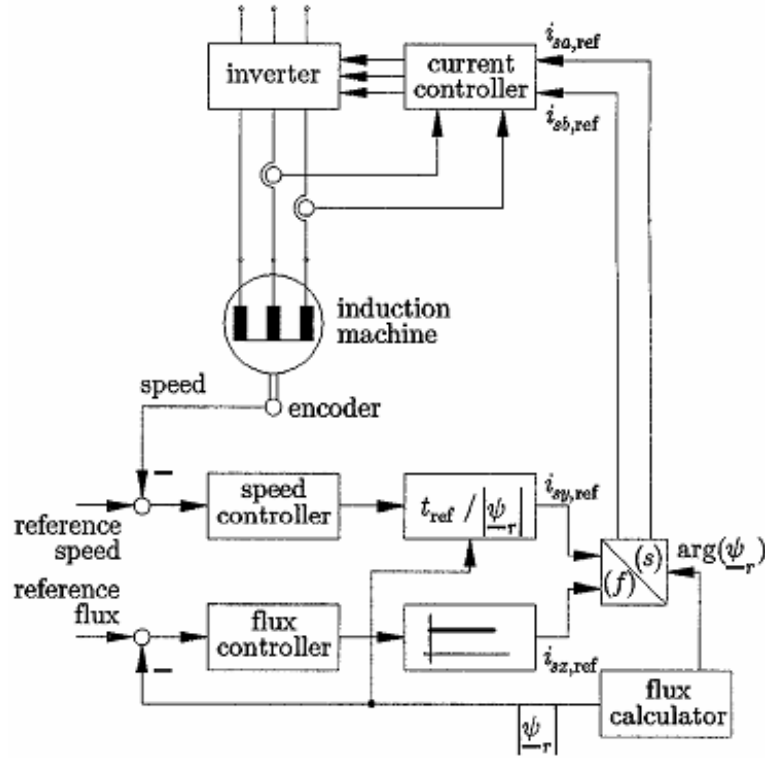


Figure 1-2: Schéma de la commande vectorielle de flux extrait de [1-3].

On crée un indicateur à l'aide de $\underline{i}_{s,mes}$ vecteur courant statorique diphasé mesuré exprimé dans le repère statorique et de $\underline{i}_{s,ref}$ vecteur référence de courant statorique diphasé exprimé lui aussi dans le repère statorique.

L'indicateur retenu est $\Delta \underline{i}_s = \underline{i}_{s,ref} - \underline{i}_{s,mes}$.

Les auteurs de [1-3] montrent que lorsque l'onduleur est en présence d'un interrupteur cassé en position ouvert le spectre de $|\Delta \underline{i}_s|$ contient une valeur moyenne.

Si on appelle $|\Delta \underline{i}_s|_0$ la valeur moyenne de $|\Delta \underline{i}_s|$ et $|\Delta \underline{i}_s|_1$ l'amplitude du fondamental de $|\Delta \underline{i}_s|$.

L'indicateur de défaut d'interrupteur proposé est le suivant : $f = \frac{|\Delta \underline{i}_s|_1}{|\Delta \underline{i}_s|_0}$ pour sa mise en oeuvre la

valeur du seuil de détection proposée est $f > 0,5$.

Dans [1-1] plusieurs méthodes sont présentées pour détecter les défauts d'onduleur commençons par la méthode basée sur les mesures de courant dans les interrupteurs.

Cette méthode nécessite deux capteurs de courant par bras d'onduleur (voir Figure 1-3)

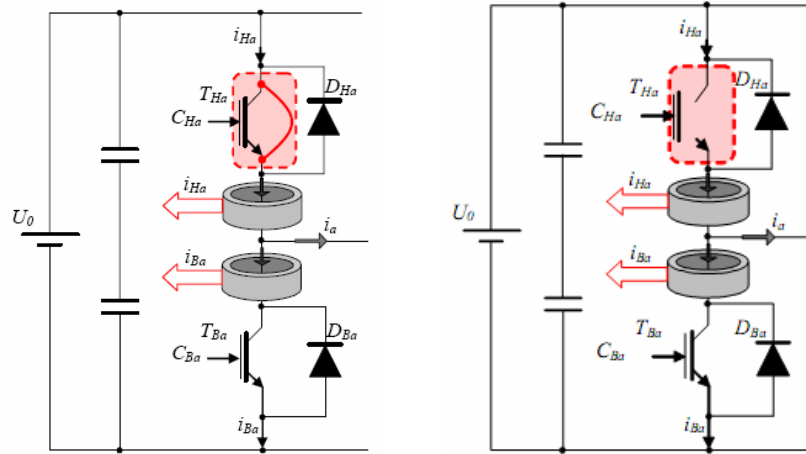


Figure 1-3: Schéma fonctionnel de la détection de défaut avec capteurs de courant extrait de [1-1].

La méthode de détection du défaut de court-circuit est basée sur une équation logique. En effet un transistor est en défaut de court-circuit lorsque le courant qui le traverse (i_{Ha} ou i_{Hb}) est positif et que la commande de ce même transistor n'est pas active.

$$\text{Défaut}_{CC} = \overline{C_{Ha}} \cdot [\text{condition signe}(i_{Ha}) > 0] \quad (1.1)$$

$$\text{et } \text{Défaut}_{CC} = \overline{C_{Ba}} \cdot [\text{condition signe}(i_{Ba}) > 0] \quad (1.2)$$

Le bras a possède un défaut de court-circuit lorsque $\text{Défaut}_{CC} = 1$.

La méthode de détection de circuit ouvert est aussi basée sur une équation logique. En effet un transistor peut être détecté en défaut de circuit ouvert lorsque la commande du transistor est active et que le courant de l'autre interrupteur du même bras est négatif, ce qui mène aux deux équations logiques suivantes pour un bras d'onduleur.

$$\text{Défaut}_{CO} = C_{Ha} \cdot [\text{condition signe}(i_{Ba}) < 0] \quad (1.3)$$

et

$$\text{Défaut}_{CO} = C_{Ba} \cdot [\text{condition signe}(i_{Ha}) < 0] \quad (1.4)$$

Le bras a possède un défaut de circuit ouvert lorsque $\text{Défaut}_{CO} = 1$.

Remarque 1: C_{Ha} est l'état logique de la commande de l'interrupteur T_{Ha} .
 C_{Ba} est l'état logique de la commande de l'interrupteur T_{Ba} .

Remarque 2: Pour éviter les problèmes de courant de fuite et autres bruits, en plus de la condition de signe on ajoutera un seuil dans les équations logiques.

Intéressons nous maintenant à la méthode de détection basée sur la mesure des tensions des interrupteurs :

Cette méthode nécessite deux capteurs de tension par bras d'onduleur (voir Figure 1-4)

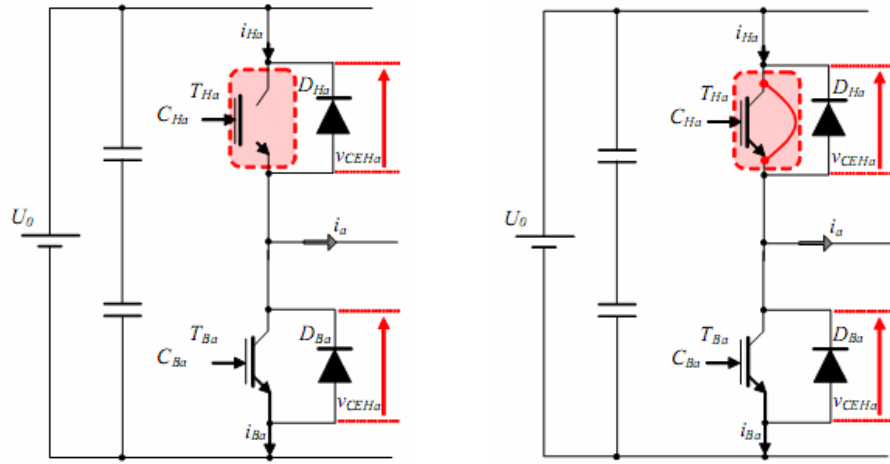


Figure 1-4: Schéma fonctionnel de la détection de défaut avec capteurs de tension extrait de [1-1].

La méthode de détection du défaut de court-circuit est toujours basée sur une équation logique. En effet si dans un même bras un interrupteur est commandé à l'état passant et que le deuxième est en court-circuit, les deux interrupteurs forment un pont diviseur de tension, on peut admettre dans ces conditions que la tension aux bornes d'un interrupteur est $0,2 \cdot U_0 < V_{\text{interrupteur}} < 0,8 \cdot U_0$ [1-1] ce qui mène aux équations logiques suivantes pour un bras d'onduleur ::

$$\text{Défaut}_{CC} = C_{Ba} \cdot [\text{condition } V_{CEBa} < 0,8 \cdot U_0] \cdot [\text{condition } V_{CEHa} < 0,8 \cdot U_0] \quad (\text{défaut de court-circuit de l'interrupteur supérieur}) \quad (1.5)$$

et

$$\text{Défaut}_{CC} = C_{Ha} \cdot [\text{condition } V_{CEBa} < 0,8 \cdot U_0] \cdot [\text{condition } V_{CEHa} < 0,8 \cdot U_0] \quad (\text{défaut de court-circuit de l'interrupteur inférieur}) \quad (1.6)$$

Le bras a possède un défaut de court-circuit lorsque $\text{Défaut}_{CC} = 1$.

Finalement présentons maintenant la méthode de détection de circuit ouvert qui est toujours basée sur une équation logique. Cette fois, si dans un même bras, un interrupteur est commandé à l'état passant alors qu'il est défectueux, il reste en circuit ouvert, le deuxième interrupteur du bras deviendra donc passant. On peut admettre que la tension aux bornes du premier interrupteur est $V_{\text{interrupteur}} > 0,8 \cdot U_0$ [1-1] ce qui mène aux deux équations logiques suivantes pour un bras d'onduleur :

$$\text{Défaut}_{CO} = C_{Ha} \cdot [\text{condition } V_{CEHa} > 0,8 \cdot U_0] \quad (1.7)$$

et

$$\text{Défaut}_{CO} = C_{Ba} \cdot [\text{condition } V_{CEBa} > 0,8 \cdot U_0] \quad (1.8)$$

Le bras a possède un défaut de circuit ouvert lorsque $\text{Défaut}_{CO} = 1$.

On peut remarquer que pour le défaut de court-circuit, on ne trouve pas de méthode utilisant de méthode fréquentielle d'analyse, en effet avec ce type de défaut, il faut être très réactif, c'est pour-

quoi la plupart du temps ce type de défaut est protégé par un fusible qui conduit à l'arrêt total du système [1-4].

On peut conclure que si l'on veut pouvoir détecter un défaut de court-circuit de l'onduleur, il faut utiliser soit des capteurs de courants ou des capteurs de tensions, car les méthodes d'analyse fréquentielle ne permettent pas de détecter ce défaut assez rapidement, à partir du moment où la solution avec des capteurs est retenue, elle est aussi utilisée pour la détection de défaut en circuit ouvert.

1.4 A propos des détections de défauts mécaniques des machines électriques

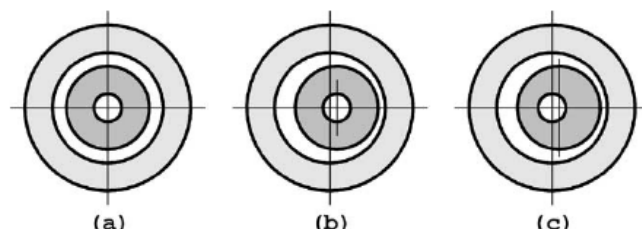
Les défauts mécaniques constituent la première cause de panne des moteurs électriques [1-5]. Parmi ces derniers les défauts de roulement sont les plus fréquents, certains auteurs prétendent que ces défauts sont impliqués dans 40 à 50% des pannes des moteurs électriques [1-6].

Parmi les autres défauts mécaniques auxquels nous allons nous intéresser, il y a les défauts de décentrement du rotor et ceux liés aux variations cycliques du couple de charge.

L'objectif des paragraphes qui suivent est de faire le bilan des signatures associées à ces problèmes, identifier les méthodes applicables pour détecter les défauts en ligne. L'autre objectif important de la connaissance des dysfonctionnements de nature mécanique est la capacité à les différencier des défauts d'autres types (défauts électriques) notamment si les méthodes mises en œuvre sont basées sur l'analyse harmonique des courants. La plupart des études et les méthodes de détection rencontrées dans la littérature concernent les machines asynchrones alimentées par des tensions sinusoïdales.

1.4.1 Détection des défauts de décentrement

Le décentrement dans les machines peut être de deux formes, soit le centre du rotor et le centre du stator ne coïncident pas, mais le rotor tourne autour de son axe (Figure 1-5b, décentrement statique) ou alors le rotor ne tourne pas autour de son axe de révolution où il apparaît un balourd (Figure 1-5c, décentrement dynamique). L'épaisseur de l'entrefer face à un point donné sur l'alésage du stator ne varie pas dans le temps dans le premier cas (décentrement statique), tandis qu'elle varie périodiquement dans le cas d'un décentrement dynamique.



(a) Centric rotor. (b) Static eccentricity. (c) Dynamic eccentricity.

Figure 1-5 : les types de décentrement extrait de [1-6]

Les causes de ces décentremments sont multiples, mauvais alignement des roulements, usure des roulements, rotor cintré, etc... Le décentrement statique est la cause d'un déséquilibre dans les contraintes d'origine magnétique que subit le rotor. Pour une machine synchrone à aimants il va entraîner un déséquilibre des f.e.m et des inductances de la machine. Il apparaît également une résultante non-nulle des forces radiales exercées sur la partie active du rotor qui met sous pression anormale les roulements notamment leurs bagues externes.

Le décentrement dynamique est également la cause d'efforts supplémentaires qui tendent à faire vieillir prématurément les roulements.

Un décentrement dynamique peut être causé par un décentrement statique [1-6]. En pratique, ces deux types de décentrement existent en même temps avec des importances respectives qui peuvent être différentes.

Considérons une machine asynchrone alimentée par un système de tension triphasé équilibré ; sur une telle machine l'effet combiné d'un décentrement statique et dynamique se traduit par la présence d'harmoniques de fréquence f_{dec} dans le spectre des courants. Ces fréquences sont données par la relation suivante [[1-6], [1-7]] :

$$f_{dec} = \left| f_{alim} \cdot \left(1 \pm k \cdot \frac{1-g}{p} \right) \right| \quad (1.9)$$

- f_{alim} est la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation.
- p le nombre de paire de pôle de la machine.
- g le glissement.
- k un nombre entier.

On peut aussi s'intéresser au couple de la machine dans lequel on retrouve les effets de la présence d'harmonique dans les courants. Les harmoniques de couple engendré par un décentrement sont donnés par [1-6] :

$$f_{dec-puis} = f_{alim} \cdot k \cdot \frac{1-g}{p} = k \cdot f_{rotation} \quad (1.10)$$

Pour une machine synchrone alimentée dans les mêmes conditions le glissement est nul, les harmoniques de courant rencontrés seront donc :

$$f_{dec} = \left| f_{alim} \cdot \left(1 \pm \frac{k}{p} \right) \right| = |f_{alim} \pm k \cdot f_{rotation}| \quad (1.11)$$

Pour pouvoir mettre en œuvre une détection efficace, il faut déterminer un seuil sur l'amplitude de chaque harmonique du courant de phase.

En ce qui concerne le couple des machines synchrones à aimants, les harmoniques engendrés par un décentrement se déduisent naturellement de la relation (1.10) en annulant le glissement.

Ce qui donne :

$$f_{dec-puis} = f_{alim} \cdot k \cdot \frac{1}{p} = k \cdot f_{rotation} \quad (1.12)$$

L'entrefer magnétique d'une machine à aimants est plus important que celui d'une machine asynchrone classique, en effet la perméabilité des aimants est proche de celle de l'air. Pour un même degré de décentrement mécanique, l'impact sur le spectre harmonique du courant et du couple est moins important dans le cas d'une machine synchrone à aimants que dans le cas d'une machine asynchrone (l'induction dans l'entrefer est beaucoup moins modifiée dans une MSAP qu'une machine asynchrone pour le même degré de décentrement).

Il est donc difficile de détecter un faible décentrement dans le cas des machines à aimants, car l'impact électromagnétique est moindre. Pour la même raison l'équilibre des forces radiales est peu perturbé, et les contraintes résultantes sur les roulements sont peu modifiées. Le choix des machines à aimants pour les actionneurs embarqués n'est pas seulement justifié par un fort couple massique mais également par une plus faible sensibilité aux problèmes créés par les décentremments.

1.4.2 Effet des oscillations de couple de charge

Lorsque la machine ou sa charge mécanique comporte un problème de déséquilibre de la répartition des masses sur une partie tournante, des oscillations du couple de charge apparaissent, cela peut facilement être mis en évidence en plaçant une masse excentrée sur un disque entraîné par la machine. La composante pulsatoire du couple de charge générée par la masse excentrée est de la forme [1-6] :

$$\Gamma_{\text{sup}} = m \cdot g \cdot r \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rotation}} \cdot t + \varphi) \quad (1.13)$$

Voir Figure 1-6

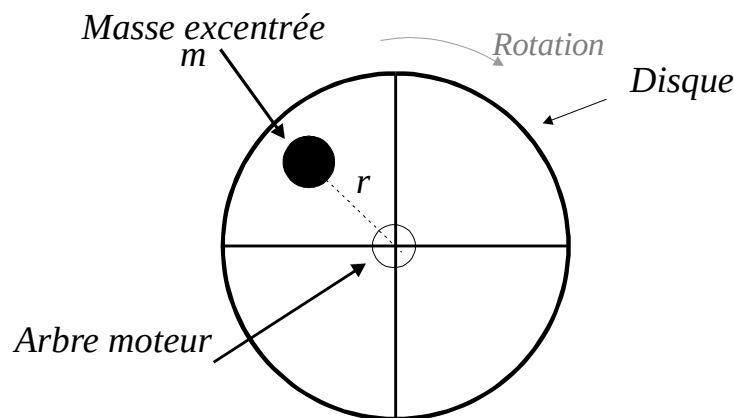


Figure 1-6

En général cette composante pulsatoire de couple peut avoir diverses origines comme des dents d'engrenages cassées dans la boîte de vitesse, un mauvais alignement de la charge mécanique, un défaut de roulement.

Faisons l'étude mécanique d'un système soumis à une telle excitation on obtient :

$$\Gamma_{\text{charge}} = \Gamma_{\text{constant}} + \Gamma_{\text{oscillant}} \quad (1.14)$$

Les oscillations de couple ne sont pas forcément des oscillations mono-harmoniques (sinusoïdales), cependant on pourra toujours faire l'étude en ne considérant que l'harmonique de plus faible rang (fondamental). Par exemple :

$$\Gamma_{\text{charge}} = \Gamma_{\text{constant}} + \Gamma_0 \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') \quad (1.15)$$

avec $\omega_{\text{défaut}}$ la pulsation du 1^{er} harmonique du couple de charge.

L'équation mécanique pour un système de moment d'inertie J et de couple moteur Γ_{moteur} peut s'écrire [1-7]:

$$J \cdot \frac{d\omega_{\text{méca}}}{dt} = \Gamma_{\text{moteur}}(t) - \Gamma_{\text{charge}}(t) \quad (1.16)$$

$$\omega_{\text{méca}}(t) = \frac{1}{J} \cdot \int (\Gamma_{\text{moteur}}(t) - \Gamma_{\text{charge}}(t)) \cdot dt \quad (1.17)$$

En régime permanent le couple de charge moyen est égal au couple moteur (supposé sans ondulation dans le cas où les courants d-q et donc le couple sont imposés à l'aide de l'onduleur contrôlé en courant), nous pouvons alors écrire :

$$\omega_{\text{méca}}(t) = \frac{1}{J} \cdot \int (-\Gamma_0 \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi')) \cdot dt + \text{constante} \quad (1.18)$$

$$\omega_{\text{méca}}(t) = \frac{1}{J} \cdot \int (-\Gamma_0 \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi')) \cdot dt + \omega_{\text{méca-moyen}} \quad (1.19)$$

$$\omega_{\text{méca}}(t) = -\frac{\Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}} \cdot \sin(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') + \omega_{\text{méca-moyen}} \quad (1.20)$$

Par conséquent, l'amplitude de l'oscillation de vitesse diminue avec l'augmentation de la fréquence (pulsation) d'oscillation du couple. Comme $\omega_{\text{défaut}}$ est un paramètre lié à la vitesse de rotation (voir exemple ci-dessus), l'amplitude d'oscillation de vitesse diminue avec l'augmentation de la vitesse de la machine. Autrement dit les oscillations de vitesse sont filtrées par l'inertie des parties tournantes (relation (1.20)) Ce phénomène est encore amplifié pour la position mécanique :

$$\theta_{\text{méca}}(t) = \int \omega_{\text{méca}}(t) \cdot dt = \frac{\Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}^2} \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') + \omega_{\text{méca-moyen}} \cdot t + \theta_0 \quad (1.21)$$

D'après [1-8], pour une machine asynchrone alimentée par un système de tension triphasé équilibré le courant statorique est affecté par l'oscillation de la vitesse. Cette oscillation de vitesse a aussi

pour conséquence une modulation d'amplitude et une modulation de phase des forces électromotrices équivalentes de la machine.

Selon les auteurs de [1-9] le courant comporte deux termes sinusoïdaux : l'un de pulsation ω_{alim} et une phase constante (φ dans (1.22)) et l'autre de même pulsation mais une phase modulée variant sinusoïdalement avec le temps. La forme du courant obtenue est [1-9] :

$$i_s \approx i_{s1} + i_{s2} = I_{s1} \cdot \sin(\omega_{\text{alim}} \cdot t + \varphi) + I_{s2} \cdot \sin(\omega_{\text{alim}} \cdot t + \beta \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi)) \quad (1.22)$$

$$\text{Avec } \beta = \frac{p \cdot \Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}^2} \quad (\text{avec } p \text{ nombre de paires de pôles}). \quad (1.23)$$

La modulation de phase dans les courants statoriques constitue donc une signature de ce type de défaut.

1.4.3 Détection des oscillations de couple de charge

1.4.3.1 Méthode d'analyse fréquentielle

Pour détecter les défauts entraînant l'oscillation du couple de charge, une première approche consiste à utiliser les méthodes classiques d'analyse fréquentielle afin d'obtenir la densité spectrale de puissance du signal.

Le spectre d'un signal modulé en phase est très large, il possède des composantes harmoniques aux fréquences $f_{\text{alim}} \pm n \cdot f_{\text{défaut}}$ avec n un entier pour $n \neq 0$. L'amplitude de l'harmonique $f_{\text{alim}} \pm n \cdot f_{\text{défaut}}$ est proportionnel à la fonction de Bessel $J_n(\beta)$ d'ordre n de la variable β (β définie en (1.23)). D'après les auteurs de [1-8], pour les valeurs de β rencontrées dans le cas de l'ensemble machine asynchrone-charge mécanique étudié, les valeurs des fonctions de Bessel d'ordre supérieur ou égale à deux sont négligeables devant celles d'ordre inférieur de la variable β .

Par conséquent, dans le spectre harmonique du courant il y a deux raies détectables ($f_{\text{alim}} \pm f_{\text{défaut}}$) autour de la raie centrale (f_{alim}), et les autres raies ($f_{\text{alim}} \pm n \cdot f_{\text{défaut}}$ pour $n \geq 2$) sont difficilement détectables.

L'inconvénient de cette méthode est que d'autres défauts conduisant à une modulation d'amplitude des courants de phase donne la même signature spectrale [1-8]. Avec une analyse spectrale seule on ne peut pas toujours définir la nature exacte du défaut.

1.4.3.2 Méthode de la "fréquence instantanée"

Une deuxième méthode consiste à évaluer la "fréquence instantanée" du courant. Pour cela il faut créer artificiellement un signal analytique à partir de la fonction représentant le signal à analyser à savoir le courant (1.22). Si on appelle $i(t)$ ce signal, le signal analytique associé sera :

$$z(t) = i(t) + j \cdot H(i(t)) \quad (1.24)$$

Dans cette relation $H(i(t))$ est la transformée de Hilbert du courant [1-10]. $\underline{z}(t)$ est un nombre complexe qui peut s'écrire sous la forme :

$$\underline{z}(t) = a(t) \cdot e^{j[\varphi(t)]} \quad (1.25)$$

$$\text{On appelle fréquence instantanée : } f_i = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (1.26)$$

Si on recherche la fréquence instantanée du signal analytique associé au courant [1-8] on trouve :

$$f_i \approx f_{\text{alim}} - C \cdot f_{\text{défaut}} \cdot \beta \cdot \sin(\omega_{\text{défaut}} \cdot t) \quad \text{avec } C < 1 \quad (1.27).$$

La fréquence instantanée est un indicateur de défaut intéressant car elle permet de faire une distinction entre un signal modulé en amplitude et un signal modulé en phase.

Dans la relation (1.27), le terme lié au défaut dans l'expression de la fréquence instantanée est proportionnel à β (voir la relation (1.23)), son amplitude diminue avec la vitesse. Les défauts mécaniques engendrant ce type de signature sont plus difficiles à détecter à vitesse élevée.

Exemple d'application de la transformée de Hilbert à un signal du type de (1.22) :

$$i_s \approx i_{s1} + i_{s2} = I_{s1} \cdot \sin(\omega_{\text{alim}} \cdot t + \varphi) + I_{s2} \cdot \sin(\omega_{\text{alim}} \cdot t + \beta \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi'))$$

Résultats de simulation pour $i_s = 1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot t) + 0.1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot t + 0.1 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot t))$, à l'aide de la transformée de Hilbert (utilisation de l'algorithme de Matlab).

On trouve la fréquence instantanée présentée sur la Figure 1-7 (figure ci-après).

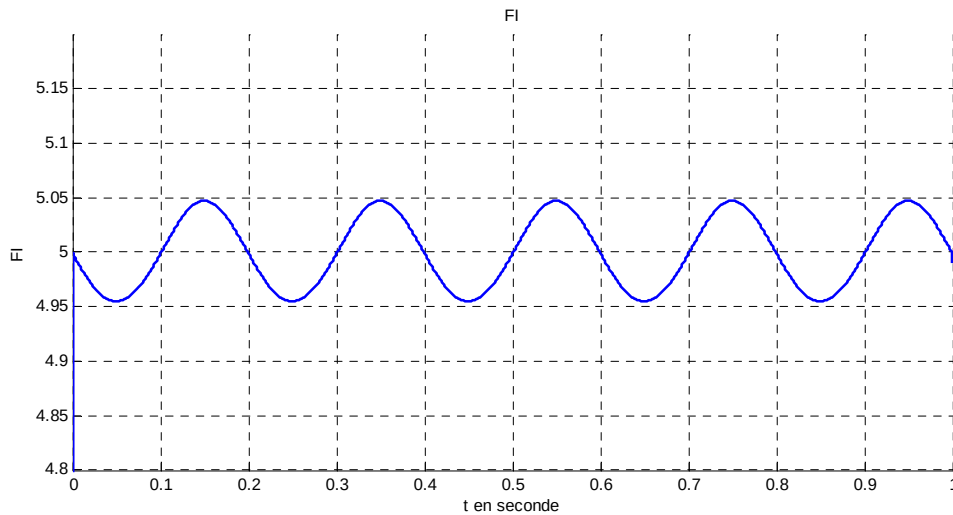


Figure 1-7 : La fréquence instantanée du signal (1.22)

On remarque que l'on obtient un signal composé d'une valeur moyenne égale à 5 Hz (égale à la fréquence du courant s'il n'était pas modulé) et d'une sinusoïde de fréquence 5 Hz correspondant à la modulation de phase.

Quel que soit le signal utilisé (tension de référence d'une phase ou le courant de phase), il contient des harmoniques de hauts rangs liés au découpage de l'onduleur. Afin de vérifier l'efficacité de la méthode basée sur l'analyse de la fréquence instantanée pour détecter les défauts ayant pour signature un signal modulé en phase dans le cas des machines alimentées par des onduleurs à commande à Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I.), nous avons considéré un onduleur monophasé (pont en H) commandé en M.L.I., alimentant une charge $R-L-E$ (

Figure 1-8). La f.e.m. E est modulée en amplitude et en phase pour simuler la présence des oscillations de la vitesse et de la position (modèle se rapprochant du modèle d'une machine synchrone à aimants).

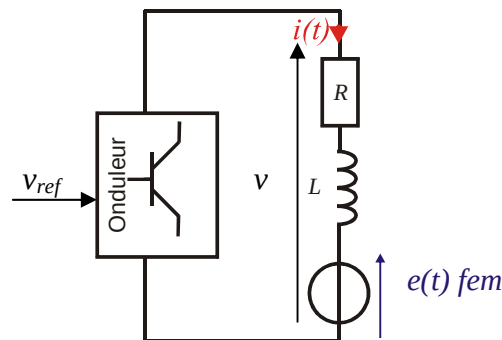


Figure 1-8 : Charge $R-L-E$ alimentée par un onduleur commandé par une M.L.I.

Nous avons appliqué la méthode de recherche de la fréquence instantanée (voir (1.24) à (1.27)) au courant de la charge $R-L-E$ (voir Figure 1-8). On obtient un courant de forme d'onde donnée sur la Figure 1-9. Contrairement au courant issu d'une alimentation sinusoïdale, l'onde du courant comporte les hautes fréquences liées à l'alimentation par onduleur à MLI.

La courbe de la Figure 1-10 présente le signal représentant la " fréquence instantanée ", obtenu par la méthode proposée en [1-8]. Cette méthode semble être très sensible aux harmoniques de découpage (aux bruits en général), car on remarque que la courbe de " fréquence instantanée " n'est pas simple à interpréter encore moins à traiter automatiquement comme indicateur de défaut.

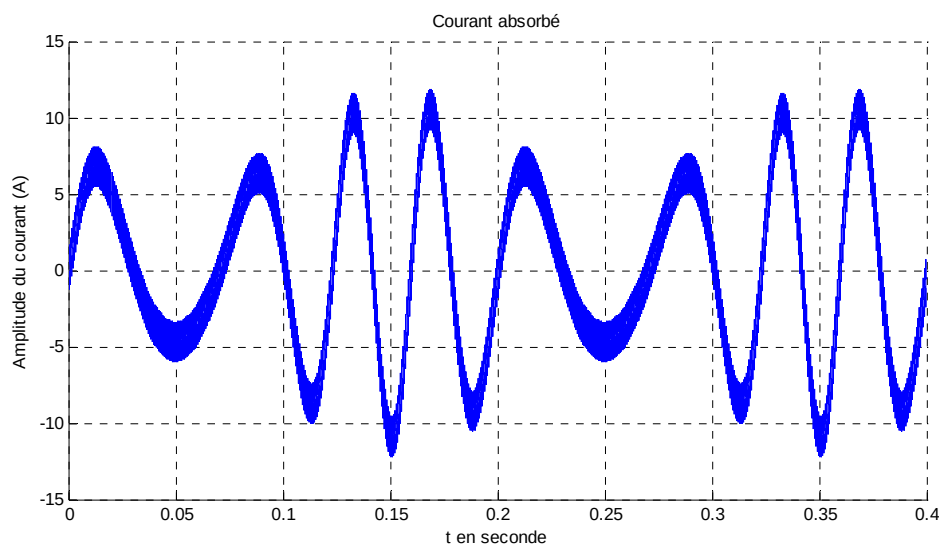


Figure 1-9 : La forme du courant lorsque La f.e.m. E est modulée en amplitude et en phase.

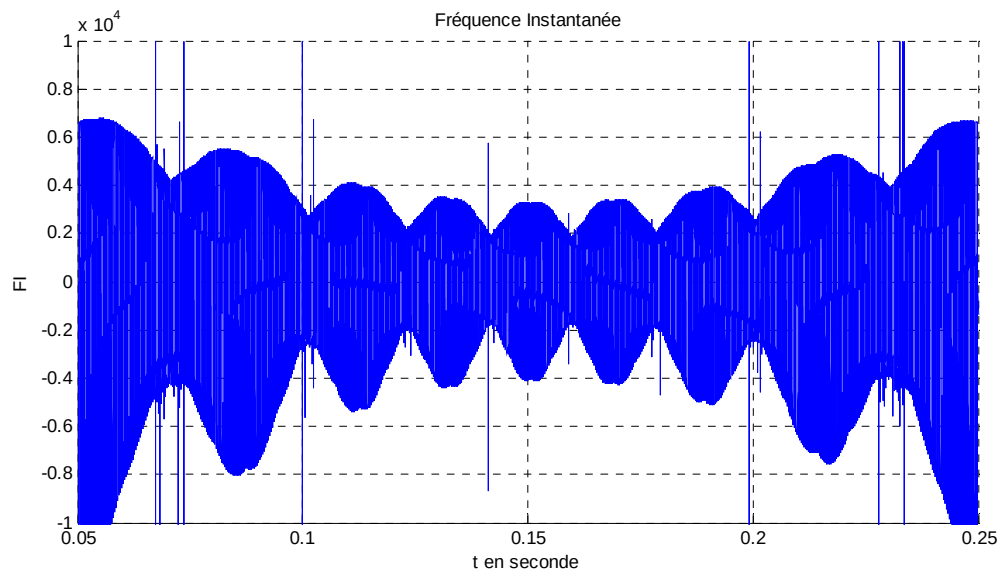


Figure 1-10: La fréquence instantanée du courant de la charge R-L-E alimentée par un onduleur à M.L.I.

Une solution possible consiste à filtrer les harmoniques liés au découpage dans le signal que l'on doit traiter avant de faire la recherche de la fréquence instantanée, sachant que celle-ci est généralement très inférieure à la fréquence de découpage.

La Figure 1-11 présente le "courant filtré" issu du filtrage par un filtre passe-bas du courant de charge (voir Figure 1-9).

Le filtre utilisé est un filtre du 2^{ème} ordre de fréquence propre 1kHz, permettant le filtrage des harmoniques liés au découpage (20 kHz), sachant que la fréquence de la référence de tension de l'onduleur (voir Figure 1-8) est de 20 Hz.

En appliquant la méthode de la fréquence instantanée, basée sur l'utilisation de la transformée de Hilbert du signal "courant filtré", on obtient la courbe présentée sur la Figure 1-12 présentant la fréquence instantanée. On remarque que l'on obtient un signal composé d'une valeur moyenne égale à 20 Hz (fréquence du fondamental de la tension imposée par l'onduleur) et d'une sinusoïde de fréquence 5 Hz, liée à la forme de la f.e.m., modulée en phase).

On arrive donc à extraire l'information d'un signal comportant un bruit de fréquence bien plus élevée que la fréquence instantanée.

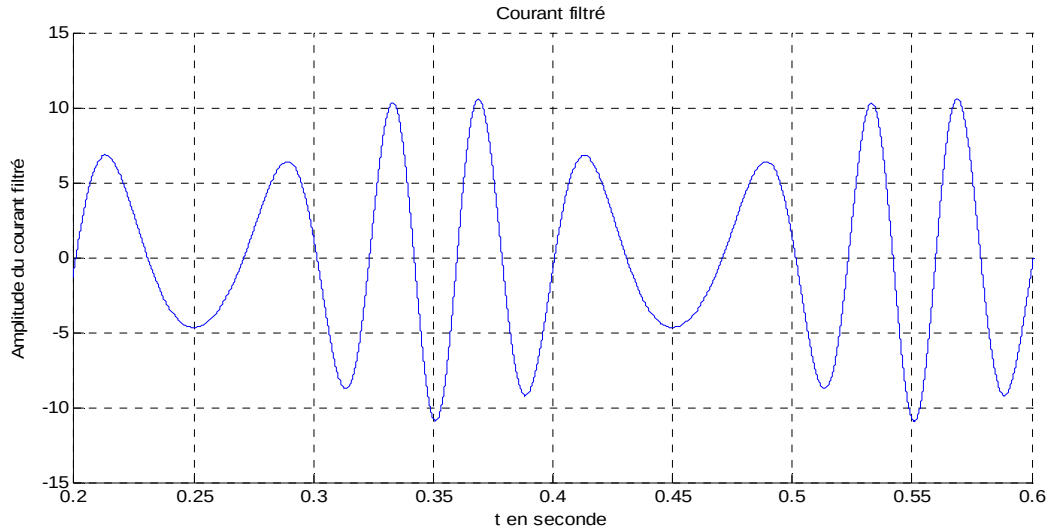


Figure 1-11 : La forme du courant filtré

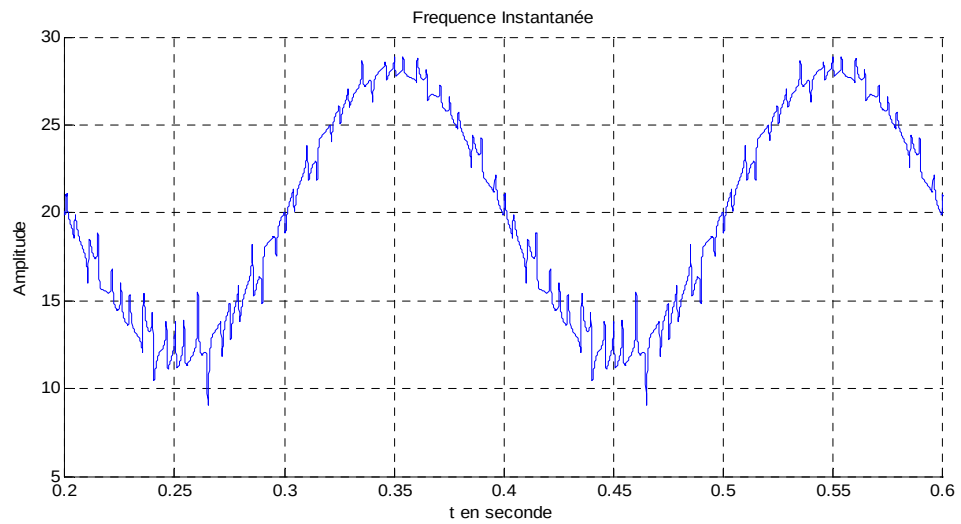


Figure 1-12 : Le signal " fréquence instantanée " obtenu du signal " courant filtré " par la méthode utilisant la transformée de Hilbert.

Du point de vue théorique, la méthode de fréquence instantanée semble efficace, cependant nous n'avons pas fait la validation expérimentale de cette méthode sur une M.S.A.P. car cet aspect n'est pas le sujet central de ce mémoire.

1.4.3.3 Méthodes basées sur des transformations temps-fréquence

D'autres méthodes basées sur l'utilisation des transformations temps fréquence comme la distribution de Wigner peuvent être employées pour trouver la signature de défauts mécaniques (affectant un signal par exemple le courant de phase) de la façon suivante [1-12] :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} i\left(t + \frac{\tau}{2}\right) i^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau} d\tau \quad (1.28)$$

Pour avoir une durée raisonnable de calcul, on applique la transformation pseudo-Wigner :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(\tau) \cdot i\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot i^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau} \cdot d\tau \quad (1.29)$$

Relation dans laquelle $p(\tau)$ est une fenêtre permettant de faire les calculs sur une durée limitée. Si on applique la transformation pseudo-Wigner, il y a alors dans les représentations temps-fréquences (diagramme de représentation de la transformation de Wigner) apparition de composantes aux fréquences $f_{\text{alim}} + \frac{f_{\text{défaut}}}{2}$ et $f_{\text{alim}} - \frac{f_{\text{défaut}}}{2}$ dont l'amplitude varie avec la même fréquence que le défaut [1-12].

La transformation de Wigner peut-être appliquée, soit aux courants de phase, soit aux courants diphasés exprimés dans le repère du rotor et présenté sous forme complexe (courant $\underline{I}_{\alpha\beta} = i_{\alpha} + j \cdot i_{\beta} = |\underline{I}_{\alpha\beta}| \cdot e^{j \cdot \arg \underline{I}_{\alpha\beta}}$) ou encore au signal analytique associé aux courants de phases (voir (1.24)), cependant les contenus spectraux ne sont pas les mêmes dans chaque cas [1-11].

1.4.4 Détection d'oscillation de couple de charge pour une MSAP à rotor lisse

En ce qui concerne la machine synchrone à aimants, l'oscillation de vitesse et de position affecte également la forme des f.e.m, en effet :

$$e(t) = p \dot{\theta}_{\text{meca}} \cdot \Phi_{\text{max}} \cdot \cos[p \cdot \theta_{\text{meca}}(t) + \varphi''] \quad (1.30)$$

En remplaçant $\theta_{\text{meca}}(t)$ par l'expression (1.21) on obtient :

$$\begin{aligned} e(t) = p \cdot \omega_{\text{meca-moyen}}(t) \cdot \Phi_{\text{max}} \cdot \cos \left(p \cdot \left[\frac{\Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}^2} \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') + \omega_{\text{meca-moyen}} \cdot t + \theta_0 \right] + \varphi'' \right) \\ - \frac{p \cdot \Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}} \cdot \sin(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') \cdot \Phi_{\text{max}} \cdot \cos \left(p \cdot \left[\frac{\Gamma_0}{J \cdot \omega_{\text{défaut}}^2} \cdot \cos(\omega_{\text{défaut}} \cdot t + \varphi') + \omega_{\text{meca-moyen}} \cdot t + \theta_0 \right] + \varphi'' \right) \end{aligned} \quad (1.31)$$

On constate que la f.e.m $e(t)$ est à la fois modulée en amplitude par la vitesse mécanique et modulée en phase par l'effet des oscillations de la position.

On peut en conclure que la détection d'oscillation de couple de charge peut a priori également être mise en œuvre sur les MSAP.

1.4.5 Concernant les défauts de roulements

Les roulements se composent généralement de deux anneaux, un intérieur et un extérieur, entre lesquels un ensemble de billes ou de rouleaux tournent.

En fonctionnement normal (charge équilibrée et bon alignement arbre, charge mécanique) la défaillance commence par des petites fissures; elles sont situées sur les surfaces intérieures des bagues et sur les billes, ce qui produit des vibrations et augmente le niveau de bruit. Lorsqu'une contrainte durable agit, il y a des fragments de matériau qui se détachent. Une fois cette phase de détérioration engagée, la taille du secteur affecté augmente rapidement, souillant ainsi le lubrifiant, ce qui peut entraîner un dépôt localisé et des vibrations de plus en plus importantes [1-13].

Ces phénomènes peuvent être favorisés par des vibrations extérieures, un mauvais alignement de la charge mécanique, la présence d'un déséquilibre, un décentrement statique ou dynamique etc...

Si on suppose que les billes roulent et ne glissent pas [1-14] les vibrations mécaniques générées par le roulement apparaissent aux fréquences suivantes (voir Figure 1-13 et Figure 1-14) [1-13], [1-14], [1-15], [1-16], [1-17], [1-18], [1-19]] :

$$\text{a-} \quad f_{Bext} = \frac{n}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left(1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right) \quad (1.32)$$

Les vibrations générées correspondent à un défaut apparaissant sur la bague extérieure. Cette fréquence correspond à la fréquence de passage des billes en un point donné de la bague extérieure.

$$\text{b-} \quad f_{Bint} = \frac{n}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left(1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right) \quad (1.33)$$

Les vibrations générées correspondent à un défaut apparaissant sur la bague intérieure. Cette fréquence correspond à la fréquence de passage des billes en un point donné de la bague intérieure.

f_{Bint} , f_{Bext} peuvent exister dans le spectre des vibrations d'un roulement sain, mais leurs amplitudes sont faibles voir non détectable et lorsque le défaut apparaît leurs amplitudes augmentent de façon significative [1-19].

$$\text{c-} \quad f_{bille} = \frac{D}{2 \cdot d} \cdot f_{rot} \cdot \left(1 - \left(\frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right)^2 \right) \quad (1.34)$$

Cette fréquence correspond à la fréquence de rotation des billes, alors une déformation apparaissant sur une bille entraînera l'existence d'une vibration à la fréquence $2 \cdot f_{bille}$, (passage de la déformation sur la bague extérieure et sur la bague intérieure) [1-19].

$$\text{d-} \quad f_{cage} = \frac{1}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left(1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right) \quad (1.35)$$

Cette fréquence est celle de rotation de l'ensemble du train de bille, avec ϕ angle de contact entre la bague et la bille (voir Figure 1-13)

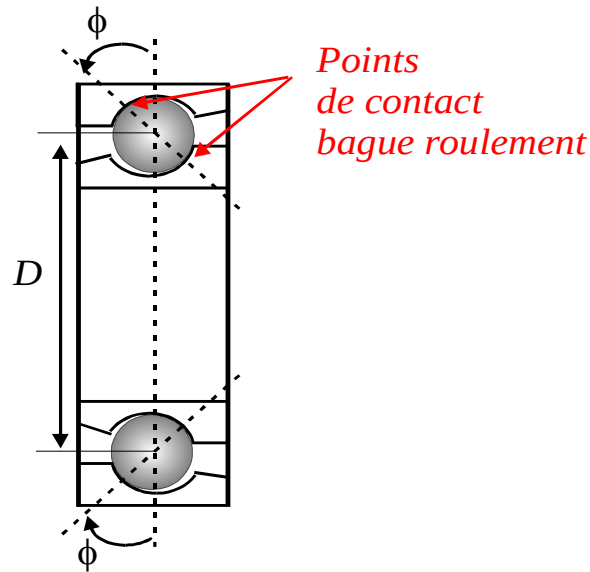


Figure 1-13 : Vue en coupe d'un roulement

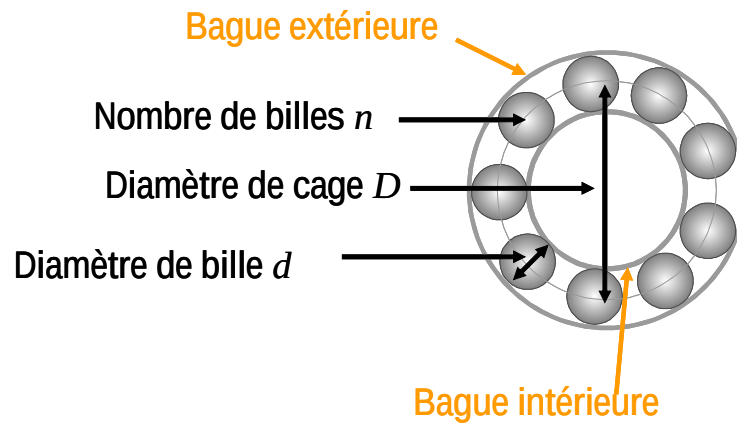


Figure 1-14 : Autre vue en coupe d'un roulement

L'effet de ces vibrations (pour une machine alimentée par un système de tension triphasé équilibrée) se manifeste par la présence d'un décentrement cela entraîne l'apparition dans les courants de composantes spectrales de fréquence [[1-13], [1-15], [1-17]] :

$$f_{\text{defaut}} = |f_{\text{alim}} \pm m \cdot f_{\text{roulement}}| \quad (1.36)$$

- f_{alim} est la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation.
- m un entier quelconque.
- $f_{\text{roulement}}$ l'une des trois fréquences caractéristiques de vibration données ci-avant (f_{Bint} , f_{Bext} , f_{bille}) .

Dans [1-18] la relation qui donne les fréquences apparaissant dans les courants est légèrement différente pour le défaut de bague intérieure et le défaut de bille :

- Pour le défaut de bague intérieure, la relation (1.36) est remplacée par :

$$f_{\text{defaut}} = |f_{\text{alim}} \pm f_{\text{rotation}} \pm m \cdot f_{\text{Bint}}| \quad (1.37)$$

- Pour le défaut de bille :

$$f_{\text{defaut}} = |f_{\text{alim}} \pm f_{\text{cage}} \pm m \cdot f_{\text{bille}}| \quad (1.38)$$

De plus pour les auteurs de [1-18] un défaut de roulement ne se limite pas à une variation de l'entrefer de la machine, il y a aussi apparition d'un couple de charge oscillant. Par exemple à chaque fois qu'une bille tombe dans un trou situé sur la bague intérieure du roulement il faut fournir un effort supplémentaire pour la déplacer. Ceci à pour conséquence une oscillation de vitesse et donc une modulation de phase de la f.e.m, lors d'une alimentation en tension d'une machine en boucle ouverte, on retrouve donc dans le courant une modulation de phase.

Remarque : Les méthodes de détection de défaut de roulement pour les défauts cités seront alors les mêmes que celles rencontrées pour détecter les décentremments et les oscillations de couples.
Les défauts de roulement qui ont été présentés ici ne concernent que les défauts localisés, il en existe un autre type celui dit de " rugosité généralisée " [1-17].

Il s'agit en fait d'une détérioration non localisée des surfaces des bagues entraînant une augmentation des frottements lors de la rotation du roulement. Ce type de défaut, fréquemment rencontré en pratique dans l'industrie, est souvent délaissé dans la littérature scientifique. Sa mise en évidence dans le domaine fréquentielle est a priori impossible, en effet ce défaut augmente le bruit de fond dans une large bande de fréquence, des composantes fréquentielles sont amplifiées dans une bande de fréquence non prévisible (et non reproductible) avec des amplitudes aléatoires [1-17].

Les seules techniques qui semblent applicables sont le contrôle de la température du roulement.

1.5 A propos de la détection des défauts inter-spores statoriques

Nous allons dans ce qui suit faire une analyse des méthodes existantes qui seraient applicables "en ligne" à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension commandée en vitesse ou en courant. En effet dans la littérature la plupart des études ont été menées sur les défauts rencontrés dans des machines asynchrones alimentées en boucle ouverte.

Les recherches concernant les méthodes de détection en ligne des défauts d'isolement inter spire ont commencé à se développer à partir de 1985 [1-5].

Les court-circuits inter-spores, interphases ont les mêmes conséquences mais avec des importances différentes. Les conséquences directes sont une modification des impédances des phases concernées (impédances directes, impédances inverses) et une modification de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer de la machine.

Les conséquences secondaires sont une modification des courants absorbés par la machine lorsque celle-ci est alimentée par une source de tension triphasée équilibrée et de façon réciproque une

modification des tensions aux bornes lorsqu'elle est alimentée par une source de courant triphasée équilibrée.

1.5.1 Méthode basée sur la mesure de la valeur efficace du courant inverse

Pour la détection de ce type d'anomalie, la première méthode envisagée à été la mesure du courant inverse (utilisation de la décomposition à l'aide des composantes symétriques) de la machine. L'apparition d'un défaut au niveau des bobinages statoriques, entraîne naturellement la présence d'un déséquilibre, donc l'existence d'une composante inverse du courant pour une alimentation par un système triphasé de tensions équilibrées.

De plus pour une machine asynchrone, il existe une relation linéaire entre la puissance dissipée dans la partie court-circuitée et la valeur du courant inverse, elle n'a pas été démontrée par le calcul, mais est montrée expérimentalement (Figure 1-15) [1-20].

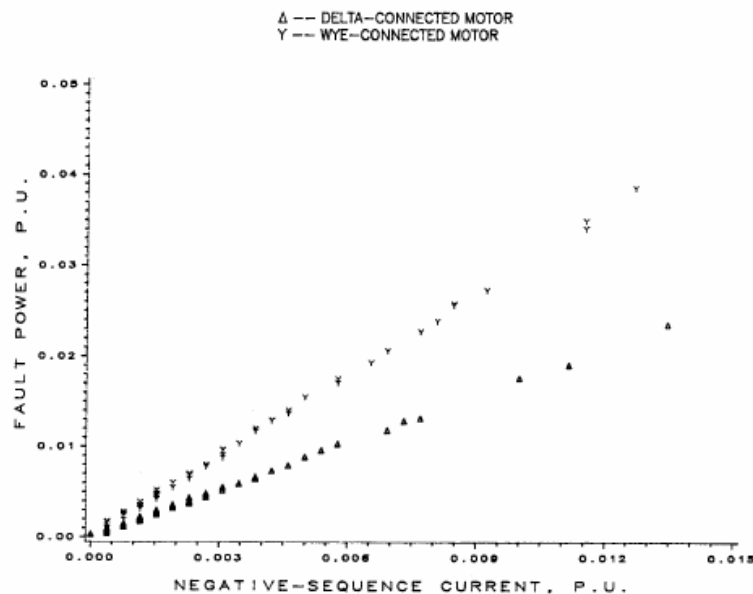


Figure 1-15 : Evolution de la puissance dissipée (per unit P. U.) dans le court-circuit statotrique par rapport à l'évolution du courant inverse extrait de [1-20].

Malheureusement dans les cas de défauts réels, le courant qui circule dans la partie court-circuitée du bobinage d'une machine classique n'est pas accessible. Il faut donc dans ces conditions fixer un seuil de détection sur la valeur du courant inverse pour détecter le défaut.

Cette méthode à été abandonnée car la plupart des machines sur un site industriel sont alimentées en boucle ouverte par un système de tension triphasée qui n'est pas exactement équilibré, ce déséquilibre entraînant l'apparition d'un courant inverse pouvant être interprétée comme un défaut. Cependant en ce qui nous concerne, l'utilisation de cet indicateur n'est pas à écarter complètement car l'utilisation d'alimentation insérée dans une boucle d'asservissement nous permet d'avoir une alimentation équilibrée en tension ou en courant.

1.5.2 Méthode basée sur l'étude des variations d'impédances

Comme cela a été dit dans le paragraphe précédent lorsque l'alimentation de la machine n'est plus équilibrée, l'utilisation de la mesure du courant inverse comme indicateur de défaut devient hasardeuse.

La méthode proposée dans [1-21] pour détecter les défauts naissants au stator d'une machine asynchrone est toujours d'exploiter le déséquilibre engendré par la présence du défaut, mais cette fois il s'agit d'évaluer les "impédances inverses".

On appelle impédance inverse le rapport suivant :

$$Z_{inv} = \frac{V_{eff-inv}}{I_{eff-inv}} \quad (1.39)$$

On définit aussi la résistance inverse par la relation suivante :

$$R_{inv} = Z_{inv} \cdot \cos(\varphi_{inv}) \quad (1.40)$$

Et finalement la réactance inverse

$$X_{inv} = Z_{inv} \cdot \sin(\varphi_{inv}) \quad (1.41).$$

Avec φ_{inv} le déphasage entre la tension inverse et le courant inverse.

L'utilisation de ces grandeurs permet de minimiser les effets d'un déséquilibre de l'alimentation. De plus ces grandeurs sont insensibles aux variations de charge [1-21].

Dans cette étude il est aussi montré de façon expérimentale qu'en présence de défaut, la partie réelle (R_{inv}) et la partie imaginaire (X_{inv}) de l'impédance inverse d'une machine asynchrone présentent de plus grandes variations que son module (Z_{inv}), ce qui en fait de bons indicateurs de défauts.

Pour appliquer cette méthode, l'utilisation de deux capteurs de courant et deux capteurs de tension sont nécessaires. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension commandé en M.L.I., les tensions appliquées à la machine peuvent être déduite des commandes appliquées à l'onduleur, pour un fonctionnement normal de ce dernier.

La Figure 1-16 montre que dans le cas étudié dans [1-21] la variation de la résistance inverse (partie réelle de l'impédance inverse) est plus importante que le module de cette impédance ou sa partie imaginaire.

Il semble alors plus intéressant d'utiliser la résistance inverse comme indicateur de défauts naissant inter-spire plutôt que le module de l'impédance inverse.

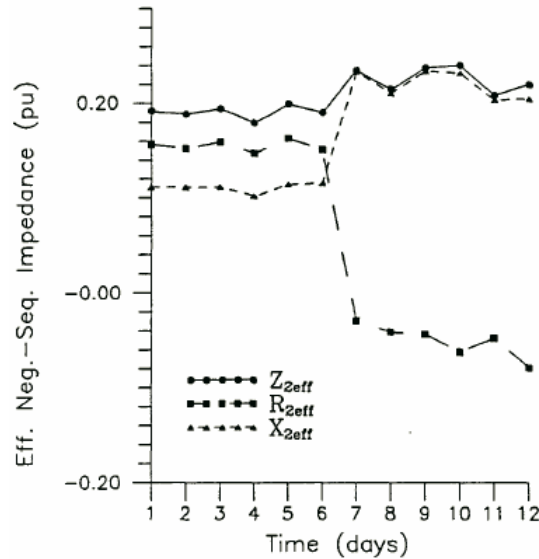


Figure 1-16 : Evolution de l'impédance inverse, résistance inverse et réactance inverse au cours du temps extrait de [1-21]. Sur ce graphique : $Z_{inv} = Z_{2eff}$, $R_{inv} = R_{2eff}$ et $X_{inv} = X_{2eff}$

Pour une machine synchrone équilibrée, lorsque les f.e.m. des phases forment un système triphasé équilibré direct, l'impédance inverse peut être mesurée en alimentant la machine par un système déséquilibré de tension comportant une composante inverse et en mesurant la composante inverse du courant statorique :

$$Z_{inv} = \frac{V_{eff-inv}}{I_{eff-inv}} \text{ de la même façon qu'en (1.39)}$$

Z_{inv} qui peut être décomposée en R_{inv} et X_{inv} (voir (1.40) et (1.41)) sera dépendant de la température et de la vitesse. Cette dépendance à la vitesse est moins contraignante pour les machines synchrones car pour ce type de machine la vitesse varie uniquement avec la fréquence de l'alimentation et elle est indépendante de la charge, contrairement à celle de la machine asynchrone.

Il est à noter que la détermination des valeurs de ces paramètres (Z_{inv} , R_{inv} et X_{inv}) semble plus difficile à mettre en œuvre. En effet, pour une machine synchrone lorsqu'un déséquilibre apparaît dû à un défaut électrique inter-spores, il y aura certainement une variation de l'impédance inverse mais aussi apparition d'une f.e.m. inverse.

Si l'on utilise la relation (1.39) pour déterminer l'impédance inverse, la valeur calculée en mode normal est exacte (pour les machines synchrones comportant un bobinage triphasé équilibré) mais elle est mal-estimée en présence de défaut inter-spores.

Cependant, l'objectif étant la détection du défaut, en utilisant la relation (1.39) et en négligeant le déséquilibre de la f.e.m, on reporte la totalité des conséquences d'un déséquilibre sur la valeur de l'impédance estimée. L'écart de l'impédance estimée en présence d'un défaut et l'impédance en mode normale serait amplifiée en négligeant le déséquilibre de la f.e.m. ; ceci pourrait faciliter la détection des défauts naissants. Cependant rien ne permet de penser a priori que cette méthode présente une plus grande sensibilité.

Toujours pour une machine asynchrone, une étude ultérieure des mêmes auteurs [1-22] montre qu'il est possible de relier directement la sévérité du défaut au module de l'impédance inverse par une relation du type :

$$S_{\text{sévérité défaut}} = k \cdot |Z_{\text{inverse}}| + \text{constante} \quad (1.42)$$

(Pour un fonctionnement à une vitesse non-nulle établie).

Cependant même pour un moteur asynchrone la relation précédente ne donne pas de bons résultats pour un faible nombre de spires en court-circuit.

Les auteurs expliquent ce phénomène par le fait qu'une machine n'est pas parfaitement équilibrée même quand elle est saine, alors un défaut naissant peut dans certains cas avoir tendance à rééquilibrer la machine. Cette faible sensibilité est confirmée dans [1-23].

Dans [1-24], une solution est proposée, toujours pour les machines asynchrones, mais en tenant compte du fait qu'une machine saine est toujours un peu déséquilibrée. Cette fois on utilise le modèle de la machine que l'on décompose en systèmes direct et inverse.

En supposant que la composante homopolaire du courant est nulle, on obtient les deux relations suivantes :

$$\underline{V}_d = \underline{Z}_{dd} \cdot \underline{I}_d + \underline{Z}_{di} \cdot \underline{I}_i \quad (1.43)$$

$$\underline{V}_i = \underline{Z}_{id} \cdot \underline{I}_d + \underline{Z}_{ii} \cdot \underline{I}_i \quad (1.44)$$

Relations dans lesquelles :

- $\underline{I}_d$ et $\underline{I}_i$ sont respectivement les grandeurs complexes directe et inverse associées au premier harmonique des courants mesurés.
- $\underline{V}_d$ et $\underline{V}_i$ sont les grandeurs complexes directe et inverse associées au premier harmonique des tensions mesurées.

Les coefficients $\underline{Z}_{xx}$ sont déterminés pour une vitesse de fonctionnement donnée en régime permanent lorsque la machine est saine, on y parvient en créant un déséquilibre de l'alimentation artificiellement (deux séries de mesures) [1-25].

Pour une machine équilibrée saine $\underline{Z}_{di}$ est nulle (la matrice d'impédance est circulante). Le fait d'introduire $\underline{Z}_{di}$ dans les relations (1.43) et (1.44) permet de tenir compte d'un éventuel déséquilibre de construction.

La méthode de détection du défaut est basée sur la comparaison des valeurs $\underline{V}_d$ et $\underline{V}_i$ mesurées et de celles calculées à l'aide des impédances ($\underline{Z}_{dd}$, $\underline{Z}_{ii}$ et $\underline{Z}_{di}$ obtenues pour la machine saine, comme indiqué ci-dessus) et des courants mesurés (voir relations (1.43) et (1.44)).

Si les mesures des courants et des tensions en ligne se font avec les mêmes capteurs que ceux utilisés pour déterminer les coefficients $\underline{Z}_{xx}$ cette méthode devient insensible aux erreurs de calibrage.

Les résultats expérimentaux montrent que V_d est plus sensible que V_i à la présence de défaut inter-spire voir Figure 1-17 et Figure 1-18.

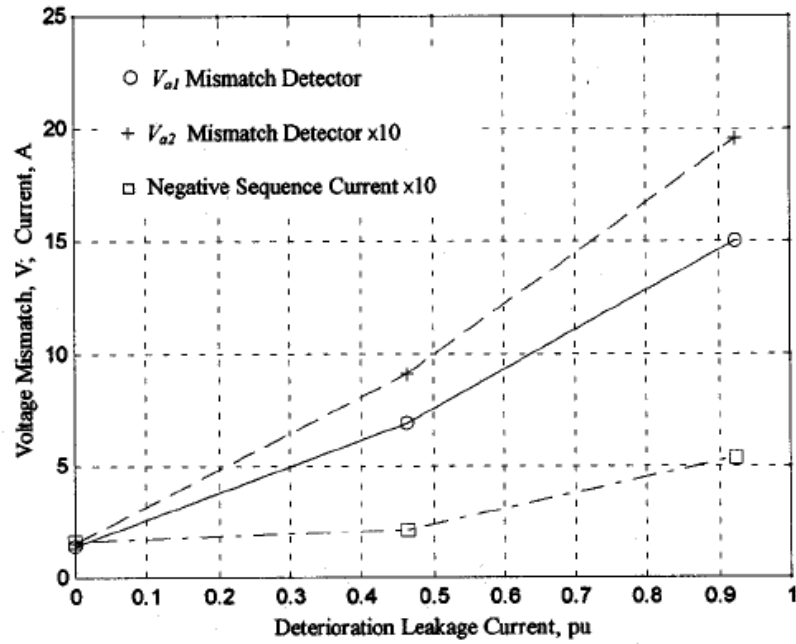


Figure 1-17 : Evolution des tensions directe, inverse et évolution du courant inverse en fonction du courant de défaut (dans le court-circuit inter-spires) pour un faible déséquilibre de la tension d'alimentation extrait de [1-24].

Pour V_{a1} lire V_d et pour V_{a2} lire V_i

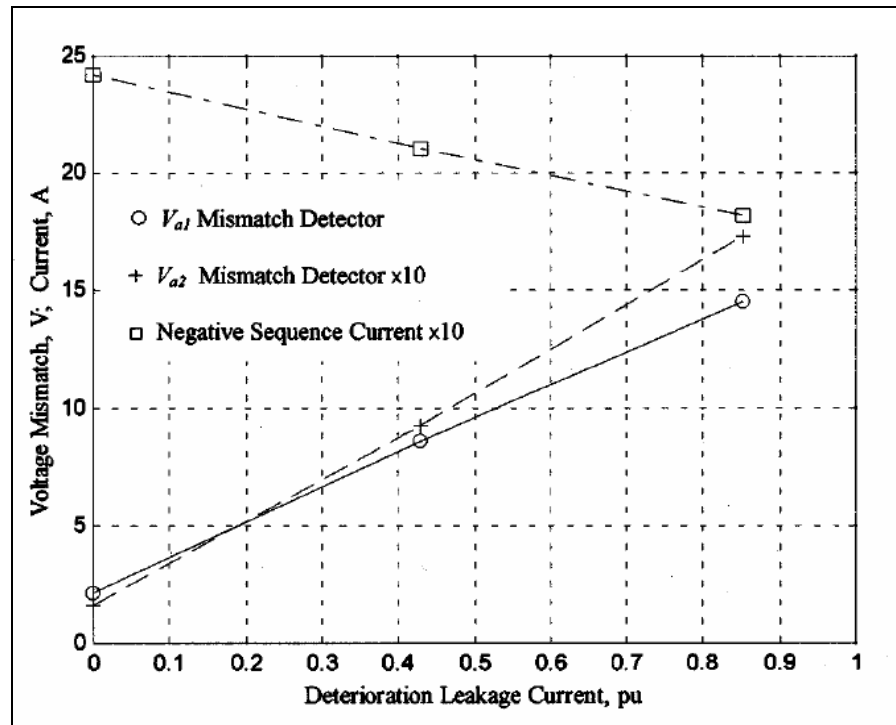


Figure 1-18 : Evolution des tensions directe, inverse et évolution du courant inverse en fonction du courant de défaut (dans le court-circuit inter-spires) pour un fort déséquilibre de la tension d'alimentation extrait de [1-24].

Pour V_{a1} lire V_d et pour V_{a2} lire V_i

Cette méthode sera applicable aux machines synchrones si l'on applique la décomposition en composantes symétriques. Comme une machine peut être initialement déséquilibrée par construction, elle peut être décrite pour le fondamental du courant, des tensions et des f.e.m. par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{aa} & \underline{Z}_{ab} & \underline{Z}_{ac} \\ \underline{Z}_{ba} & \underline{Z}_{bb} & \underline{Z}_{bc} \\ \underline{Z}_{ca} & \underline{Z}_{cb} & \underline{Z}_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{E}_a \\ \underline{E}_b \\ \underline{E}_c \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Si on passe en composantes symétriques à l'aide de la transformation de Fortescue [1-29].

La matrice de Fortescue est la suivante :

$$[\underline{F}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Son inverse :

$$[\underline{F}^{-1}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Et on a la relation suivante :

$$[\underline{F}] \cdot [\underline{F}^{-1}] = [\underline{Id}] \quad (1.48)$$

On peut en déduire les composantes symétriques (homopolaire, directes, inverses)

Par définition :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_0 \\ \underline{V}_d \\ \underline{V}_i \end{bmatrix} = [\underline{F}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_A \\ \underline{V}_B \\ \underline{V}_C \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Alors : $[\underline{F}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{bmatrix} = [\underline{F}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{Z}_{aa} & \underline{Z}_{ab} & \underline{Z}_{ac} \\ \underline{Z}_{ba} & \underline{Z}_{bb} & \underline{Z}_{bc} \\ \underline{Z}_{ca} & \underline{Z}_{cb} & \underline{Z}_{cc} \end{bmatrix} \cdot [\underline{F}] \cdot [\underline{F}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} + [\underline{F}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{E}_a \\ \underline{E}_b \\ \underline{E}_c \end{bmatrix} \quad (1.50)$

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_0 \\ \underline{V}_d \\ \underline{V}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{00} & \underline{Z}_{0d} & \underline{Z}_{0i} \\ \underline{Z}_{d0} & \underline{Z}_{dd} & \underline{Z}_{di} \\ \underline{Z}_{i0} & \underline{Z}_{id} & \underline{Z}_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_0 \\ \underline{I}_d \\ \underline{I}_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{E}_0 \\ \underline{E}_d \\ \underline{E}_i \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

Pour une machine alimentée par trois fils, la somme des courants des phases est nulle et il n'y a pas de courant homopolaire donc $\underline{I}_0 = 0$, on peut alors écrire les relations suivantes :

$$\underline{V}_d = \underline{Z}_{dd} \cdot \underline{I}_d + \underline{Z}_{di} \cdot \underline{I}_i + \underline{E}_d \quad (1.52)$$

$$\underline{V}_i = \underline{Z}_{id} \cdot \underline{I}_d + \underline{Z}_{ii} \cdot \underline{I}_i + \underline{E}_i \quad (1.53)$$

Pour une machine synchrone il faudra faire trois séries de mesures car il faut déterminer deux paramètres supplémentaires. Cette méthode semble capable de détecter les défauts naissant dans le stator des moteurs asynchrones en présence d'un défaut de symétrie de construction et d'une alimentation déséquilibrée. On peut tout de même remarquer qu'il faut faire une identification des paramètres de la machine, malheureusement ces paramètres dépendent de la vitesse, il faut donc un tableau de valeur pour différentes vitesses. De plus les paramètres de la machine dépendent aussi de la température à l'intérieur du moteur et cette dépendance n'est pas évoquée dans [1-24].

Pour une machine synchrone, on peut envisager de déterminer soit des lois d'évolution de $\underline{Z}_{xx}$, $\underline{E}_d$ et $\underline{E}_j$ en fonction des variables (vitesse, température et niveau de saturation du moteur) soit effectuer le test à un point de fonctionnement donné. Cependant, cette méthode n'est pas applicable en temps réel, car il faut faire l'acquisition des données (courants et tension des phases) sur une période électrique pour pouvoir calculer $\underline{I}_d$, $\underline{I}_j$, $\underline{V}_d$ et $\underline{V}_j$. Cette approche pourrait être appliquée à des intervalles réguliers.

Remarque : L'ensemble des méthodes présentées, basées sur l'utilisation des composantes directe et inverse, admette que la composante homopolaire du courant est nulle. Cette hypothèse n'est valable que s'il n'y a pas de défaut phase-bati.

1.5.3 Méthode basée sur l'étude des variations du flux axial

Idéalement dans une machine électrique le champ magnétique est radial, malheureusement une machine réelle n'est pas parfaitement symétrique (effets des têtes de bobines entre autres), il existe donc des composantes axiales du champ.

Alors une spire placée dans le moteur de façon concentrique à son rotor verra à ces bornes une f.e.m. induite directement liée à la variation du flux "axial".

La présence de défaut au niveau du bobinage statorique entraîne la modification de ce flux "axial", ce qui en fait un indicateur de défaut.

Selon [1-26],et [1-27], il y a modification de l'amplitude des harmoniques de flux "axial" de rang :

$$k \cdot f_{\text{alim}} \pm n \cdot f_{\text{rotation}} \quad (1.54)$$

Avec :

- k et n deux entiers
- f_{alim} la fréquence de la tension d'alimentation
- f_{rotation} la fréquence de rotation de la machine

Pour que cette méthode soit efficace, il faut donc définir un seuil à partir duquel on pourra considérer qu'un défaut est en train de naître.

Cette analyse ne sera possible qu'avec l'installation d'un capteur supplémentaire, une bobine de même axe que le rotor. Cette méthode d'analyse harmonique n'est pas celle qui présente le meilleur rapport signal sur bruit [1-28].

1.5.4 Méthode basée sur l'analyse harmonique des courants

On a vu au paragraphe 1.5.1 que l'on pouvait retrouver la trace d'un défaut de court-circuit inter-spire entraînant un déséquilibre dans les bobinages à l'aide des composantes inverses du courant.

Cette fois l'idée est d'utiliser une transformation triphasée (a,b,c) –diphasée (α, β) (transformation de Concordia) sur le courant absorbé par une machine synchrone alimentée en boucle ouverte par une source de tension triphasée équilibrée sinusoïdale.

Soit $[G_a, G_b, G_c]$ un système triphasé et $[G_\alpha, G_\beta]$ le système diphasé associé par la relation suivante [1-30] :

$$\begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

$$\text{Si } \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} = G_{\max} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta(t) + \theta_0) \\ \cos\left(\theta(t) + \theta_0 - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta(t) + \theta_0 + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.56)$$

$$\begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot G_{\max} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta(t) + \theta_0) \\ \sin(\theta(t) + \theta_0) \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

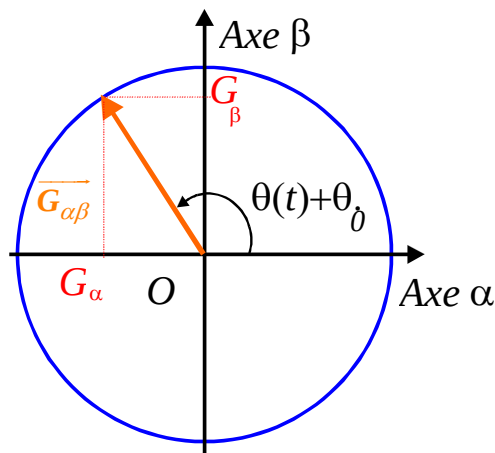


Figure 1-19 : Représentation de l'évolution des grandeurs G_α et G_β dans le plan (α, β) au cours du temps.

Sur la Figure 1-19 on observe l'évolution du vecteur $\vec{G}_{\alpha\beta}$ dans le plan (α, β) , son module reste constant au cours du temps.

Pour une machine synchrone sera le cas de ses courants absorbés exprimés dans le repère (α, β) , si son alimentation est équilibrée, si la machine est équilibrée et si ses f.e.m. sont équilibrées et sinusoïdales.

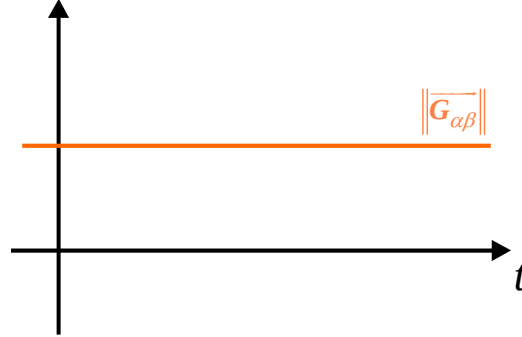


Figure 1-20 : Représentation de l'évolution du module du vecteur $\vec{G}_{\alpha\beta}$ en fonction du temps.

Considérons maintenant un système triphasé déséquilibré :

$$\begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 \cdot \cos(\theta(t)) \\ G_2 \cdot \cos\left(\theta(t) - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ G_3 \cdot \cos\left(\theta(t) + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

Ce qui donne cette fois :

$$\begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \cdot \cos(\theta(t) + \varphi_A) \\ B \cdot \sin(\theta(t) + \varphi_B) \end{bmatrix} \quad (1.59)$$

Avec :

$$A = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{4 \cdot G_1^2 + G_2^2 + G_3^2 - G_2 \cdot G_3 + 2 \cdot G_1 \cdot G_2 + 2 \cdot G_1 \cdot G_3} \quad \varphi_A = \arctan\left(\frac{\sqrt{3} \cdot (G_2 - G_3)}{4 \cdot G_1 + G_2 + G_3}\right)$$

$$B = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{G_2^2 + G_3^2 + G_3 \cdot G_2} \quad \varphi_B = \arctan\left(\frac{\sqrt{3}(G_3 + G_2)}{(G_3 - G_2)}\right) + \frac{\pi}{2}$$

Dans ces conditions la représentation de l'évolution du vecteur $\vec{G}_{\alpha\beta}$ dans le plan (α, β) ainsi que l'évolution de son module au cours du temps sont présentées à la Figure 1-21.

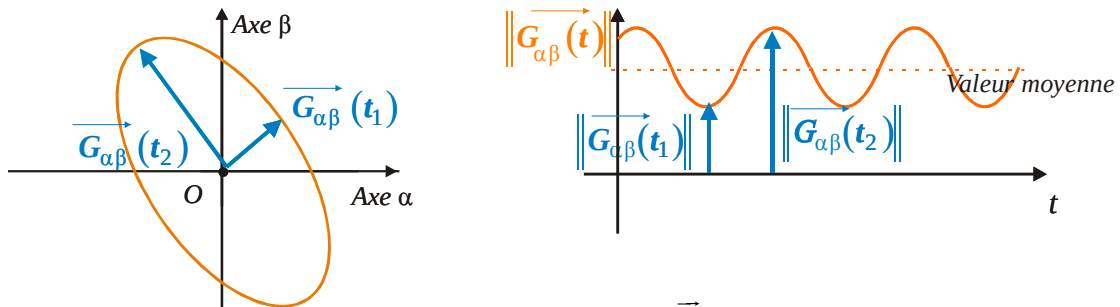


Figure 1-21 : Représentations de l'évolution du vecteur $\vec{G}_{\alpha\beta}$ et de son module au cours du temps

L'extrémité du vecteur $\vec{G}_{\alpha\beta}$ ne décrit plus un cercle mais une ellipse (1.43), concernant l'évolution du module de $\vec{G}_{\alpha\beta}$, on peut aisément voir que ce dernier n'est plus constant, il possède une valeur moyenne, et une composante harmonique de fréquence égale à deux fois la fréquence des grandeurs G .

Cette propriété est utilisée dans [1-31] pour la détection de défaut inter-spires au stator des machines asynchrones ou synchrones alimentées par un réseau triphasé équilibré, en effet dans ces conditions un défaut au stator va créer un déséquilibre au niveau de la machine, le courant absorbé ne sera plus équilibré, donc le vecteur courant $\vec{I}_{\alpha\beta}$ comportera donc une composante continue et une composante harmonique de rang deux.

La méthode présentée nécessite une alimentation par des tensions triphasées sinusoïdales équilibrées. Si on veut pouvoir l'utiliser, il faudra donc l'adapter à une alimentation par onduleur de tension régulé en courant ou en vitesse. De plus cette dernière est mise en œuvre avec une analyse harmonique globale des courants, ce qui d'un point de vue du calcul numérique est chronophage.

Un énorme intérêt de cette méthode par rapport à toutes les autres c'est que l'on sait à quelle fréquence il faut regarder pour trouver une trace du défaut. Il n'est donc pas nécessaire de faire une analyse fréquentielle complète du signal, mais uniquement faire une recherche de l'harmonique deux, ce qui peut permettre de faire des détections en temps réel, par exemple en utilisant un filtre.

Autre précision, cette méthode ne tient pas compte du déséquilibre de fabrication de la machine, c'est à dire qu'il faut fixer un seuil de détection du défaut sur l'amplitude de l'harmonique de rang deux. Pour déterminer le seuil de détection il est nécessaire d'effectuer des tests à différentes vitesses lorsque la machine est encore saine.

La commande des machines synchrones à aimant permanent se fait dans le repère rotorique (application de la transformation de Park), ce qui permet de réécrire les grandeurs G de la façon suivante et faire apparaître explicitement l'harmonique de rang 2.

La transformation de Park $P(\theta)$ étant donnée par la relation : $P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ (1.60)

En présence d'un déséquilibre, on obtient les grandeurs directes et inverses en appliquant la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} = [P(-\theta)] \cdot \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

$$\text{On trouve : } \begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dq2\max} \cdot \cos(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq2}) \\ G_{dq2\max} \cdot \sin(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq2}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{dq0} \cdot \cos(\varphi_{dq0}) \\ G_{dq0} \cdot \sin(\varphi_{dq0}) \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

Avec :

$$G_{dq2\max} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{A^2 + B^2 - 2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\varphi_A - \varphi_B)}, \varphi_{dq2} = \arctan \frac{A \cdot \sin(\theta_0 + \varphi_A) - B \cdot \sin(\theta_0 + \varphi_B)}{A \cdot \cos(\theta_0 + \varphi_A) - B \cdot \cos(\theta_0 + \varphi_B)}$$

$$G_{dq0} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{A^2 + B^2 + 2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\varphi_A - \varphi_B)}, \text{ et } \varphi_{dq0} = \arctan \frac{A \cdot \sin(\theta_0 + \varphi_A) + B \cdot \sin(\theta_0 + \varphi_B)}{A \cdot \cos(\theta_0 + \varphi_A) + B \cdot \cos(\theta_0 + \varphi_B)}$$

Lorsque la machine présente un défaut, elle n'est plus équilibrée, donc le courant absorbé aussi, le module du vecteur courant, présentée sur la *Figure 1.6*, comporte une composante continue et une composante harmonique de rang deux si les f.e.m. sont sinusoïdales.

Remarque : Si la machine est équilibrée saine mais à *fem* non sinusoïdales, ces dernières sont à l'origine des harmoniques de courant rangs $6k \pm 1$, lorsque les bobinages statoriques sont alimentés par des tension sinusoïdales équilibrées. Dans ces conditions, le module du courant statorique comporte des harmoniques de rangs multiples de 6. En cas de défaut de bobinage, il apparaît en plus des harmoniques de rangs deux et multiples de deux dans le module du courant ou dans les composantes d et q du courant.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté de façon non exhaustive les principales méthodes existant dans la détection de défaut concernant les actionneurs électromécaniques tournants.

Nous avons commencé par nous intéresser succinctement au défaut de capteur mécanique qui sera traité plus en détail au chapitre 3. Nous avons enchaîné par les défauts d'onduleur, un défaut d'onduleur caractérisé par un circuit ouvert entraîne l'apparition d'harmonique dans le courant, cependant il a été clairement rappelé qu'une détection de défaut permettant une prise de décision efficace sur cet élément nécessite la présence de capteurs dédiés. On peut donc en conclure qu'un défaut d'onduleur sera toujours détecté par les capteurs dédiés à cet effet, ce qui permettra toujours de discriminer ce type de défaut.

Nous avons continué par une présentation de défauts mécaniques, ceux ci sont détectés par un traitement du signal approprié sur les courants, les méthodes présentées ont la plupart du temps été développées pour des machines asynchrones mais sont applicables aux MSAP.

Nous avons tout d'abord présenté des méthodes concernant les défauts de décentrement, la détection de ce type de défaut est basée sur la détection de fréquence spécifique dans le spectre des courant de phase (voir tableau récapitulatif). Concernant les défauts d'oscillation de couple, nous nous sommes dans un premier temps intéressés aux effets de ce type de défaut, puis aux méthodes de détection, nous nous sommes arrêtés sur la méthode dite de "fréquence instantanée" qui permet de distinguer ce type de défaut des autres. En terme de contribution, nous avons vérifié en simulation que cette méthode pouvait être utilisée lorsque l'alimentation est réalisée par un onduleur de tension à commande M.L.I.

Nous avons terminé l'étude de cette catégorie de dysfonctionnement par la détection des défauts de roulement, qui pour la majorité d'entre eux se fait par une analyse harmonique des courants et une recherche de fréquence spécifique sur le même principe que pour les décentrement (voir tableau récapitulatif).

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la détection de défaut inter-spire au stator de la machine, les méthodes présentées sont toutes basées sur le même grand principe qui est décliné de différentes façons. En effet un tel type d'anomalie entraîne un déséquilibre des bobinages, que l'on peut essayer de détecter par un déséquilibre dans les courants de phase, dans les valeurs des impédances statoriques, mais aussi à l'aide d'un capteur flux axial et une analyse spectrale de ce dernier. La méthode qui a retenu le plus notre attention est celle qui consiste à rechercher l'harmonique deux

des courants lorsque ces derniers sont exprimés dans le repère statorique, cette méthode nous a semblée prometteuse car dans les applications qui nous intéressent l'alimentation est équilibrée (alimentation par onduleur de tension) et dans le spectre des courants on sait quel harmonique rechercher, ce qui permet d'accélérer les algorithmes. Cette méthode sera efficace uniquement si l'on est sûr que l'harmonique deux n'est pas généré par un défaut mécanique. Cette dernière remarque montre qu'une étude de détection de défaut électrique ne peut pas se faire séparément d'une étude des défauts mécaniques.

En dernière partie de ce chapitre, nous avons évoqué le défaut du capteur de position et une méthode de détection basée sur la combinaison des signaux d'information disponibles (les entrées et les mesures connues) et d'un modèle mathématique du système.

Dans les chapitres 3 et 4, nous utiliserons les analyses présentées dans ce chapitre pour proposer des méthodes de détection en "temps réel" des défauts de capteur de position et des défauts électriques inter-spores dans le cas des machines synchrones à aimants permanents.

Tableau Récapitulatif :

Type de défaut	Mode de détection ou signature du défaut	Commentaires
Défaut d'onduleur Interrupteur en circuit ouvert	Détection par capteur spécialisé ou Détection par une valeur seuil du rapport de l'amplitude du fondamental sur la composante continues des courants diphasés	
Défaut d'onduleur Interrupteur en court-circuit	Détection par capteur spécialisé (le même que pour le défaut de circuit ouvert)	Pour une détection efficace du défaut d'onduleur dans tous les cas il faut absolument un capteur dédié.
Défaut Mécanique : Défaut de décentrement	Détection d'harmonique spécifique dans les courants de phase $ f_{alim} \pm k \cdot f_{rotation} $	Plus difficile à détecter sur les MSAP que sur les M. asynchrones car l'entrefer magnétique des MSAP est plus important.
Défaut Mécanique : Oscillation de couple	Apparition dans le spectre des courants de phase d'harmonique : $f_{alim} \pm n \cdot f_{défaut}$ (modulation de phase) Détection par méthode de fréquence instantanée	Par une analyse harmonique classique, il est difficile de détecter les harmoniques pour $n \geq 2$
Défaut Mécanique : Défaut de roulement	Apparition dans le spectre des courants de phase d'harmonique : $f_{défaut} = f_{alim} \pm m \cdot f_{roulement} $ Défaut de rugosité généralisée, pas détectable par des méthodes fréquentielles	Les fréquences de défaut de roulement sont spécifiques à chaque roulement.
Défaut Electrique Défaut de court-circuit inter-spires	Apparition de déséquilibre des impédances au stator. Détection : Par la surveillance de la valeur efficace des composantes inverses des courants. Par surveillance des valeurs des impédances statoriques. Evolution des amplitudes des harmoniques de rang $k \cdot f_{alim} \pm n \cdot f_{rotation}$ dans le flux axial. Evolution de l'amplitude de l'harmoniques de rang 2 dans les composantes d et q du courant lors d'une alimentation par un système de tensions équilibrées.	Pour une MSAP avec un nombre de paire de pôle élevé et des roulements convenablement choisis, l'évolution de l'harmonique de rang 2 dans les courants d,q pour une alimentation équilibrée sera principalement due à l'évolution du déséquilibre de la machine.

Chapitre 2: Identification en ligne de paramètres électriques de la MSAP

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les méthodes et outils qui seront utilisés dans les chapitres suivants.

Le domaine qui sera abordé ici concerne principalement les méthodes d'estimation en ligne, en effet un des objectifs de ce mémoire est de présenter des méthodes de détection de défaut ou des solutions à des défauts (défaut de capteur de position) qui fonctionne en temps réel (ou assimilé), dans ce cadre la connaissance et l'utilisation de méthode déjà existante est une nécessité.

Cela fait déjà plusieurs années que l'estimation de paramètres des machines électriques se fait en ligne dans le cadre de la commande, on peut citer notamment les commandes adaptatives dans lesquelles les coefficients des régulateurs se mettent à jour automatiquement en fonction des variations des paramètres de la machine [2-1], elle sert aussi à améliorer les performances de la commande sans capteur de machine synchrone à aimants permanents [2-2].

Dans le domaine du diagnostic aussi l'identification de paramètres est une méthode très prisée [2-4]. En génie électrique, ces méthodes ont été développées pour le moteur asynchrone, on peut notamment citer les travaux d'Emmanuel Schaeffer [2-5] et de Smaïl Bachir [2-6] qui ont utilisé l'identification de paramètres sur des modèles intégrant la présence du défaut.

Il existe aussi des méthodes d'estimation en ligne des f.e.m qui ont fait leurs preuves notamment dans le cadre de la commande sans capteur des MSAP [2-3].

Les méthodes et solutions que nous allons retenir doivent être misent en œuvre en ligne et applicables aux machines synchrones à aimants permanents à f.e.m sinusoïdales.

Dans ce chapitre nous avons alors décidé de présenter dans un premier temps la faisabilité théorique de l'estimation de paramètre en régime permanent en utilisant les outils de l'automatique. Ensuite nous présentons les méthodes d'estimation de paramètre sans et avec découplage des courants appliquées aux MSAP, nous présentons l'étude de la stabilité de ces estimateurs, puis ces deux méthodes seront mises en œuvre pour l'estimation de la résistance et de l'inductance. Nous comparons ces deux à celle utilisant un filtre de Kalman étendu.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation d'une méthode d'estimation en ligne des f.e.m particulièrement bien adaptées à la commande sans capteur des MSAP [2-3]. Nous présenterons ses propriétés.

2.2 Identification "en ligne" basée sur un modèle de référence

Les deux premières méthodes d'estimations présentées dans ce chapitre seront basées sur une estimation des paramètres associée à un modèle de référence. Le principe est basé sur l'annulation de $\tilde{i} = i_e - i$, relation dans laquelle i_e est le courant estimé (composantes d ou q = composantes dans le repère rotorique) obtenu à l'aide d'un modèle de la MSAP exprimé dans le repère rotorique et i le courant mesuré associé.

Le modèle de la machine utilisé, exprimé dans le repère rotorique est le suivant [2-7] :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Omega \cdot \psi_f \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Remarque : On travaille avec une machine à pôles lisses, on a donc $L_d = L_q = L_s$.

2.2.1 Identification en ligne basée sur un modèle de référence

L'objectif de cette partie est de présenter comment réaliser une identification de paramètres d'une MSAP commandée en boucle fermée, mais au-delà de cet exposé, il s'agira de mettre en avant la méthode utilisée.

2.2.1.1 Identifiabilité des paramètres

Avant de démarrer l'identification de paramètres en elle-même, nous allons déjà montrer que cette identification est possible en utilisant les critères liés à l'observation des systèmes non-linéaires. Les paramètres à estimer seront alors considérés comme des variables d'état du système.

Nous allons utiliser le critère d'observabilité adapté aux systèmes non linéaires non autonomes [2-10]. Il s'agit d'un test pour vérifier si à partir des sorties du système dynamique et de leurs dérivées, les variables d'état peuvent être reconstituées ou non. Pour cela, il faut former un système d'équations algébriques dont la résolubilité nous renseigne sur l'observabilité du système dynamique. Comme le système dynamique est en général non linéaire et non autonome, les équations algébriques risquent d'être sous une forme difficilement exploitable. C'est pourquoi le test se contente d'une étude locale de l'observabilité en linéarisant le système algébrique, d'où la notion d'« observabilité locale ». Nous allons appliquer ce test à notre système par la suite.

Le système à étudier est le suivant :

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{-R_s}{L_s} \cdot i_d + \omega \cdot i_q + \frac{1}{L_s} \cdot v_d \quad (2.2)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{-R_s}{L_s} \cdot i_q - \omega \cdot i_d + \frac{1}{L_s} \cdot v_q - \frac{\psi_f}{L_s} \cdot \omega \quad (2.3)$$

où $\omega = p \cdot \Omega$. Afin de simplifier les notations, on pose : $a = \frac{R_s}{L_s}$, $b = \frac{1}{L_s}$, $c = \psi_f$. Il est évident que si a et b sont identifiés, R_s et L_s peuvent être facilement reconstitués. On pose $x = [i_d, i_q, a, b, c]^t$

$$\text{Alors } \dot{x} = \begin{bmatrix} -a \cdot i_d + \omega \cdot i_q + b \cdot v_d \\ -a \cdot i_q - \omega \cdot i_d + b \cdot v_q - b \cdot c \cdot \omega \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les sorties de ce système sont les courants i_d et i_q (ils sont connus par la mesure), on pose

$$y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Formons le système constitué de y , $\dot{y}$ et $\ddot{y}$.

$$O = \begin{cases} y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ \dot{y} = \begin{bmatrix} -a \cdot i_d + \omega \cdot i_q + b \cdot v_d \\ -a \cdot i_q - \omega \cdot i_d + b \cdot v_q - b \cdot c \cdot \omega \end{bmatrix} \\ \ddot{y} = \begin{bmatrix} (a^2 - \omega^2) \cdot i_d - 2 \cdot \omega \cdot a \cdot i_q - b \cdot c \cdot \omega^2 - a \cdot b \cdot v_d + \omega \cdot b \cdot v_q + b \cdot \dot{v}_d \\ (a^2 - \omega^2) \cdot i_q + 2 \cdot \omega \cdot a \cdot i_d + a \cdot b \cdot c \cdot \omega - a \cdot b \cdot v_q - \omega \cdot b \cdot v_d + b \cdot \dot{v}_q \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.6)$$

Pour savoir si les paramètres a , b et c sont identifiables, on vérifie si le système d'équations (2.6) peut être résolu en considérant a , b et c comme étant les inconnues du système. Malheureusement ce système est non linéaire, nous allons donc le linéariser. Comme nous nous intéressons seulement aux paramètres a , b et c , nous donnons le linéaire tangent du vecteur $[\dot{y} \ \ddot{y}]^T$ par rapport aux paramètres a , b et c et vérifions à quelles conditions il est soluble. Nous obtenons donc la matrice jacobienne suivante :

$$dO = \begin{bmatrix} -i_d & v_d & 0 \\ -i_q & v_q - c \cdot \omega & -b \cdot \omega \\ 2 \cdot a \cdot i_d - 2 \cdot \omega \cdot i_q - b \cdot v_d & -c \cdot \omega^2 - a \cdot v_d + \omega \cdot v_q + \dot{v}_d & -b \cdot \omega^2 \\ 2 \cdot a \cdot i_q + 2 \cdot \omega \cdot i_d + b \cdot c \cdot \omega - b \cdot v_q & a \cdot c \cdot \omega - a \cdot v_q - \omega \cdot v_d + \dot{v}_q & a \cdot b \cdot \omega \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Notre identification de paramètres est prévue pour fonctionner à la fois en régime transitoire et en régime permanent. De plus, les machines synchrones qui sont étudiées dans ce travail, sont des machines à pôles lisses, il est donc logique qu'elles soient commandées avec un courant de référence d'axe d , $i_{dref} = 0$ [2-9]. Par conséquent, pour que les paramètres a , b et c soient identifiables, il faut que le rang de la matrice jacobienne ci-dessus soit plein dans le cas le plus défavorable, à savoir en régime permanent et $i_d \cong 0$.

Pour le régime permanent nous faisons les modifications suivantes :

$i_d = 0$, $i_q = I_q$ et les équations de la machine (2.2) et (2.3) peuvent être réécrites de la façon suivante :

$$V_q = c \cdot \omega + \frac{a \cdot I_q}{b} \quad (2.8)$$

$$V_d = \frac{-\omega \cdot I_q}{b} \quad (2.9)$$

Alors :

$$dO = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\omega \cdot I_q}{b} & 0 \\ -I_q & \frac{a \cdot I_q}{b} & -b \cdot \omega \\ -\omega \cdot I_q & \frac{2 \cdot \omega \cdot a \cdot I_q}{b} & -b \cdot \omega^2 \\ a \cdot I_q & \frac{\omega^2 - a^2}{b} \cdot I_q & a \cdot b \cdot \omega \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(1)
(2)
(3)
(4)

Tous les déterminants des systèmes formés par les lignes (1)(2)(3), (1)(3)(4), (1)(2)(4), (2)(3)(4) sont nuls. Cette matrice n'est donc pas de rang plein et il n'est donc pas possible d'identifier les trois paramètres à la fois. En effet, le rang de dO est deux (si I_q et ω sont différents de zéro), ce qui signifie que seulement deux paramètres sur trois peuvent être identifiés en régime permanent.

L'examen plus précis de la matrice dO montre que les première et troisième colonnes de dO sont linéairement dépendantes quelque soit le point de fonctionnement. Par conséquent, nous ne pouvons pas identifier a et c en même temps. Autrement dit, R_s et ψ_f ne sont pas indépendamment identifiables en régime permanent, une conclusion logique compte tenu du modèle (2.2) et (2.3). Nous devons donc choisir, entre R_s et ψ_f , celui qui risque de varier le plus. Si nous supposons que ψ_f , le flux des aimants au travers du stator, est peu variable, on peut supprimer la troisième colonne

(celle due au paramètre $c = \psi_f$) dans dO . Dans ce cas, l'examen des deux premières lignes de dO suffisent pour tirer des conclusions sur l'observabilité des paramètres a et b :

$$dO = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\omega \cdot I_q}{b} \\ -I_q & \frac{a \cdot I_q}{b} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le déterminant de ce système est $\frac{-\omega \cdot I_q^2}{b}$. Alors les paramètres a et b (et donc R_s et L_s) sont identifiables en régime permanent à condition que $\omega \neq 0$ et que $I_q \neq 0$.

Le fait de se contenter des deux premières lignes de (2.10) signifie que les informations contenues dans la dérivée première de y sont suffisantes pour reconstituer a et b . En d'autres termes, l'identification des paramètres a et b ne nécessite pas un estimateur d'ordre élevé. De plus, on note que les variations du paramètre a n'affecte pas $\dot{y}_1$ ($dO(1,1) = 0$). Ceci est dû au fait que i_d est supposé nul et dans ce cas, la résistance R_s ne peut pas impacter di_d/dt . Cette constatation nous oblige à utiliser le courant i_d pour identifier le paramètre b (ou L_s) et le courant i_q pour identifier le paramètre a (ou R_s). Cela nous amène donc aux lois d'estimation suivantes [2-8] :

$$\hat{L}_s(t) = \hat{L}_s(t_0) - \int_{t_0}^t K_d \cdot \tilde{i}_d(\sigma) \cdot d\sigma \quad (2.12)$$

$$\hat{R}_s(t) = \hat{R}_s(t_0) - \int_{t_0}^t K_q \cdot \tilde{i}_q(\sigma) \cdot d\sigma \quad (2.13)$$

où $\tilde{i}_d = i_{de} - i_d$ et $\tilde{i}_q = i_{qe} - i_q$. Les courants i_{de} et i_{qe} sont les sorties d'un modèle de référence dans lequel les paramètres estimés sont employés. Si ceux-ci sont erronés, les courants i_{de} et i_{qe} seront différents de i_d et i_q permettant ainsi de corriger les paramètres estimés à l'aide de (2.12) et (2.13). La convergence des paramètres estimés doit bien sûr être étudiée pour obtenir des conditions de convergence et tirer des indications sur le choix des gains K_d et K_q .

2.2.1.2 Position du problème

Cette identification est basée sur l'utilisation de (2.1) qui constitue le modèle de référence dans lequel nous allons injecter les paramètres estimés, et le vecteur de sortie sera alors constitué des courants estimés.

En utilisant les paramètres estimés, la relation (2.1) devient :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_d \\ \mathbf{v}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Omega \cdot \psi_f \end{bmatrix} = \hat{R}_S \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \hat{L}_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_S \\ \hat{L}_S & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Remarque : Les tensions d'alimentation étant très bruitées à cause du découpage de l'onduleur, on les remplace par v_{dref} et v_{qref} les tensions de références issues des régulateurs de courant multipliés par G_{ond} le gain de l'onduleur.

 $\hat{R}_s$ résistance statorique estimée.

i_{qe} valeur du courant d'axe q calculé à partir du modèle (courant estimé)

i_{de} valeur du courant d'axe d calculé à partir du modèle (courant estimé)

 $\hat{L}_s$ inductance statorique estimée

ψ_f flux des aimants au travers du stator

p nombre de paire de pôles de la MSAP

Ω vitesse mécanique de la machine ($p \cdot \Omega = \omega$)

$$G_{ond} \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Omega \cdot \psi_f \end{bmatrix} = \hat{R}_s \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \hat{L}_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_s \\ \hat{L}_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Le principe de fonctionnement de l'estimateur est le suivant : à l'aide de (2.15), on calcule les courants i_{qe} et i_{de} . On compare ces derniers aux courants mesurés i_q et i_d . Tant que les différences entre ces courants ne sont pas nulles, les valeurs des paramètres estimés de la machine évolueront suivant (2.12) et (2.13).

Le schéma bloc du fonctionnement est présenté sur la Figure 4-56.

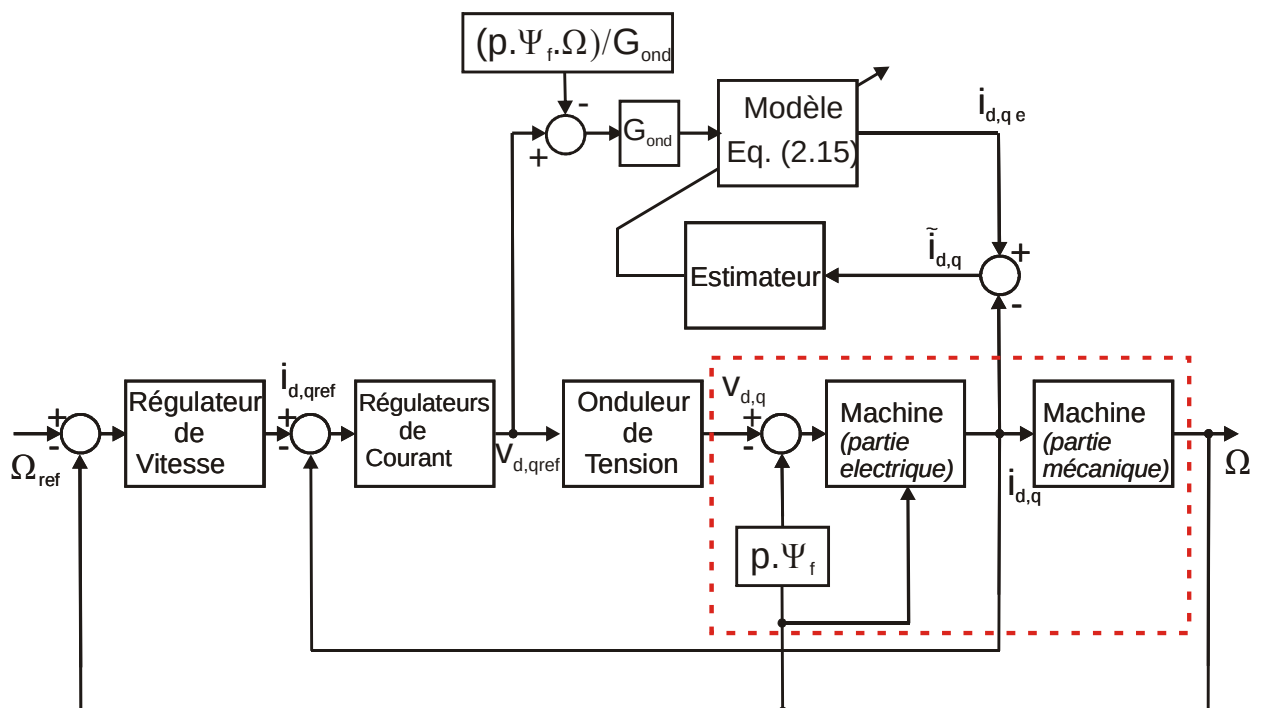


Figure 2-1: Schéma bloc de l'identification en ligne de paramètres sans découplage

Afin d'étudier la stabilité de ce système ainsi que la convergence des paramètres estimés en fonction notamment des gains K_d (2.12) et K_q (2.13), nous devons exprimer $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ en fonction des erreurs paramétriques $\tilde{L}_s = \hat{L}_s - L_s$ et $\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$. Pour ce faire, nous utiliserons les relations (2.1) et (2.15) réécrites sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q - \psi_f \omega \end{bmatrix} = L_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega \\ L_s \omega & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q - \psi_f \omega \end{bmatrix} = \hat{L}_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{R}_s & -\hat{L}_s \omega \\ \hat{L}_s \omega & \hat{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Remarque : Afin de respecter les contraintes physiques, nous limitons les paramètres estimés de manière à éviter des valeurs négatives ou positives aberrantes :

$$0 < \hat{L}_{s \min} \leq \hat{L}_s \leq \hat{L}_{s \max} \quad (2.18)$$

$$0 < \hat{R}_{s \min} \leq \hat{R}_s \leq \hat{R}_{s \max} \quad (2.19)$$

Dans ce qui suit, nous supposons d'abord que les grandeurs électriques évoluent nettement plus rapidement que les paramètres réels et estimés ainsi que les grandeurs mécaniques. Cela nous permet d'étudier l'évolution des paramètres estimés dans une échelle de temps lente dans laquelle les courants réels et estimés sont supposés établis. Ensuite, nous linéarisons les équations différentielles régissant cette évolution autour du point de fonctionnement pour étudier la convergence locale des paramètres estimés [2-3], [2-8]. Et finalement, nous reviendrons sur le système complet pour présenter une étude plus approfondie de l'ensemble machine-commande-estimateur des paramètres électriques et la convergence des paramètres estimés au sens large signal.

2.2.1.3 Etude de la stabilité autour du point d'équilibre des estimateurs

Considérons le système dans l'échelle de temps lente où les courants réels et estimés sont établis. Dans ce cas, à partir des équations (2.16) et (2.17) on obtient :

$$\begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega \\ L_s \omega & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \hat{R}_s & -\hat{L}_s \omega \\ \hat{L}_s \omega & \hat{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Si nous remplaçons i_{de} par $\tilde{i}_d + i_d$ et i_{qe} par $\tilde{i}_q + i_q$, nous avons

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \cong \left(\begin{bmatrix} \hat{R}_s & -\hat{L}_s \omega \\ \hat{L}_s \omega & \hat{R}_s \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega \\ L_s \omega & R_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

ou encore

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \cong \frac{-1}{\hat{R}_s^2 + \hat{L}_s^2 \cdot \omega^2} \cdot \begin{bmatrix} R_s \cdot \tilde{R}_s + L_s \cdot \tilde{L}_s \cdot \omega^2 & (\tilde{R}_s \cdot L_s - R_s \cdot \tilde{L}_s) \cdot \omega \\ (R_s \cdot \tilde{L}_s - \tilde{R}_s \cdot L_s) \cdot \omega & R_s \cdot \tilde{R}_s + L_s \cdot \tilde{L}_s \cdot \omega^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Nous rappelons que les machines synchrones qui sont étudiées dans ce travail, sont des machines à pôles lisses, il est donc logique qu'elles soient commandées avec un courant de référence d'axe d nul ($i_{dref} = 0$) [2-9]. De plus, nous supposons que les régulateurs utilisés arrivent à imposer cette consigne (régulateurs de type P.I.), on peut alors considérer que le courant i_d est nul. En outre, les paramètres estimés doivent évoluer plus rapidement que les paramètres réels pour pouvoir suivre les variations de ces derniers. Ce critère sera satisfait par un choix judicieux des gains K_d et K_q fixant la dynamique de l'estimation. Ceux-ci nous permettent d'imposer aux paramètres estimés une évolution plus rapide que les paramètres réels, mais plus lente que les grandeurs électriques. Dans ce cas, R_s et L_s pourront être considérés comme des constantes par rapport aux variations de $\tilde{R}_s$ et $\tilde{L}_s$. Ces remarques nous conduisent aux équations suivantes

$$\tilde{i}_d = \frac{\omega \cdot (\hat{L}_s \cdot R_s - L_s \cdot \hat{R}_s)}{\hat{R}_s^2 + (\omega \cdot \hat{L}_s)^2} \cdot i_q = \omega \cdot \frac{R_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) - L_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s)}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \cdot i_q \quad (2.23)$$

$$\tilde{i}_q = \frac{R_s \cdot \hat{R}_s - \hat{R}_s^2 + \omega^2 \cdot (\hat{L}_s \cdot L_s - \hat{L}_s^2)}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \cdot i_q = \frac{-\tilde{R}_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s) - \tilde{L}_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) \cdot \omega^2}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \cdot i_q \quad (2.24)$$

Ensuite, à l'aide de (2.23) et (2.12) on peut donner l'équation qui régit l'évolution de $\tilde{L}_s$:

$$\frac{d\tilde{L}_s}{dt} = -K_d \cdot \omega \cdot \frac{R_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) - L_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s)}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \cdot i_q \quad (2.25)$$

Et à l'aide de (2.24) et (2.13) on obtient l'équation régissant l'évolution de $\tilde{R}_s$:

$$\frac{d\tilde{R}_s}{dt} = K_q \cdot i_q \cdot \frac{\tilde{R}_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s) + \tilde{L}_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) \cdot \omega^2}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \quad (2.26)$$

Le point d'équilibre recherché pour le système constitué des deux équations (2.25) et (2.26) est $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$. Ce système est non linéaire, nous allons étudier sa stabilité autour du point d'équilibre évoqué ci-dessus. Nous étudions donc son "linéaire tangent"

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_d \cdot \omega \cdot i_q \cdot \frac{R_s}{R_s^2 + (L_s \cdot \omega)^2} & K_d \cdot \omega \cdot i_q \cdot \frac{L_s}{R_s^2 + (L_s \cdot \omega)^2} \\ K_q \cdot i_q \cdot \frac{L_s \cdot \omega^2}{R_s^2 + (L_s \cdot \omega)^2} & K_q \cdot i_q \cdot \frac{R_s}{R_s^2 + (L_s \cdot \omega)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Le système est localement asymptotiquement stable si les parties réelles des valeurs propres du système (2.27) sont strictement négatives [2-10]. Ces conditions seront remplies si :

$$K_q \cdot i_q < \omega \cdot K_d \cdot i_q \quad (2.28)$$

$$\text{et } \omega \cdot K_d \cdot K_q < 0 \quad (2.29)$$

Ce résultat nous permet de conclure que si les paramètres initiaux ($\hat{L}_s(t=0)$, $\hat{R}_s(t=0)$) sont "suffisamment" proches des valeurs finales (étude de stabilité locale) et que les conditions (2.28), (2.29) sont remplies, alors $\hat{L}_s$ et $\hat{R}_s$ convergent respectivement vers L_s et R_s . On peut constater que la convergence de $\hat{L}_s$ est liée à celle de $\hat{R}_s$ et inversement.

Un choix possible pour les valeurs K_d et K_q afin de respecter les conditions (2.28), (2.29) est le suivant :

$$K_d = K_{d0} \cdot \text{signe}(\omega \cdot i_q) \quad (2.30)$$

$$K_q = -K_{q0} \cdot \text{signe}(i_q) \quad (2.31)$$

Relations dans lesquelles K_{d0} et K_{q0} sont des nombres réels positifs, fixant la rapidité de convergence des paramètres [2-8].

Il nous reste maintenant à étudier la stabilité large signal du système.

2.2.1.4 Etude de la stabilité large signal du système

Il s'agit cette fois d'étudier la stabilité de l'ensemble du système. Comme nous l'avons signalé dans la partie précédente, les constantes de temps des estimateurs doivent être grandes devant les constantes de temps électriques du système, mais aussi être faibles devant la constante de temps mécanique de la machine. Ces hypothèses nous amènent à modéliser le système en deux sous-systèmes, l'un dit "rapide" (le système électrique et le modèle de la machine), l'autre dit "lent" (les estimateurs de paramètres) ceci afin de simplifier l'étude du système contenant la machine et les estimateurs, comme cela est montré dans [2-11], [2-12].

Avant de donner l'expression de ces deux sous-systèmes, on va préciser la nature des régulateurs de courant utilisés pour la commande de la machine, il s'agit de régulateur de type P.I. dont l'expression est donnée ci-dessous :

$$v_{d,qref} = \left[K_p \cdot (i_{d,qref} - i_{d,q}) + K_i \cdot \int (i_{d,qref} - i_{d,q}) \cdot dt \right] \quad (2.32)$$

Cette expression est à relier à la Figure 4-56.

Remarque : Nous utilisons les mêmes régulateurs pour les deux courants. Le choix de K_p , et de K_i est tel que les erreurs sur les courants s'annulent rapidement devant les constantes de temps des estimateurs de paramètres.

Nous introduisons les variables intermédiaires s_d et s_q telles que :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

D'après les équations (2.1), (2.15), (2.32), (2.33) et la Figure 4-56, on peut établir l'expression du système "rapide" sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{de} \\ i_{qe} \\ s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s - G_{ond} \cdot K_p}{L_s} & \omega & 0 & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s} & 0 \\ -\omega & \frac{-R_s - G_{ond} \cdot K_p}{L_s} & 0 & 0 & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s} \\ \frac{-G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 & \frac{-R_s - \tilde{R}_s}{L_s + \tilde{L}_s} & \omega & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 \\ 0 & \frac{-G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} & -\omega & \frac{-R_s - \tilde{R}_s}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s + \tilde{L}_s} \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{de} \\ i_{qe} \\ s_d \\ s_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s} \cdot i_{dref} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s} \cdot i_{qref} - \frac{\omega \cdot \Psi_f}{L_s} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} \cdot i_{dref} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} \cdot i_{qref} - \frac{\omega \cdot \Psi_f}{L_s + \tilde{L}_s} \\ i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

On posera $z = [i_d \ i_q \ i_{de} \ i_{qe} \ s_d \ s_q]^t$ le vecteur des variables rapides et on admettra que i_{dref} et i_{qref} les courants de référence sont constants ou très lentement variables.

Concernant le système "lent", il peut facilement être mis sous la forme suivante à l'aide de (2.12) et (2.13):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_d \cdot i_{de} - K_d \cdot i_d \\ K_q \cdot i_{qe} - K_q \cdot i_q \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

On posera $x = [\tilde{L}_s \ \tilde{R}_s]^t$ le vecteur des variables lentes.

Nous nous intéressons à la stabilité large signal du point $z = z_e$ et $x = 0$ où z_e est le point d'équilibre du sous-système rapide défini à partir de (2.34) lorsque $x = 0$. Pour ce faire, nous utilisons les méthodes d'étude de stabilité développées en automatique dans le cadre des systèmes singulièrement perturbés [2-11], [2-12]. Afin de respecter le formalisme, on introduit ε le rapport de l'échelle de temps lente sur l'échelle de temps rapide tel que l'on peut réécrire le système à l'aide de (2.34) et de (2.35) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = f(x, z) \\ \varepsilon \cdot \frac{d}{dt} z = A_r(x) \cdot z + b(x) \end{cases} \quad \text{Respectivement (2.36) et (2.37)}$$

Afin de mettre (2.37) sous une forme plus facilement exploitable, on fait le changement de variable suivant :

$$w = z - \bar{z}$$

$$\text{Avec } \bar{z} = -A_r(x)^{-1} \cdot b(x), \text{ on pose aussi } \tau = \frac{t}{\varepsilon}$$

$$\text{A l'aide de (2.37) on trouve : } \frac{dw}{d\tau} = A_r(x) \cdot w \quad (\text{système rapide}) \quad (2.38)$$

Ce système est exponentiellement stable à $w = 0$ si x varie lentement et $A_r(x)$ est de Hurwitz et reste borné pour toutes les valeurs de x [2-12]. Ce qui est le cas grâce au choix judicieux de K_p et de K_i (voir (2.32)) et les limites sur les paramètres estimés. Par conséquent, les variables rapides z convergent rapidement vers leurs composantes lentes $\bar{z}$ et y restent. Il est à noter que $\bar{z}$ évolue avec x .

Pour que le système soit stable au sens large signal du système, il faut que (2.38) et (2.36) soit exponentiellement stable [2-12].

Pour étudier la stabilité exponentielle de (2.36), il faut d'abord remplacer z dans $f(x, z)$ par $\bar{z}$. Toujours en considérant que l'on impose $i_{dref} = 0$, on obtient alors le système lent sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_d \cdot \omega \cdot \frac{R_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) - L_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s)}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \cdot i_{qref} \\ K_q \cdot i_{qref} \cdot \frac{\tilde{R}_s \cdot (R_s + \tilde{R}_s) + \tilde{L}_s \cdot (L_s + \tilde{L}_s) \cdot \omega^2}{(R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Nous définissons

$$d(x) = (R_s + \tilde{R}_s)^2 + (L_s + \tilde{L}_s)^2 \cdot \omega^2 \quad (2.40)$$

Ensuite, nous proposons une fonction "candidat" de Lyapunov. Cette fonction est obtenue à l'aide de la méthode de Krasovskii [2-12], [2-13].

$$\text{Soit : } V(x) = g^t(x) \cdot g(x) \quad (2.41)$$

A l'aide de (2.36) et (2.40) on exprime $g(x)$ de la façon suivante :

$$g(x) = d(x) \cdot F(x) \quad (2.42)$$

où $F(x) = f(x, \bar{z})$ est donné dans (2.39). Nous avons alors :

$$\dot{V}(x) = g^t(x) \cdot G(x) \cdot g(x) \quad (2.43)$$

Avec $G(x) = F_{s1}^t(x) + F_{s1}(x)$ où $F_{s1}(x)$ est le "linéaire tangent" de $g(x)$ que l'on obtient facilement à l'aide de (2.40) et (2.39).

Pour que le point d'équilibre recherché $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$ soit exponentiellement stable, il est nécessaire que $G(x)$ soit définie négative, ou encore $-G(x)$ soit définie positive. Pour s'en assurer, on applique le critère de Sylvester [2-14], [2-16] à $-G(x)$.

$$-G(x) = \begin{bmatrix} 2 \cdot K_d \cdot \omega \cdot i_{qref} \cdot R_s & -\omega \cdot i_{qref} \cdot (K_d \cdot L_s + K_q \cdot \omega \cdot (L_s + 2 \cdot \tilde{L}_s)) \\ -\omega \cdot i_{qref} \cdot (K_d \cdot L_s + K_q \cdot \omega \cdot (L_s + 2 \cdot \tilde{L}_s)) & -2 \cdot K_q \cdot i_{qref} \cdot (R_s + 2 \cdot \tilde{R}_s) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\text{Il faut alors : } \omega \cdot K_d \cdot i_{qref} > 0 \quad (2.45)$$

$$K_q \cdot i_{qref} < 0 \quad (2.46)$$

$$\frac{\tilde{R}_s}{R_s} > -\frac{\omega \cdot \tau_s^2 \cdot [K_q + K_d \cdot \omega \cdot (1 + 2\tilde{L}_s/L_s)]^2}{8 \cdot K_d \cdot K_q} - \frac{1}{2} \quad (2.47)$$

où $\tau_s = L_s/R_s$. Si ces conditions sont remplies, on est sûr que le système "lent" est lui aussi asymptotiquement stable [2-12]. On note que les deux premières conditions seront satisfaites avec le choix de K_d et K_q donné dans (2.30) et (2.31) (remplacer i_q par i_{qref}). La dernière condition définit une estimation du bassin d'attraction du point d'équilibre qui risque d'être conservative à cause de la nature de l'approche de Lyapunov. En tout cas, on peut facilement vérifier que le point d'équilibre souhaité ($\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$) est dans le bassin estimé si nous imposons $K_{q0} = K_{d0} \cdot |\omega|$.

Comme les deux sous-systèmes ("lent" et "rapide") sont exponentiellement stables, on peut en conclure d'après la théorie des systèmes singulièrement perturbés que le système complet est exponentiellement stable autour du point d'équilibre $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$ [2-12].

Il est donc possible d'identifier les paramètres L_s et R_s à l'aide de cette méthode, cependant cette dernière présente un inconvénient, la convergence des deux paramètres est couplée comme l'équation (2.39) en témoigne. Les résultats de simulation et expérimentaux donnés à la fin de ce sous-chapitre confirment ce constat. Pour y remédier, nous proposons d'utiliser le modèle découplé de la machine obtenu après le découplage du contrôle des courants dq . Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

2.2.2 Identification avec découplage

L'objet de cette section est de montrer que l'on peut optimiser les identifications de paramètres précédentes en utilisant un découplage des courants pour la commande de la machine ainsi que pour les estimations. Pour la présentation, on reprendra la même démarche que celle mise en œuvre dans la section précédente. Cette méthode a déjà été étudiée par Babak Nahid-Mobarakeh au GREEN [2-3].

Dans cette partie toutes les notations seront les mêmes que dans la partie précédente.

2.2.2.1 Position du problème avec découplage

Comme cela a été vu en introduction de ce chapitre, les évolutions des deux courants (d'axes direct et en quadrature) ne sont pas indépendantes pour une MSAP. Nous proposons de reprendre l'estimation de paramètres lorsque à l'aide d'une contre réaction adaptée sur la commande de la machine nous découplons la commande des courants i_d et i_q [2-3].

Remarque : Il existe deux découplages possibles, celui que nous avons retenu est le découplage "feedback".

Le schéma de la structure est proposé sur la Figure 2-2.

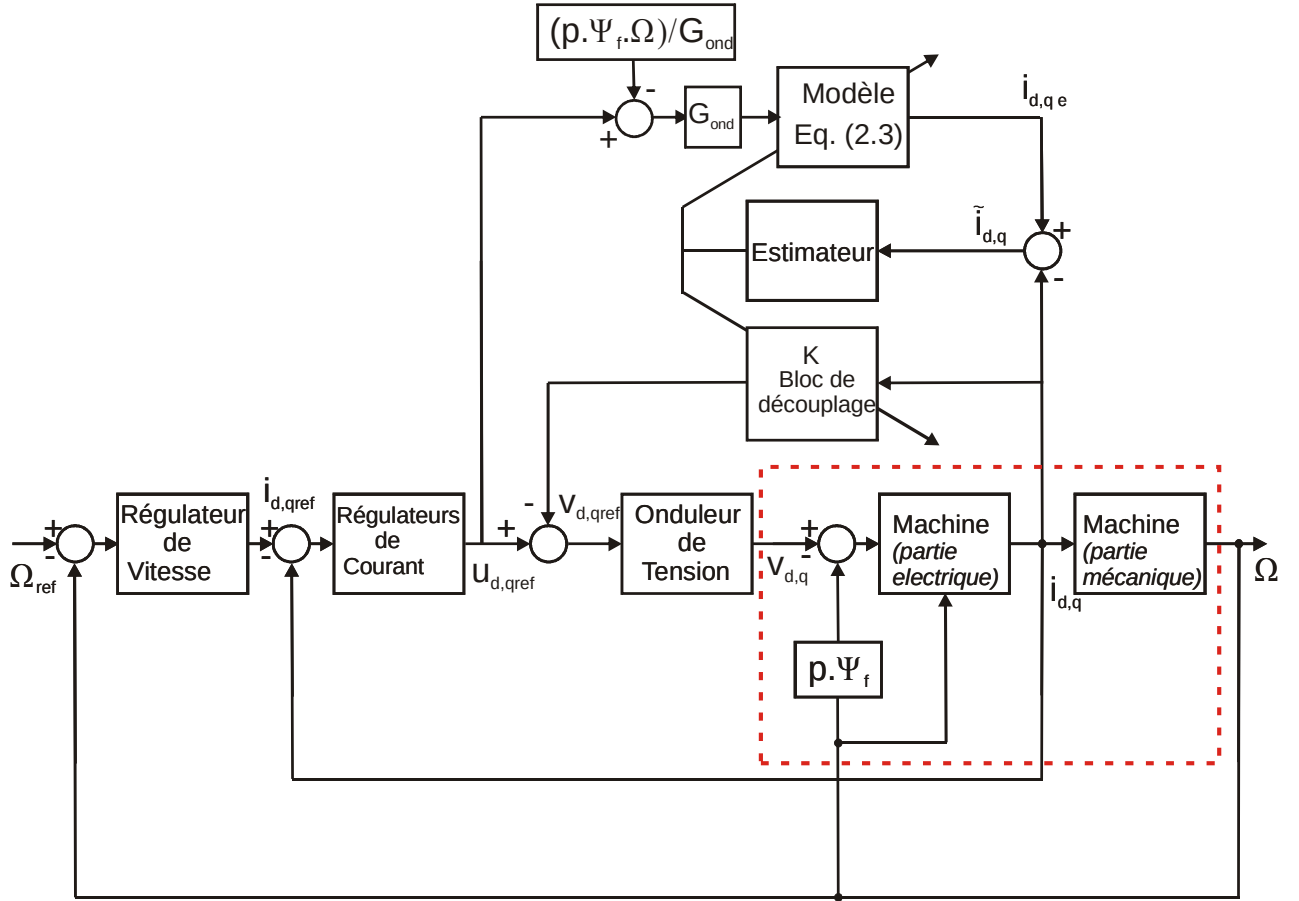


Figure 2-2: Schéma bloc de l'identification en-ligne de paramètres avec découplage.

Sur la Figure 2-2 :

Le bloc K représente la contre réaction qui permet de découpler les courants. Cependant, dans la structure proposée ici, on voit que les paramètres utilisés par le bloc seront des paramètres estimés au lieu de paramètres fixes utilisés lors d'un découplage classique.

$$K = \frac{1}{G_{ond}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \hat{L}_s \cdot \omega \\ -\hat{L}_s \cdot \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Le modèle de la machine est le modèle parfaitement découplé, exprimé à l'aide des paramètres estimés, on le donne ci-après

$$G_{ond} \cdot \begin{bmatrix} u_{dref} \\ u_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Omega \cdot \Psi_f \end{bmatrix} = \hat{R}_s \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \hat{L}_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Le modèle électrique de la machine reste toujours le même, donné dans (2.1). Cependant, les tensions statoriques avec le découplage "feedback" sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_{ond} \cdot \begin{bmatrix} u_{dref} \\ u_{qref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_s \omega \\ \hat{L}_s \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

En posant $u_d = G_{ond} \cdot u_{dref}$ et $u_q = G_{ond} \cdot u_{qref}$, et à partir des équations (2.1), (2.49) et (2.50), nous avons

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \psi_f \omega \end{bmatrix} = L_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & \tilde{L}_s \omega \\ -\tilde{L}_s \omega & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \psi_f \omega \end{bmatrix} = \hat{L}_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{R}_s & 0 \\ 0 & \hat{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Comme dans la section précédente, nous effectuons d'abord une étude de la convergence locale en considérant uniquement l'évolution des paramètres estimés dans l'échelle de temps lente. On étudiera la stabilité large signal du système complet après cette étude locale.

2.2.2.2 Etude de la stabilité locale autour du point d'équilibre des estimateurs

Dans l'échelle de temps lente où les courants réels et estimés sont établis, nous avons à partir des équations (2.51) et (2.52) :

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_s & 0 \\ 0 & \hat{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} R_s & \tilde{L}_s \omega \\ -\tilde{L}_s \omega & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Ce qui nous conduit à

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \cong \frac{1}{\hat{R}_s} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{R}_s & \tilde{L}_s \omega \\ -\tilde{L}_s \omega & -\tilde{R}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Concernant les lois d'estimation, nous garderons les lois intégrales (2.12) et (2.13) [2-3] [2-8].

Considérons maintenant que le courant i_d est nul, car les machines synchrones étudiées ici sont des machines à rotor lisse. Alors, le système d'équation (2.54) peut être réécrit de la façon suivante :

$$\tilde{i}_d = \frac{\omega \cdot \tilde{L}_s}{\hat{R}_s} \cdot i_q = \omega \cdot i_q \cdot \frac{\tilde{L}_s}{R_s + \tilde{R}_s} \quad (2.55)$$

$$\tilde{i}_q = \frac{-\tilde{R}_s}{\hat{R}_s} \cdot i_q = -i_q \cdot \frac{\tilde{R}_s}{R_s + \tilde{R}_s} \quad (2.56)$$

A l'aide de (2.55) et (2.12) on peut donner l'équation qui régit l'évolution de $\tilde{L}_s$.

$$\frac{d}{dt} \tilde{L}_s = -K_d \cdot \omega \cdot i_q \cdot \frac{\tilde{L}_s}{R_s + \tilde{R}_s} \quad (2.57)$$

A l'aide de (2.56) et (2.13) on peut donner l'équation qui régit l'évolution de $\tilde{R}_s$.

$$\frac{d}{dt} \tilde{R}_s = K_q \cdot i_q \cdot \frac{\tilde{R}_s}{R_s + \tilde{R}_s} \quad (2.58)$$

Le point d'équilibre recherché pour le système constitué des deux équations (2.57) et (2.58) est $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$. Ce système est non-linéaire, nous allons étudier sa stabilité autour du point d'équilibre évoqué ci-dessus, nous allons donc étudier son "linéaire tangent"

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_d \cdot \omega \cdot i_q}{R_s} & 0 \\ 0 & \frac{K_q \cdot i_q}{R_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Le système est localement asymptotiquement stable si les parties réelles des valeurs propres du système (2.59) sont strictement négatives [2-10]. Ces conditions seront remplies si :

$$\omega \cdot K_d \cdot i_q > 0 \quad (2.60)$$

$$\text{et } K_q \cdot i_q < 0 \quad (2.61)$$

Il est évident que le même choix pour K_d et K_q donné dans (2.30) et (2.31) pour l'étude sans découplage satisfait les conditions ci-dessus. C'est à dire :

$$K_d = K_{d0} \cdot \text{signe}(\omega \cdot i_q)$$

$$K_q = -K_{q0} \cdot \text{signe}(i_q)$$

On peut constater dans (2.59) que cette fois, la convergence locale de $\hat{R}_s$ est indépendante de celle de $\hat{L}_s$ et inversement.

Nous allons maintenant étudier la stabilité large signal du système.

2.2.2.3 Etude de la stabilité large signal du système

On reprend cette étude de la même façon comme celle menée au 2.2.1.4.

Nous décomposons à nouveau le système en deux sous-systèmes "rapide" (le système électrique) et "lent" (les estimateurs de paramètres) pour simplifier l'étude, comme cela est montré dans [2-11], [2-12]. Comme dans le cas précédent, les régulateurs de courant sont de type P.I. :

$$u_{d,qref} = \left[K_p \cdot (i_{d,qref} - i_{d,q}) + K_i \cdot \int (i_{d,qref} - i_{d,q}) \cdot dt \right] \quad (2.62)$$

Les variables s_d et s_q sont associées à l'action intégrale des régulateurs de courant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

D'après les équations (2.1), (2.15), (2.32), (2.33) et la Figure 2-2, on peut établir l'expression du système "rapide" sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{de} \\ i_{qe} \\ s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s - G_{ond} \cdot K_p}{L_s} & \frac{-\tilde{L}_s \cdot \omega}{L_s} & 0 & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s} & 0 \\ \frac{-\tilde{L}_s \cdot \omega}{L_s} & \frac{-R_s - G_{ond} \cdot K_p}{L_s} & 0 & 0 & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s} \\ \frac{-G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 & \frac{-R_s - \tilde{R}_s}{L_s + \tilde{L}_s} & \omega & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 \\ 0 & \frac{-G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} & -\omega & \frac{-R_s - \tilde{R}_s}{L_s + \tilde{L}_s} & 0 & \frac{G_{ond} \cdot K_i}{L_s + \tilde{L}_s} \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{de} \\ i_{qe} \\ s_d \\ s_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s} \cdot i_{dref} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s} \cdot i_{qref} - \frac{\omega \cdot \Psi_f}{L_s} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} \cdot i_{dref} \\ \frac{G_{ond} \cdot K_p}{L_s + \tilde{L}_s} \cdot i_{qref} - \frac{\omega \cdot \Psi_f}{L_s + \tilde{L}_s} \\ i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Les courants de référence i_{dref} et i_{qref} sont supposés constants ou très lentement variables.

On posera $z = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_{de} & i_{qe} & s_d & s_q \end{bmatrix}^t$ le vecteur des variables rapides.

Le système "lent" peut facilement se mettre sous la forme suivante à l'aide (2.12) et (2.13) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_d \cdot i_{de} - K_d \cdot i_d \\ K_q \cdot i_{qe} - K_q \cdot i_q \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

On posera $x = \begin{bmatrix} \tilde{L}_s & \tilde{R}_s \end{bmatrix}^t$ le vecteur des variables lentes.

A l'aide de (2.64) et de (2.65), le modèle du système peut être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = f(x, z) \\ \varepsilon \cdot \frac{d}{dt} z = A_r(x) \cdot z + b(x) \end{cases} \quad \text{Respectivement (2.66) et (2.67)}$$

En employant la même démarche que dans la section précédente, nous pouvons montrer que le vecteur d'état rapide z converge vers $\bar{z} = -A_r(x)^{-1} \cdot b(x)$ et suit l'évolution lente de $\bar{z}$, car x est lentement variable et $A_r(x)$ est bornée et de Hurwitz grâce au choix judicieux de K_p et de K_i .

Si le système lent est aussi exponentiellement stable, alors le système total est globalement stable [2-12]. Pour étudier cela, nous écrivons d'abord le modèle d'ordre réduit du système lent en remplaçant z par $\bar{z}$ dans (2.67):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{L}_s \\ \tilde{R}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_d \cdot \omega \cdot i_{qref}}{(R_s + \tilde{R}_s)} \cdot \tilde{L}_s \\ \frac{K_q \cdot i_{qref}}{(R_s + \tilde{R}_s)} \cdot \tilde{R}_s \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Ensuite, nous proposons une fonction "candidat" de Lyapunov en utilisant à nouveau la méthode de Krasovskii [2-12], [2-13]. Soit :

$$V(x) = F^t(x) \cdot F(x) \quad (2.69)$$

où $F(x) = f(x, \bar{z})$ est donné dans (2.68). Nous avons alors :

$$\dot{V}(x) = F^t(x) \cdot \Gamma(x) \cdot F(x) \quad (2.70)$$

Avec $\Gamma(x) = F_{s2}^t(x) + F_{s2}(x)$ où $F_{s2}(x)$ est le "linéaire tangent" de $F(x)$ que l'on obtient facilement à l'aide de (2.68).

On peut donc montrer que le point d'équilibre recherché $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$ est exponentiellement stable si $\Gamma(x)$ est définie négative ou encore $-\Gamma(x)$ définie positive. On obtient alors les conditions suivantes :

$$\omega \cdot K_d \cdot i_{qref} > 0 \quad (2.71)$$

$$K_q \cdot i_{qref} < 0 \quad (2.72)$$

$$\frac{\tilde{R}_s}{R_s} > -\frac{\tau_s^2 \cdot \omega \cdot K_d}{4K_q} \cdot \left(\frac{\tilde{L}_s}{L_s} \right)^2 - 1 \quad (2.73)$$

Il est à noter que ces conditions sont suffisantes pour prouver la stabilité [2-12].

Comme les deux sous-systèmes ("lent" et "rapide") sont exponentiellement stables, on peut en conclure d'après la théorie des systèmes singulièrement perturbés que le système complet est exponentiellement stable autour du point d'équilibre $\tilde{L}_s = 0$ et $\tilde{R}_s = 0$ [2-12]. Il est donc possible d'identifier les paramètres L_s et R_s à l'aide de cette méthode qui présente l'avantage d'avoir une estimation pour le paramètre R_s qui est totalement indépendante de celle du paramètre L_s . Les résultats de simulation et d'expérimentation donnés dans le paragraphe 2.2.4 valident l'efficacité de cette méthode.

Mais avant de présenter ces résultats, nous étudions l'identification de paramètres à l'aide du filtre de Kalman très fréquemment utilisé dans ce domaine.

2.2.3 Identification à l'aide du Filtrage de Kalman Étendu (F.K.E)

La dernière méthode d'estimation de paramètres traitée dans ce chapitre est l'identification à l'aide du filtre de Kalman étendu.

Nous avons décidé de présenter cette méthode pour la comparer aux deux précédentes, sachant qu'elle est utilisée dans un bon nombre d'applications d'identification en-ligne. Pour cette étude nous ferons les mêmes hypothèses que précédemment. Nous admettrons que les variables mécaniques sont très lentement variables, les paramètres de la machine représentent les variables lentes et finalement les courants représentent les variables rapides du système.

2.2.3.1 Présentation du Filtre de Kalman Étendu

Le filtre de Kalman étendu est une application du filtre de Kalman aux systèmes non linéaires. Le Filtre de Kalman que nous utilisons linéarise le système à chaque pas d'échantillonnage. C'est le filtre de Kalman étendu décrit dans [2-3] [2-15] et [2-1].

Considérons un système non linéaire décrit sous forme numérique de la façon suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = h(x_k, u_k) + v_k \end{cases} \quad (2.74)$$

Relation dans laquelle x_k est la valeur du vecteur d'état à l'instant $k \cdot T_e$ (avec T_e période d'échantillonnage), u_k est la valeur du vecteur de commande à l'instant $k \cdot T_e$, y_k est la valeur de sortie à l'instant $k \cdot T_e$. Les vecteurs w_k et v_k représentent le bruit ou des incertitudes. Ils sont supposés être des bruits blancs, possédant des variances supposées connues respectivement appelées Q_k et R_k .

La structure est la suivante :

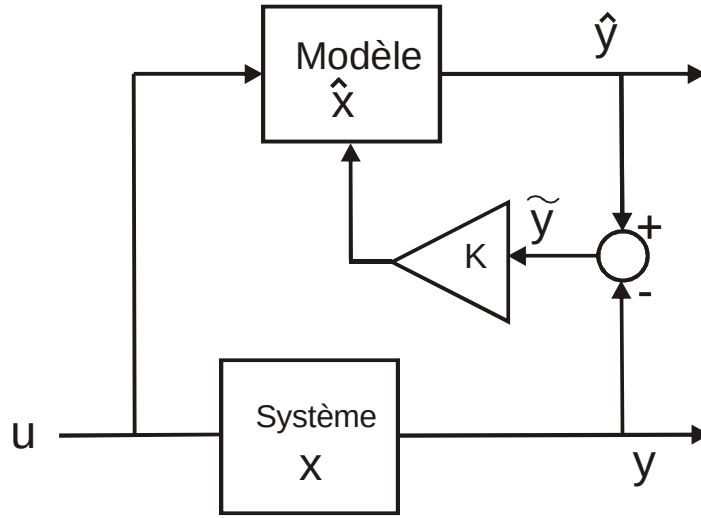


Figure 2-3: Schéma bloc de la structure permettant une observation de Kalman.

La variable d'état estimée est obtenue de la façon suivante (voir Figure 2-3):

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1/k} - K_{k+1} \cdot \tilde{y}_{k+1} \quad (2.75)$$

Avec :

$$\hat{x}_{k+1/k} = f(\hat{x}_k, u_k) \quad (2.76)$$

$$\tilde{y}_{k+1} = h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) - y_{k+1} \quad (2.77)$$

Il faut donc exprimer le gain de l'observateur K_{k+1} , ce dernier s'exprime à partir de la linéarisation du système :

$$\text{On pose } A_k = \frac{\partial}{\partial x} f(\hat{x}_k, u_k) \quad (2.78) \text{ et } C_{k+1} = \frac{\partial}{\partial x} h(\hat{x}_{k+1/k}, u_{k+1}) \quad (2.79)$$

$$\text{Ainsi que : } P_{k+1/k} = A_k \cdot P_k \cdot A_k^t + Q_k \quad (2.80)$$

$$P_{k+1} = (I_n - K_{k+1} \cdot C_{k+1}) \cdot P_{k+1/k} \quad (2.81)$$

P_k est appelée matrice de variance-covariance de l'erreur de prédiction [2-1].

$$\text{On donne finalement : } K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot C_{k+1}^t \cdot \left(C_{k+1} \cdot P_{k+1/k} \cdot C_{k+1}^t + R_{k+1} \right)^{-1} \quad (2.82)$$

Pour obtenir un bon fonctionnement de ce filtre, il faut tout d'abord définir des conditions initiales, en effet ces valeurs ont une importance sur la dynamique du début de la période d'observation. De plus, elles doivent être choisies le plus proche possible des valeurs réelles de façon à ce que l'erreur de linéarisation n'entraîne pas l'instabilité de l'observateur [2-3], [2-1].

Concernant $\hat{x}_0$, généralement pour les systèmes électrotechniques les valeurs initiales du vecteur d'état sont connues. Pour déterminer P_0 , on se limite aux éléments diagonaux. De plus, les valeurs

de ces éléments sont choisies comme étant égales à l'incertitude sur les valeurs du vecteur d'état initial estimé $\hat{x}_0$ [2-3].

Dans la réalité, la difficulté consiste à définir les bonnes matrices Q_k et R_{k+1} , la plupart du temps ces matrices sont choisies diagonales. Elles fixent la dynamique de la réponse des paramètres estimés [2-1], cela peut être traduit d'une autre façon en considérant que K_{k+1} fixe la bande passante de l'observateur. Or, K_{k+1} est généralement considéré proportionnel à Q_k et $(R_{k+1})^{-1}$ [2-3].

Pour le choix des valeurs on procède généralement empiriquement par des essais successifs [2-1], [2-8].

2.2.3.2 Application du FKE à l'identification de paramètres de la MSAP

Dans cette partie nous présentons le modèle sur lequel nous appliquons le FKE. Il s'agit du modèle de la MSAP avec une commande qui découple les courants pour laquelle le vecteur d'état est constitué des courants i_d et i_q , augmenté des paramètres à estimer. Les variables mécaniques sont supposées varier lentement devant les paramètres à estimer et les variables électriques.

On établit donc le modèle à l'aide de (2.49) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a \cdot i_d + b \cdot G_{ond} \cdot u_{dref} \\ -a \cdot i_q + b \cdot (G_{ond} \cdot u_{qref} - \psi_f \cdot \omega) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

Avec : $a = \frac{R_s}{L_s}$ et $b = \frac{1}{L_s}$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ a \\ b \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Pour la mise en œuvre du FKE, il faudra donner les matrices : P_0 , Q_k et R_{k+1} . Celles-ci seront fixées dans le paragraphe suivant où nous présentons les résultats de simulation.

2.2.4 Résultats de simulation. Comparaison des trois méthodes.

Pour ces essais, nous avons pris pour $K_{d0} = 0,033$ et $K_{q0} = 10.08$ (Gains des intégrateurs des estimateurs de paramètres pour les méthodes avec et sans découplage). Le courant i_d est fixé à zéro, et la vitesse de rotation à $1000 \text{ tr} / \text{min}$.

Concernant le filtre de Kalman étendu les matrices P_0 , Q et R utilisées sont les suivantes :

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0,1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 200 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 200 \end{bmatrix}$$

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

A la fois pour les simulations et les essais expérimentaux les valeurs initiales des paramètres à estimer sont délibérément prises fausses (sur-estimation et sous-estimation).

2.2.4.1 Résultats de simulation

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation concernant l'estimation de résistance et d'inductance d'une machine synchrone à aimants permanents avec les caractéristiques suivantes :

4 paires de pôles, $R_s = 0,5 \, \Omega$, $L_s = 3,1 \, \text{mH}$, $\Psi_f = 0,124 \, \text{Wb}$, la vitesse de rotation mécanique est $\omega_m = 100 \, \text{rad} / \text{s}$, $i_d = i_{dref} = 0$ et $i_q = i_{qref} = 2 \, \text{A}$.

Dans un premier temps on présente l'évolution de l'erreur d'estimation $\tilde{L}_s$ en fonction de l'erreur d'estimation $\tilde{R}_s$.

Ces graphiques nous permettent de mettre en évidence les éventuelles présences de couplage dans la convergence des paramètres estimés $\hat{R}_s$ et $\hat{L}_s$.

Les points de départ sont matérialisés par "o", et le point d'arrivé par "*".

Evolution de l'erreur d'estimation $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation sans découplage. (Pour différentes erreurs initiales)

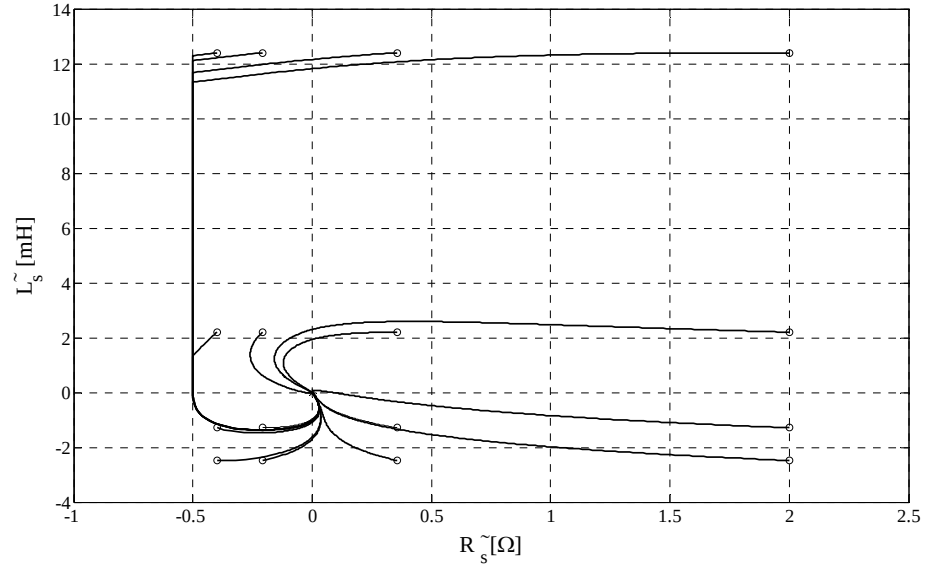


Figure 2-4: Evolution de $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation sans découplage.

Sur la figure ci-dessus, on remarque que lorsque la courbe passe par une position où l'erreur sur la résistance estimée est nulle, cette dernière ne s'arrête pas d'évoluer pour autant, ce qui traduit le fait que l'erreur de $\hat{R}_s$ dépend de l'erreur de $\hat{L}_s$ donc les convergences sont couplées. Le raisonnement fait sur $\hat{R}_s$ est aussi valable sur $\hat{L}_s$. Ce qui confirme la théorie.

On remarque aussi la présence d'une portion de droite qui correspond à la limitation que l'on a imposée à $\tilde{R}_s$ qui est $\tilde{R}_s \geq -R_s$ (ce qui permet aussi d'assurer la convergence)

Evolution de l'erreur d'estimation $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation avec découplage. (Pour différentes erreurs initiales)

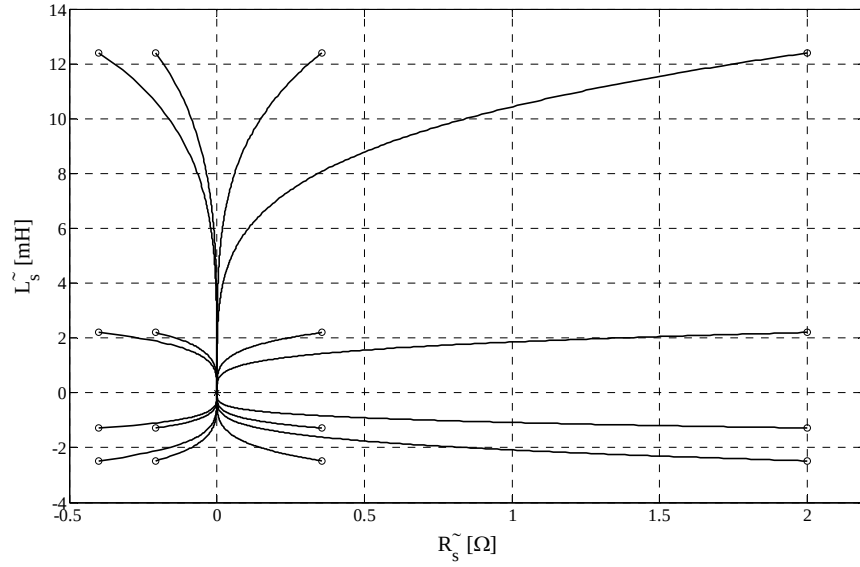


Figure 2-5: Evolution de $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation avec découplage.

Sur la figure ci-dessus, on remarque que lorsque la courbe passe par une position où l'erreur sur la résistance estimée est nulle, cette dernière s'arrête d'évoluer, ensuite la courbe évolue uniquement verticalement, ce qui traduit le fait que l'erreur de $\hat{R}_s$ ne dépend pas de l'erreur de $\hat{L}_s$, donc la convergence $\hat{R}_s$ est indépendante de $\hat{L}_s$. Ce qui confirme la théorie.

Evolution de l'erreur d'estimation $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation avec F.K.E. (Pour différentes erreurs initiales)

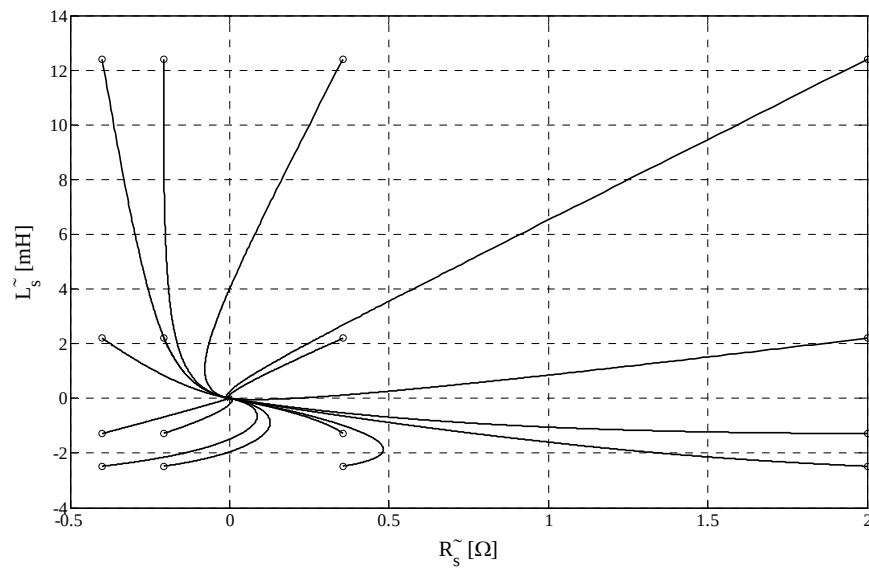
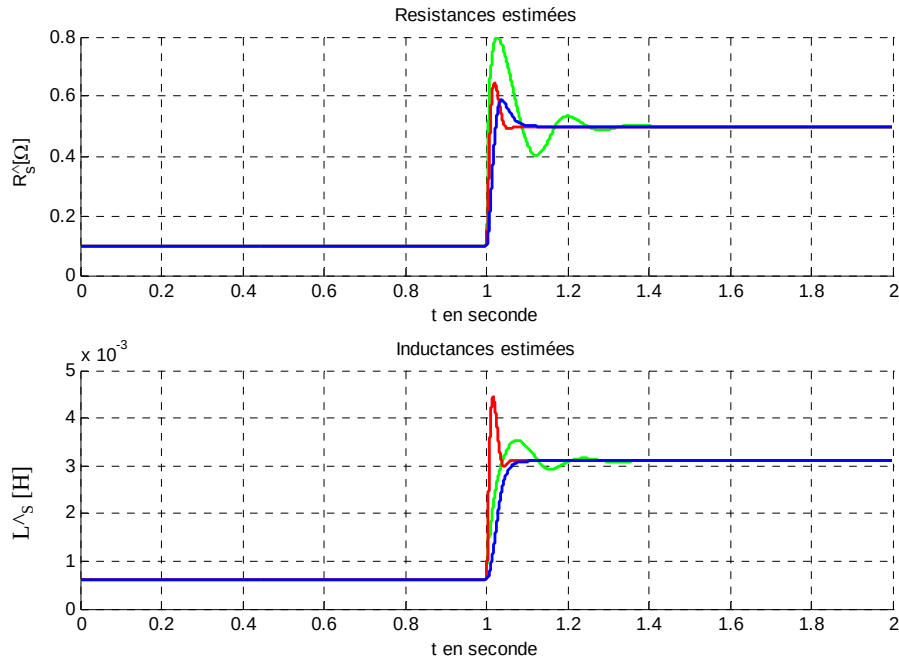


Figure 2-6: Evolution de $\tilde{L}_s$ en fonction de $\tilde{R}_s$ pour une estimation avec F.K.E.

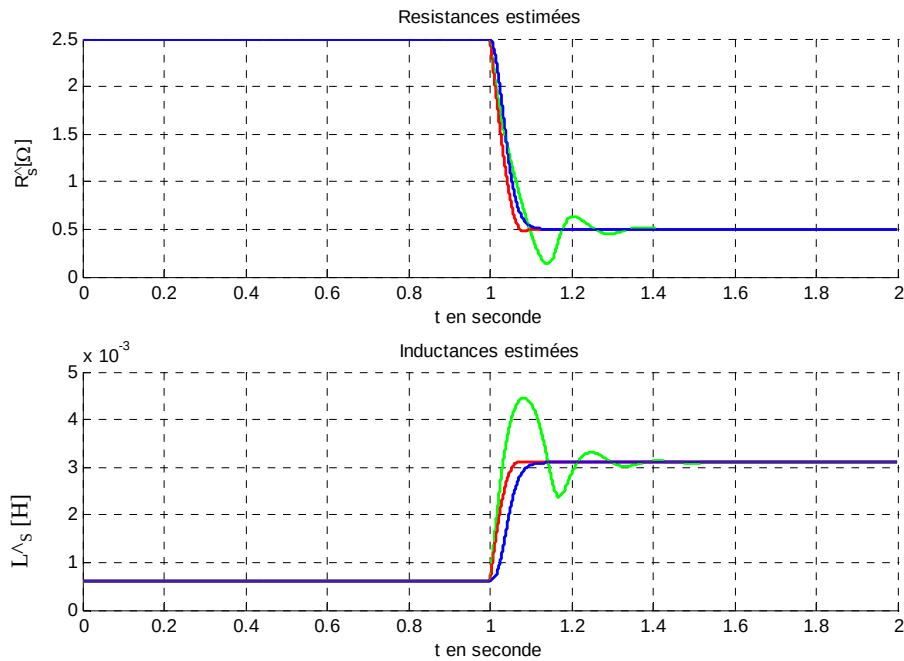
Sur la figure ci-dessus, on remarque le même type de courbe que pour l'estimation sans découplage, on en déduit donc qu'il y a couplage entre l'erreur de $\hat{R}_s$ et l'erreur de $\hat{L}_s$.

La deuxième partie des simulations est constituée des réponses temporelles des estimateurs dans chaque cas lorsque la machine est en régime permanent électrique.

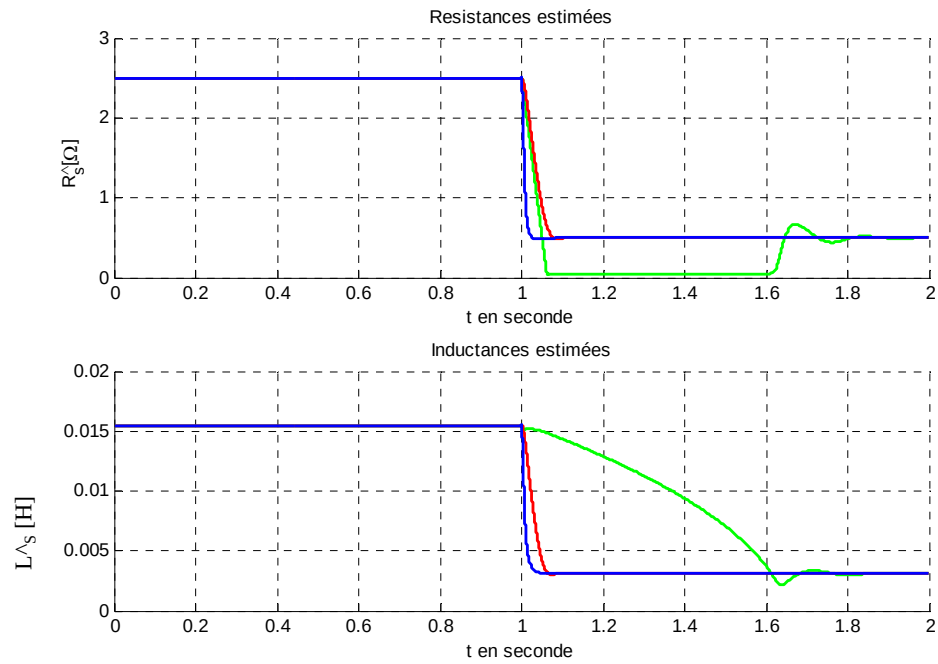
Ci-après en vert l'estimation sans découplage, en rouge estimation avec découplage et en bleu estimation avec FKE.



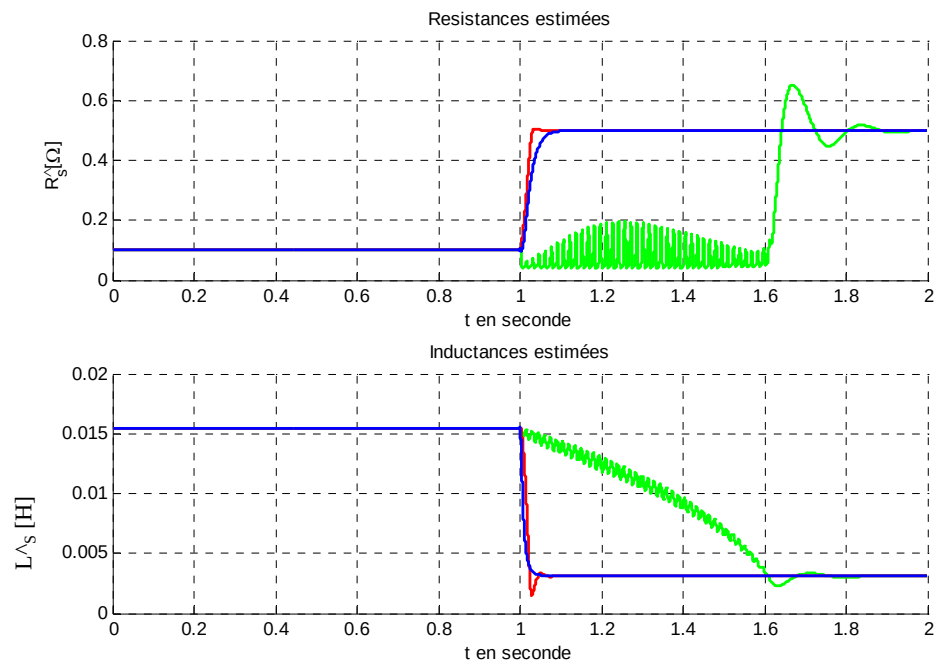
a) Pour les conditions initiales $L_s(0) = L_s / 5$ et $R_s(0) = R_s / 5$



b) $\hat{L}_s(0) = L_s / 5$ et $\hat{R}_s(0) = 5 \cdot R_s$



$$c) \hat{L}_s(0) = 5 \cdot L_s \text{ et } \hat{R}_s(0) = 5 \cdot R_s$$



$$d) \hat{L}_s(0) = 5 \cdot L_s \text{ et } \hat{R}_s(0) = R_s / 5$$

Figure 2-7

Pour un même réglage on voit que suivant les valeurs initiales la méthode utilisant le découplage est tantôt plus rapide, alors que pour d'autres valeurs initiales c'est la méthode utilisant le FKE qui l'est.

2.2.5 Conclusion

On constate que les trois estimateurs convergent. Toutefois, on peut mettre en évidence certaines différences. Parlons tout d'abord du couplage des paramètres d'un point de vue théorique, nous avons constaté qu'avec la méthode d'identification sans découplage (des courants) les paramètres estimés $\hat{L}_s$ et $\hat{R}_s$ sont couplés, ce que est aussi le cas en utilisant le Filtre de Kalman Etendu, nous l'avons constaté sur la Figure 2-6. Alors que la méthode utilisant le découplage des courants assure aussi un découplage dans l'estimation des paramètres, ce qui rend plus robuste l'identification des paramètres électriques particulièrement lorsque l'on souhaite estimer seulement l'un des deux paramètres.

Du point de vue de la mise en œuvre et du réglage les méthodes avec et sans découplage (des courants) sont les plus simples avec un avantage pour la méthode avec découplage, l'utilisation du Filtre de Kalman Etendu quant à elle nécessite de choisir les paramètres des matrices P, Q et R, ce qui n'est pas une chose aisée pour non spécialiste.

Dernier point, concernant la convergence, pour les méthodes avec et sans découplage, nous sommes en mesure de la prouver théoriquement, ce qui n'est pas le cas du Filtre de Kalman appliqué au système non linéaire.

Suite aux éléments présentés ci-dessus, dans les chapitres suivants lorsque nous aurons des estimations de paramètres à faire, nous choisirons d'utiliser les méthodes avec ou sans découplage des courants.

2.3 Estimation des f.e.m d'une MSAP

L'objectif de cette partie est de présenter la méthode d'estimation des forces électromotrices d'une machine synchrone à aimants permanents, sachant que cette méthode sera mise en œuvre dans les chapitres trois et quatre.

Dans le chapitre trois cette estimation sera utilisée pour réaliser une commande sans capteur des MSAP et dans le chapitre quatre la méthode servira à faire des estimations de puissance interne (puissance active interne instantanée et puissance réactive interne instantanée) en vue de réaliser des détections de défauts électriques en ligne pour une MSAP.

2.3.1 Modèle de la MSAP pour l'estimation des f.e.m

Le modèle utilisé est celui d'une Machine Synchrone à aimants permanents, non saturée, à forces magnétomotrices sinusoïdales, tous les effets d'irrégularités, d'hystérésis, de courant de Foucault, de couplages capacitifs et d'effet de peau sont négligés.

On travaillera avec le modèle diphasé de la machine exprimé dans le repère du rotor [2-7].

A partir de (2.1), on peut écrire les deux équations suivantes:

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} i_d = -R_s \cdot i_d + L_s \cdot \omega \cdot i_q + v_d - e_d \quad (2.85)$$

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} i_q = -R_s \cdot i_q - L_s \cdot \omega \cdot i_d + v_q - e_q \quad (2.86)$$

Ces deux équations sont suffisantes pour mettre en œuvre l'estimateur de f.e.m retenu.

2.3.2 Observateur de f.e.m

En appliquant le critère d'identifiabilité de paramètre déjà utilisé au paragraphe 2.2.1.1, la vue des équations (2.85), (2.86) nous permet tout de suite de conclure que les f.e.m sont identifiables.

Pour faire l'estimation des f.e.m nous utiliserons l'observateur suivant (2.87), il est robuste, simple à mettre en œuvre, il est bien adapté à la commande sans capteur, il a déjà été utilisé dans [2-3].

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_d = -R_s \cdot \hat{i}_d + L_s \cdot \omega \cdot i_q + v_d - \hat{e}_d + k_{d1} \cdot \tilde{i}_d \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_d = k_{d2} \cdot \tilde{i}_d \\ L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_q = -R_s \cdot \hat{i}_q - L_s \cdot \omega \cdot i_d + v_q - \hat{e}_q + k_{q1} \cdot \tilde{i}_q \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_q = k_{q2} \cdot \tilde{i}_q \end{array} \right. \quad (2.87)$$

Pour la suite, on fera l'hypothèse que les variations des f.e.m sont lentes devant celle du courant, en effet les variations des f.e.m sont liées à la constante de temps mécanique de la machine.

A l'aide de (2.85), (2.86), du système d'équation (2.87), et de l'hypothèse ci-dessus, on peut établir le système suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{e}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{e}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{d1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} & 0 & 0 \\ k_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{q1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} \\ 0 & 0 & k_{q2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{e}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{e}_q \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Une bonne mise en oeuvre de ce système passe par un choix adapté des coefficients k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} , k_{q2} . Au minimum, il faut pour assurer la stabilité de cet observateur, que les valeurs propres du système soient à parties réelles négatives.

Le réglage de ces valeurs propres a aussi une influence sur le temps de réponse de l'observateur ainsi que sur la largeur de sa bande passante, cette dernière devant être choisie avec soin lorsque les signaux sont bruités.

Dans les résultats de simulation qui suivent, nous proposons dans un premier temps de comparer les f.e.m de la machine simulée avec celle obtenue à l'aide de l'observateur, dans un deuxième temps nous présenterons les résultats de l'observateur de f.e.m en présence de bruit dans les courants (lié au découpage en présence d'une simulation d'un onduleur) pour deux réglages différents des coefficients k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} , k_{q2} .

L'influence du choix des coefficients k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} , k_{q2} sur la rapidité de convergence du système ainsi que sur sa capacité à rejeter le bruit.

La machine simulée est celle dont les paramètres sont donnés en annexe A.

Dans un premier temps on fixe $k_{d1} = k_{q1} = 12,4$ et $k_{d2} = k_{q2} = 12400$

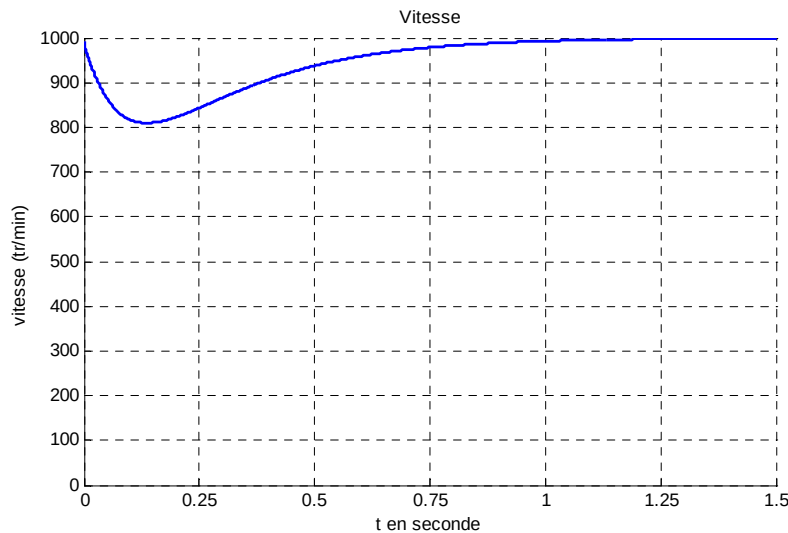


Figure 2-8 : Evolution de la vitesse de la machine

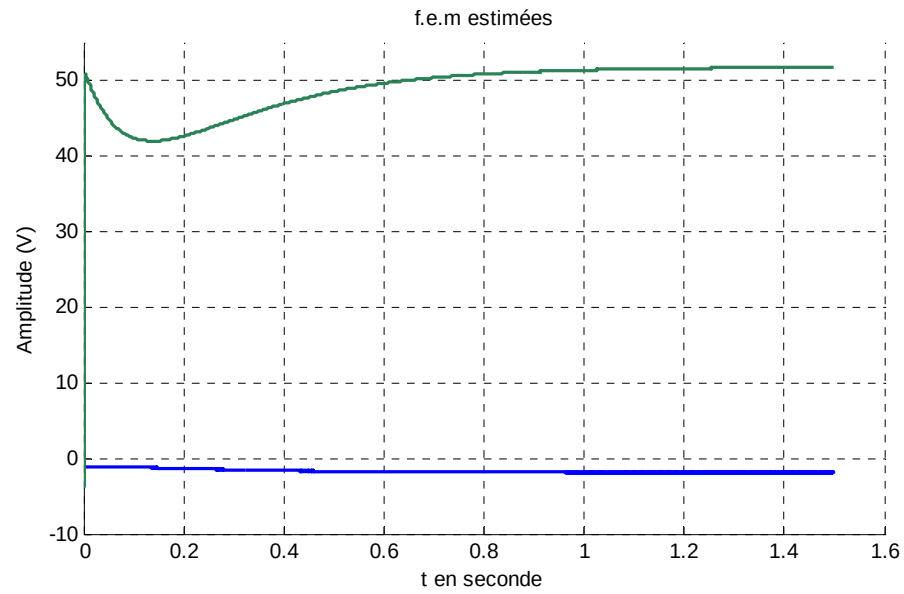


Figure 2-9 : f.e.m estimées lorsque les signaux sont non-bruités (e_d en bleu et e_q en vert)

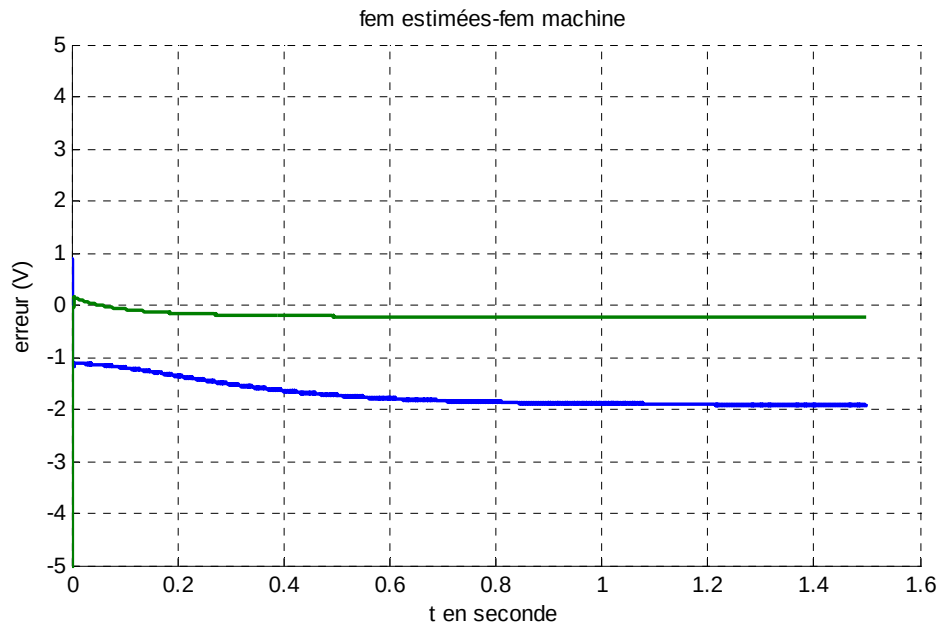


Figure 2-10 : Erreur sur les f.e.m estimées lorsque les signaux sont non-bruités (erreur sur e_d en bleu et erreur sur e_q en vert)

L'erreur observée est principalement due au retard de la boucle de régulation des courants qui commande les tensions de référence, celle-ci étant appliquées avec un retard à la machine (temps de calcul Park etc...), à un instant t les tensions appliquées à la machine ne sont pas rigoureusement égales aux tensions de référence. Or les tensions utilisées pour reconstituer les f.e.m sont les tensions de référence.

Dans les simulations qui suivent l'onduleur n'est plus modélisé par un gain, mais comme un onduleur à M.L.I. Cependant les tensions utilisées pour calculer les f.e.m estimées sont obtenues à l'aide des tensions de références multipliées par le gain équivalent à l'onduleur M.L.I. On garde les réglages suivants pour l'observateur : $k_{d1} = k_{q1} = 12,4$ et $k_{d2} = k_{q2} = 12400$

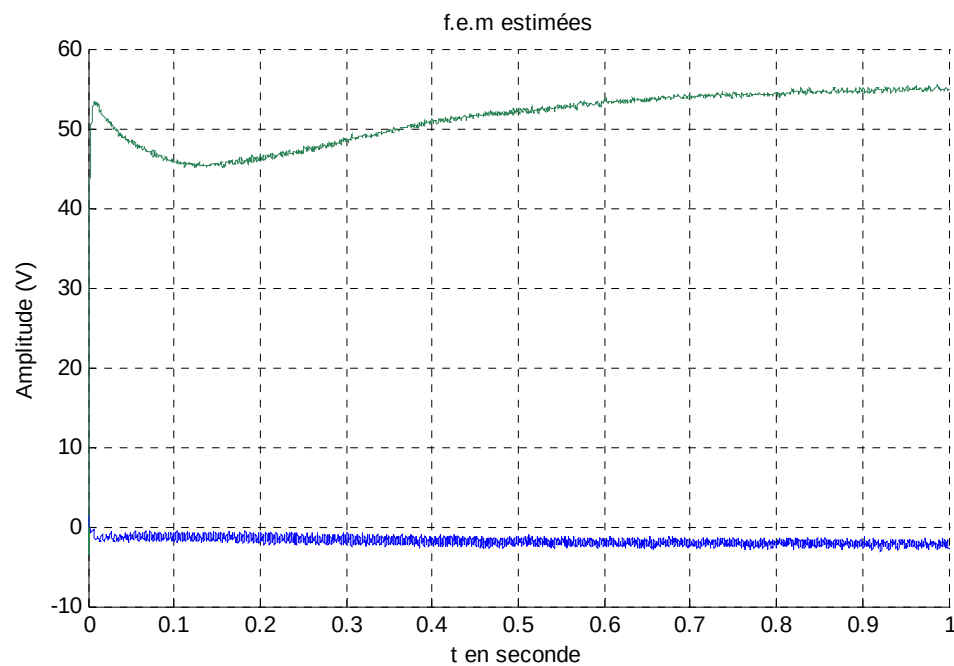


Figure 2-11 : f.e.m estimées lors de l'alimentation par un onduleur à MLI (e_d en bleu et e_q en vert)

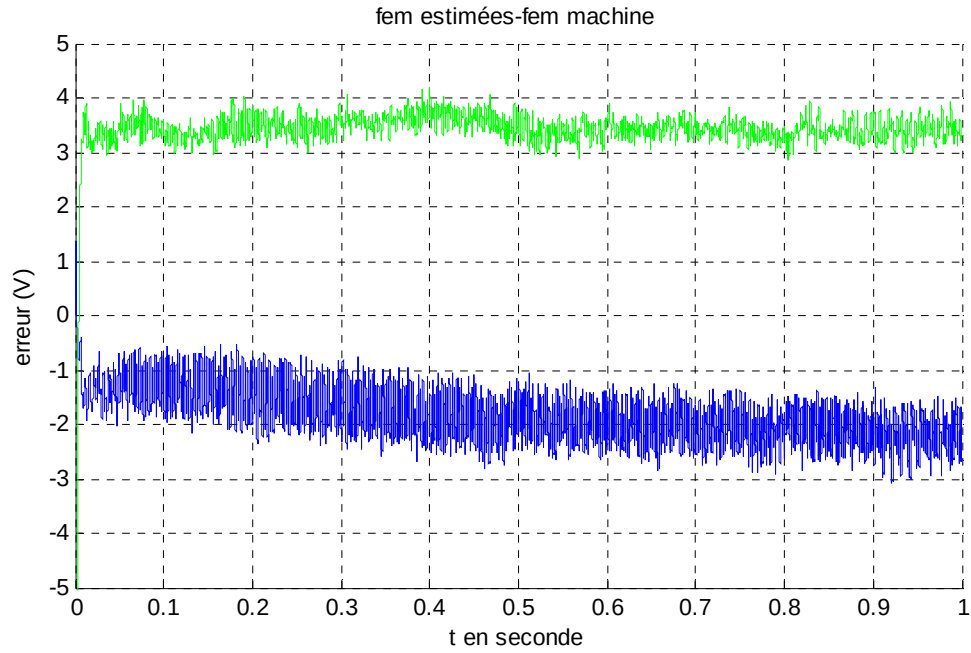


Figure 2-12 : Erreur sur les f.e.m estimées lors de l'alimentation par un onduleur à MLI (erreur sur e_d en bleu et erreur sur e_q en vert)

On constate cette fois que les f.e.m estimées sont bruitées, ceci est dû au fait que les courants utilisés pour estimer les f.e.m sont eux mêmes bruités. On remarque aussi que l'erreur est plus importante que dans le cas précédent, en effet on utilise toujours les tensions de référence pour estimer les tensions réelles, on ne tient donc pas du tout compte du découpage dans le calcul des f.e.m estimées.

On reprend la simulation avec le même onduleur, mais cette fois on change les réglages de l'observateur de f.e.m, on prend $k_{d1} = k_{q1} = 3,1$ et $k_{d2} = k_{q2} = 775$ de façon à réduire sa bande passante.

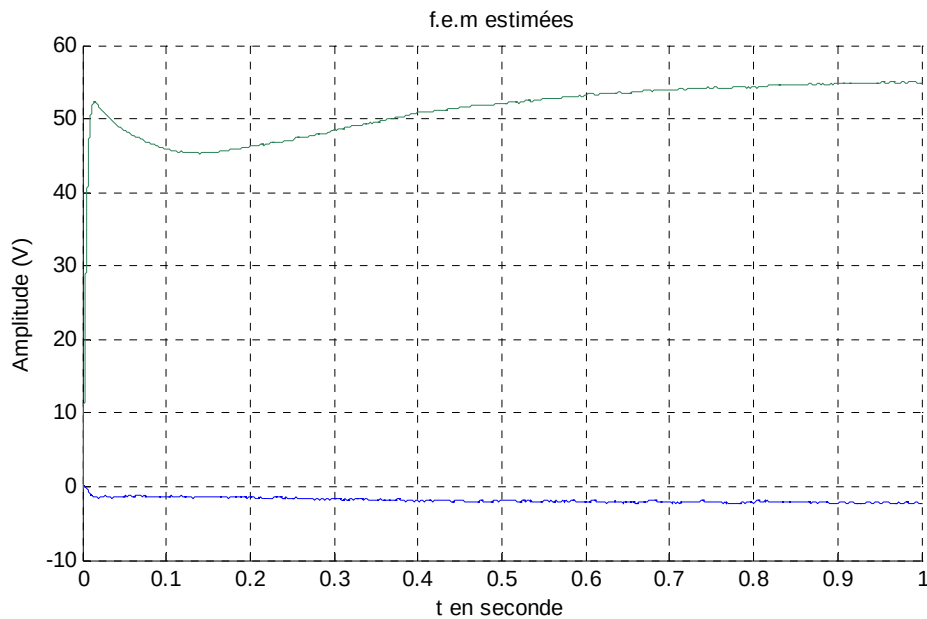


Figure 2-13 : f.e.m estimées lors de l'alimentation par un onduleur à M.L.I avec un autre réglage de l'observateur. (e_d en bleu et e_q en vert)

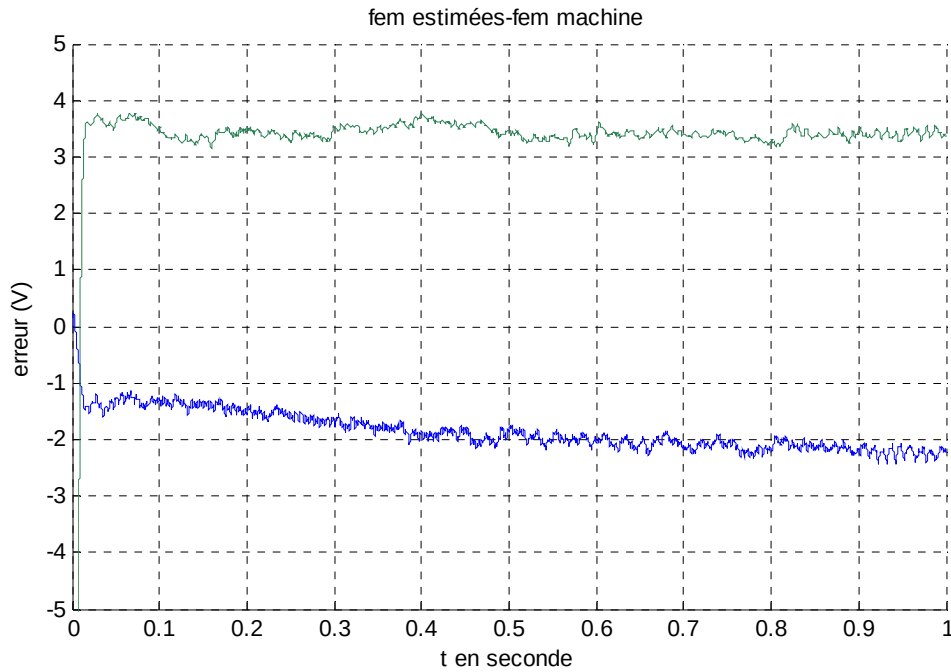


Figure 2-14 : Erreur sur les f.e.m estimées lors de l'alimentation par un onduleur à M.L.I avec un autre réglage de l'observateur. (erreur sur e_d en bleu et erreur sur e_q en vert)

On constate que les f.e.m sont moins bruités qu'avec le réglage précédent, mais que l'erreur d'estimation est quasiment la même.

Concernant l'erreur d'estimation, il n'est pas étonnant qu'elle reste inchangée car les tensions utilisées sont toujours les tensions de référence (différentes des tensions réelles appliquées à la machine par l'onduleur).

Concernant la diminution du bruit, on constate qu'en agissant sur les paramètres k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} , k_{q2} , on modifie la bande passante de l'observateur.

Cet estimateur possède donc deux fonctionnalités en une, l'estimation et le filtrage, ce qui rend cette méthode préférable à une estimation en boucle ouverte, car on peut filtrer les bruits. Dans notre exemple les bruits sont issus des courants, ceux-ci étant riches en harmonique à cause de la présence d'un onduleur dans l'alimentation. Le choix de l'observateur bouclé nous permet donc de déterminer les f.e.m comme avec un estimateur en boucle ouverte et en plus de filtrer le résultat, ce qui n'est pas le cas en boucle ouverte.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré théoriquement que lorsque la MSAP est en régime permanent on ne peut pas estimer plus de deux paramètres de la machine. Ensuite nous avons présenté trois types d'estimateur de paramètres déjà existant adaptés à la machine synchrone à aimants permanents, nous avons rappelé les conditions de convergence des estimateurs avec et sans découplage en utilisant les outils de l'automatique non linéaire. Ensuite nous avons aussi comparé les trois métho-

des (Avec et sans découplage du courant et Filtre de Kalman Etendu) du point de vue de la simulation et du point de vue de l'expérimentation.

Il a été montré que la méthode d'estimation utilisant le découplage des courants réalise aussi un découplage des paramètres $\hat{R}_s$ et $\hat{L}_s$, qu'elle requiert moins de puissance de calcul que les deux autres et est relativement facile à mettre en œuvre. En plus sa convergence peut être prouvée théoriquement ce qui n'est pas le cas du FKE.

Ce qui justifie que cette méthode sera celle qui sera retenue pour les chapitres suivants.

Enfin, nous avons présenté un observateur de f.e.m, nous avons montré que son réglage influe sur sa capacité à rejeter le bruit, il influe donc sur sa bande passante. Cet observateur de f.e.m sera réutilisé au chapitre trois pour la commande sans capteur et au chapitre quatre pour faire des calculs de puissance estimée.

Chapitre 3: Commande sans capteur, robustesse. Tolérance au défaut de capteur mécanique

3.1 Introduction

Pour l'autopilotage des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), il est nécessaire de connaître la position du rotor avec suffisamment de précision. Cette information est généralement délivrée par un capteur de position. Cependant ce capteur est encombrant, il nécessite un bout d'arbre disponible ce qui n'est pas toujours facilement réalisable. La présence de ce capteur entraîne aussi un impact sur le coût de la machine, hormis le coût du capteur en lui-même, il faut tenir compte du coût lié à son installation et à son calage. Ces inconvénients sont les raisons pour lesquelles plusieurs études ont été menées pour réaliser la commande des MSAP sans capteur de position mécanique s'appuyant sur différentes propriétés de la MSAP et différentes méthodologies pour observer les variables mécaniques (position et vitesse). Pour les moteurs à aimants destinés à fonctionner au-delà d'une vitesse minimale, les méthodes basées sur la détection de la f.e.m. à partir des variables électriques [3-5], [3-6], [3-11] donnent de très bons résultats. Cependant, la commande sans capteur est sensible aux erreurs de modèle et à celles de ses paramètres initialement identifiés ou nominaux. Pour cette raison, après une brève présentation du principe de ce type de commande, basé sur la détection de la f.e.m, nous étudions et analysons les causes qui affectent sa robustesse. Cette analyse permet de déduire une nouvelle méthodologie pour réduire considérablement l'impact des incertitudes de mesure et des incertitudes paramétriques sur la robustesse de la commande sans capteur considérée.

Nous présentons ensuite les conséquences critiques de la perte du capteur de position des machines synchrones. En effet, à la suite d'une panne de capteur mécanique il y a le risque d'apparition de surintensités d'amplitudes élevées notamment lorsque ces actionneurs fonctionnent à vitesses élevées. Nous mettons d'abord en évidence que lorsque la machine est autopilotée avec un capteur mécanique, il est possible que la position estimée par un observateur fonctionnant en parallèle soit erronée lorsque la structure de commande sans capteur mécanique utilisée est inadaptée. Ce qui risque d'endommager l'actionneur à cause de surintensités d'amplitudes élevées. Dans le cadre de la protection de ces actionneurs, nous proposons d'utiliser une commande sans capteur fiabilisée, mise au point dans la première partie de ce chapitre, en cas de panne du capteur mécanique sans aucun artifice spécifique pour la commutation d'algorithme de commande avec capteur à celle sans capteur mécanique.

3.2 La commande sans capteur adaptée aux MSAP

L'objectif de cette partie est de rappeler le principe de la commande sans capteur utilisant une estimation des f.e.m. Cette méthode est efficace, mais également relativement sensible aux incertitudes sur la résistance statorique. C'est pourquoi nous nous intéresserons de très près à la robustesse de cette méthode vis-à-vis des incertitudes paramétriques et nous proposerons une méthode originale permettant de diminuer ces sensibilités. Celle-ci sera comparée à une méthode déjà existante (méthode utilisant un estimateur de résistance).

3.2.1 Modélisation pour la commande sans capteur

Le modèle utilisé est celui d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents à rotor lisse, non saturée, à forces magnétomotrices sinusoïdales, tous les effets d'irrégularités, d'hystérésis, de courant de Foucault, de couplages capacitifs et d'effet de peau sont négligés. En effet, les MSAP utilisées dans l'aéronautique sont pour la plupart des MSAP à rotor lisse à f.e.m sinusoïdale.

Lorsque la position du rotor est connue, le modèle d'une telle machine est exprimé dans le repère du rotor à l'aide successivement de la transformée de Concordia puis celle de Park. Lors de la commande sans capteur mécanique, l'objectif est d'estimer la position du rotor. Cette estimation devra converger vers la position réelle (notée θ). Pour étudier cette convergence, nous introduisons la grandeur $\mathcal{G}$ indiquant la position estimée. Alors la transformation de Park dans le cas du fonctionnement sans capteur ne pourra pas être appliquée avec l'angle θ (position réelle du rotor), mais le sera avec l'angle $\mathcal{G}$. Ce dernier localise un nouveau repère de projection composé des axes appelés ici δ et γ (au lieu de d et q liés à la position réelle du rotor).

Pour obtenir le modèle de la machine dans le nouveau repère, il suffit de partir du modèle obtenu dans le repère du rotor (2.1), et de lui appliquer une rotation d'angle égale à la différence entre les deux angles θ et $\mathcal{G}$, on appelle φ cette différence :

$$\varphi = \mathcal{G} - \theta \quad (3.1)$$

On définit aussi Ω_c la vitesse angulaire du repère (δ, γ) par rapport au repère fixe imposé par la commande :

$$\mathcal{G}(t) = p \cdot \int_0^t \Omega_c(t) \cdot dt + \mathcal{G}(0) \quad (3.2)$$

Si on appelle g_d et g_q les composantes d - q d'une grandeur (courant, tension, ...) dans le repère du rotor, et g_δ et g_γ , les composantes de la même grandeur exprimée dans le repère δ - γ , il est facile de montrer qu'elles sont liées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} g_\delta \\ g_\gamma \end{bmatrix} = P(-\varphi) \cdot \begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

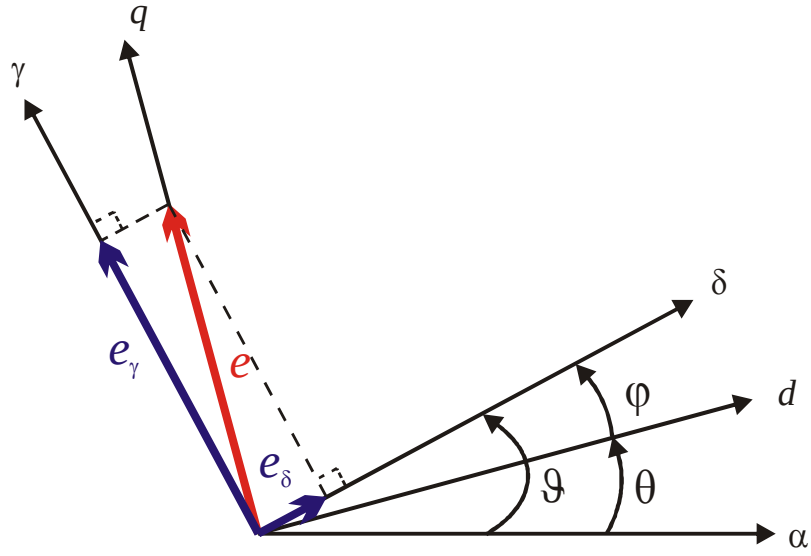
$P(-\varphi)$ est la matrice de Park pour une rotation d'angle $-\varphi$.

En ce qui concerne le modèle de la machine, on obtient à partir de (3.3), (2.2) et (2.3) :

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} i_\delta = -R_s \cdot i_\delta + p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\gamma + v_\delta - e_\delta \quad (3.4)$$

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} i_\gamma = -R_s \cdot i_\gamma - p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\delta + v_\gamma - e_\gamma \quad (3.5)$$

Relation dans lesquelles e_δ et e_γ sont les composantes de la f.e.m. de la machine projetées dans le repère (δ, γ) . Cela peut être traduit par la Figure 3-1 (ci-après).


 Figure 3-1 : f.e.m. dans les repères (d, q) et (δ, γ)

Ce qui permet d'écrire les relations suivantes :

$$e_\delta = p \cdot \Omega \cdot \Psi_f \cdot \sin \varphi = \omega \cdot \Psi_f \cdot \sin \varphi = e \cdot \sin \varphi \quad (3.6)$$

$$e_\gamma = p \cdot \Omega \cdot \Psi_f \cdot \cos \varphi = \omega \cdot \Psi_f \cdot \cos \varphi = e \cdot \cos \varphi \quad (3.7)$$

Nous rappelons ici l'expression du couple de la MSAP à rotor lisse à fém sinusoïdale qui est une fonction linéaire de la composante en quadrature du courant statorique [2-7] :

$$\Gamma_m = p \cdot \Psi_f \cdot i_q = K_f \cdot i_q \quad (3.8)$$

En exprimant i_q en fonction des composantes δ - γ du courant, cette expression devient :

$$\Gamma_m = K_f \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) \quad (3.9)$$

On peut maintenant écrire l'équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d}{dt} \Omega = K_f \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) - \Gamma_{ch}(\Omega) \quad (3.10)$$

Le couple de charge de la machine est supposé de la forme suivante :

$$\Gamma_{ch}(\Omega) = b_0 \cdot \text{sgn}(\Omega) + b_1 \cdot \Omega + b_2 \cdot \Omega^2 + b_3 \cdot \Omega^3 + \dots \quad (3.11)$$

$$\text{Avec } \frac{d}{d\Omega} \Gamma_{ch}(\Omega) > 0$$

Le modèle d'état de la machine est alors le suivant [2-7] :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x) + b(x) \cdot u \\ y = c \cdot x \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\text{Avec } x = \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \\ \Omega \\ \varphi \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \\ \Omega_c \end{bmatrix} \quad f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\delta - \frac{K_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \sin \varphi \\ -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\gamma - \frac{K_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \cos \varphi \\ \frac{K_f}{J} \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) - \frac{\Gamma_{ch}(\Omega)}{J} \\ -p \cdot \Omega \end{bmatrix}$$

$$b(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & p \cdot i_\gamma \\ 0 & \frac{1}{L_s} & -p \cdot i_\delta \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p \end{bmatrix} \quad c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix}$$

Dans [2-3], il a été montré que ce modèle est localement commandable si

$$\psi_f \neq 0 \quad (3.13)$$

Cette condition est naturellement respectée pour une MSAP saine. Cependant, nous nous intéressons ici à la reconstitution des variables mécaniques de la machine à partir du modèle (3.12). Afin d'étudier la possibilité d'une telle action, il faut vérifier l'observabilité de ce modèle. Mais à cause de la non linéarité du modèle (3.12), nous nous contentons de l'observabilité locale des variables mécaniques de ce modèle. Celle-ci a été également étudiée dans [2-3] et la condition de l'observabilité locale du modèle (3.12) concernant les MSAP non saturées à rotor lisse est donnée par

$$\Omega \neq 0 \quad (3.14)$$

Cette condition explique les difficultés rencontrées pour le démarrage de ce type de MSAP et leur contrôle à basse vitesse lors d'un fonctionnement sans capteur mécanique. La condition (3-14) s'obtient facilement à l'aide du critère exposé dans le chapitre précédent. Pour plus de détails, nous renvoyons le lecteur intéressé à [2-3] pour l'étude de la commandabilité et l'observabilité locale du modèle (3.12).

Cependant, la modélisation présentée ci-avant n'est pas la plus simple à utiliser, nous préférons scinder le système (3.12) en deux sous systèmes. En effet si l'on admet que les constantes de temps mécaniques sont beaucoup plus grandes que les constantes de temps électriques, on peut alors

réécrire (3.12) comme dans [2-2] ce qui permet pour l'étude d'utiliser le même formalisme qu'au chapitre deux, c'est à dire celui des systèmes singulièrement perturbés :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f_1(x) + f_2(x) \cdot z + g_1 \cdot u_m + d_1(x) \\ \varepsilon \cdot \frac{dz}{dt} = f_3(x) - R_s \cdot z + u_e + \varepsilon \cdot d_2(z) \cdot u_m \\ y = z \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec les variables d'état mécaniques $x = [\varphi \quad \Omega]^t$, les variables d'état électriques $z = [i_\delta \quad i_\gamma]^t$, la commande mécanique $u_m = \Omega_c$, les commandes électriques $u_e = [v_\delta \quad v_\gamma]^t$, et $\varepsilon = L_s$.

Avec aussi :

$$\begin{aligned} f_1(x) &= \begin{bmatrix} -\Omega \\ 0 \end{bmatrix}, \quad f_2(x) = \frac{K_f}{J} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}, \quad d_1(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\Gamma_{ch}(\Omega)}{J} \end{bmatrix}, \quad g_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ f_3(x) &= K_f \cdot \begin{bmatrix} \Omega \cdot \sin \varphi \\ \Omega \cdot \cos \varphi \end{bmatrix} \text{ et } d_2(z) = p \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ -i_\delta \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

En posant $\tau = \frac{t}{\varepsilon}$, on peut réécrire le sous système rapide de la façon suivante :

$$\frac{dz}{d\tau} = -R_s \cdot z + u_e + (f_3(x) + \varepsilon \cdot d_2(z) \cdot u_m) \quad (3.16)$$

Dans l'équation (3.16) ci-dessus le terme $(f_3(x) + \varepsilon \cdot d_2(z) \cdot u_m)$ joue le rôle de perturbation qui doit être rejetée par le régulateur. Un régulateur proportionnel intégral (P.I.) du type suivant peut être utilisé :

$$v_{\delta, \gamma ref} = \left[K_p \cdot (z_{ref} - z) + K_i \cdot \int (z_{ref} - z) \cdot dt \right] \quad (3.17)$$

Si les coefficients K_p et K_i sont correctement choisis, le vecteur z converge rapidement vers le vecteur z_{ref} .

On choisit les références de la façon suivante : $z_{ref} = \begin{bmatrix} i_{\delta ref} \\ i_{\gamma ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix}$

Dans un premier temps on impose $i_{dref} = 0$ et $i_{qref} = I_s$ module du courant statorique.

Le sous système lent s'écrit donc de la façon suivante :

$$\begin{cases} \frac{1}{p} \cdot \frac{d}{dt} \varphi = \Omega_c - \Omega \\ J \cdot \frac{d}{dt} \Omega = K_f \cdot I_s \cdot \cos \varphi - \Gamma_{ch}(\Omega) \end{cases} \quad (3.18)$$

3.2.2 Principe de la commande sans capteur

Le principe de la commande sans capteur pour les MSAP est d'assurer la régulation de l'angle φ à la valeur $2 \cdot k \cdot \pi$ quelle que soit sa valeur initiale en utilisant une loi de commande adaptée pour Ω_c (vitesse angulaire du repère (δ, γ)).

Plusieurs méthodes existent pour atteindre cet objectif, nous pouvons citer les méthodes basées sur une saturation locale du circuit magnétique [3-1], les méthodes utilisant les observateurs d'état non-linéaire tel que le filtre de Kalman étendu [3-2], [3-3], [3-4] et celles utilisant la f.e.m. de la machine [3-5], [3-6], [3-7].

La méthode que nous avons retenue est celle basée sur l'estimation des forces électromotrices de la MSAP [3-5], au GREEN elle a déjà donné lieu à de nombreux travaux notamment ceux d'Afsharnia [3-6], ceux d'Arab-Khaburi [3-11] et les derniers en date ceux de Nahid-Mobarakeh [2-3], [3-7]. Le principe de cette commande sera brièvement rappelé dans ce qui suit.

D'après l'équation (3.6), on voit que l'on peut aussi assurer la régulation de φ à la valeur $2 \cdot k \cdot \pi$ en assurant la régulation de e_δ à 0. Comme cette dernière n'est pas disponible, on se contentera de son estimation. Le principe général est présenté à la Figure 3-2.

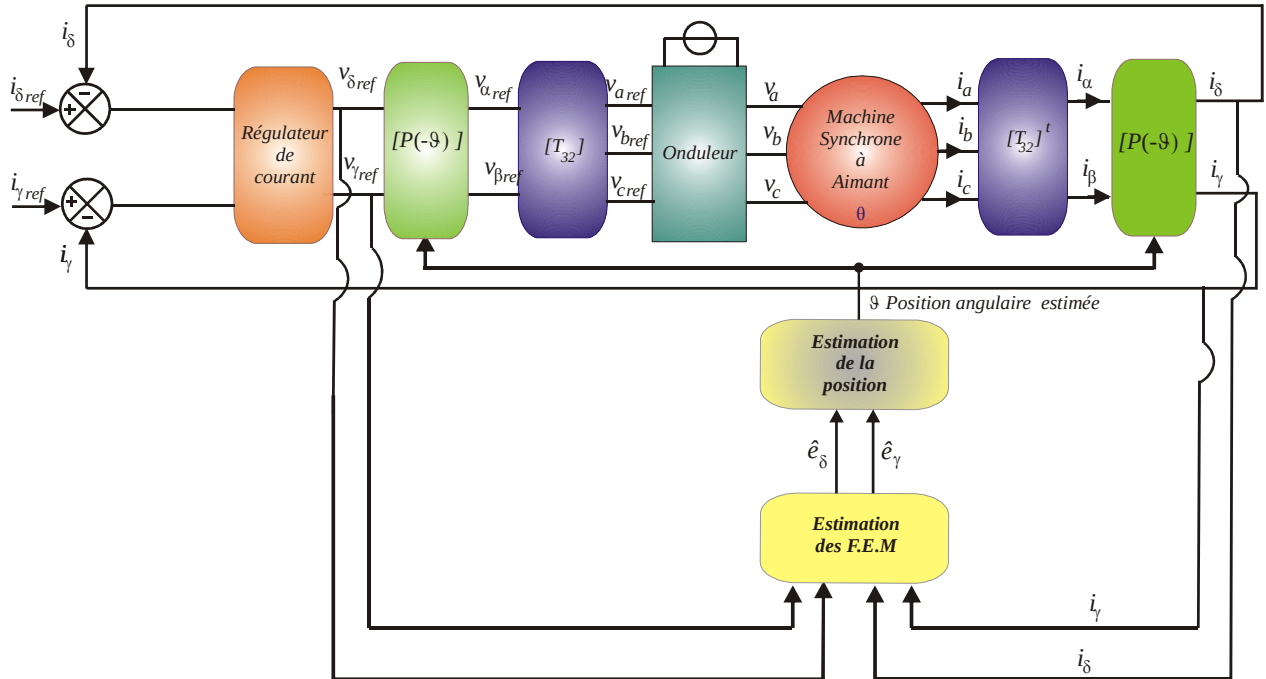


Figure 3-2 : Schéma de principe de la commande sans capteur.

3.2.2.1 Estimation des f.e.m.

Pour estimer les forces électromotrices de la MSAP, nous proposons d'utiliser l'observateur linéaire suivant :

$$\begin{cases} L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_\delta = -R_s \cdot \hat{i}_\delta + p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\gamma + v_\delta - \hat{e}_\delta + k_{d1} \cdot \tilde{i}_\delta \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_\delta = k_{d2} \cdot \tilde{i}_\delta \\ L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_\gamma = -R_s \cdot \hat{i}_\gamma - p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\delta + v_\gamma - \hat{e}_\gamma + k_{q1} \cdot \tilde{i}_\gamma \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_\gamma = k_{q2} \cdot \tilde{i}_\gamma \end{cases} \quad (3.19)$$

A l'aide des équations (3.4), (2.86), (3.6), (3.7) et du système d'équations (2.87), on peut établir le système suivant décrivant l'évolution de l'erreur d'estimation des grandeurs estimées :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\delta \\ \tilde{e}_\delta \\ \tilde{i}_\gamma \\ \tilde{e}_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{d1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} & 0 & 0 \\ k_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{q1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} \\ 0 & 0 & k_{q2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_\delta \\ \tilde{e}_\delta \\ \tilde{i}_\gamma \\ \tilde{e}_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

La mise en œuvre de cet observateur est la même que celle présentée au chapitre 2. Il suffit de choisir des valeurs propres à parties réelles négatives. Celles-ci dépendent bien évidemment des gains de l'observateur. En effet, on peut facilement montrer que les gains k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} et k_{q2} permettent de placer les pôles de l'observateur. Le système converge d'autant plus rapidement que ces pôles seront placés plus à gauche du plan complexe. Il faut tout de même faire attention à ne pas choisir les valeurs propres trop négatives de façon à ne pas être trop sensible aux bruits et aux dynamiques rapides.

3.2.2.2 Commande sans capteur mécanique

Le schéma de principe de la commande est la suivante (voir Figure 3-3). Dans cette commande, on régule e_δ à 0 en agissant sur la vitesse angulaire du repère (δ, γ) appelée Ω_c .

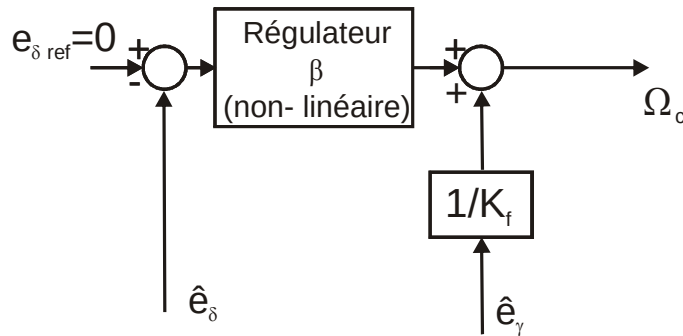


Figure 3-3 : Schéma de principe de la régulation e_δ .

La commande présentée sur la Figure 3-3 est placée à l'intérieur du bloc estimation de la position de la Figure 3-2. On a donc

$$\Omega_c = \frac{1}{K_f} \cdot \hat{e}_\gamma - \beta \cdot \hat{e}_\delta \quad (3.21a)$$

Pour assurer la stabilité et la plus grande zone de convergence on choisit [3-8] :

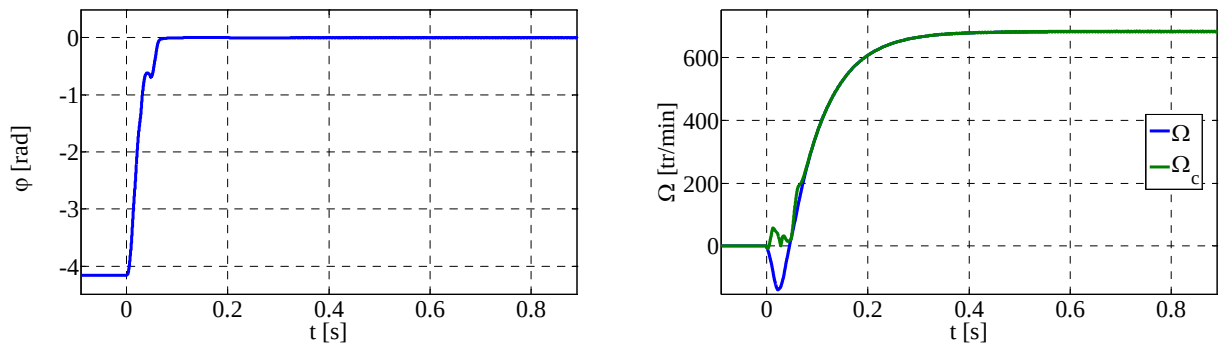
$$\beta = \frac{b \cdot K_\delta \cdot \text{signe}(\hat{e}_\gamma)}{K_f} \quad (3.21b)$$

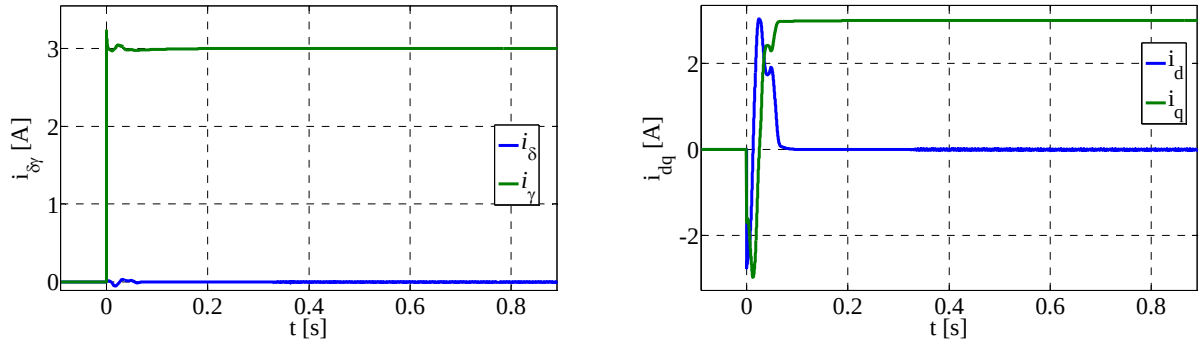
Avec $K_\delta = 1 - \zeta \cdot \text{signe}(\hat{e}_\delta)$, $\frac{1}{1+\zeta} < b < \frac{1}{1-\zeta}$ et $0 < \zeta < 1$.

Dans ces conditions, le seul point d'équilibre du sous système mécanique (3.18) restant stable quel que soit le point initial (φ_0, Ω_0) est le suivant [3-8] :

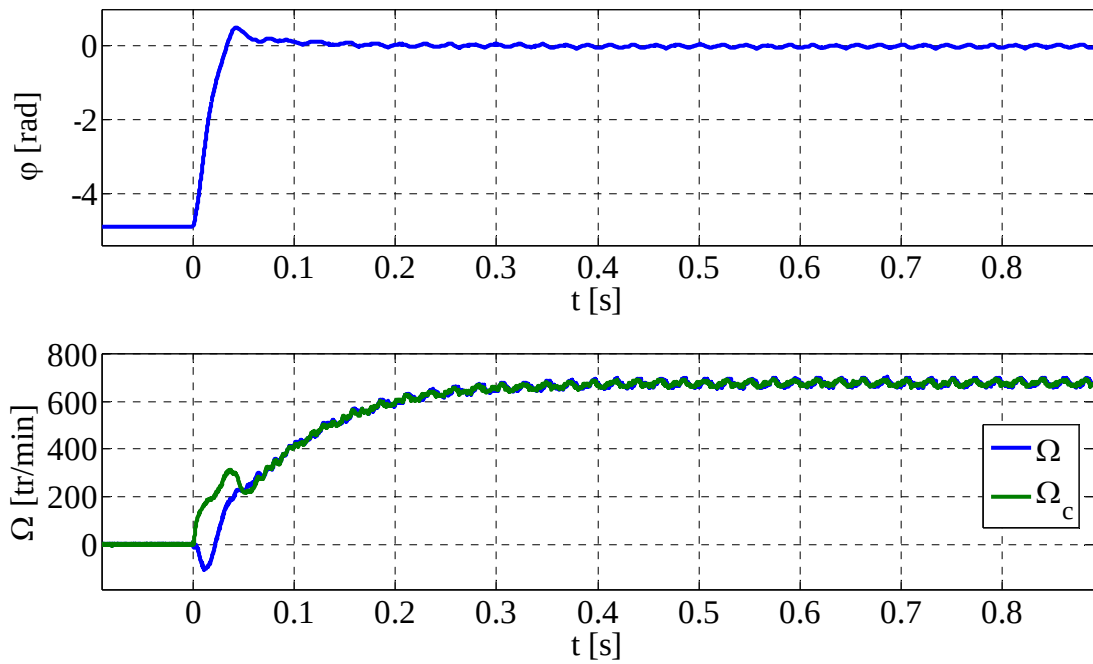
$$\varphi = 2k\pi, \quad \Omega = \Gamma_{ch}^{-1}(K_f I_s)$$

Par rapport aux autres méthodes, celle-ci assure le plus grand domaine de convergence [3-8]. Les résultats de simulation et ceux expérimentaux, illustrés respectivement sur les Figures 3-4 et Figure 3-5 montrent l'efficacité de cette approche. En effet, malgré une erreur initiale importante sur la position, l'algorithme sans capteur réussit à annuler cette erreur et contrôler la machine. L'impact direct de cette erreur initiale est l'inversion du couple du moteur par rapport à la consigne. On remarque que le courant i_q , l'image du couple, est initialement négatif alors que sa référence est fixée à +3 A. En revanche, le courant i_γ suit très bien cette consigne, ce qui confirme sans surprise que la commande ne peut contrôler que les composantes $\delta\gamma$ du courant. De l'autre côté, Ω_c est initialement différent de la vitesse réelle Ω permettant de corriger la position estimée en annulant l'erreur d'estimation de la position (φ).





Figures 3-4 : Démarrage sans capteur avec une forte erreur initiale sur la position estimée (résultats de simulation).



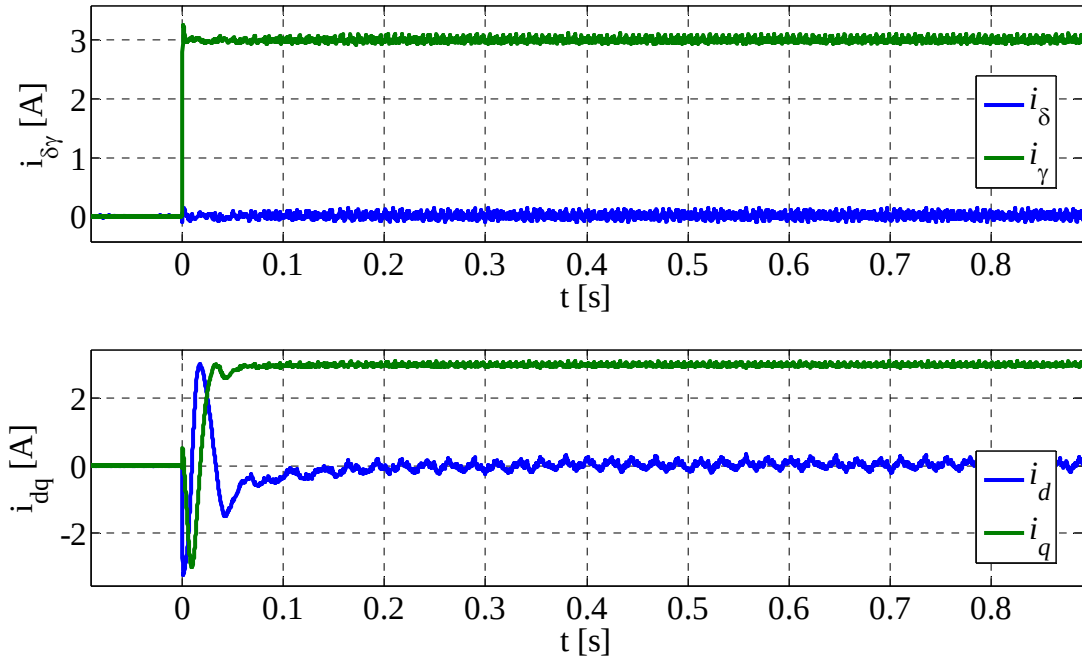


Figure 3-5 : Démarrage sans capteur avec une forte erreur initiale sur la position estimée (résultats expérimentaux).

Cependant, jusqu'à présent nous avons considéré que l'estimation des f.e.m était parfaite. Ce n'est pas le cas en pratique car il y a toujours des erreurs sur les paramètres (évolution au cours du fonctionnement ou mauvaise identification initiale). La sensibilité de cette commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques sera étudiée par la suite.

3.2.3 Robustesse de la commande sans capteur

3.2.3.1 Impact des incertitudes

Dans un système dynamique tel que le nôtre, on peut distinguer plusieurs sources d'incertitude : incertitudes paramétriques, dynamiques non modélisées, erreurs de gain, offset des capteurs et bruits de mesure. La sensibilité du système commandé sans capteur mécanique vis-à-vis de certaines incertitudes citées a déjà été étudiée dans la littérature [3-8], [2-2], [3-13]. Ici, notre objectif est de proposer une commande sans capteur robuste vis-à-vis des variations de la résistance statorique. C'est la raison pour laquelle nous nous limitons par la suite aux incertitudes paramétriques ; c'est à dire à une erreur sur les valeurs de R_s , de L_s et de ψ_f . On peut encore citer une autre source d'erreur, celle sur la valeur de la tension du bus continu. En effet, nous utilisons les tensions délivrées par les régulateurs que nous multiplions par le gain équivalent de l'onduleur. Celui-ci dépend de la tension du bus continu et les variations de celle-ci peuvent introduire une erreur si elles ne sont pas prises en compte ou si le capteur de tension, s'il y en a un, n'est pas suffisamment précis.

Nous commençons par l'incertitude sur les tensions statoriques. Pour ce faire, considérons $v_{\delta m}$, et $v_{\gamma m}$ les tensions mesurées (ou extrapolées par calcul à l'aide des tensions issues des régulateurs de

courant) exprimées dans le repère (δ, γ) imposées par l'onduleur. On donne les relations qui lient les tensions mesurées aux tensions réelles :

$$v_{\delta m} = (1 + \varepsilon) \cdot v_{\delta} \quad (3.22)$$

$$v_{\gamma m} = (1 + \varepsilon) \cdot v_{\gamma} \quad (3.23)$$

Avec ε l'erreur faite sur les tensions $v_{\delta m}$, et $v_{\gamma m}$.

Si nous utilisons (2.87) avec pour valeurs des paramètres $\hat{R}_s, \hat{L}_s$, (valeurs réelles des paramètres R_s, L_s) et pour valeur des tensions d'alimentation $v_{\delta m}$, et $v_{\gamma m}$; à l'aide de (2.87), (3.4), (2.86), (3.22), (3.23) en régime permanent électrique, on peut écrire les expressions des f.e.m. estimées :

$$\hat{e}_{\delta} = (1 + \varepsilon) \cdot e_{\delta} - \tilde{R}_s \cdot i_{\delta} + p \cdot \tilde{L}_s \cdot \Omega_c \cdot i_{\gamma} + \varepsilon \cdot R_s \cdot i_{\delta} - \varepsilon \cdot p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_{\gamma} \quad (3.24)$$

$$\hat{e}_{\gamma} = (1 + \varepsilon) \cdot e_{\gamma} - \tilde{R}_s \cdot i_{\gamma} - p \cdot \tilde{L}_s \cdot \Omega_c \cdot i_{\delta} + \varepsilon \cdot R_s \cdot i_{\gamma} + \varepsilon \cdot p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_{\delta} \quad (3.25)$$

Remarque : Ici nous conservons i_{δ} , car nous verrons qu'il est peut-être utile de ne pas imposer sa valeur à zéro pour faciliter le démarrage et l'inversion de vitesse. Nous supposons aussi que les régulateurs arrivent à imposer les courants égaux à leurs références, c'est à dire $i_{\delta ref} = i_{\delta} = I_{\delta}$ et $i_{\gamma ref} = i_{\gamma} = I_{\gamma}$.

En plus de considérer les erreurs d'identification de la résistance et de l'inductance dans l'expression des f.e.m. estimées, on considère également l'erreur d'identification de $K_f = p \cdot \Psi_f$, en notant la valeur identifiée du coefficient de couple $\hat{K}_f = p \cdot \hat{\Psi}_f$.

D'après (3.21a) et (3.21b), on peut réécrire :

$$\Omega_c = \frac{\hat{e}_{\gamma} - [b \cdot K_{\delta} \cdot \text{signe}(\hat{e}_{\gamma})] \cdot \hat{e}_{\delta}}{\hat{K}_f} \quad (3.26)$$

Afin de simplifier les notations on pose

$$\Omega_c = \frac{\hat{e}_{\gamma} - \tan \rho \cdot \hat{e}_{\delta}}{\hat{K}_f} \quad (3.27)$$

$$\rho = \tan^{-1}(b \cdot K_{\delta} \cdot \text{signe}(\hat{e}_{\gamma})) \quad (3.28)$$

L'impact de la loi de commande (3-27) sur les variables mécaniques sera étudié en remplaçant Ω_c dans le modèle du sous-système mécanique (3-18). Mais comme nous n'imposons plus i_{δ} à zéro, il

faut réécrire le sous-système lent (3.18) en utilisant (3.10). Afin d'alléger les notations, nous posons

$$I_s = \sqrt{I_\delta^2 + I_\gamma^2} \text{ et } \eta = \tan^{-1}\left(\frac{I_\delta}{I_\gamma}\right) :$$

$$\begin{cases} \frac{1}{p} \cdot \frac{d}{dt} \varphi = \Omega_c - \Omega \\ J \cdot \frac{d}{dt} \Omega = K_f \cdot I_s \cdot \cos(\varphi - \eta) - \Gamma_{ch}(\Omega) \end{cases} \quad (3.29)$$

Alors pour déterminer la nouvelle position d'équilibre du système (si elle existe), on injecte (3.27) dans la première équation de (3.29) et l'on utilise les expressions des f.e.m. (3.24), (3.25). On obtient alors :

$$(\psi_f + h_{Lf}) \cdot \frac{d}{dt} \varphi = (g(\varphi) - h_{Lf}) \cdot p \cdot \Omega - h_r \quad (3.30)$$

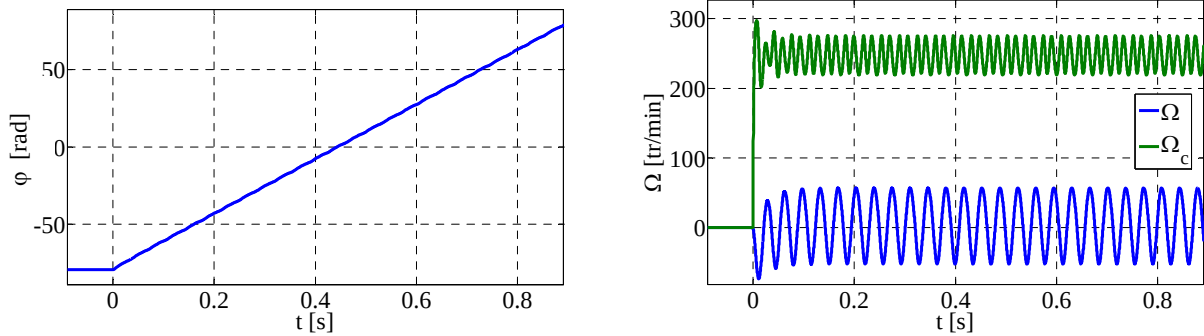
$$\text{avec } h_r = (\tilde{R}_s - \varepsilon \cdot R_s) \cdot (I_\gamma - I_\delta \cdot \tan \rho) \quad (3.31)$$

$$\text{et } h_{Lf} = \tilde{\psi}_f + (\tilde{L}_s - \varepsilon \cdot L_s) \cdot (I_\delta + I_\gamma \cdot \tan \rho) \quad (3.32)$$

$$\text{et } g(\varphi) = \psi_f \cdot \frac{(1 + \varepsilon) \cdot \cos(\varphi + \rho) - \cos(\rho)}{\cos(\rho)} \quad (3.33)$$

En examinant la relation (3.31), on constate que s'il n'y a pas d'erreur, $h_r = h_{Lf} = 0$, alors $\varphi = 0 + (2 \cdot k \cdot \pi)$ est une position d'équilibre.

Maintenant si l'on considère les erreurs, pour un fonctionnement à basse vitesse et notamment à vitesse nulle, il est impossible d'annuler l'erreur d'estimation de la position (φ). Cette dernière est en majeure partie due à la présence du terme h_r qui est le terme dominant à basse vitesse (voir relation (3.29)). La Figure 3-6 montre les résultats de simulation lorsque $h_r \neq 0$ est suffisamment élevé pour empêcher le démarrage de la machine sans capteur mécanique.



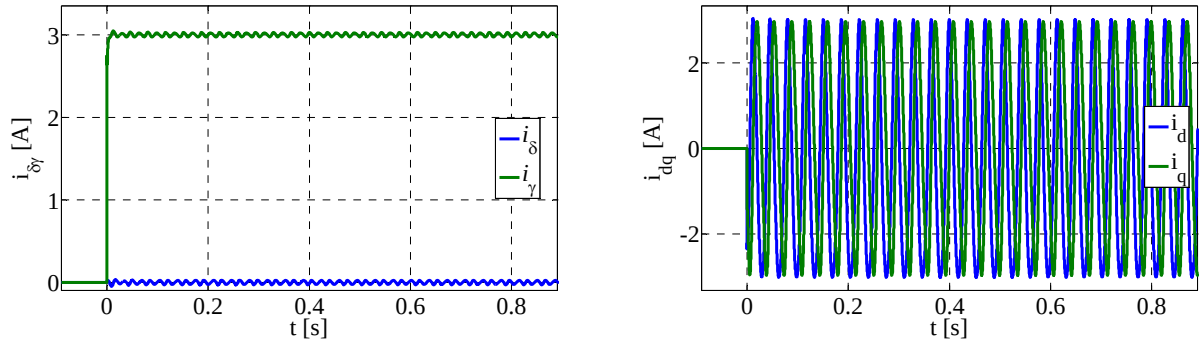
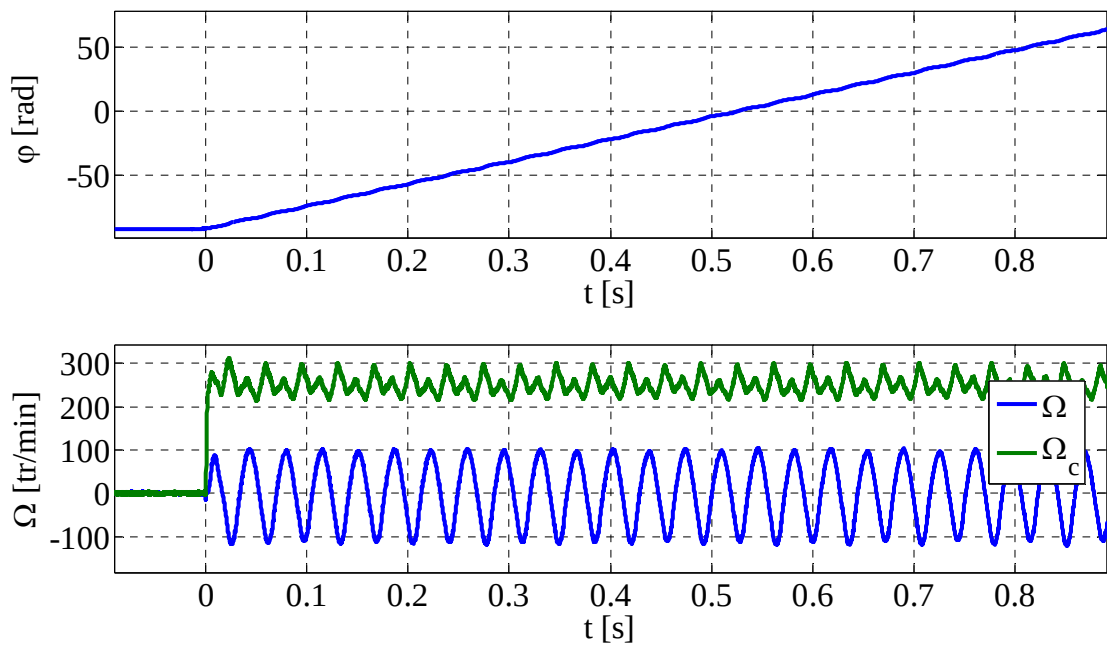


Figure 3-6 : Démarrage sans capteur avec une résistance identifiée erronée (résultats de simulation).



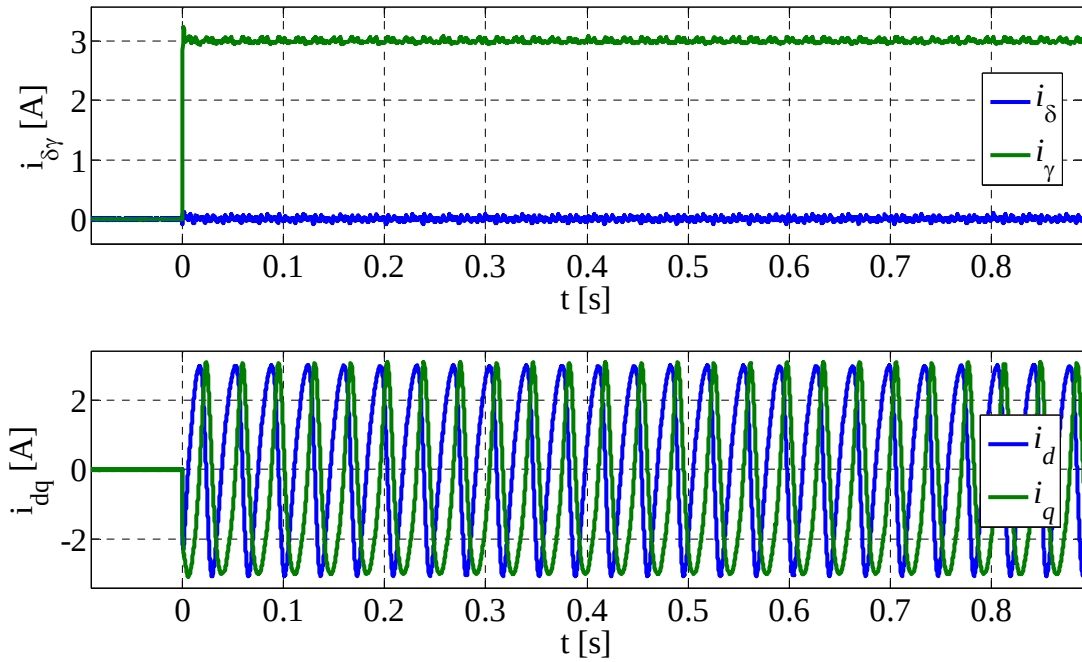


Figure 3-7 : Démarrage sans capteur avec une résistance identifiée erronée (résultats expérimentaux).

Figure 3-7 illustrent pratiquement le même comportement que celui de la figure précédente pour le cas où h_r est non négligeable, alors le démarrage en mode sans capteur de la machine n'est pas possible [2-2]. En effet, à cause d'une importante erreur sur la résistance, Ω_c comporte une composante continue trop élevée conduisant à un $d\phi/dt$ qui ne s'annule jamais. Par conséquent, la position estimée continue à croître générant un couple oscillant avec une pulsation assez élevée ne permettant pas au rotor de se synchroniser.

On peut envisager deux solutions, la première consiste à estimer la valeur R_s avec un estimateur en ligne de façon à minimiser h_r en minimisant son premier terme, cette méthode est présentée au paragraphe suivant 3.2.3.2. L'autre solution consiste à annuler le deuxième terme de h_r en agissant sur la valeur du courant I_δ , elle sera présentée au paragraphe 3.2.3.3.

3.2.3.2 Augmentation de la robustesse à l'aide d'une estimation en ligne de résistance

Afin de pouvoir comparer les performances des deux solutions, nous nous proposons dans un premier temps de mettre en œuvre une commande sans capteur avec un estimateur de résistance en ligne. Cette méthode a été étudiée dans [2-2] où il a été montré que pour avoir un bon fonctionnement à basse vitesse, il est nécessaire que :

$$|\tilde{R}_s| < \tilde{R}_{smax} = K_f \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot K_f \cdot g_m}{p \cdot J \cdot I_{smax}}} \quad (3.34)$$

Avec $g_m = 1 + \frac{1}{\cos \rho}$ et I_{smax} le module maximum du courant admissible par la machine.

Afin de limiter l'erreur sur la valeur de R_s , les auteurs de [2-2] proposent de réactualiser la valeur estimée de la résistance statorique en utilisant un estimateur "en ligne".

Ci-après la Figure 3-8 décrit schématiquement le principe d'une telle commande lorsque l'on utilise un découplage "feedback" comme celui déjà utilisé au paragraphe 2.2.2.

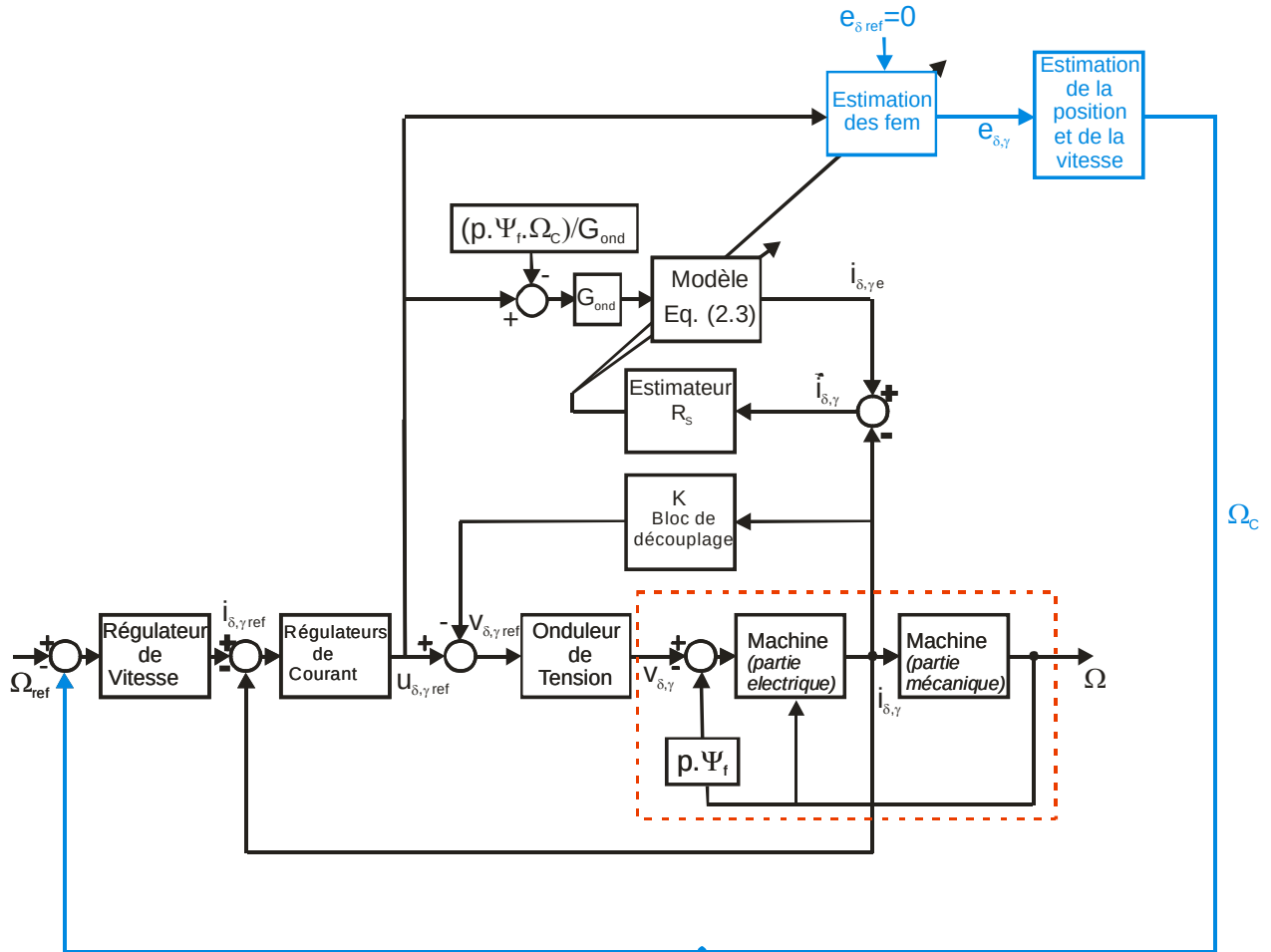


Figure 3-8 : Schéma de principe de la commande sans capteur avec découplage et estimation de résistance.

Le principe de l'estimateur de résistance est le même que celui présenté 2.3.2.

L'estimateur de résistance n'estime pas simplement la valeur de la résistance statorique, mais il absorbe la résistance des connexions, celle de l'électronique de puissance et aussi toutes les erreurs de modèle. On trouve donc une résistance qui est supérieure à celle d'une phase du stator de la machine. En effet, les résultats illustrés sur les figures suivantes montrent le succès de la commande sans capteur avec l'estimateur en-ligne de la résistance alors que le démarrage de la machine avait échoué dans les mêmes conditions initiales (voir la Figure 3-7). De plus, on peut visualiser que la résistance estimée converge vers une valeur nettement supérieure à celle de la résistance seule du stator. Cette surestimation est due à tous les phénomènes non modélisés (chute de tension dans les

composants semi-conducteurs, connexions, pertes fer, ...). Ce phénomène fait que d'une façon générale la résistance initiale insérée dans le modèle est toujours sous-estimée.

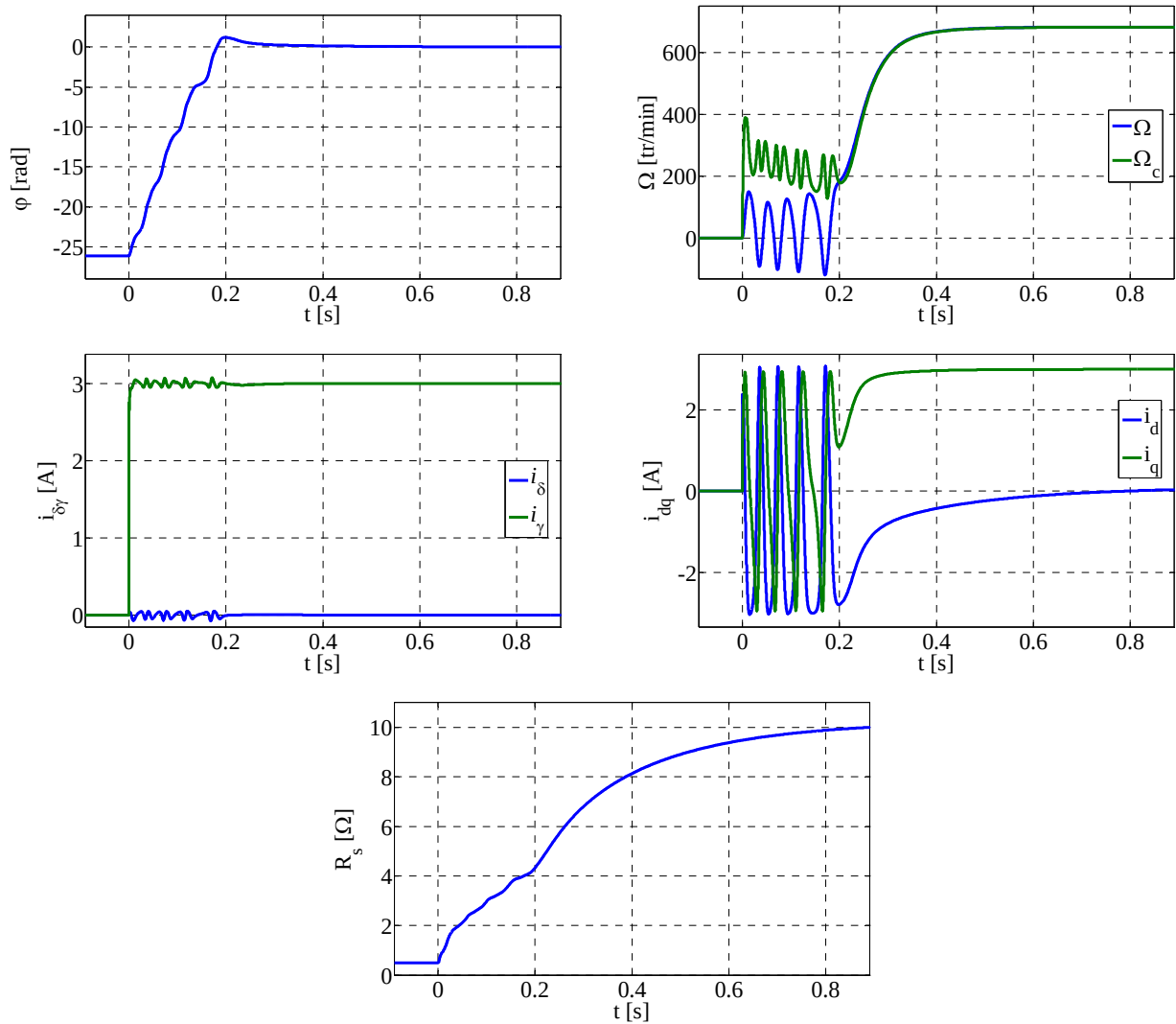
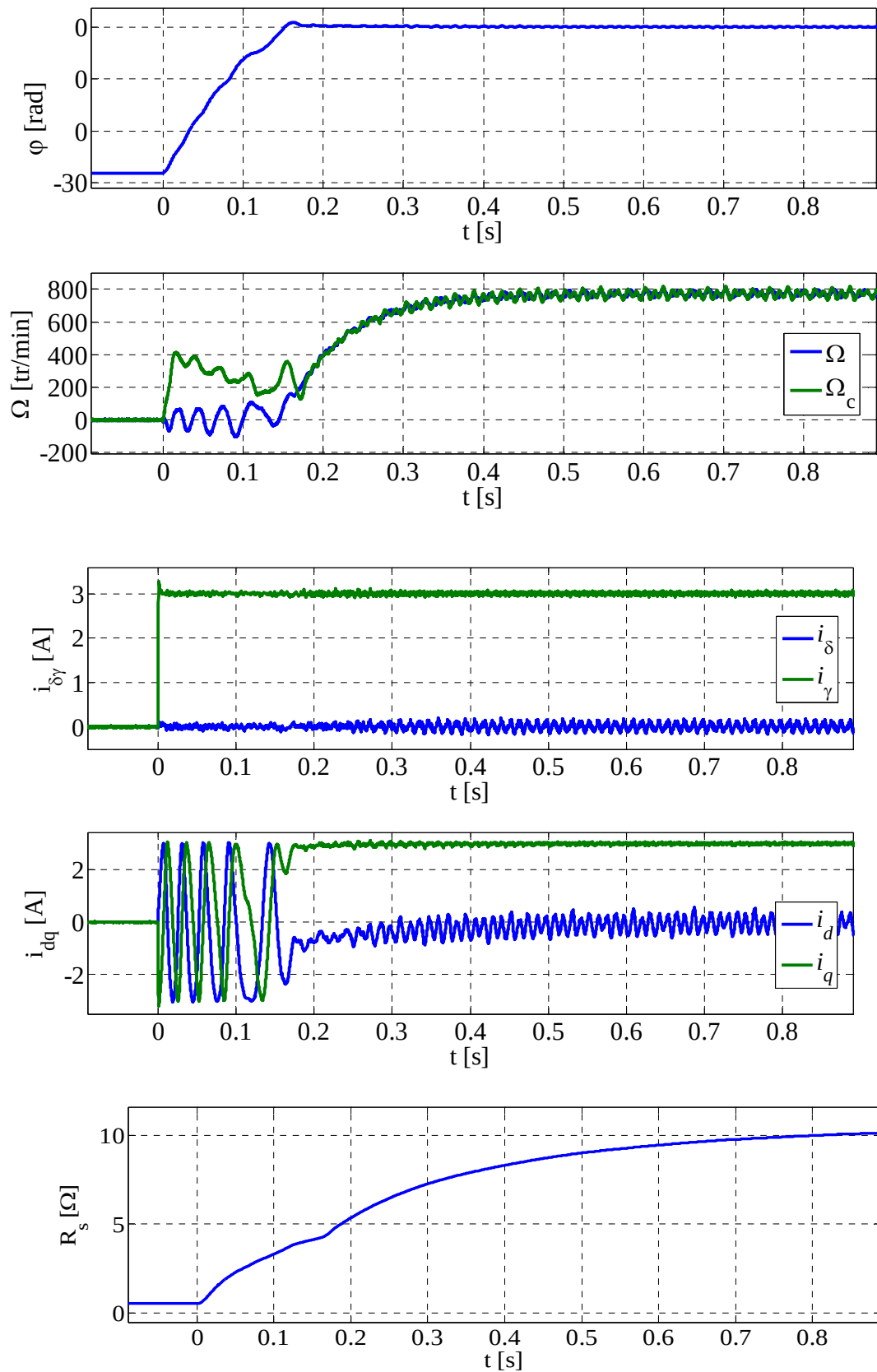


Figure 3-9 : Démarrage sans capteur avec estimation en-ligne de la résistance statorique (résultats de simulation).



Figures 3-10 : Démarrage sans capteur avec estimation en-ligne de la résistance statorique (résultats expérimentaux).

3.2.3.3 Augmentation de la robustesse à l'aide du courant i_δ

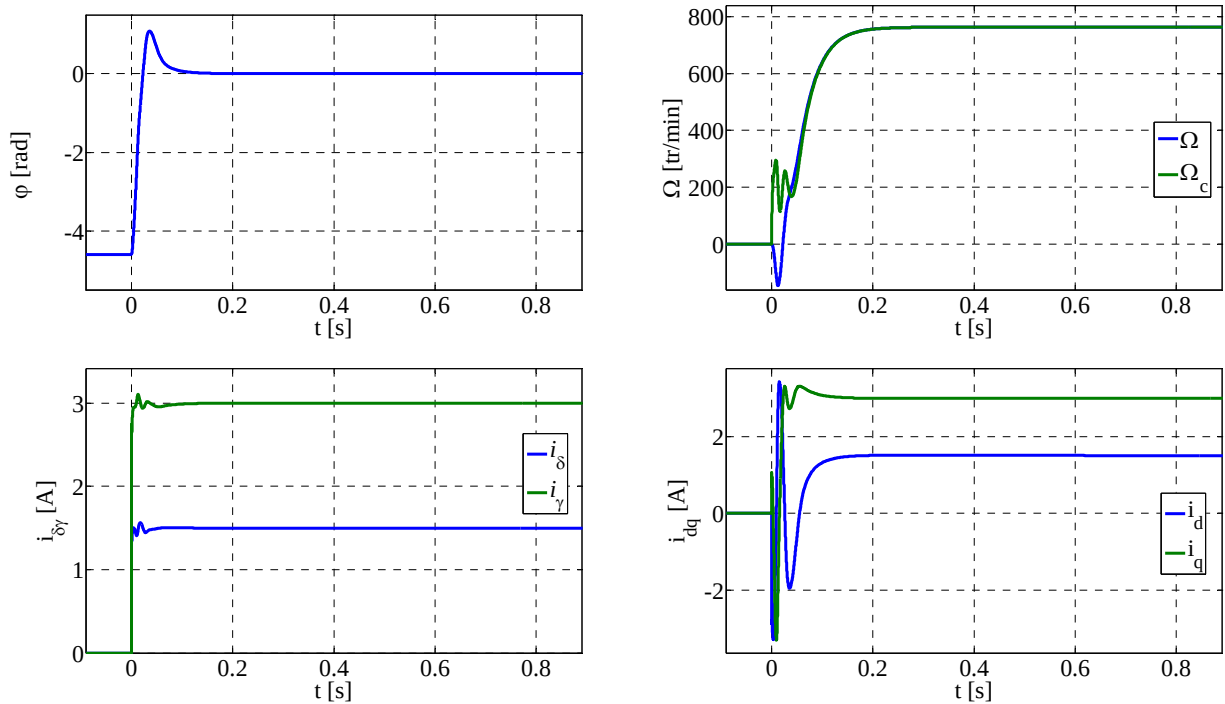
D'après ce qui a été présenté au paragraphe 3.2.3.1, on peut augmenter la robustesse toujours en agissant sur le terme de h_r , mais cette fois en imposant le courant I_δ de manière à annuler h_r . En effet d'après (3.31), si l'on choisit :

$$I_\delta = \frac{I_\gamma}{\tan \rho} \quad (3.35)$$

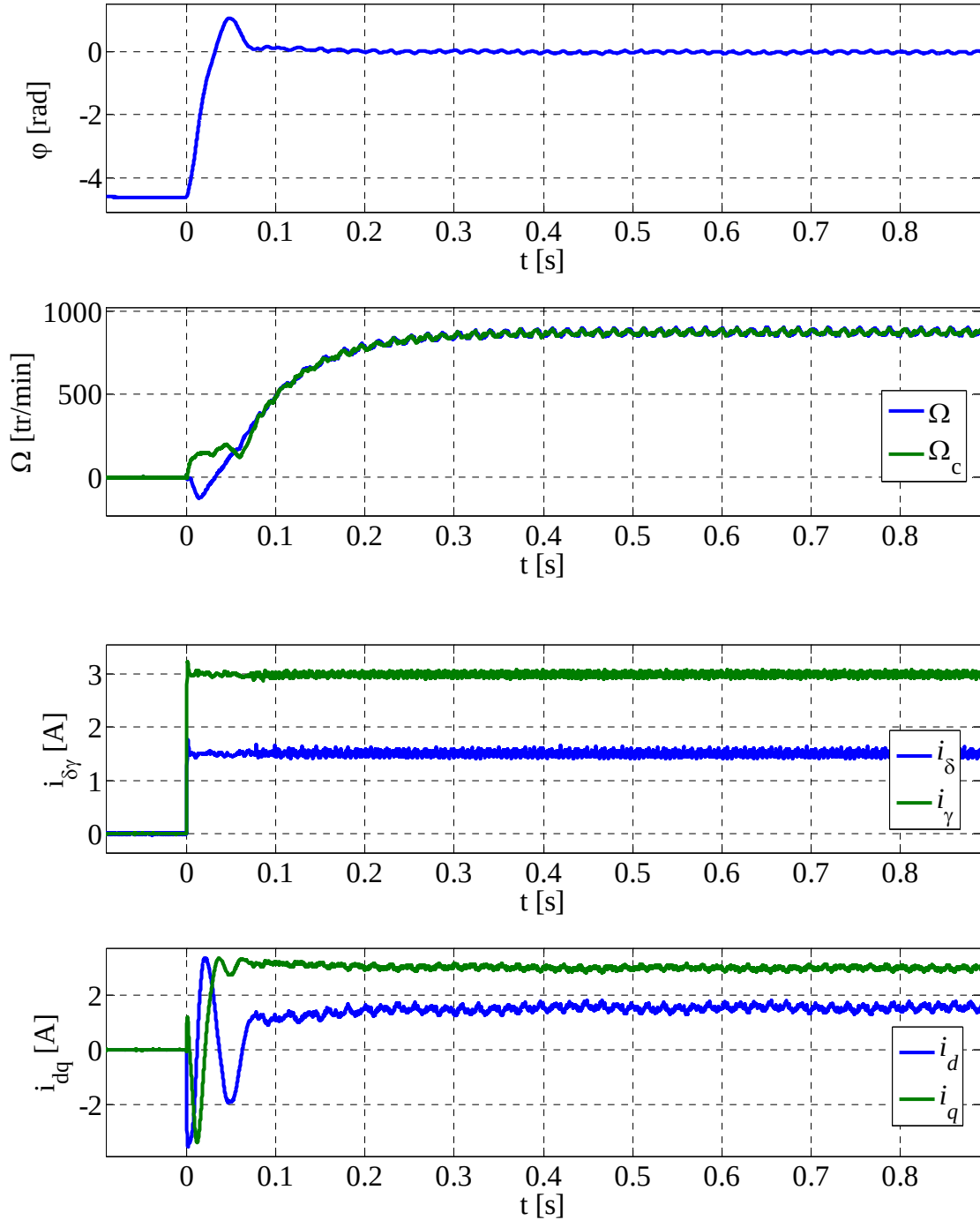
On aura $h_r = 0$ quelque soit l'incertitude sur la résistance. Ce réglage de I_δ proportionnel à I_γ est réalisable sans difficulté car $\tan \rho$ est utilisé pour la commande sans capteur et donc est entièrement connu de la commande (voir Figure 3-3).

La figure suivante représente les résultats expérimentaux d'un démarrage sans capteur mécanique dans les mêmes conditions initiales que la Figure 3-7. Contrairement à cette dernière, on remarque sur la Figure 3-11 que la machine démarre sans difficulté malgré la présence d'une forte erreur sur la résistance et ce sans l'estimateur en-ligne de résistance. En effet, le choix d'un I_δ proportionnel à I_γ a permis de réduire fortement l'impact de cette erreur sur la commande sans capteur.

On remarque également qu'avec cette méthode, le régime permanent est atteint plus rapidement qu'avec l'estimation de résistance. En effet, cela est dû au fait que l'estimateur de résistance met un certain temps à converger, alors qu'en donnant la bonne valeur à I_δ , le terme gênant est compensé instantanément.



Figures 3-11 : Démarrage sans capteur lorsque la résistance est erronée avec I_δ proportionnel à I_γ sans l'estimation en-ligne de résistance (résultats de simulation).



Figures 3-12 : Démarrage sans capteur lorsque la résistance est erronée avec I_δ proportionnel à I_γ sans l'estimation en-ligne de résistance (résultats expérimentaux).

Cependant, il faut noter que pour $\hat{e}_\delta$ ou $\hat{e}_\gamma$ proche de zéro, I_δ subit de fortes variations à cause des fonctions signe dans (3.28). Ensuite, le courant i_δ essaiera de suivre ces variations avec la dynamique imposée par le régulateur de courant. Ceci générera de fortes oscillations sur le couple du moteur selon (3.9). Il est donc souhaitable que I_δ ne dépende pas de $\text{signe}(\hat{e}_\delta)$ et $\text{signe}(\hat{e}_\gamma)$, ce qui nous conduit à moyenniser ces termes. A l'aide des équations (3.24) et (3.25) et pour le cas où la

machine est à l'arrêt et l'incertitude dominante est celle sur la résistance caractérisée par un $\tilde{R}_s < 0$ (le cas le plus fréquent dû aux pertes non modélisées), l'équation (3.35) se simplifie de la façon suivante :

$$I_\delta = \frac{|I_\gamma|}{b} \quad (3.36)$$

De plus, pour les MSAP à rotor lisse, la composante directe du courant ne donne que des pertes, c'est pourquoi sa référence est généralement fixée à zéro. Or, avec la méthode proposée ici, la composante δ du courant (I_δ) prend des valeurs positives, ce qui cause des pertes supplémentaires. Mais celles-ci ne disparaissent pas avec $I_\delta = 0$ à cause de l'erreur statique sur φ qui impliquera un courant statorique d'amplitude plus élevée pour obtenir le même couple et donc atteindre le même point de fonctionnement. Cette erreur statique sur la position estimée (φ_e) dépend bien sûr des incertitudes sur la résistance, mais aussi de b , du couple et de la vitesse au point de fonctionnement. On peut montrer que si la vitesse est suffisamment importante de manière à ce que :

$$|\Omega| \gg \Omega_t = \left| \tilde{R}_s I_\gamma / K_f \right| \Rightarrow |\tan(\varphi_e)| < 1/b \quad (3.37)$$

les pertes avec $I_\delta = 0$ seront inférieures à celles avec $I_\delta \neq 0$. Dans ce cas, il vaut mieux commuter à $I_\delta = 0$ pour minimiser les pertes [3-9].

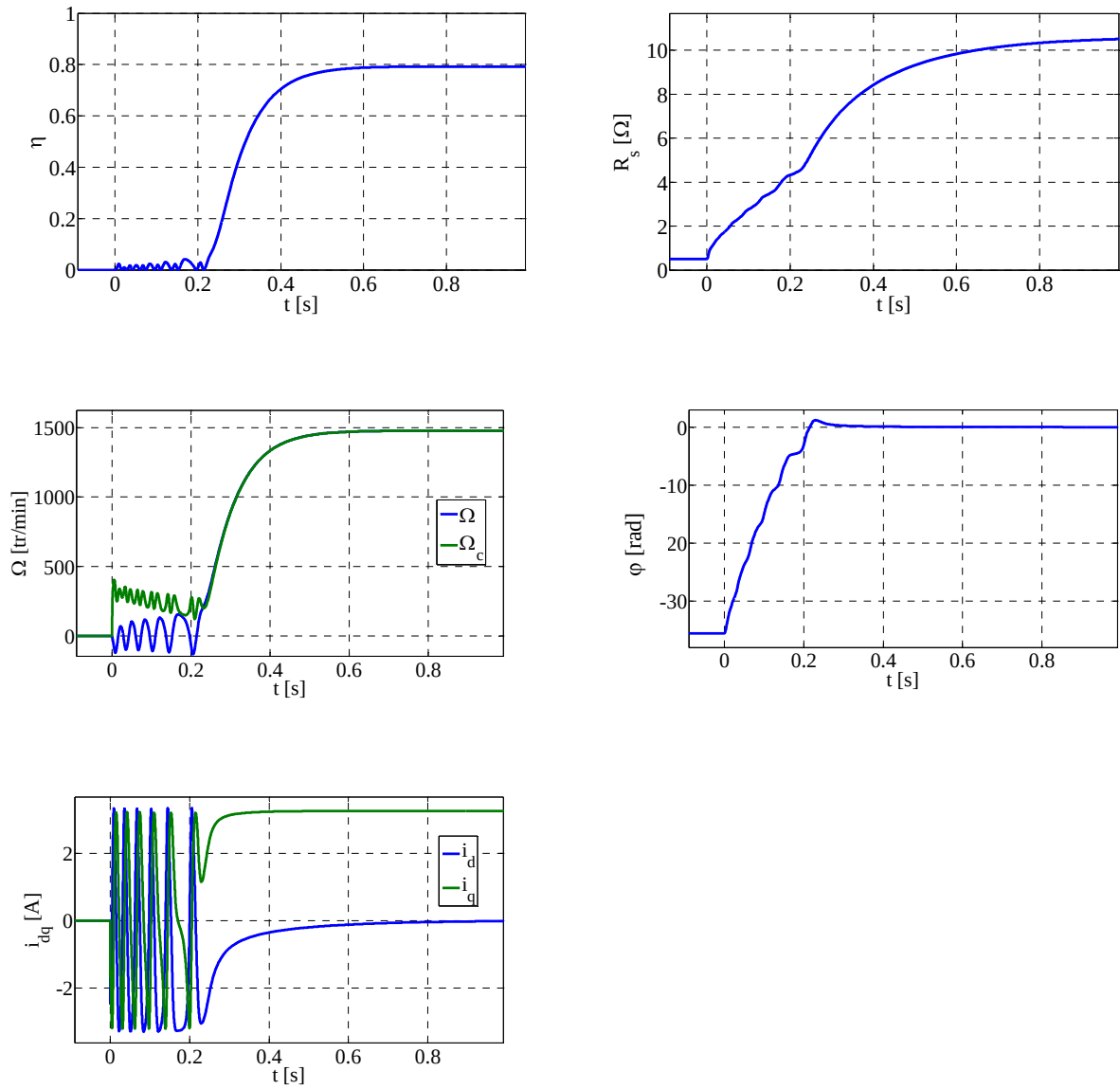
Par conséquent, le fonctionnement le plus intéressant sera obtenu en cumulant les avantages des deux méthodes présentés dans les paragraphes précédents (estimateur de la résistance statorique et $I_\delta \neq 0$). Il faut donc utiliser la loi $I_\delta = |I_\gamma|/b$ pour le démarrage et lorsque l'on est en régime permanent (ou avant lorsque l'erreur de position est suffisamment faible pour que la commande sans capteur seule converge) on active l'estimateur de résistance, et on impose $I_\delta = 0$, on minimise ainsi l'erreur de position ainsi que les pertes. Cette approche se révèle donc comme complémentaire à l'estimation de résistance.

A l'aide des résultats de simulation ci-après nous montrons l'impact sur le rendement η de la stratégie de démarrage.

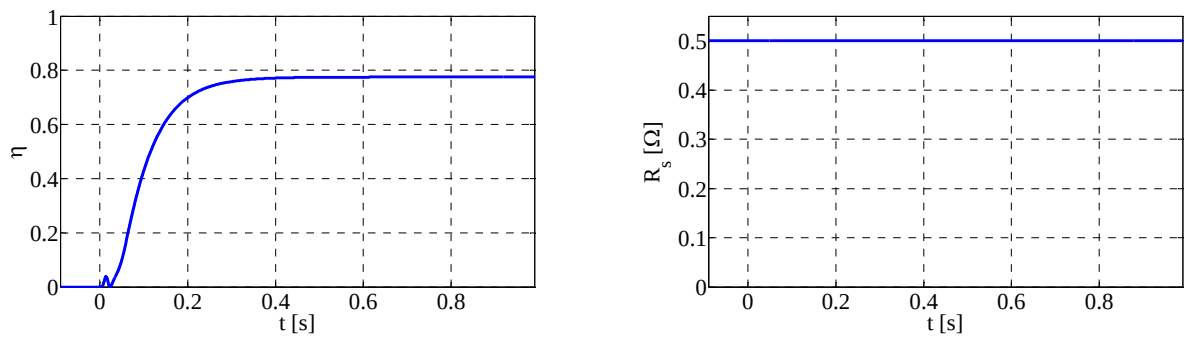
Le rendement η est défini par la relation suivante : $\eta = \frac{P_{méca}}{P_{elec\ absorbée}}$

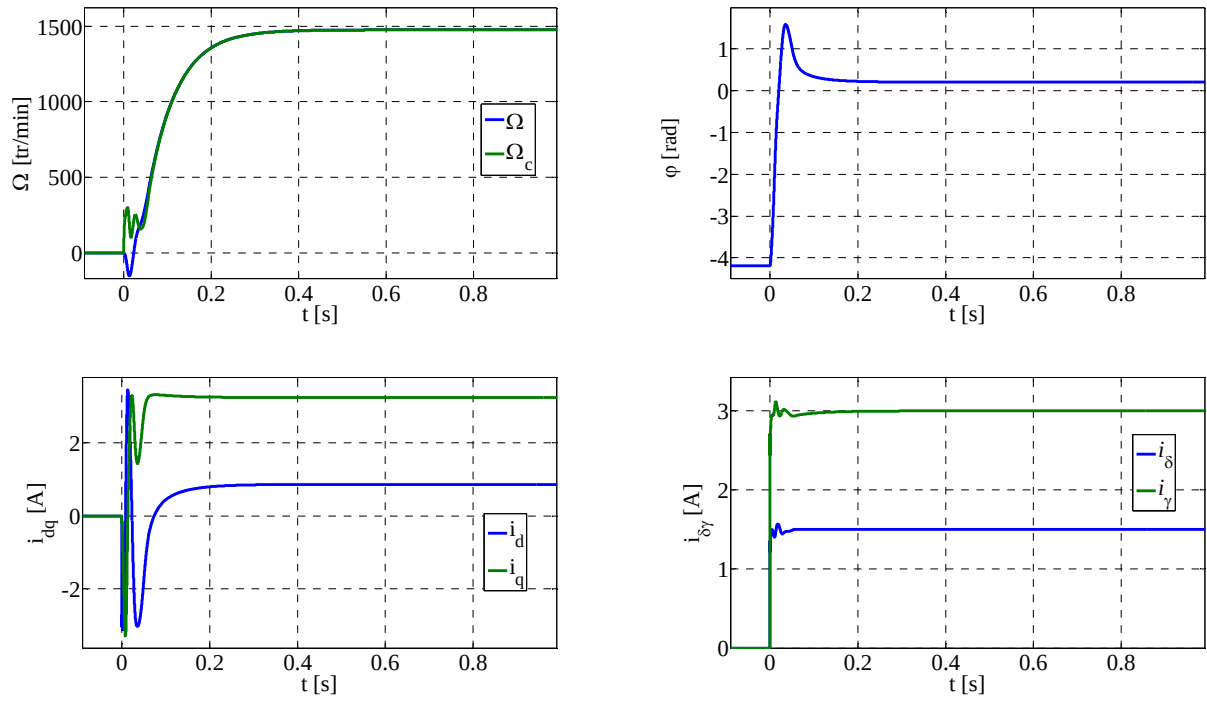
Les courbes présentées sont le rendement η , la résistance estimée R_s , la vitesse mécanique Ω (tr/min), erreur de position ϕ , les courants i_d , i_q et i_δ , i_γ .

Le démarrage le plus rapide est obtenu avec le courant de consigne $i_{dref} > 0$, mais on a alors le rendement le plus faible (Figures 3-15), le démarrage le plus lent est obtenu pour $i_{dref} = 0$ (Figures 3-13, Figures 3-16). On obtient un optimum du rendement dans le cas d'un démarrage avec commutation de $i_{dref} > 0$ à $i_{dref} = 0$ et activation de l'estimateur de résistance (Figures 3-15 et Figures 3-17).

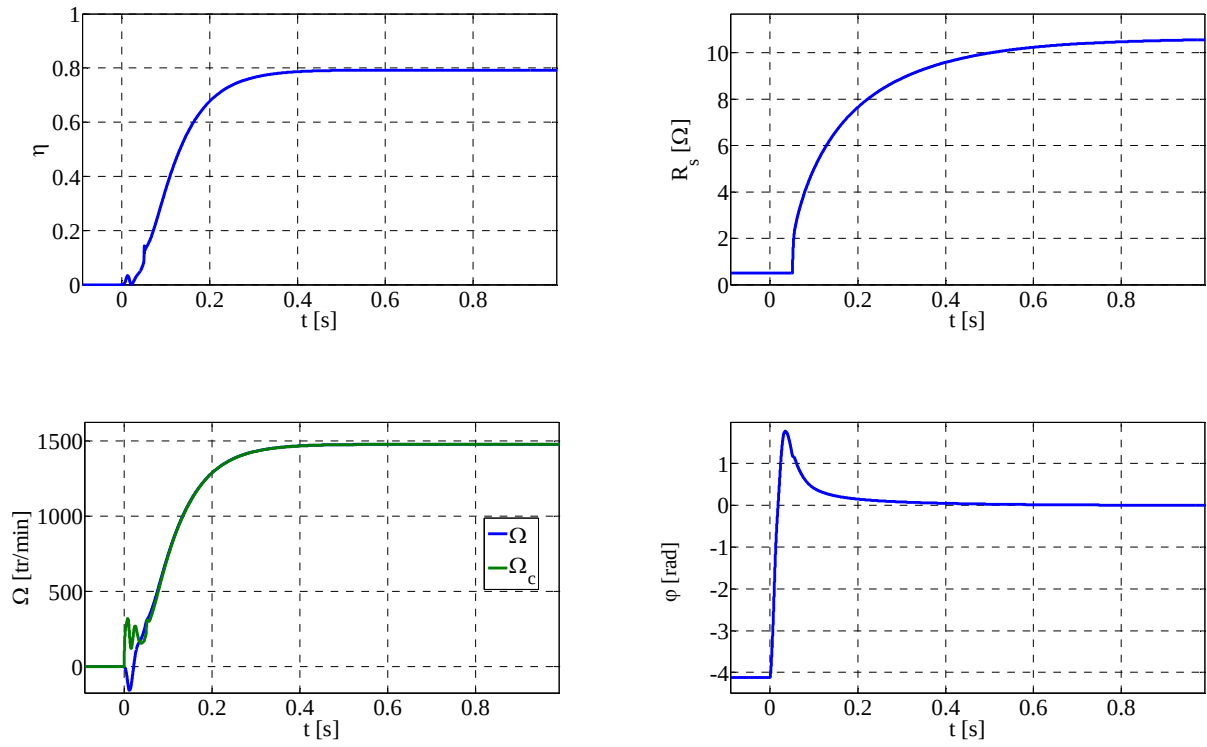


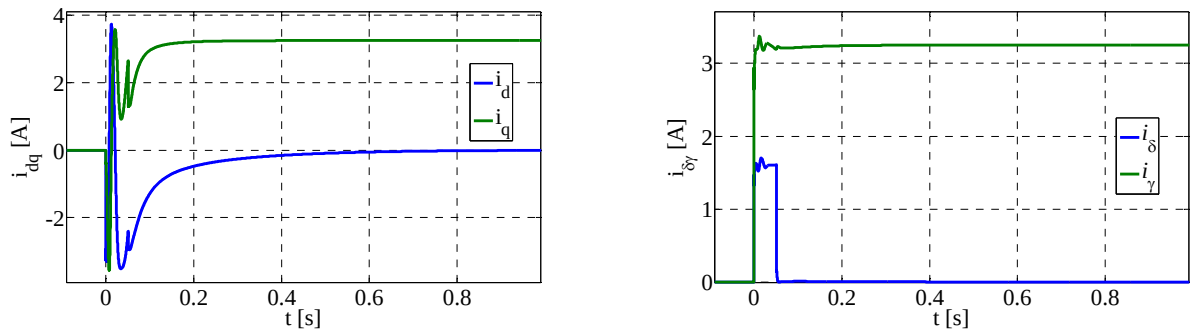
Figures 3-13 : Démarrage avec $i_{dref}=0A$, estimateur de résistance actif, $i_{qref}=3,25A$, $\Omega = 1480$ tr/min



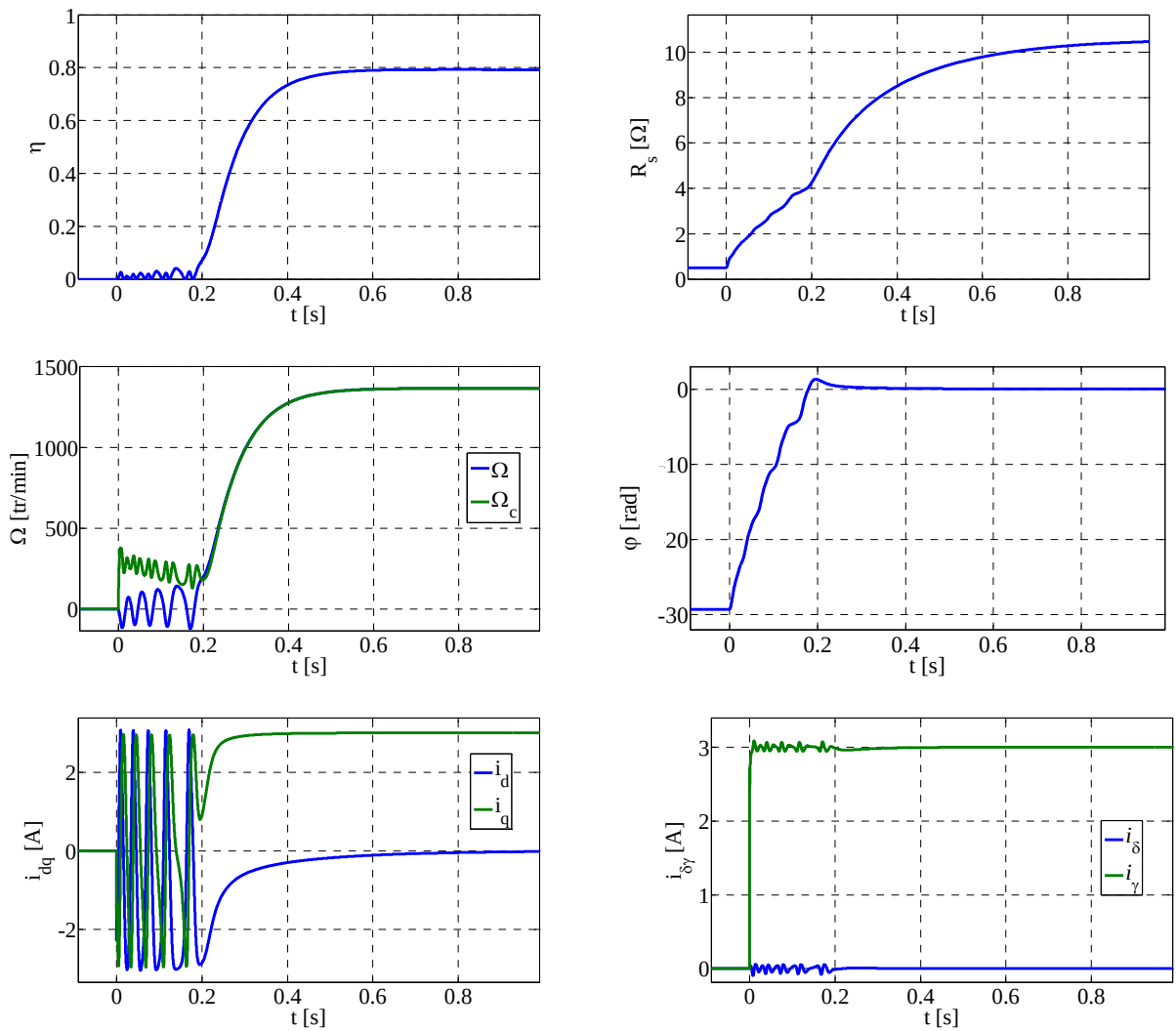


Figures 3-14 : Démarrage avec $i_{dref}>0$, estimateur de résistance éteint, $i_{qref}=3$ A, $\Omega = 1480$ tr/min

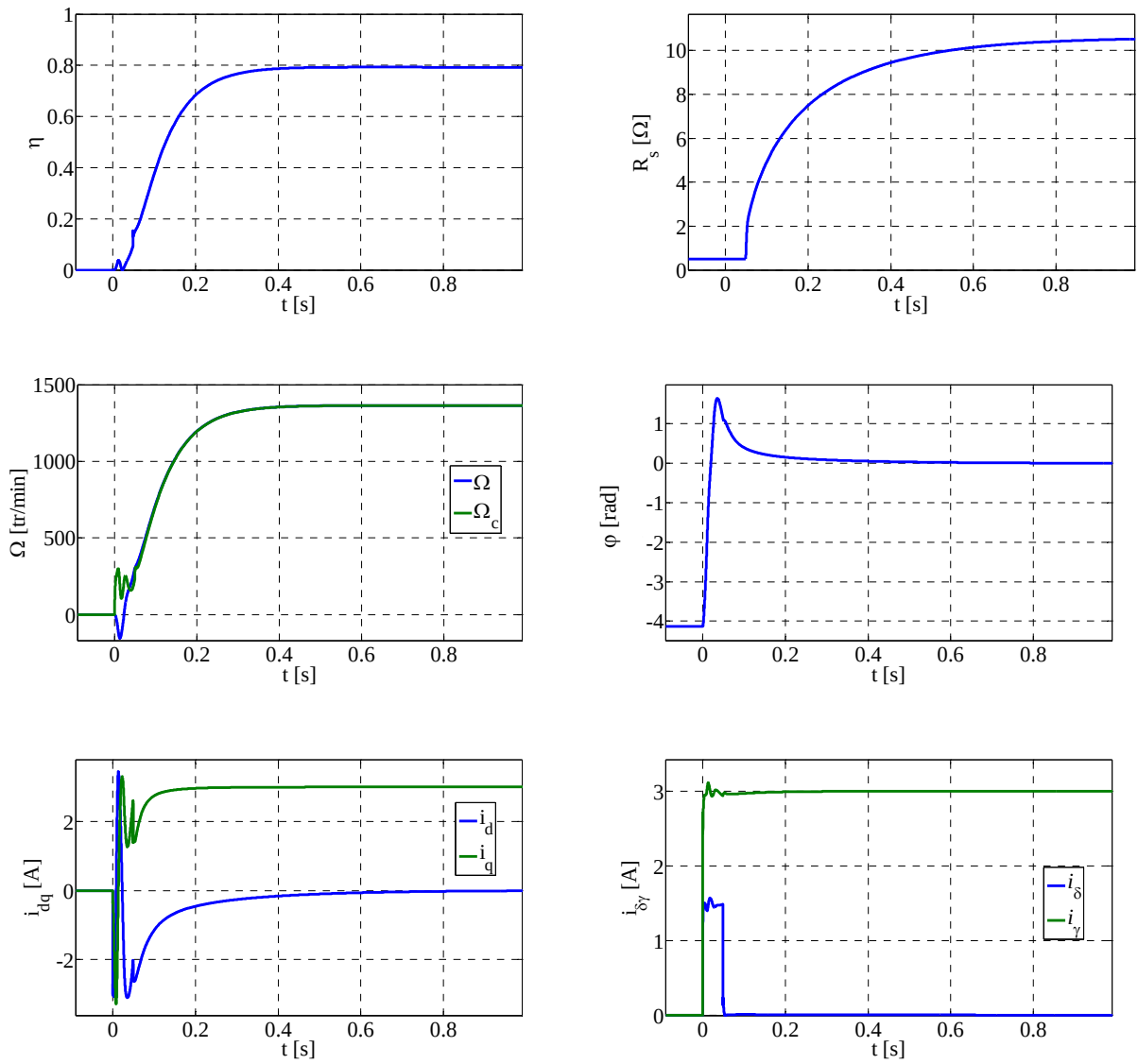




Figures 3-15 : Démarrage avec $i_{dref} > 0$, estimateur de résistance éteint, lorsque $\Omega_c = 300$ tr/min commutation à $i_{dref} = 0$ et activation de l'estimateur de résistance, $i_{qref} = 3$ A, $\Omega = 1480$ tr/min



Figures 3-16 : Démarrage avec $i_{dref} = 0$ A, estimateur de résistance actif, $i_{qref} = 3$ A, $\Omega = 1365$ tr/min



Figures 3-17 : Démarrage avec $i_{dref}>0$, estimateur de résistance éteint, lorsque $\Omega_c = 300$ tr/min commutation à $i_{dref}=0$ et activation de l'estimateur de résistance, $i_{qref}=3$ A, $\Omega = 1365$ tr/min

3.3 Détection du défaut de capteur de position

Dans les applications avioniques, la plupart des actionneurs électriques utilisent des MSAP avec un capteur de position. Le type de capteur souvent retenu est un résolveur car ce dernier est peu sensible aux variations de température, ainsi qu'à la poussière et au dépôt de graisse, ce qui n'est pas le cas des capteurs optiques [3-12].

Ce capteur comme tous les autres organes peut subir une défaillance. Ce cas de figure a été envisagé par les développeurs de circuit électronique qui proposent des solutions intégrées de détection de défaut, en effet les circuits intégrés "resolver to digital converter" (RDC) possèdent un système de détection de défaut basé sur le déséquilibre des phases [3-12]. Par conséquent, nous ne traitons pas la détection du défaut de capteur de position et nous supposons par la suite que nous disposons de l'information sur l'état de fonctionnement du capteur de position.

3.4 Conséquence de la perte de capteur

Si le capteur tombe en panne, le système ne possède plus l'information sur la position réelle, or cette information est nécessaire pour le calcul des courants i_d et i_q images des courants mesurés dans le repère du rotor ainsi que pour le calcul des tensions de référence (voir Figure 3-13).

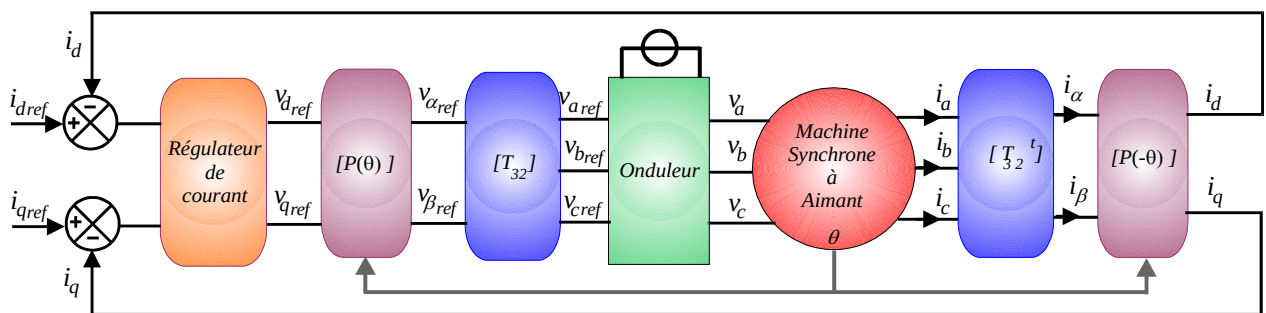


Figure 3-13 : Schéma de l'autopilotage d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension

Lorsque la panne a lieu notamment à grande vitesse, à cause de l'inertie des parties tournantes non seulement la disponibilité de l'actionneur n'est pas assurée, mais également il peut apparaître des surintensités de grandes amplitudes. En effet les blocs $P(\theta)$ et $P(-\theta)$ ne reçoivent plus d'information ou alors ils reçoivent une information erronée sur la position du capteur ce qui entraîne que les tensions de référence ainsi que les tensions d'alimentation (v_a , v_b , v_c) sont imposées de façon arbitraire. Dans le cas le plus défavorable, on peut imposer des tensions de phase (v_a , v_b , v_c) en opposition de phase avec les forces électromotrices de la machine, ce qui a pour conséquence des surintensités pouvant endommager les composants de l'onduleur ainsi que les enroulements de la machine notamment au niveau des têtes de bobines.

Afin d'assurer la continuité de service en cas de perte du capteur de position, le recours à une méthode d'estimation de la position du rotor est indispensable. Il faut donc envisager un passage à une commande sans capteur de position. L'algorithme de commande sans capteur que nous choisissons pour cette tâche sera celui présenté ci-dessus (voir paragraphe 2, l'équation (3.21a)). Ce choix a été

guidé par l'efficacité, la simplicité et le temps de calcul de cet algorithme. Nous verrons par la suite si cet algorithme peut satisfaire nos besoins en matière de continuité de service suite à un défaut de capteur mécanique.

Nous prévoyons donc un algorithme pour estimer la position du rotor (le même que celui présenté précédemment dans ce chapitre) ainsi qu'un dispositif pour la commutation de capteur physique au capteur logiciel (redondance analytique) selon l'état de fonctionnement du capteur physique :

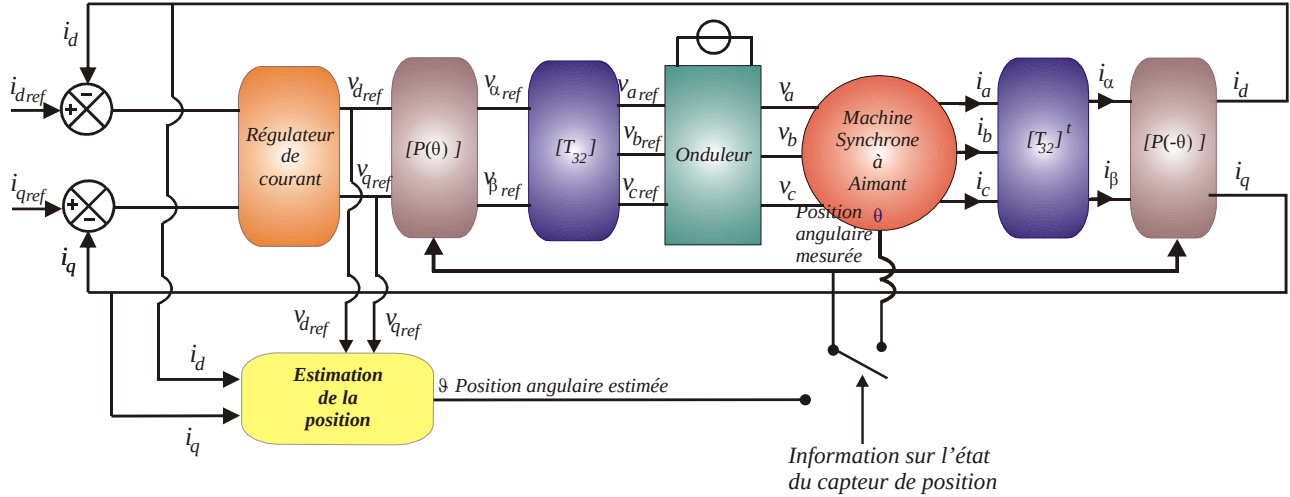


Figure 3-14 : Commande vectorielle avec un contrôle du courant (ou couple) pour un fonctionnement avec capteur ou sans capteur.

3.5 Passage d'une commande avec à sans capteur

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au passage de la commande avec capteur à la commande sans capteur qui consiste à remplacer l'information fournie initialement par le capteur par celle fournie par un estimateur de position du rotor. La Figure 3-15 montre le schéma bloc d'une commande vectorielle avant commutation (fonctionnement avec capteur) et la Figure 3-16 montre le schéma bloc après commutation (fonctionnement sans capteur).

Afin d'étudier le fonctionnement de cette méthode, dans un premier temps nous reprenons le modèle du sous système lent d'une machine synchrone à commande vectorielle sans capteur présentée au paragraphe 3.2.2.

$$\begin{cases} \frac{1}{p} \cdot \frac{d}{dt} \varphi = \Omega_c - \Omega \\ J \cdot \frac{d}{dt} \Omega = K_f \cdot I_q - \frac{1}{J} \Gamma_{ch}(\Omega) \end{cases} \quad (3.38)$$

On remarquera le remplacement de $I_s \cdot \cos \varphi$ par I_q par rapport à l'équation (3.18). En effet ici, lorsque la machine fonctionne avec le capteur, le couple du moteur est connu et ne dépend pas de l'erreur d'estimation de la position.

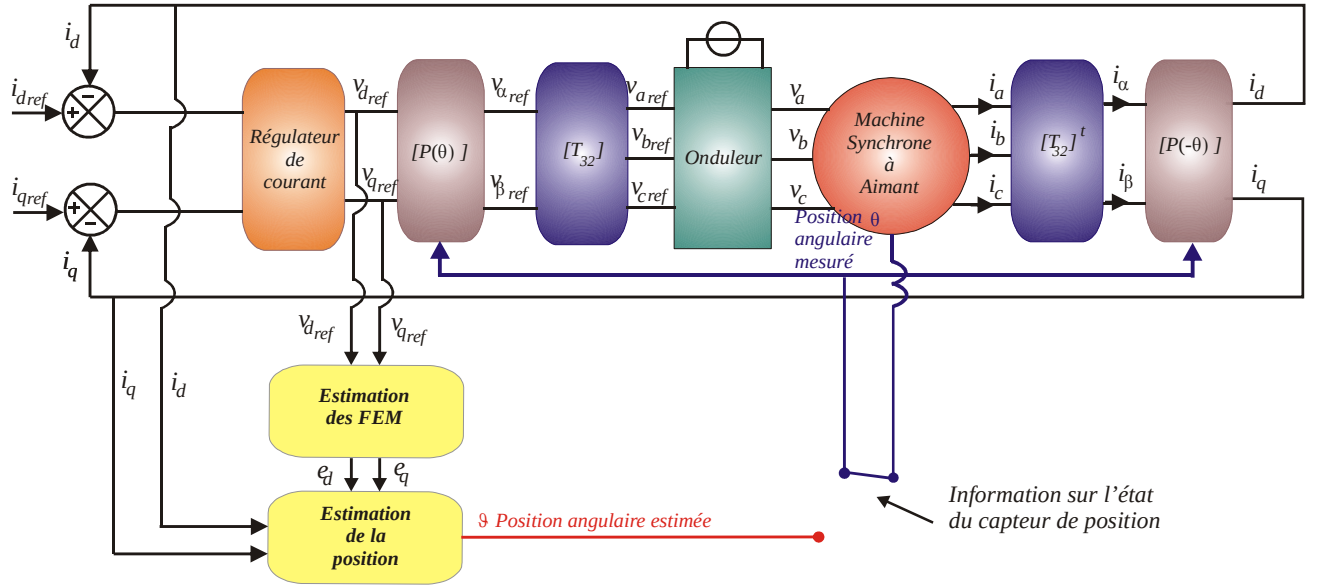


Figure 3-15 : Commande vectorielle pour un fonctionnement avec capteur

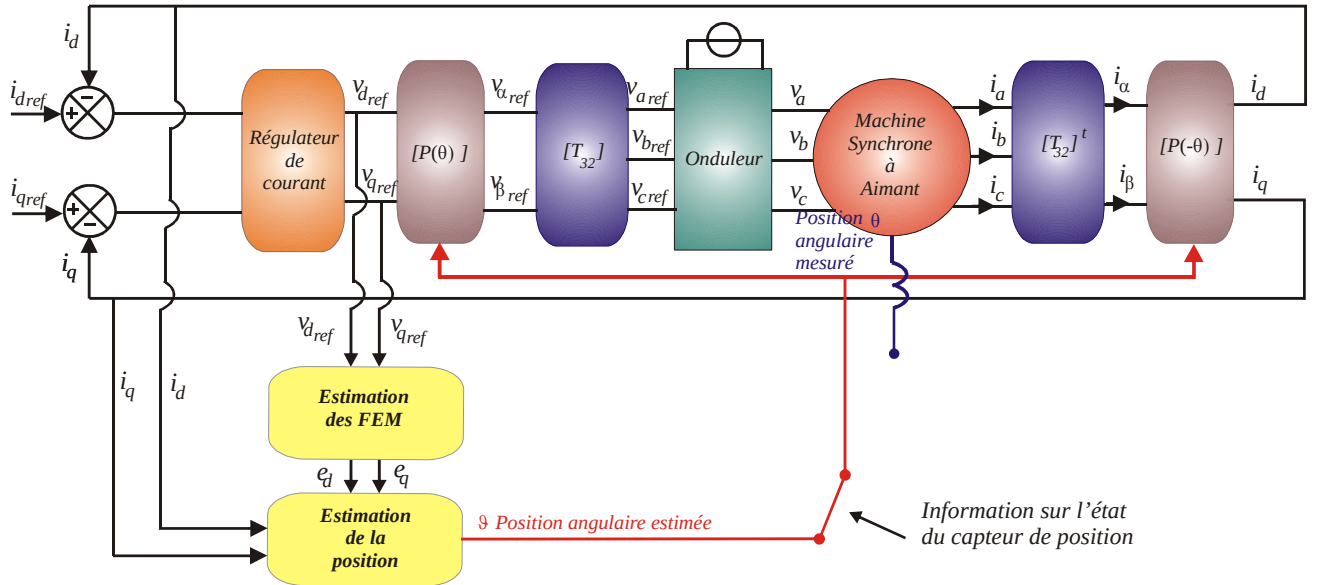


Figure 3-16 : Commande vectorielle pour un fonctionnement sans capteur (après détection du défaut de capteur).

On reprend aussi l'estimateur de position et la loi de commande associée présentée au paragraphe 3.2.2. C'est à dire :

$$\Omega_c = \frac{1}{K_f} \cdot \hat{e}_\gamma - \beta \cdot \hat{e}_\delta \quad (3.39)$$

Dans cette loi de commande, les composantes $\delta\gamma$ de la f.e.m sont estimées avec le même observateur qui a été utilisé au paragraphe 3.2.2 :

$$\begin{cases} L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_d = -R_s \cdot \hat{i}_d + p \cdot L_s \cdot \Omega \cdot i_q + v_d - \hat{e}_\delta + k_{d1} \cdot \tilde{i}_d \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_\delta = k_{d2} \cdot \tilde{i}_d \\ L_s \cdot \frac{d}{dt} \hat{i}_q = -R_s \cdot \hat{i}_q - p \cdot L_s \cdot \Omega \cdot i_d + v_q - \hat{e}_\gamma + k_{q1} \cdot \tilde{i}_q \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_\gamma = k_{q2} \cdot \tilde{i}_q \end{cases} \quad (3.40)$$

On remarquera le changement de notation par rapport au paragraphe 3.2.2. En effet, la vitesse de rotation du rotor est connue et les vecteurs courant et tension utilisés sont représentés par leurs composantes dq et non $\delta\gamma$ car nous avons accès à la position du rotor via le capteur (voir la Figure 3-14).

La dynamique de l'erreur d'estimation avec cet observateur est donnée par le système suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{e}_\delta \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{e}_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{d1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} & 0 & 0 \\ k_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{q1} - R_s}{L_s} & \frac{-1}{L_s} \\ 0 & 0 & k_{q2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{e}_\delta \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{e}_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Toujours comme cela avait été mentionné au chapitre 2, la dynamique du système est réglée à l'aide des coefficients k_{d1} , k_{d2} , k_{q1} et k_{q2} . Pour que les variables estimées puissent suivre l'évolution des variables réelles, on s'arrange pour avoir des constantes de temps des courants estimés qui soient au moins trois fois plus petites que les constantes de temps électriques du système.

A partir de (3.40), il est évident que $\hat{e}_\delta$ converge vers e_d et $\hat{e}_\gamma$ vers e_q lorsqu'il n'y a pas d'incertitude. Par conséquent, dans l'échelle de temps mécanique nous avons :

$$\hat{e}_\delta = e_d = 0 \quad (3.42)$$

$$\hat{e}_\gamma = e_q = K_f \cdot \Omega \quad (3.43)$$

On a alors :

$$\Omega_c = \frac{1}{K_f} \cdot K_f \cdot \Omega - \beta \cdot 0 = \Omega \quad (3.44).$$

Dans ces conditions, on aura donc toujours

$$\frac{1}{p} \cdot \frac{d}{dt} \varphi = \Omega_c - \Omega = 0 \quad (3.45)$$

Alors si la condition initiale sur la position réelle (mesurée par le capteur) est la même que celle utilisée pour la position estimée ($\mathcal{G}(0) = \theta(0)$), l'erreur d'estimation de la position restera toujours nulle si on a aucune incertitude dans le système. Cette condition initiale est facile à réaliser, car il y a un capteur, il suffit au démarrage de la machine de toujours initialiser la position estimée avec la position du rotor donnée par le capteur. Lorsque toutes ces hypothèses sont réunies, on a en permanence $\mathcal{G} = \theta$. Ce qui est recherché pour pouvoir passer d'une commande avec capteur à une commande sans capteur sans discontinuité sur la valeur de la position, en effet :

$$\mathcal{G}(t) = p \cdot \int_0^t \Omega_c(t) \cdot dt + \mathcal{G}(0) \text{ et } \theta(t) = p \cdot \int_0^t \Omega(t) \cdot dt + \theta(0) \quad (3.46)$$

Cependant, il faut insister sur le fait que ce résultat s'obtient si les f.e.m utilisées pour estimer la position sont les f.e.m. réelles de la machine. Or, dans les applications pratiques nous n'avons souvent pas accès aux f.e.m réelles. Ces dernières doivent être estimées à partir des tensions d'alimentation. De plus, dans la majorité des cas, les machines ne sont pas munies de capteur de tension mesurant les tensions de phase, on utilise alors les tensions de commande v_{dref} et v_{qref} pour reconstituer les tensions en considérant que l'onduleur de tension se comporte comme un gain pur G . Sans oublier que lors de la modélisation, on a forcément des incertitudes sur les valeurs des paramètres du modèle. On peut encore ajouter que le modèle retenu ne tient pas nécessairement compte de toutes les imperfections de la machine. Pour toutes ces raisons, le modèle sans incertitude ne reflète pas le vrai comportement du système et les incertitudes doivent être prises en compte.

L'objet du calcul suivant est de montrer l'impact des erreurs de paramètres sur la valeur de la position estimée. Afin de simplifier les notations on pose artificiellement comme au paragraphe 3.2.3.1 :

$$\rho = \tan^{-1} \left(b \cdot K_\delta \cdot \text{signe}(\hat{e}_\gamma) \right), \text{ alors } \beta = \frac{\tan \rho}{K_f} \quad (3.47)$$

Si on considère que l'on utilise la valeur identifiée K_f du coefficient de couple qui sera notée $\hat{K}_f$, car cette dernière est susceptible d'être différente de la vraie valeur, on a

$$\Omega_c = \frac{1}{\hat{K}_f} \cdot \hat{e}_\gamma - \frac{\tan \rho}{\hat{K}_f} \cdot \hat{e}_\delta \quad (3.48).$$

En reprenant l'observateur d'état qui est décrit par le système d'équations (3.40), et en considérant que tous les paramètres du modèle sont des grandeurs estimées pouvant posséder une erreur, ainsi que les tensions d'alimentation, nous avons en régime permanent électrique les f.e.m estimées suivantes :

$$\hat{e}_\gamma = -\hat{R}_s \cdot i_q - p \cdot \hat{L}_s \cdot \Omega \cdot i_d + \hat{v}_q \quad (3.49)$$

$$\hat{e}_\delta = -\hat{R}_s \cdot i_d + p \cdot \hat{L}_s \cdot \Omega \cdot i_q + \hat{v}_d \quad (3.50)$$

Si on admet que le régulateur de courant impose effectivement $i_d = I_d$ et $i_q = I_q$, on peut réécrire les équations (3.49) et (3.50) sous la forme suivante :

$$\hat{e}_\gamma = -\hat{R}_s \cdot I_q - p \cdot \hat{L}_s \cdot \Omega \cdot I_d + \hat{v}_q \quad (3.51)$$

$$\hat{e}_\delta = -\hat{R}_s \cdot I_d + p \cdot \hat{L}_s \cdot \Omega \cdot I_q + \hat{v}_d \quad (3.52)$$

Et en supposant les mêmes erreurs sur les tensions statoriques que celles données dans (3.22) et (3.23), on peut écrire :

$$\hat{v}_d = (1 + \varepsilon) \cdot v_d \quad (3.53)$$

$$\hat{v}_q = (1 + \varepsilon) \cdot v_q \quad (3.54)$$

Les équations (3.48) et (3.51)- (3.54) nous conduisent à l'expression suivante :

$$\hat{\psi}_f \cdot \frac{d}{dt} \varphi = \hat{K}_f \cdot (\Omega_c - \Omega) = -h_{Lf} \cdot p \cdot \Omega - h_r \quad (3.55)$$

$$\text{avec } h_r = (\tilde{R}_s - \varepsilon \cdot R_s) \cdot (I_q - I_d \cdot \tan \rho) \quad (3.56)$$

$$\text{et } h_{Lf} = \tilde{\psi}_f - \varepsilon \cdot \psi_f + (\tilde{L}_s - \varepsilon \cdot L_s) \cdot (I_d + I_q \cdot \tan \rho) \quad (3.57)$$

On constate que l'évolution de l'erreur d'estimation de la position dépend uniquement des erreurs du modèle, il est vain de penser que l'on sera en mesure de trouver un modèle et des paramètres qui correspondent parfaitement à la réalité.

Afin de vérifier ces conclusions, nous avons réalisé plusieurs simulations de passage d'une commande avec capteur de position à une commande sans capteur de position, dans lesquelles, nous avons utilisé une valeur fausse d'un ou plusieurs paramètres de la machine pour l'estimation des f.e.m. Dans chaque cas, nous obtenons les mêmes types de courbes, nous présentons uniquement le cas de la commutation d'algorithme dans les conditions les plus défavorables.

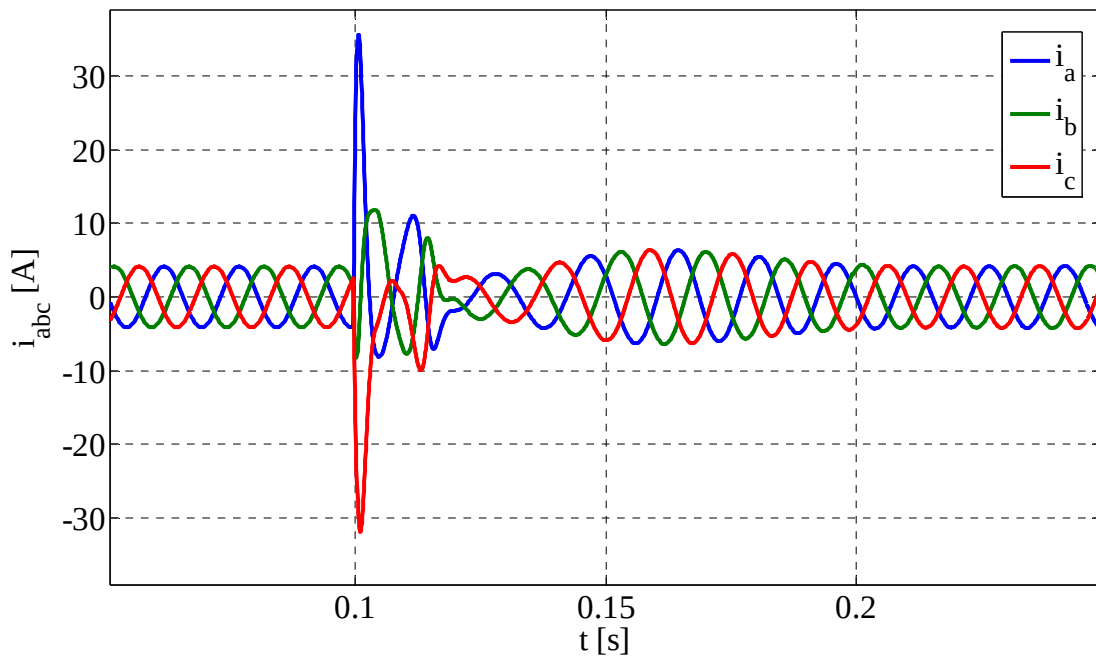


Figure 3-17 : Courants de phase dans la machine pour une simulation avec une erreur sur la résistance. Surintensité lors du changement de commande.

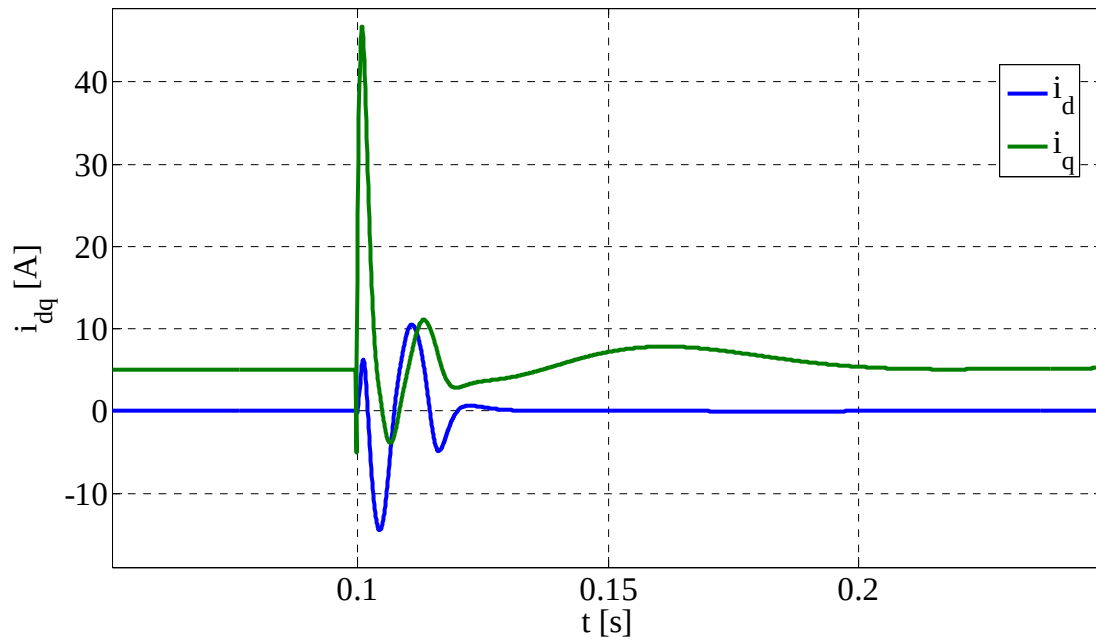


Figure 3-18 : Courants i_d et i_q pour une simulation avec une erreur sur la résistance. Surintensité lors du changement de commande.

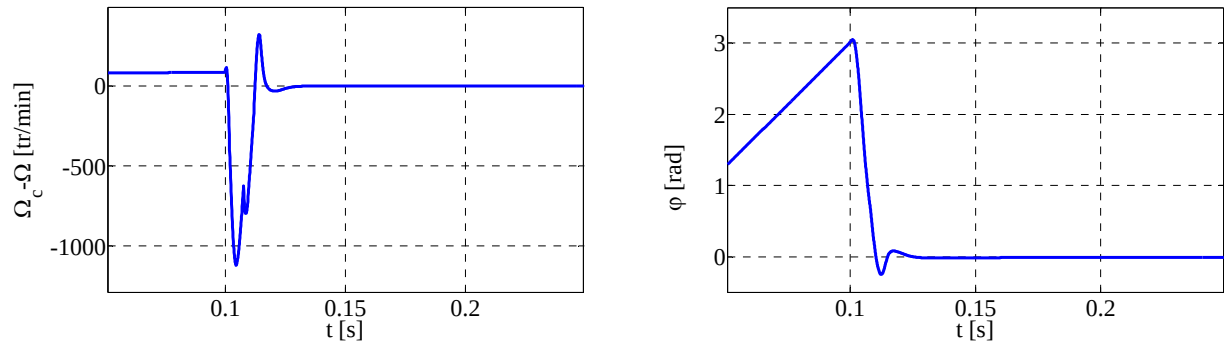
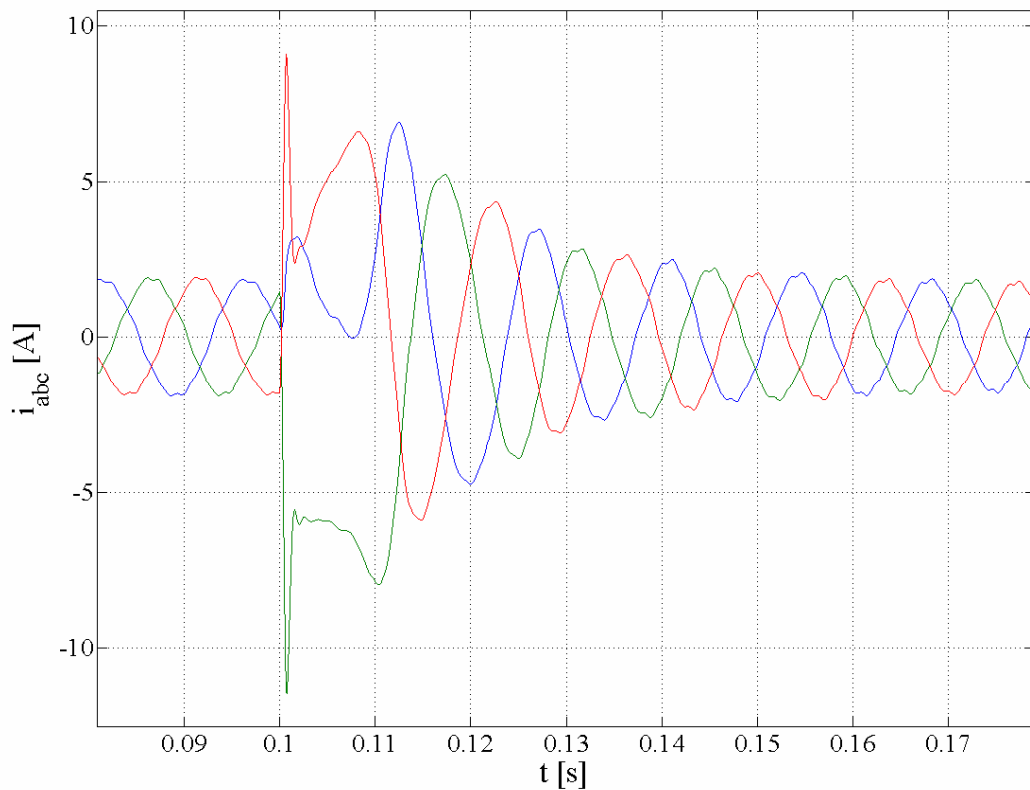


Figure 3-19 a et b : Ecart entre les vitesses et les positions réelles et estimées

Figure 3-20 : Commutation de la commande avec capteur à la commande sans capteur classique à $t = 0,1$ s (résultat expérimental).

On peut constater sur ces résultats de simulation que les courants statoriques ne sont plus maîtrisés pendant la commutation d'algorithme et ils peuvent atteindre plusieurs fois le courant nominal (ici cinq fois). Evidemment ce type de commutation n'est pas acceptable car si on a la malchance de commuter à un instant où les f.e.m estimées sont en opposition de phase avec les tensions d'alimentations, les courants d'alimentations ne sont plus commandés ce qui mène inévitablement à des surintensités importantes illustrés par la simulation.

Le même test sur le banc expérimental au GREEN confirme ce constat. La Figure 3-17 montre l'impact sur les courants statoriques d'une commutation d'algorithme avec capteur à sans capteur. Ce résultat ressemble à celui obtenu par simulation et confirme les conclusions ci-dessus. Bien évidemment, nous nous sommes contentés d'un courant statorique réduit pour éviter d'endommager le banc lors de la commutation d'algorithme.

Une solution envisageable est d'utiliser des régulateurs de courant très rapides afin de limiter la durée de la surintensité, mais on ne pourra pas la supprimer totalement [3-14].

Une autre solution consiste à repenser la structure de la commande sans capteur même si cela se fait au détriment de l'utilisation des ressources de calcul, c'est celle que nous avons choisi de développer ici.

3.6 Nouvelle structure pour le passage d'une commande avec à sans capteur

On a constaté dans le paragraphe précédent que la non convergence de la commande sans capteur était due au fait que $\Omega_c \neq \Omega$ en présence d'un capteur mécanique. Dans le cas de l'étude présentée ci-dessus, il a été mis en évidence que "les correcteurs" de la commande sans capteur deviennent logiquement inefficaces lorsqu'ils fonctionnent en "boucle ouverte". En effet, leur action n'influe pas sur les grandeurs de sortie, à savoir e_d et e_q , celles-ci étant figées par l'information issue du capteur mécanique. Le système n'est donc pas en mesure de se corriger lui-même, on peut alors envisager de redonner au système ce pouvoir.

En effet, pour que l'algorithme sans capteur puisse fonctionner en "boucle fermée", il faut retourner à l'estimateur de position utilisant les composantes $\delta\gamma$ de la f.e.m. (l'estimation des f.e.m permet ensuite l'estimation de la position) à la place des composantes dq . Ceci nous incite à proposer la structure illustrée par la figure suivante :

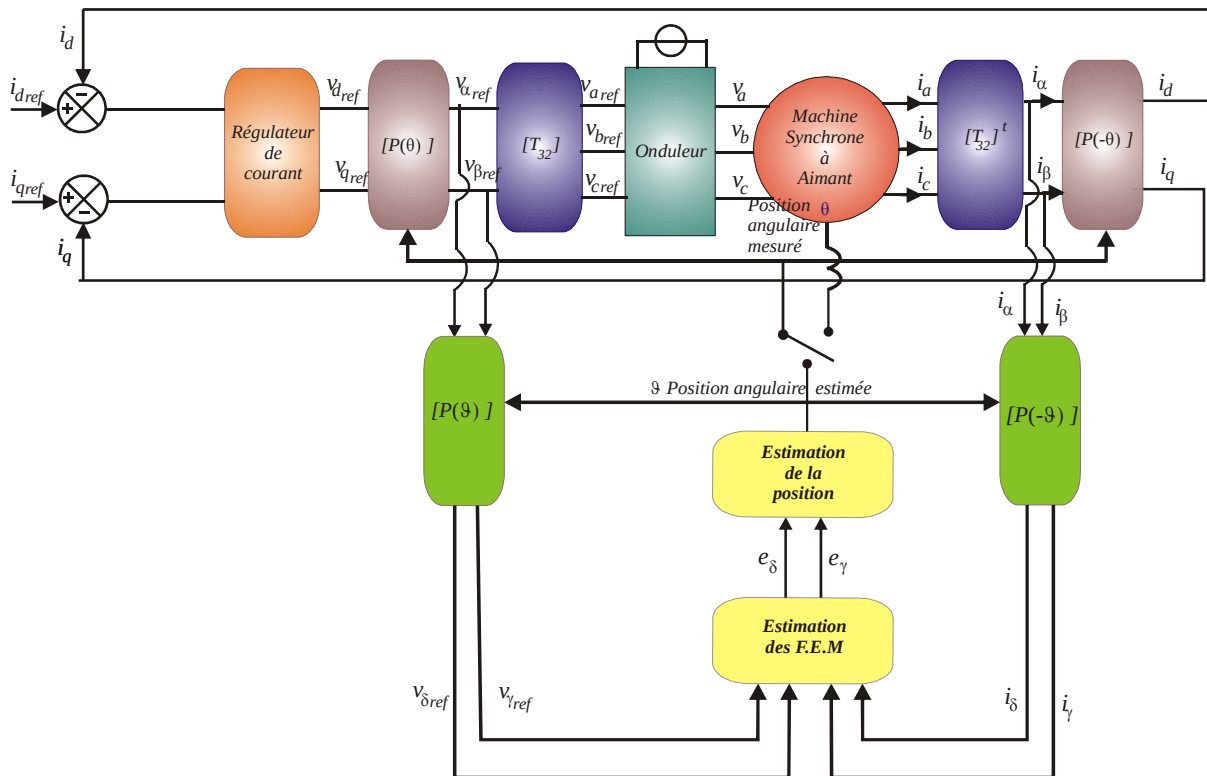


Figure 3-21 : Nouvelle structure permettant la commutation de commande

Avec cette structure nous retrouvons le même fonctionnement que pour la commande sans capteur présentée au paragraphe 3.2, si nous conservons le même estimateur de f.e.m ainsi que la même

estimation de position. On a remarqué dans 3.2.3.1 que sous réserve que la vitesse soit assez élevée, la loi de commande sans capteur (3.21a) fonctionne de façon fiable. Cependant, la position estimée risque toujours d'être un peu erronée à cause des incertitudes (voir le paragraphe 3.2.3). Pour évaluer cette erreur au moment de la commutation, nous utilisons la relation (3.30).

En effet la position d'équilibre est obtenue pour

$$\left[g(\varphi) - h_{Lf} \right] \cdot p \cdot \Omega - h_r = 0 \quad (3.58)$$

Avec $h_r = (\tilde{R}_s - \varepsilon \cdot R_s) \cdot (I_\gamma - I_\delta \cdot \tan \rho)$, $h_{Lf} = \tilde{\psi}_f + (\tilde{L}_s - \varepsilon \cdot L_s) \cdot (I_\delta + I_\gamma \cdot \tan \rho)$ et

$$g(\varphi) = \psi_f \cdot \frac{(1 + \varepsilon) \cdot \cos(\varphi + \rho) - \cos(\rho)}{\cos(\rho)}.$$

Soit

$$\cos(\varphi + \rho) = \frac{1 + \frac{h_r}{K_f \Omega} + \frac{h_{Lf}}{\psi_f}}{1 + \varepsilon} \cdot \cos(\rho) \quad (3.59)$$

Ou encore

$$\varphi = \arccos \left[\frac{1 + \frac{h_r}{K_f \Omega} + \frac{h_{Lf}}{\psi_f}}{1 + \varepsilon} \cdot \cos(\rho) \right] - \rho \quad (3.60)$$

L'équation (3.60) admet une solution que lorsque la vitesse est assez élevée. Donc dans la gamme de vitesse telle que l'équation (3.60) admette une solution, on peut faire une commutation de la commande avec capteur à la commande sans capteur, sans craindre les surintensités, car l'erreur sur la position reste limitée.

Sachant que nous disposons d'une information fiable sur la position du rotor avant la commutation d'algorithme, on peut envisager un estimateur en-ligne de la résistance (voir le paragraphe 3.2.3.1) afin de modifier h_r de manière à ce que l'erreur d'estimation de la position donnée par (3.59) converge vers zéro. Dans ce cas

$$h_r = \varepsilon \cdot K_f \cdot \Omega - p \cdot \Omega \cdot h_{Lf} \quad (3.61)$$

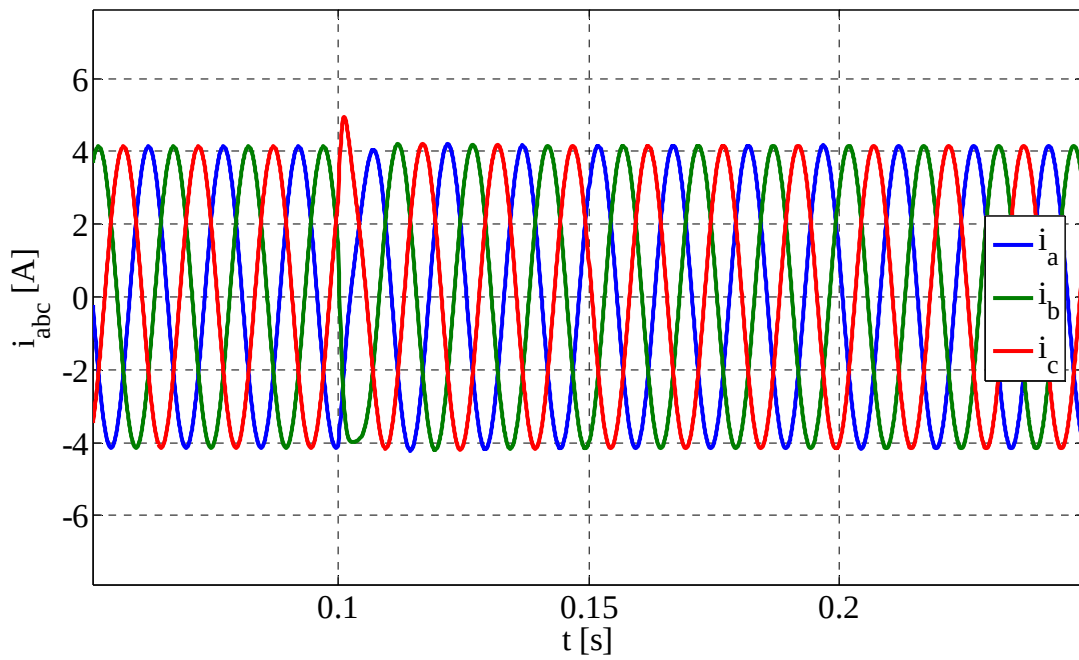


Figure 3-22 : Courants de phase dans la machine pour une simulation avec une erreur sur la résistance. Pas de surintensité lors du changement de commande.

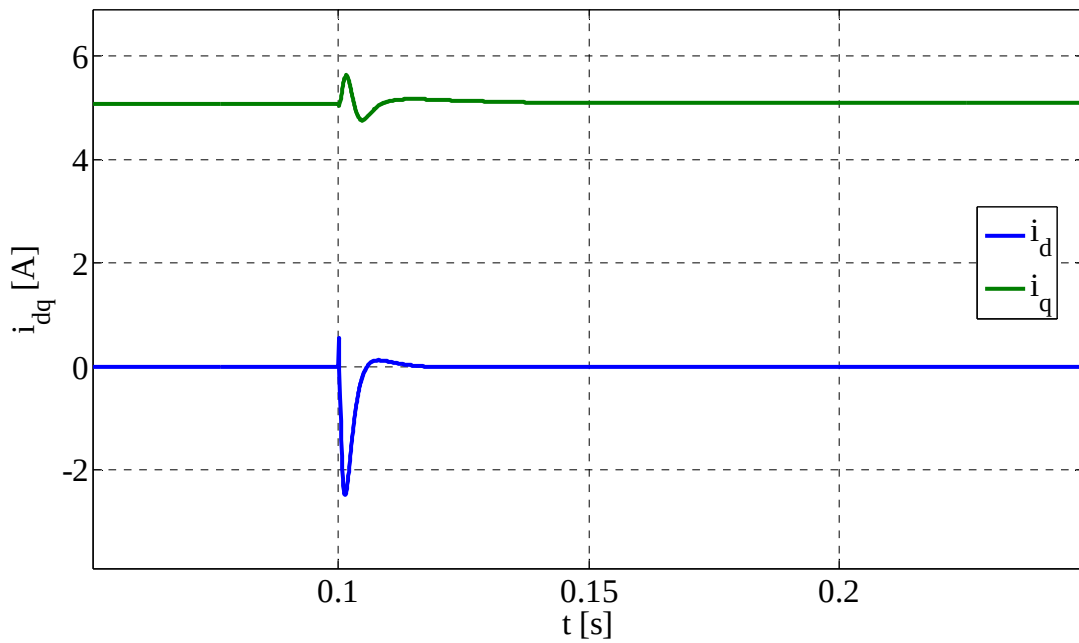


Figure 3-23 : Courants i_d et i_q pour une simulation avec une erreur sur la résistance. Pas de surintensité lors du changement de commande.

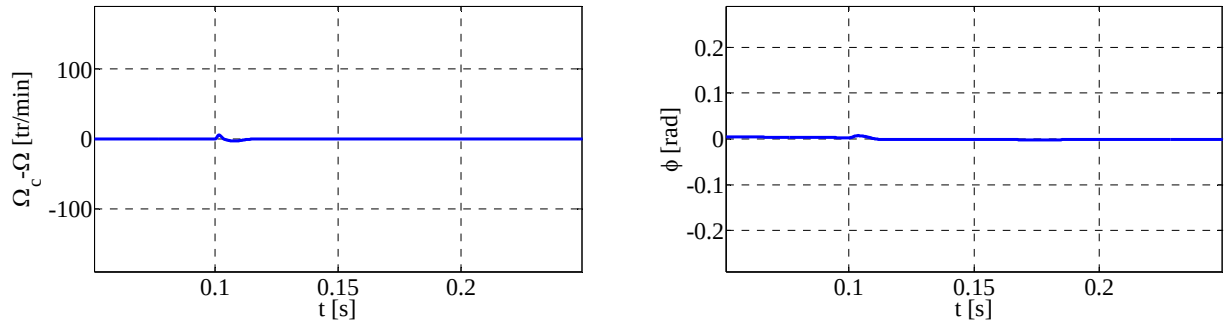
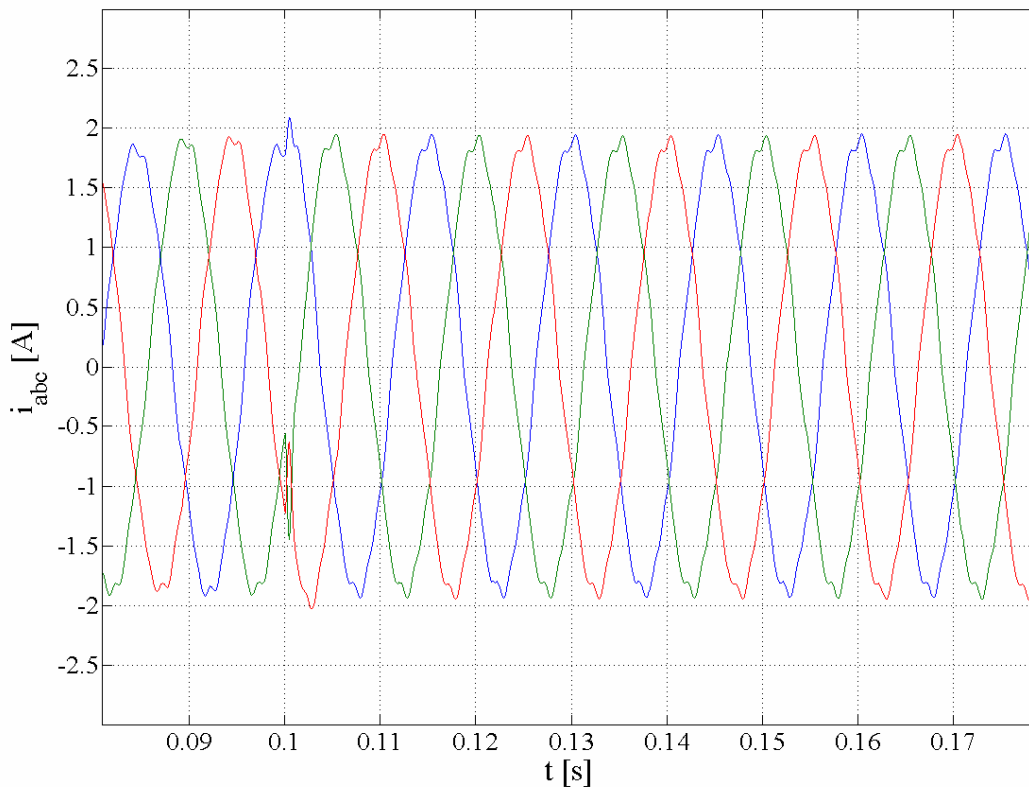


Figure 3-24 a et b : Ecart entre les vitesses et les positions réelles et estimées

Figure 3-25 : Commutation de la commande avec capteur à la commande sans capteur à $t = 0,1$ s ; commutation avec la méthode proposée (résultat expérimental).

Remarque : Il est évident que si le défaut de capteur est constaté à basse vitesse ou à l'arrêt, la position estimée est plus ou moins erronée. Cependant, les contraintes liées à l'erreur de la position estimée lors de la commutation de l'algorithme de commande avec capteur à celle sans capteur sont moins sévères à basse vitesse qu'à haute vitesse. En effet, à basse vitesse les modules des deux vecteurs f.e.m et tension sont relativement faibles, ce qui permet aux régulateurs de courant de rester efficace même dans la situation la plus défavorable, lorsque ces deux vecteurs se trouvent en opposition après la commutation d'algorithmes de commande avec et sans capteur. Autrement dit les surintensités d'amplitudes élevées ne risquent d'apparaître qu'à vitesses suffisamment élevées et pour ces vitesses la méthode proposée permet de limiter efficacement l'amplitude de ces surintensités.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, après un rappel du principe de la commande sans capteur des MSAP en s'appuyant sur des références bibliographiques et notamment celles liés aux travaux développés au GREEN, nous avons étudié et analysé les principales causes qui affectent la robustesse de ce type de commande. Cette analyse montre que la principale cause pour qu'à basse vitesse l'erreur de la position estimée ne puisse pas tendre vers zéro (modulo 2π) est un terme non nulle (h_r dans la relation (3.30)) compte tenu des incertitudes sur les valeurs mesurées ou estimées des composantes de la tension statoriques ainsi que sur la valeur identifiée de la résistance statorique. Pour minimiser ce terme, deux solutions peuvent être envisagées. La première consiste à estimer la valeur de la résistance équivalente du stator à l'aide d'un estimateur en-ligne. Cette solution, déjà proposée dans certaines références bibliographiques, est efficace à partir de l'instant où la résistance estimée converge vers une valeur permettant de compenser l'impact de l'ensemble des incertitudes. Cependant, la convergence de la résistance estimée peut être plus ou moins lente en fonction des incertitudes, ce qui peut entraîner un démarrage lent de la machine commandée sans capteur mécanique. La deuxième solution, proposée dans le cadre de nos travaux, consiste à améliorer considérablement la robustesse de la commande sans capteur en imposant une valeur appropriée, très souvent positive, de la composante δ du courant statorique. Cette méthode s'est montrée efficace pour faire converger plus rapidement la commande sans capteur comparée à la méthode d'estimation de résistance, tout en augmentant la zone de vitesse pour laquelle la commande sans capteur converge. Cependant, le fait d'imposer un courant i_δ positif entraîne l'augmentation des pertes et diminue donc le rendement en régime permanent. Nous avons alors montré que l'amélioration de la robustesse de la commande sans capteur passe par une utilisation complémentaire d'une commande avec i_δ positif durant la phase de démarrage et ensuite d'une estimation de la valeur de la résistance statorique pour le régime permanent. En appliquant cette méthode, la durée de démarrage est raccourcie grâce à i_δ initialement positif et les pertes en régime établi sont minimisées par l'activation de l'estimateur en-ligne de la résistance et l'annulation de i_δ .

Dans la seconde partie du chapitre, nous nous sommes intéressés d'abord aux conséquences critiques que peut avoir la perte du signal issu du capteur de position d'une MSAP, ainsi nous avons montré la nécessité d'une stratégie efficace pour protéger à la fois les composants de l'onduleur et les bobinages de la machine. Pour atteindre cet objectif, nous avons envisagé la solution basée sur l'utilisation d'un capteur logiciel (redondance analytique) en cas de panne du capteur mécanique. Nous avons montré que la commutation de la commande avec capteur à celle sans capteur peut entraîner des surintensités d'amplitude importante si la position estimée est différente de la position réelle du rotor au moment du basculement. Nous avons montré également que ces surintensités peuvent survenir en appliquant l'algorithme de commande sans capteur utilisant les composantes d - q du courant, celui-ci est particulièrement sensible aux erreurs de modèle. Nous avons alors proposé une structure de commande sans capteur utilisant les composantes δ - γ du courant. Ce qui permet en permanence d'avoir une estimation de la position avec une erreur limitée par rapport à la position réelle du rotor lorsque la machine est autopilotée à l'aide de l'information issue du capteur mécanique. Dans ces conditions, le basculement d'une commande avec capteur mécanique à sans capteur mécanique peut être réalisée à tout instant sans risque de surintensité.

La structure proposée permet alors de protéger les constituants de tous les actionneurs synchrones contre les conséquences de la perte du capteur de position notamment à vitesse élevée. Pour des applications où l'actionneur fonctionne à une vitesse supérieure à une vitesse minimale, la commande sans capteur mécanique constitue un capteur logiciel pouvant remplacer le capteur mécanique.

Pour les actionneurs devant fonctionner à basse vitesse ou à l'arrêt, pour remplacer le capteur mécanique par un capteur logiciel, l'information de position doit être déduite des valeurs estimées d'inductances dynamiques des bobines statoriques qui doivent dépendre de la position rotorique. Cela constitue la suite logique de ces travaux et font actuellement l'objet de travaux en cours au laboratoire.

Chapitre 4 Détection de court-circuit inter-spires au stator d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé en courant.

4.1 Introduction

Depuis quelques années l'industrie aéronautique a pour objectif de remplacer les actionneurs hydrauliques par des actionneurs électriques. L'intérêt principal de ce changement est le gain de poids, les actionneurs privilégiés sont donc naturellement les machines synchrones à aimants permanents qui possèdent le meilleur ratio poids puissance [4-1]. Il est évident que ce changement de technologie ne peut se faire qu'à fiabilité ou disponibilité égale ou supérieure. Un autre avantage de l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents est que ces machines sont instrumentées pour leurs commandes, en effet elles sont équipées de deux capteurs de courant ainsi que d'un capteur de position. On peut donc envisager de "surveiller la santé" de ces machines en utilisant les signaux issus des capteurs. Les équipementiers aéronautiques sont d'ailleurs demandeurs de solutions de surveillance des machines électriques embarquées ne nécessitant pas l'utilisation de capteurs supplémentaires, et utilisables en temps réel.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons particulièrement à la détection de défaut inter-spires au stator d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension commandé en courant. Dans le premier chapitre nous avons vu qu'il existait des méthodes pour la détection de défaut d'isolement entre spire du stator d'une machine tournante à courant alternatif. Parmi ces méthodes nous retiendrons uniquement les méthodes qui permettent une surveillance en temps réel, ce qui exclu les méthodes nécessitant une analyse spectrale du signal (gourmande en temps de calcul). Dans ce qui suit nous nous sommes donc intéressés à des méthodes applicables en temps réel, n'utilisant pas de capteur supplémentaire et adaptable aux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur de tension commandé en courant.

Avant de présenter les méthodes de détection de défaut de court-circuit retenues, nous allons présenter le modèle de machine utilisée pour nos simulations et notre étude théorique. Cette modélisation nous permet d'analyser les composantes $d-q$ de la tension (v_d et v_q) de la MSAP et d'envisager leur utilisation pour la création d'indicateur de défaut.

Ensuite nous montrons comment la puissance instantanée peut-être utilisée comme indicateur de défaut d'un point de vue théorique ainsi que les modifications nécessaires à sa mise en œuvre d'un point de vue expérimental. Nous proposons ensuite un deuxième indicateur qui possède des performances proches quel que soit le type de régulation ce qui n'est pas le cas de celui réalisé à l'aide de la puissance.

Et nous terminons ce chapitre par l'étude théorique et en simulation de l'estimation en ligne de résistance d'une MSAP et nous analysons les possibilités de sa mise en œuvre en tant qu'indicateur de défaut de court-circuit.

Toutes les méthodes de détection présentées dans ce chapitre ne nécessitent pas de capteur supplémentaire par rapport à une commande vectorielle classique, elles fonctionnent en temps réel lorsque la machine est en régime de fonctionnement permanent.

4.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent avec défaut inter-spires

Dans cette partie nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut d'isolation inter-spires à la fois dans le repère statorique (a,b,c) et dans le repère rotorique diphasé (d,q) . A l'aide du modèle établi nous donnerons l'expression du courant de défaut, et étudierons son évolution en fonction de la sévérité du défaut, et nous terminerons par une étude des harmoniques des tensions de la machine dans le repère rotorique diphasé (d,q) .

4.2.1 Modélisation de la machine saine

Afin de faciliter la compréhension de la modélisation de la machine avec des défauts d'isolation inter-spires sur une phase, nous nous proposons de partir du modèle d'une machine saine dans laquelle nous séparons artificiellement un enroulement statorique en deux parties (bobine a séparée en deux sous-bobines a_1 et a_2 , voir Figure 4-1). En effet, comme nous verrons le défaut électrique inter-spires concernera uniquement la sous bobine a_2 .

Dans le repère a,b,c on peut écrire le système suivant :

$$[v_{abc}] = [R_h] \cdot [i_{abc}] + [L_h] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [i_{abc}] + [e_{abc}] \quad (4.1)$$

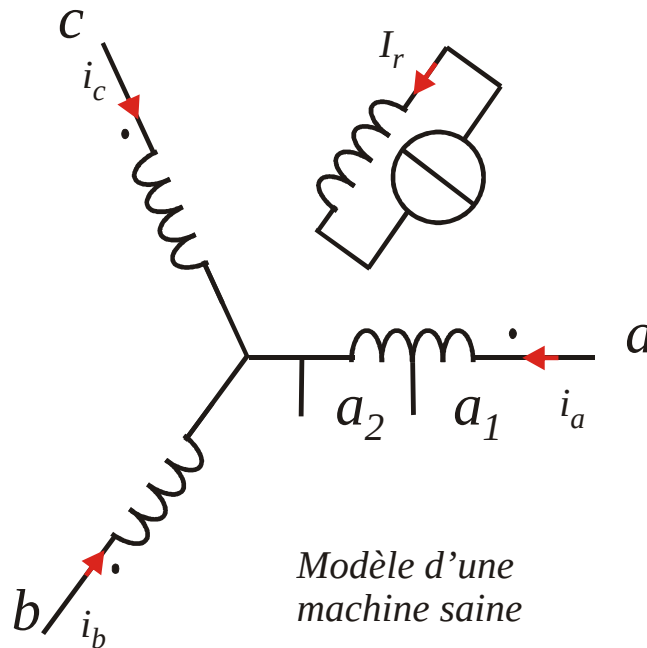


Figure 4-1: Modèle de la machine synchrone sans défaut d'isolation inter-spires.

$$\text{Avec : } [R_h] = \begin{bmatrix} R_{a1} + R_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Avec R_{a1} résistance de la partie a_1 de la phase a

R_{a2} résistance de la partie a_2 de la phase a

R_b résistance de la phase b

R_c résistance de la phase c

Pour une machine saine équilibrée $R_{a1} + R_{a2} = R_b = R_c$ (4.3)

$$\text{Avec : } [L_h] = \begin{bmatrix} L_{a1} + L_{a2} + 2 \cdot M_{a1a2} & M_{a1b} + M_{a2b} & M_{a1c} + M_{a2c} \\ M_{a1b} + M_{a2b} & L_b & M_{bc} \\ M_{a1c} + M_{a2c} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Avec L_{a1} inductance propre de la partie a_1 de la phase a

L_{a2} inductance propre de la partie a_2 de la phase a

L_b inductance propre de la phase b

L_c inductance propre de la phase c

M_{a1a2} inductance mutuelle entre la partie a_1 et la partie a_2 de la phase a

M_{a1b} inductance mutuelle entre la partie a_1 de la phase a et la phase b

M_{a2b} inductance mutuelle entre la partie a_2 de la phase a et la phase b

M_{a1c} inductance mutuelle entre la partie a_1 de la phase a et la phase c

M_{a2c} inductance mutuelle entre la partie a_2 de la phase a et la phase c

M_{bc} inductance mutuelle entre la phase b et la phase c

Pour une machine saine équilibrée on a $L_{a1} + L_{a2} + 2 \cdot M_{a1a2} = L_b = L_c$ (4.5)

Et $M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} = M_{bc}$ (4.6)

$$[e_{abc}] = \begin{bmatrix} e_{a1} + e_{a2} \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Pour une machine saine : $e_{a1} + e_{a2}$, e_b , e_c forment un système équilibré de tension.

4.2.2 Modélisation de la machine saine avec un défaut d'isolation inter-spires sur la phase a

L'objectif de ce paragraphe est de présenter le modèle de la machine vu par sa commande, lorsque cette dernière présente un défaut d'isolation inter-spires sur la phase a , c'est à dire le modèle exprimé dans le repère du rotor.

Pour la machine présentant un défaut d'isolation inter-spires sur la phase a , le modèle retenu est celui de la Figure 4-2 il a été validé dans [4-1] et [4-2]. Ici i_f est le courant circulant dans la résistance R_f modélisant le défaut d'isolation.

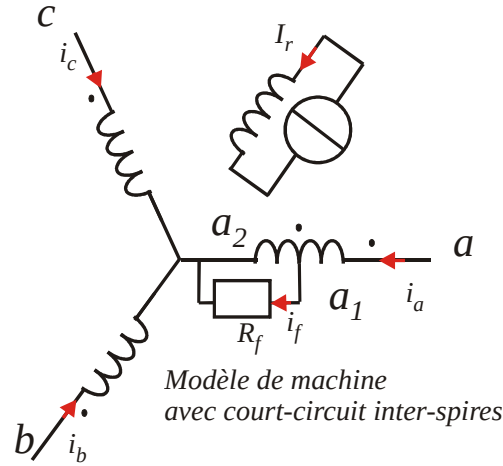


Figure 4-2: Modèle de la machine synchrone avec défaut d'isolation inter-spires sur la phase a .

Pour la première partie de la phase a , nous avons :

$$v_{a1} = R_{a1} \cdot i_a + L_{a1} \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{a1a2} \cdot \frac{d(i_a - i_f)}{dt} + M_{a1b} \cdot \frac{di_b}{dt} + M_{a1c} \cdot \frac{di_c}{dt} + e_{a1} \quad (4.8)$$

$$v_{a1} = R_{a1} \cdot i_a + (L_{a1} + M_{a1a2}) \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{a1b} \cdot \frac{di_b}{dt} + M_{a1c} \cdot \frac{di_c}{dt} - M_{a1a2} \frac{di_f}{dt} + e_{a1} \quad (4.9)$$

Pour la seconde partie de la phase a , nous avons

$$v_{a2} = R_{a2} \cdot (i_a - i_f) + L_{a2} \cdot \frac{d(i_a - i_f)}{dt} + M_{a1a2} \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{a2b} \cdot \frac{di_b}{dt} + M_{a2c} \cdot \frac{di_c}{dt} + e_{a2} = R_f \cdot i_f \quad (4.10)$$

On peut remarquer que :

$$v_a = v_{a1} + v_{a2} = (R_{a1} + R_{a2}) \cdot i_a + (L_{a1} + L_{a2} + 2 \cdot M_{a1a2}) \cdot \frac{di_a}{dt} + (M_{a1b} + M_{a2b}) \cdot \frac{di_b}{dt} + (M_{a1c} + M_{a2c}) \cdot \frac{di_c}{dt} - R_{a2} \cdot i_f - (L_{a2} + M_{a1a2}) \cdot \frac{di_f}{dt} + (e_{a1} + e_{a2}) \quad (4.11)$$

On reconnaît la même équation que dans la machine saine avec deux termes additionnels dus au courant i_f .

Par extension, on met le système sous forme matricielle, cependant l'ordre du système a augmenté avec la présence du courant i_f . Pour permettre la résolution ou la simulation du système nous avons

besoin d'une relation supplémentaire qui prend en compte l'expression de la résistance simulant le défaut. Cette relation est l'équation (4.12).

$$v_f = 0 = R_{a2} \cdot i_a + (L_{a2} + M_{a1a2}) \cdot \frac{di_a}{dt} + M_{a2b} \cdot \frac{di_b}{dt} + M_{a2c} \cdot \frac{di_c}{dt} + e_{a2} - (R_{a2} + R_f) \cdot i_f - L_{a2} \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (4.12)$$

Ce qui donne :

$$[v_{abcf}] = [R] \cdot [i_{abcf}] + [L] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [i_{abcf}] + [e_{abcf}] \quad (4.13)$$

$$\text{Avec } [v_{abcf}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14), [R] = \begin{bmatrix} R_{a1} + R_{a2} & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & (R_{a2} + R_f) \end{bmatrix} \quad (4.15) \quad [i_{abcf}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{a1} + L_{a2} + 2 \cdot M_{a1a2} & M_{a1b} + M_{a2b} & M_{a1c} + M_{a2c} & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ M_{a1b} + M_{a2b} & L_b & M_{bc} & -M_{a2b} \\ M_{a1c} + M_{a2c} & M_{bc} & L_c & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2}) & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.17) \text{ et}$$

$$[e_{abcf}] = \begin{bmatrix} e_{a1} + e_{a2} \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Nous pouvons transformer l'écriture du système en utilisant la transformation de Concordia modifiée suivante.

Nous appellerons $[T_{44}]^{-1}$ la matrice nous permettant de réaliser cette transformation :

$$[T_{44}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (4.19) \text{ et } [T_{44}] = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Le modèle de la machine devient alors :

$$[v_{0\alpha\beta f}] = [R_{0\alpha\beta f}] \cdot [i_{\alpha\beta f}] + [L_{0\alpha\beta f}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [i_{\alpha\beta f}] + [e_{0\alpha\beta f}] \quad (4.21)$$

$$\text{Avec } [v_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} \cdot [v_{abcf}] \quad (4.22), \quad [R_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} \cdot [R] \cdot [T_{44}] \quad (4.23),$$

$$[i_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} \cdot [i_{abcf}] \quad (4.24) \quad [L_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} \cdot [L] \cdot [T_{44}] \quad (4.25) \text{ et}$$

$$[e_{0\alpha\beta f}] = [T_{44}]^{-1} \cdot [e_{abcf}] \quad (4.26)$$

$$[i_{0\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} \quad (4.27) \quad [v_{0\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.28) \quad [e_{0\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

En utilisant le fait que la machine est connectée en étoile, on peut affirmer que $i_a + i_b + i_c = 0$, donc la composante homopolaire du courant i_0 est nulle alors toutes les autres variables homopolaires n'interviennent pas dans la conversion d'énergie électromécanique. Dans ce qui suit nous limiterons donc aux composantes α , β et f .

En introduisant l'inductance cyclique L telle que :

$$L = L_{a1} + L_{a2} + 2 \cdot M_{a1a2} - (M_{a1b} + M_{a2b}) = L_b - M_{bc} = L_c - M_{bc} \quad (4.30)$$

On peut écrire

$$[L_{\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} L & 0 & \frac{M_{a2b} + M_{a2c} - 2 \cdot (L_{a2} + M_{a1a2})}{\sqrt{6}} \\ 0 & L & \frac{M_{a2c} - M_{a2b}}{\sqrt{2}} \\ \frac{M_{a2b} + M_{a2c} - 2 \cdot (L_{a2} + M_{a1a2})}{\sqrt{6}} & \frac{M_{a2c} - M_{a2b}}{\sqrt{2}} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$[R_{\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} \frac{4(R_{a1} + R_{a2}) + R_b + R_c}{6} & \frac{-R_b + R_c}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot R_{a2} \\ \frac{-R_b + R_c}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{R_b + R_c}{2} & 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot R_{a2} & 0 & (R_{a2} + R_f) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Afin de permettre la simulation du système nous mettons le système sous forme d'état.

$$\frac{d}{dt} \cdot [i_{\alpha\beta f}] = -[L_{\alpha\beta f}]^{-1} \cdot [R_{\alpha\beta f}] \cdot [i_{\alpha\beta f}] + [L_{\alpha\beta f}]^{-1} \cdot [v_{\alpha\beta f}] - [L_{\alpha\beta f}]^{-1} \cdot [e_{\alpha\beta f}] \quad (4.33)$$

Afin de montrer la pertinence des indicateurs que nous choisirons, nous aurons aussi besoin du modèle exprimé dans le repère du rotor, nous allons donc lui appliquer la transformation de park. On réécrit les matrices impédances, on utilisera le fait que : $R_{a1} + R_{a2} = R_b = R_c = R$ (4.34)

$$\text{Alors } [R_{\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} R & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \quad (4.35) \text{ avec } R'_{a2a} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot R_{a2} \text{ et } R'_f = R_{a2} + R_f$$

$$\text{Ainsi que : } [L_{\alpha\beta f}] = \begin{bmatrix} L & 0 & M_{f\alpha a} \\ 0 & L & M_{f\beta a} \\ M_{f\alpha a} & M_{f\beta a} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.36) \text{ avec}$$

$$M_{f\alpha a} = \frac{-2 \cdot (L_{a2} + M_{a1a2}) + M_{a2b} + M_{a2c}}{\sqrt{6}} \text{ et } M_{f\beta a} = \frac{-M_{a2b} + M_{a2c}}{\sqrt{2}}.$$

Pour projeter les composantes α et β dans le repère du rotor, on utilise les matrices de rotation adaptées suivantes :

$$P_1(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.37) \quad \text{et} \quad P_1(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

En appliquant les matrices précédentes au modèle de la machine on trouve :

$$\begin{aligned} [P_1(-\theta)] \cdot [v_{\alpha\beta f}] &= [P_1(-\theta)] \cdot [R_{\alpha\beta f}] \cdot [P_1(\theta)] \cdot [P_1(-\theta)] \cdot [i_{\alpha\beta f}] \\ &+ [P_1(-\theta)] \cdot [L_{\alpha\beta f}] \cdot \frac{d}{dt} ([P_1(\theta)] \cdot [P_1(-\theta)] \cdot [i_{\alpha\beta f}]) + [P_1(-\theta)] \cdot [e_{\alpha\beta f}] \end{aligned} \quad (4.39)$$

Soit :

$$[v_{dqf}] = [R_{dqf}] \cdot [i_{dqf}] + [L_{dqf}] \cdot \frac{d}{dt} ([P_1(\theta)] \cdot [i_{dqf}]) + [e_{dqf}] \quad (4.40)$$

$$[v_{dqf}] = [R_{dqf}] \cdot [i_{dqf}] + [L_{dqf}] \cdot \frac{d}{dt} [i_{dqf}] + [P_1(-\theta)] \cdot [L_{\alpha\beta f}] \cdot \left(\frac{d}{dt} [P_1(\theta)] \right) \cdot [i_{dqf}] + [e_{dqf}] \quad (4.41)$$

$$\text{Avec } [R_{dqf}] = \begin{bmatrix} R & 0 & -R'_{a2a} \cdot \cos \theta \\ 0 & R & R'_{a2a} \cdot \sin \theta \\ -R'_{a2a} \cdot \cos \theta & R'_{a2a} \cdot \sin \theta & R'_f \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$[L_{dqf}] = \begin{bmatrix} L & 0 & M_{f\alpha a} \cdot \cos \theta + M_{f\beta a} \cdot \sin \theta \\ 0 & L & -M_{f\alpha a} \cdot \sin \theta + M_{f\beta a} \cdot \cos \theta \\ M_{f\alpha a} \cdot \cos \theta - M_{f\beta a} \cdot \sin \theta & M_{f\alpha a} \cdot \sin \theta + M_{f\beta a} \cdot \cos \theta & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$[P_1(-\theta)] \cdot [L_{\alpha\beta f}] \cdot \left(\frac{d}{dt} [P_1(-\theta)] \right) = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta} \cdot L & 0 \\ \dot{\theta} \cdot L & 0 & 0 \\ \dot{\theta} \cdot (-M_{f\alpha a} \cdot \sin \theta + M_{f\beta a} \cdot \cos \theta) & -\dot{\theta} \cdot (M_{f\alpha a} \cdot \cos \theta + M_{f\beta a} \cdot \sin \theta) & 0 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

4.2.3 Expressions théoriques de v_d et v_q pour une alimentation à i_q constant

4.2.3.1 Expression théorique de i_f pour une régulation idéale des courants

Pour une structure comme celle présentée à la Figure 3-13, commande de la MSAP en courant, si nous faisons l'hypothèse que les régulateurs sont idéaux, nous pouvons admettre que les courants i_d et i_q sont parfaitement contrôlés, alors $i_q = \text{constante} = I_q$ et $i_d = 0$.

En reprenant l'équation de la partie court-circuitée, on peut pour différents types d'alimentation obtenir l'expression analytique du courant de défaut i_f .

A l'aide de (4.41), (4.42), (4.43), (4.44), on peut écrire que :

$$\begin{aligned} -R'_{a2a} \cdot \cos \theta \cdot i_d + R'_{a2a} \cdot \sin \theta \cdot i_q + R'_{fa} \cdot i_f + \dot{\theta} \cdot (-M_{f\alpha a} \cdot \sin \theta + M_{f\beta a} \cdot \cos \theta) \cdot i_d \\ - \dot{\theta} \cdot (M_{f\alpha a} \cdot \cos \theta + M_{f\beta a} \cdot \sin \theta) \cdot i_q + (M_{f\alpha a} \cdot \cos \theta - M_{f\beta a} \cdot \sin \theta) \cdot \frac{di_d}{dt} \\ + (M_{f\alpha a} \cdot \sin \theta + M_{f\beta a} \cdot \cos \theta) \cdot \frac{di_q}{dt} + L_{a2} \cdot \frac{di_f}{dt} + e_f = 0 \end{aligned} \quad (4.45)$$

La machine que nous étudions est une machine à une encoche par pôle et par phase, ce qui nous permet d'écrire que $M_{f\beta a} = 0$ [4-3], ce n'est pas vrai pour toutes les machines. Les calculs peuvent tout de même être menés même pour les machines pour lesquelles cette hypothèse n'est pas vraie.

Nous pouvons admettre que la f.e.m de défaut e_f est une image de la f.e.m d'une phase (nous avons choisi la phase a). $e_f = -e_{a2} = \mu \cdot \omega \cdot \psi_f \cdot [\sin(\theta) + 0,1477 \cdot \sin(3 \cdot \theta)]$ [4-3] (Nous négligeons les harmoniques de rang supérieur à 3). Nous négligeons aussi les oscillations de vitesse dues à la présence du défaut.

A l'aide des hypothèses formulées ci-dessus l'équation différentielle (4.45) peut-être réécrite de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 & -R'_{a2a} \cdot \cos \theta \cdot i_d + R'_{a2a} \cdot \sin \theta \cdot i_q + R'_{fa} \cdot i_f + \dot{\theta} \cdot (-M_{faa} \cdot \sin \theta) \cdot i_d - \dot{\theta} \cdot (M_{faa} \cdot \cos \theta) \cdot i_q \\
 & + (M_{faa} \cdot \cos \theta) \cdot \frac{di_d}{dt} + (M_{faa} \cdot \sin \theta) \cdot \frac{di_q}{dt} + L_{a2} \cdot \frac{di_f}{dt} + e_f = 0
 \end{aligned} \quad (4.46)$$

Etant donné qu'une de nos hypothèses est de considérer la vitesse mécanique constante (Nous négligeons les oscillations de vitesse dues à la présence du défaut) nous remplaçons $\dot{\theta}$ par ω (avec $\omega = p \cdot \Omega$, pulsation électrique) dans l'expression de e_f ainsi que dans (4.46). Et nous faisons aussi les modifications suivantes $i_q = I_q$ (avec $I_q = \text{constante}$) et $i_d = 0$ (hypothèses sur les courants).

Les hypothèses faites sur les courants et sur la vitesse, nous permettrons d'obtenir des relations analytiques relativement simple décrivant l'évolution du courant de défaut au cours du temps en régime permanent. Cette relation sur le courant i_f nous permettra aussi d'obtenir des relations analytiques décrivant au cours du temps toujours en régime permanent les tensions d'alimentation v_d et v_q . (4.46)

A l'aide des hypothèses précédentes, nous pouvons facilement résoudre (4.46) en régime permanent. La solution est :

$$\begin{aligned}
 i_f(t) = & \left(\frac{R'_{a2a} \cdot \omega \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega_1 \cdot \omega + \mu \cdot \omega^2 \cdot \psi_f}{L_{a2} \cdot (\omega^2 + \omega_1^2)} \right) \cdot \cos(\theta) \\
 & + \left(\frac{-R'_{a2a} \cdot \omega_1 \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega^2 - \mu \cdot \omega \cdot \omega_1 \cdot \psi_f}{L_{a2} \cdot (\omega^2 + \omega_1^2)} \right) \cdot \sin(\theta) \\
 & + \left(\frac{0,1477 \cdot \mu \cdot \psi_f \cdot 3 \cdot \omega^2}{L_{a2} \cdot (9 \cdot \omega^2 + \omega_1^2)} \right) \cdot \cos(3 \cdot \theta) + \left(\frac{-0,1477 \cdot \mu \cdot \psi_f \cdot \omega \cdot \omega_1}{L_{a2} \cdot (9 \cdot \omega^2 + \omega_1^2)} \right) \cdot \sin(3 \cdot \theta)
 \end{aligned} \quad (4.47)$$

Avec $\omega_1 = \frac{R'_f}{L_{a2}}$

Que l'on peut remettre sous la forme suivante :

$$i_f(t) = I_{f1} \cdot \sin(\theta + \varphi_{f1}) + I_{f3} \cdot \sin(3 \cdot \theta + \varphi_{f3}) \quad (4.48)$$

Avec

$$I_{f1} = \frac{\sqrt{\left(R'_{a2a} \cdot \omega \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega_1 \cdot \omega + \mu \cdot \omega^2 \cdot \psi_f \right)^2 + \left(-R'_{a2a} \cdot \omega_1 \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega^2 - \mu \cdot \omega \cdot \omega_1 \cdot \psi_f \right)^2}}{L_{a2} \cdot (\omega^2 + \omega_1^2)} \quad (4.49)$$

$$\varphi_{f1} = \arctan \left(\frac{R'_{a2a} \cdot \omega \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega_1 \cdot \omega + \mu \cdot \omega^2 \cdot \psi_f}{-R'_{a2a} \cdot \omega_1 \cdot I_q + M_{faa} \cdot I_q \cdot \omega^2 - \mu \cdot \omega \cdot \omega_1 \cdot \psi_f} \right) \quad (4.50)$$

$$I_{f3} = \frac{\mu \cdot \omega \cdot \psi_f \cdot 0,1477}{\sqrt{R'^2_{fa} + L_{a2}^2 \cdot 9 \cdot \omega^2}} \quad (4.51) \quad \text{et} \quad \varphi_{f3} = -\arctan \left(\frac{3 \cdot \omega \cdot L_{a2}}{R'_{fa}} \right) \quad (4.52)$$

4.2.3.2 Comparaisons des résultats de simulation et des résultats théoriques de i_f

Afin de valider les hypothèses faites pour le calcul théorique de $i_f(t)$, nous avons comparé les allures temporelles des courants $i_f(t)$ issu de la simulation avec un onduleur modélisé par un gain et celles de l'expression théorique en régime permanent. Nous présentons ici trois simulations, à chaque fois pour $\mu = 0,5$ (une demi-phase court-circuitée), et pour $R_f = 50 \Omega$, $R_f = 10 \Omega$ et $R_f = 1 \Omega$.

Les paramètres de la machine que l'on simule sont les suivants :

$$R_s = 0,44 \Omega, L_{cyclique} = 0,0031 H, L_{a2} = 0,0016 H, M_{a1a2} = -1,9 \cdot 10^{-4} H,$$

$$M_{a2b} = M_{a2c} = -1,4 \cdot 10^{-4} H.$$

L'étude est menée pour : $i_q = 2,30 A$, $i_d = 0 A$

On a alors :

- $\omega = 402 \text{ rad / s}$ pour $R_f = 50 \Omega$
- $\omega = 350 \text{ rad / s}$ pour $R_f = 10 \Omega$
- $\omega = 161 \text{ rad / s}$ pour $R_f = 1 \Omega$

(Ici ω est la pulsation électrique telle que $\omega = p \cdot \Omega$)

On fait aussi l'hypothèse que la vitesse de la MSAP est constante.

Les figures suivantes (Figure 4-3 à Figure 4-10) montrent les formes d'onde simulées et théoriques du courant de défaut i_f ainsi que leurs spectres harmoniques pour différents niveaux de sévérité de ce type de défaut ($R_f = 50 \Omega$, $R_f = 10 \Omega$ et $R_f = 1 \Omega$). Nous remarquons que dans tous les cas les formes d'onde simulées et théoriques ainsi que leurs spectres harmoniques sont quasiment identiques. Nous validons ainsi les hypothèses faites pour établir l'expression théorique (4.47) du courant de défaut. Il est à noter que les expressions analytiques établies servent à obtenir simplement les phénomènes dominants et à justifier par la suite les indicateurs proposés pour le défaut inter-spires. Les résultats présentés confirment *a posteriori* la pertinence relatives de cette approche et les hypothèses simplificatrices admises, au moins dans le cas où les composantes $d-q$ du courant sont régulées à des références fixées (régulation de courant).

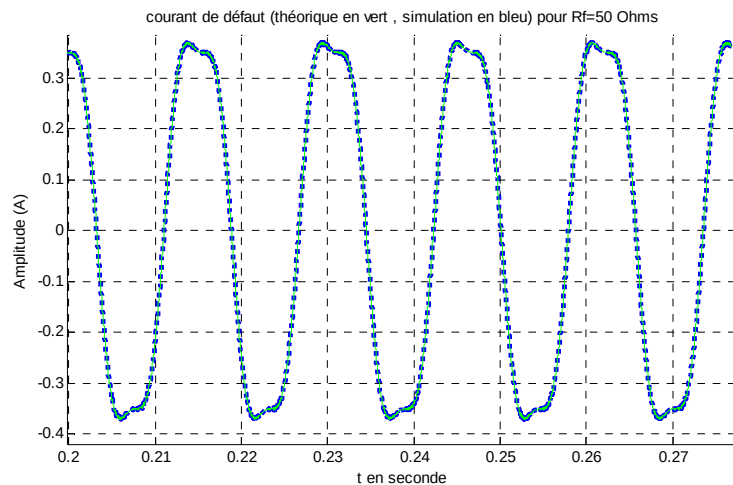


Figure 4-3: Courant de défaut théorique et simulation pour $R_f = 50 \Omega$.

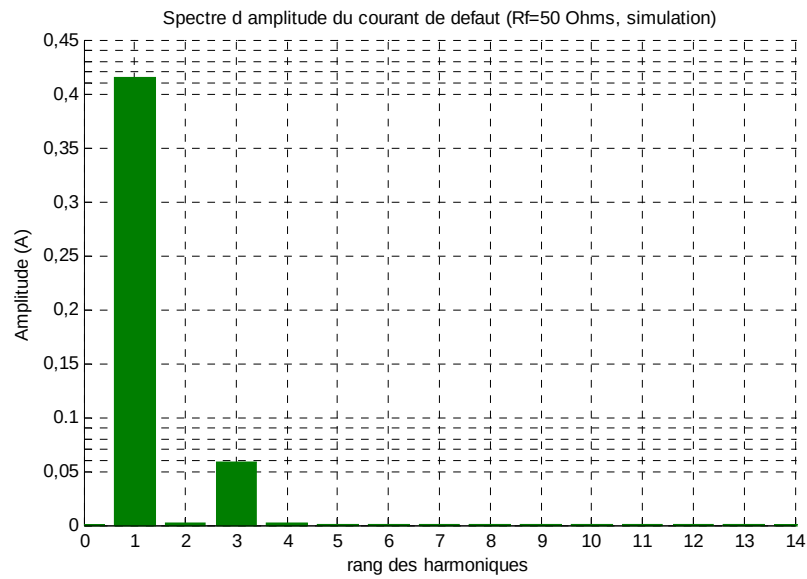


Figure 4-4: Spectre du courant de défaut obtenu par simulation pour $R_f = 50 \Omega$.

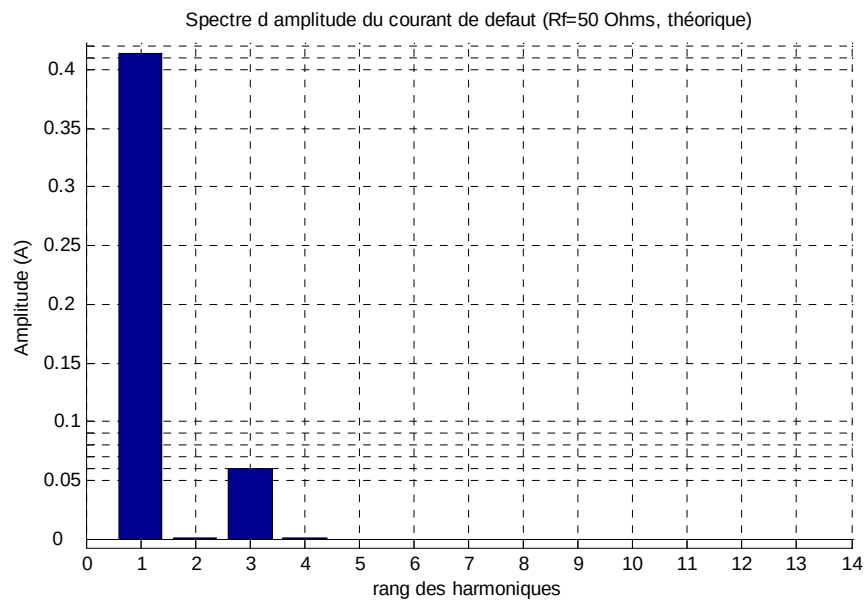


Figure 4-5: Spectre du courant de défaut obtenu à partir de son expression théorique pour $R_f = 50 \Omega$.

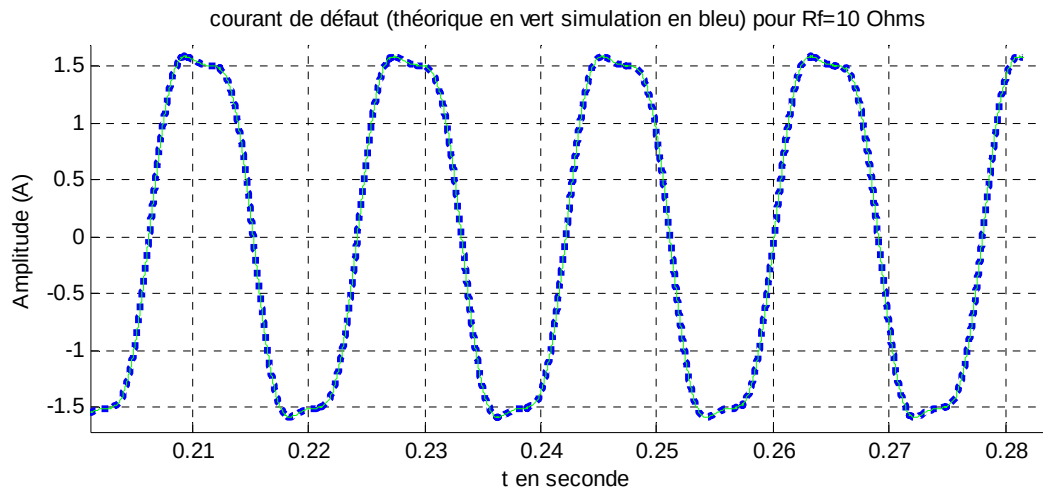


Figure 4-6: Courant de défaut théorique et simulation pour $R_f = 10\ \Omega$.

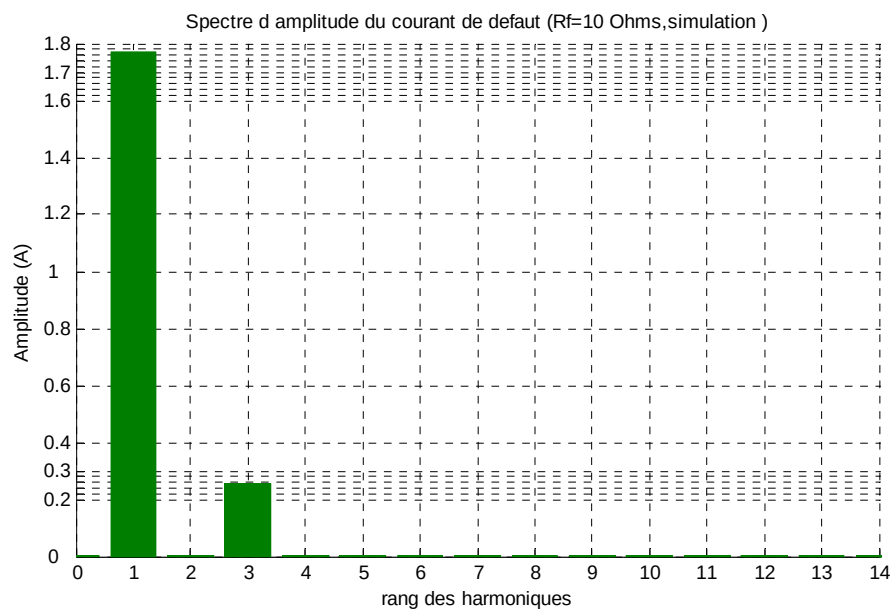


Figure 4-7: Spectre du courant de défaut obtenu par simulation pour $R_f = 10\ \Omega$.

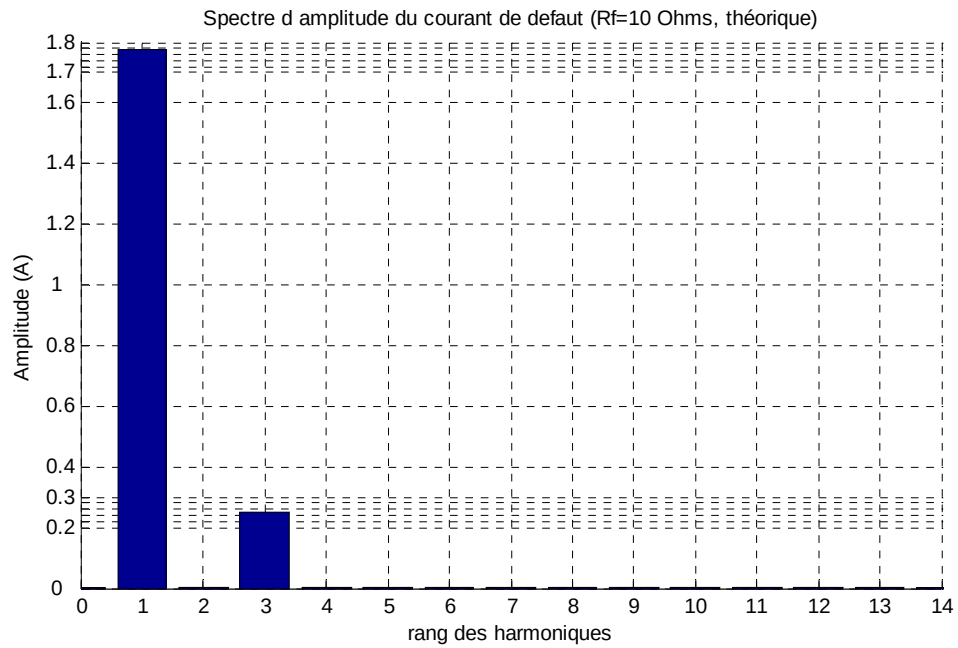


Figure 4-8: Spectre du courant de défaut obtenu à partir de son expression théorique pour $R_f = 10 \Omega$.

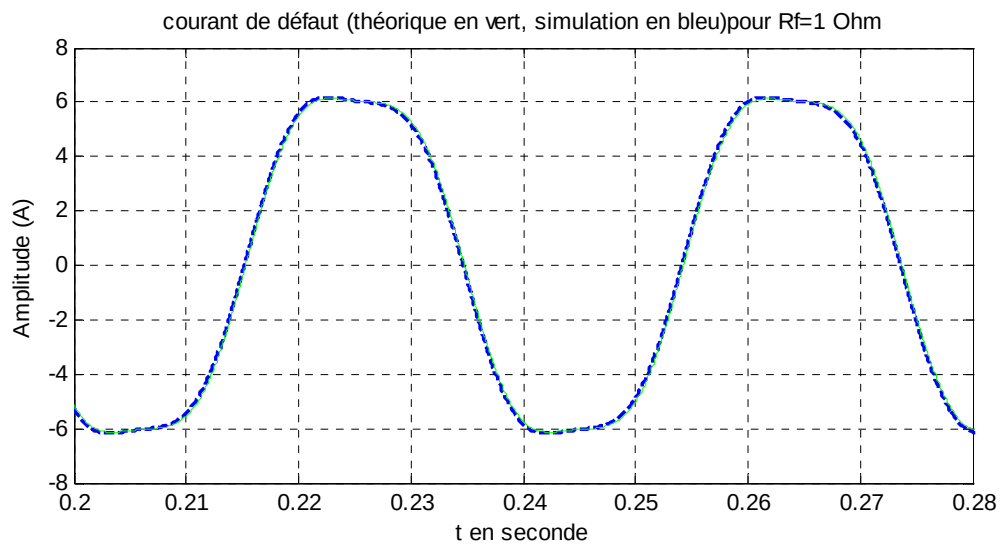


Figure 4-9: Courant de défaut théorique et simulation pour $R_f = 1 \Omega$.

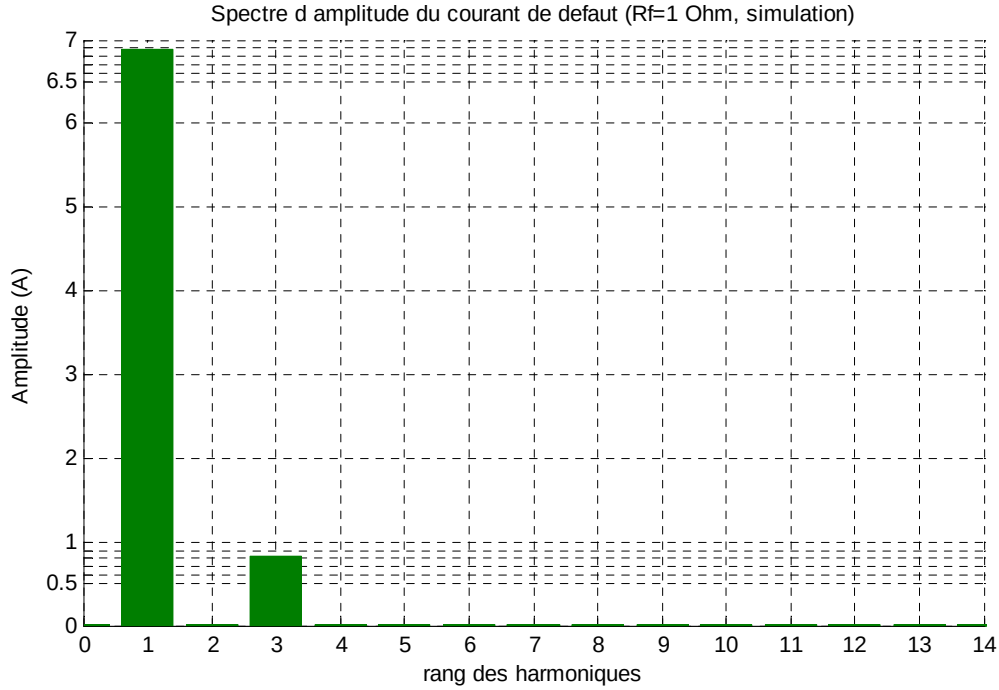


Figure 4-10: Spectre du courant de défaut obtenu par simulation pour $R_f = 1 \Omega$.

4.2.3.3 Evolution de la valeur efficace de i_f pour différentes sévérités du défaut

Le défaut sera d'autant plus critique que la valeur du courant de défaut i_f sera importante. En effet l'échauffement local est lié à la valeur efficace de courant au carré, le circuit ne peut pas supporter un courant élevé très longtemps avant de fondre et créer un risque d'incendie.

Afin d'avoir un ordre de grandeur des valeurs efficaces du courant de défaut i_f en fonction de l'évolution de la résistance du défaut R_f et du nombre de spires impliquées, nous allons utiliser les résultats théoriques obtenus dans le paragraphe précédent.

D'après (4.47) et (4.48) on peut écrire que :
$$I_{f-eff} = \sqrt{\frac{I_{f1}^2 + I_{f3}^2}{2}} \quad (4.53)$$

Les expressions de I_{f1} et I_{f3} en fonction des paramètres de la machine sont données par les relations (4.49) et (4.51).

Sur les figures qui suivent (Figure 4-11 à Figure 4-13), nous montrons l'évolution de la valeur efficace du courant de défaut i_f en fonction de la résistance de défaut R_f pour trois différents nombres de spires en défaut (50%, 10% et 2%). Pour les trois cas considérés nous donnons les paramètres associés au modèle de défaut. Toutes les courbes sont obtenues pour le même point de fonctionnement $i_q = 2.5 A$, $i_d = 0 A$ et $n = 1000 tr/min$.

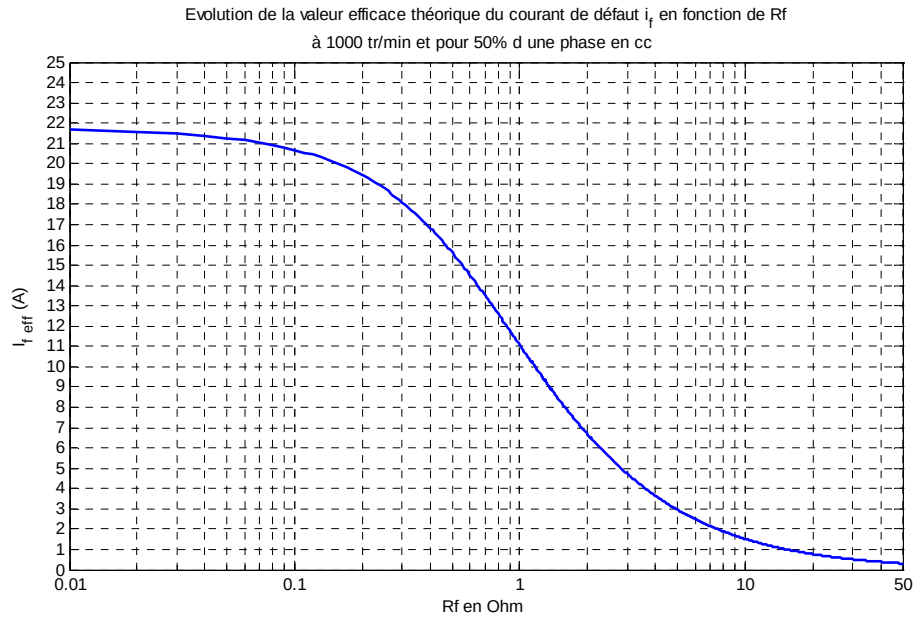


Figure 4-11: Valeur efficace du courant i_f en fonction de la valeur de R_f (échelle logarithmique) pour une demie phase en défaut. Les paramètres du modèle de défaut sont : $R_s = 0,44 \Omega$, $L_{cyclique} = 0,0031 H$, $L_{a2} = 0,0016 H$, $M_{a1a2} = -1,9 \cdot 10^{-4} H$, $M_{a2b} = M_{a2c} = -1,4 \cdot 10^{-4} H$ valeurs calculées à l'aide de la méthode présentée dans [4-3].

Evolution de la valeur efficace théorique du courant de défaut i_f en fonction de R_f à 1000 tr/min et pour 10% d'une phase en cc

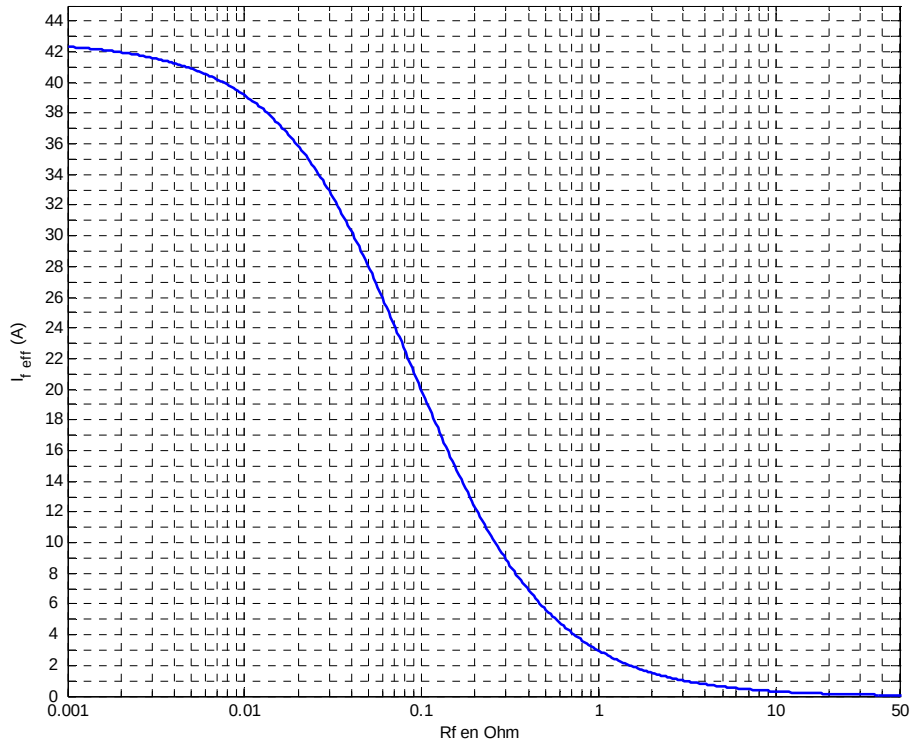


Figure 4-12: Valeur efficace du courant i_f en fonction de la valeur de R_f (échelle logarithmique) pour 10% d'une phase en défaut. Les paramètres du modèle de défaut sont : $R_s = 0,44 \Omega$, $L_{cyclique} = 0,0031 H$, $L_{a2} = 1,36 \cdot 10^{-4} H$, $M_{a1a2} = 1,44 \cdot 10^{-4} H$, $M_{a2b} = M_{a2c} = -2,8 \cdot 10^{-5} H$, valeurs calculées à l'aide de la méthode présentée dans [4-3].

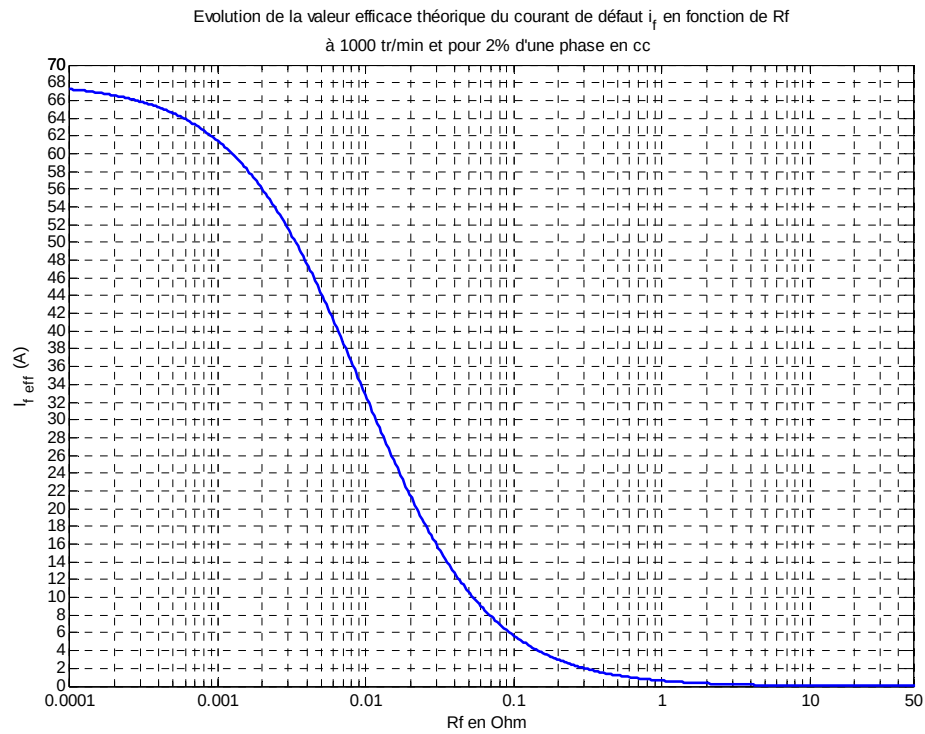


Figure 4-13: Valeur efficace du courant i_f en fonction de la valeur de R_f (échelle logarithmique) pour 2% d'une phase en défaut. Les paramètres du modèle de défaut sont : $R_s = 0,44 \Omega$, $L_{cyclique} = 0,0031 H$, $L_{a2} = 5,44 \cdot 10^{-6} H$, $M_{a1a2} = 5,0564 \cdot 10^{-5} H$, $M_{a2b} = M_{a2c} = -5,6 \cdot 10^{-6} H$, valeurs calculées à l'aide de la méthode présentée dans [4-3].

Les résultats précédents sont valables si on admet que les courants (i_d et i_q) sont parfaitement régulés et que les ondulations de vitesse sont négligeables. Même si ceci n'est pas toujours le cas on peut tout de même dire que ces courbes donnent un bon ordre de grandeur de la valeur efficace du courant i_f .

Les figures précédentes (Figure 4-11, Figure 4-12, Figure 4-13) montrent que la valeur efficace du courant de défaut i_f n'évolue pas linéairement en fonction de la sévérité du défaut. Pour des nombres de spires différents impliqués dans le défaut, les caractéristiques de I_{f-eff} en fonction de R_f dans les trois cas présentés ci-avant pour des nombres de spires impliqués différents possèdent la même allure.

A partir d'une certaine valeur de R_f non nulle (d'autant plus petite que le nombre de spires impliqué est petit) le courant I_{f-eff} augmente de façon importante, jusqu'à atteindre des valeurs très élevées en court-circuit franc (supérieure à 20 A) notamment lorsqu'un faible nombre de spires sont en défaut. Par exemple dans le cas de la Figure 4-13 pour 2% d'une phase en court-circuit détecter le défaut lorsque ce dernier possède une résistance $R_f = 0,05 \Omega$ peut permettre de limiter le courant de défaut à 10 A.

Nous pouvons conclure que détecter le défaut d'isolement avant que le court-circuit soit franc (même si ce dernier est bien avancé) présente un fort intérêt pour empêcher la propagation du défaut électrique surtout lorsque le nombre de spire mis en jeu est faible. En effet pour un faible nombre de spire en court-circuit le courant de défaut peut devenir très important entraînant un échauffement local très important conduisant à la rupture d'un conducteur. Ce qui est souvent accompagné d'un arc électrique pouvant déclencher un incendie.

4.2.3.4 Expression théorique de v_d et v_q pour une régulation idéale des courants

La connaissance des propriétés des tensions v_d et v_q en présence de défaut inter-spires donne des éléments d'information important en vue de la création d'indicateur de défaut, ce qui justifie les calculs suivants.

A l'aide de (4.41), (4.42), (4.43), (4.44), et des hypothèses faites sur les courants et sur la vitesse au paragraphe 4.2.3.1, nous pouvons écrire les expressions suivantes de v_d et v_q .

$$v_d = -R'_{a2a} \cdot \cos(\theta) \cdot i_f - \omega \cdot L \cdot I_q + M_{f\alpha} \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (4.54)$$

$$v_q = R \cdot I_q + R'_{a2a} \cdot \sin(\theta) \cdot i_f - M_{f\alpha} \cdot \sin(\theta) \cdot \frac{di_f}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot \psi_f \quad (4.55)$$

Si nous injectons (4.47) dans (4.54).

Et que nous posons :

$$A_1 = \frac{R'_{a2a} \cdot \omega \cdot I_q + M_{f\alpha} \cdot I_q \cdot \omega_1 \cdot \omega + \mu \cdot \omega^2 \cdot \psi_f}{L_{a2} \cdot (\omega^2 + \omega_1^2)}$$

$$B_1 = \frac{-R'_{a2a} \cdot \omega_1 \cdot I_q + M_{f\alpha} \cdot I_q \cdot \omega^2 - \mu \cdot \omega \cdot \omega_1 \cdot \psi_f}{L_{a2} \cdot (\omega^2 + \omega_1^2)}$$

$$A_3 = \frac{0,1477 \cdot \mu \cdot \psi_f \cdot 3 \cdot \omega^2}{L_{a2} \cdot (9 \cdot \omega^2 + \omega_1^2)}$$

$$B_3 = \frac{-0,1477 \cdot \mu \cdot \psi_f \cdot \omega \cdot \omega_1}{L_{a2} \cdot (9 \cdot \omega^2 + \omega_1^2)}$$

Alors :

$$\begin{aligned}
 v_d = & \left[-\omega \cdot L \cdot I_q + \frac{-R'_{a2a} \cdot A_1}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot B_1 \cdot \omega}{2} \right] + \left[\frac{-R'_{a2a} \cdot (A_1 + A_3)}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot (B_1 + 3 \cdot B_3)}{2} \right] \cdot \cos(2 \cdot \theta) \\
 & + \left[\frac{-R'_{a2a} \cdot (B_1 + B_3)}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot (-A_1 - 3 \cdot A_3)}{2} \right] \cdot \sin(2 \cdot \theta) \\
 & + \left[\frac{-R'_{a2a} \cdot A_3}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot 3 \cdot B_3}{2} \right] \cdot \cos(4 \cdot \theta) + \left[\frac{-R'_{a2a} \cdot B_3}{2} + \frac{-M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot 3 \cdot A_3}{2} \right] \cdot \sin(4 \cdot \theta)
 \end{aligned} \quad (4.56)$$

Que nous pouvons remettre sous la forme suivante :

$$v_d = v_{d0} + v_{d2} \cdot \sin(2 \cdot \theta + \varphi_{d2}) + v_{d4} \cdot \sin(4 \cdot \theta + \varphi_{d4}) \quad (4.57)$$

v_{d0} valeur moyenne de v_d telle que :

$$v_{d0} = -\omega \cdot L \cdot I_q + \frac{-R'_{a2a} \cdot A_1}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot B_1 \cdot \omega}{2} \quad (4.58)$$

v_{d2} amplitude de l'harmonique de rang 2 de v_d telle que :

$$v_{d2} = \sqrt{\left(\frac{-R'_{a2a} \cdot (A_1 + A_3)}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot (B_1 + 3 \cdot B_3)}{2} \right)^2 + \left(\frac{-R'_{a2a} \cdot (B_1 + B_3)}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot (-A_1 - 3 \cdot A_3)}{2} \right)^2} \quad (4.59)$$

v_{d4} amplitude de l'harmonique de rang 4 de v_d telle que :

$$v_{d4} = \sqrt{\left(\frac{-R'_{a2a} \cdot A_3}{2} + \frac{M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot 3 \cdot B_3}{2} \right)^2 + \left(\frac{-R'_{a2a} \cdot B_3}{2} + \frac{-M_{f\alpha a} \cdot \omega \cdot 3 \cdot A_3}{2} \right)^2} \quad (4.60)$$

Maintenant si on injecte (4.47) dans (4.55).

$$\begin{aligned}
 v_q = & R \cdot I_q + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot \psi_f + \frac{M_{f\alpha a} \cdot A_1 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_1}{2} + \left[\frac{M_{f\alpha a} \omega \cdot (3 \cdot A_3 - A_1) + R'_{a2a} \cdot (B_3 - B_1)}{2} \right] \cdot \cos(2 \cdot \theta) \\
 & + \left[\frac{M_{f\alpha a} \omega \cdot (3 \cdot B_3 - B_1) + R'_{a2a} \cdot (A_1 - A_3)}{2} \right] \cdot \sin(2 \cdot \theta) - \left[\frac{M_{f\alpha a} \cdot A_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_3}{2} \right] \cdot \cos(4 \cdot \theta) \\
 & + \left[\frac{-M_{f\alpha a} \cdot B_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot A_3}{2} \right] \cdot \sin(4 \cdot \theta)
 \end{aligned} \quad (4.61)$$

Que nous pouvons remettre sous la forme suivante :

$$v_q = v_{q0} + v_{q2} \cdot \sin(2 \cdot \theta + \varphi_{q2}) + v_{q4} \cdot \sin(4 \cdot \theta + \varphi_{q4}) \quad (4.62)$$

v_{q0} valeur moyenne de v_q telle que :

$$v_{q0} = R \cdot I_q + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega \cdot \psi_f + \frac{M_{f\alpha\alpha} \cdot A_1 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_1}{2} \quad (4.63)$$

v_{q2} amplitude de l'harmonique de rang 2 de v_q telle que :

$$v_{q2} = \sqrt{\left(\frac{M_{f\alpha\alpha} \cdot \omega \cdot (3 \cdot A_3 - A_1) + R'_{a2a} \cdot (B_3 - B_1)}{2} \right)^2 + \left(\frac{M_{f\alpha\alpha} \cdot \omega \cdot (3 \cdot B_3 - B_1) + R'_{a2a} \cdot (A_1 - A_3)}{2} \right)^2} \quad (4.64)$$

v_{q4} amplitude de l'harmonique de rang 4 de v_q telle que :

$$v_{q4} = \sqrt{\left(\frac{M_{f\alpha\alpha} \cdot A_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_3}{2} \right)^2 + \left(\frac{-M_{f\alpha\alpha} \cdot B_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot A_3}{2} \right)^2} \quad (4.65)$$

Remarque : l'expression de v_{q4} est la même que celle de v_{d4} (voir équations (4.60) et (4.65)). On remarque aussi que le système de tension formé par les harmoniques de rang quatre est un système diphasé équilibré inverse (voir équations (4.56) et (4.61)).

4.2.3.5 Evolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f

Nous savons que pour une MSAP saine dont tous les éléments sont équilibrés (gain des capteurs, impédance des bras de l'onduleur) les tensions v_d et v_q ne contiennent pas d'harmoniques de rang 2 et 4.

A l'aide des relations théoriques (4.59), (4.60), (4.64), (4.65) nous pouvons visualiser pour différentes vitesses et différentes valeurs du courant i_q l'évolution des harmoniques de rang deux et quatre de v_d et v_q en fonction de R_f (la résistance du court-circuit inter-spires indiquant le niveau de la sévérité du défaut). Cette étude a pour but de permettre une meilleure connaissance du comportement des harmoniques de v_d et v_q en présence de défaut inter spire pour ensuite les utiliser dans les indicateurs dédiés à la détection de ces défauts.

D'après les courbes présentées dans ce paragraphe (Figure 4-14 à Figure 4-22) nous pouvons observer que les amplitudes des harmoniques deux et quatre des tensions v_d et v_q augmentent lorsque la résistance de défaut R_f diminue (Nous rappelons que l'on est toujours dans le cadre d'une régulation avec les courants i_d et i_q imposés par les régulateurs).

Nous remarquons aussi que la valeur des amplitudes des harmoniques deux et quatre des tensions v_d , et v_q sont peu sensibles aux variations de i_q (les amplitudes de v_{d4} et v_{q4} ne sont pas du tout sensible aux variations de i_q), alors qu'elles sont très sensibles aux variations de la vitesse.

Ceci rend ces composantes de la tension attractives pour être utilisées en tant qu'éléments pour créer des indicateurs peu sensibles à la variation du couple de charge. Finalement les indicateurs réalisés avec ces signaux devraient donc être d'autant plus sensibles que la vitesse de rotation de la machine sera grande et que la résistance de court-circuit sera petite (sévérité du défaut importante).

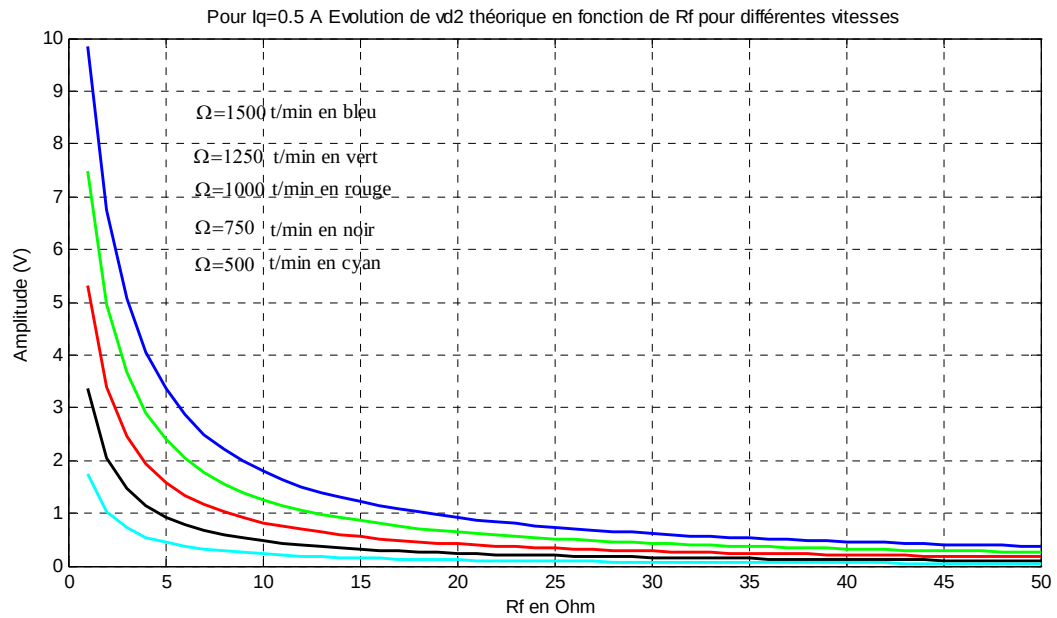


Figure 4-14: Evolution de v_{d2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=0,5$ A.

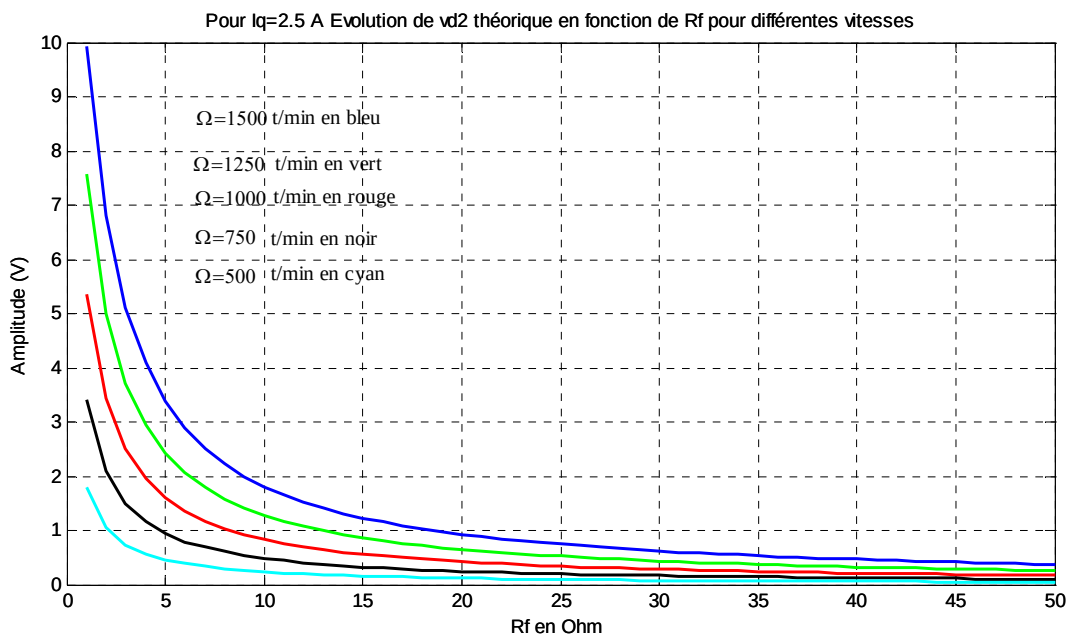


Figure 4-15: Evolution de v_{d2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A.

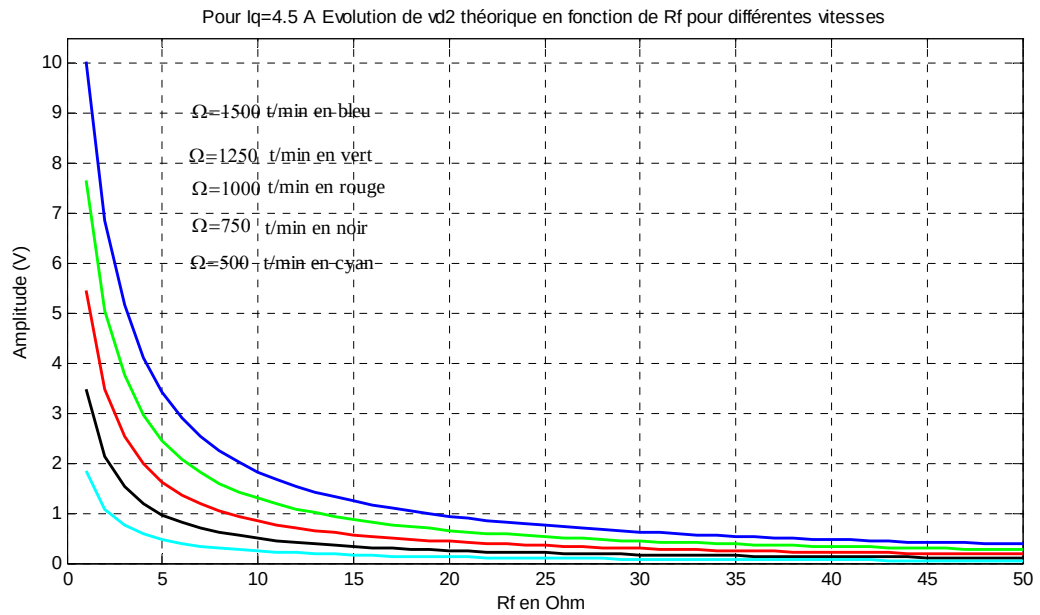


Figure 4-16: Evolution de v_{d2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=4,5$ A.

En fait ici nous présenterons uniquement l'évolution de l'amplitude de l'harmonique de rang quatre de la tension v_d , nous avons montré que $v_{d4} = v_{q4}$.

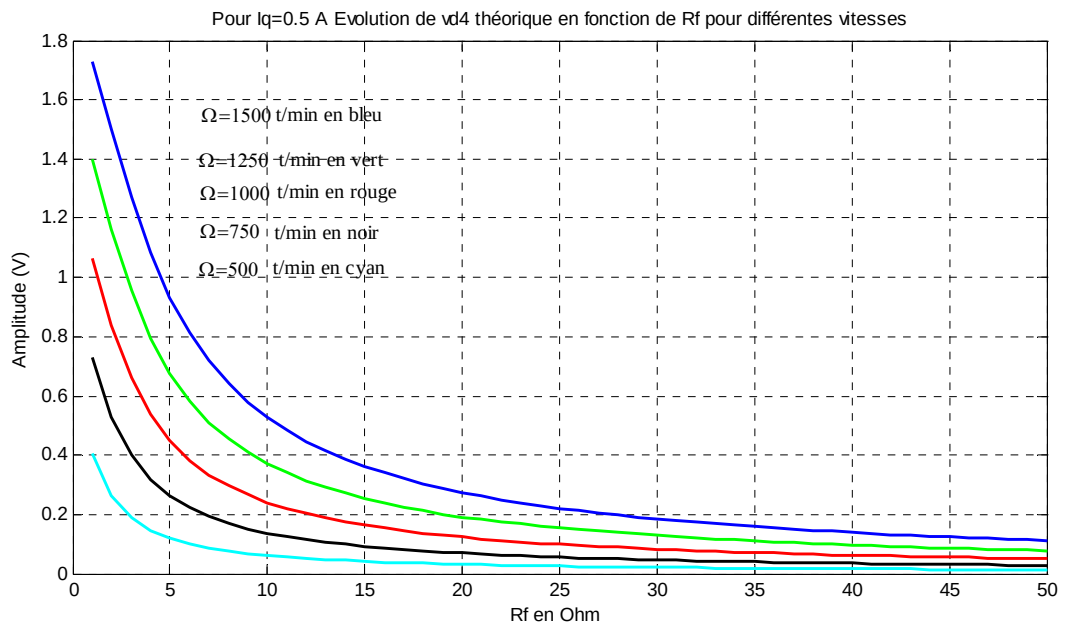


Figure 4-17: Evolution de v_{d4} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=0,5$ A.

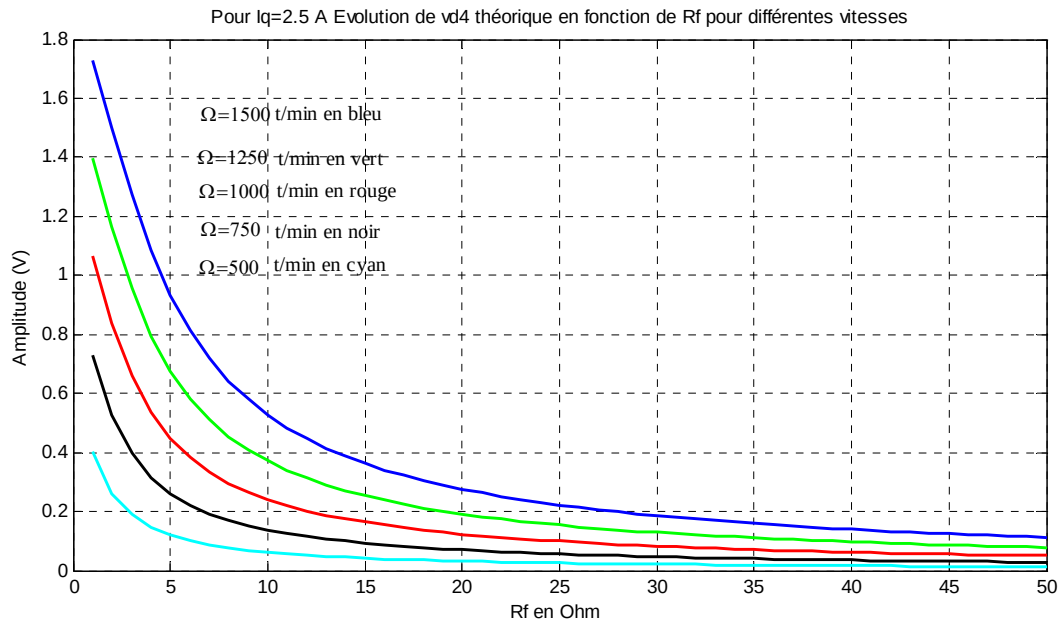


Figure 4-18: Evolution de v_{d4} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A.

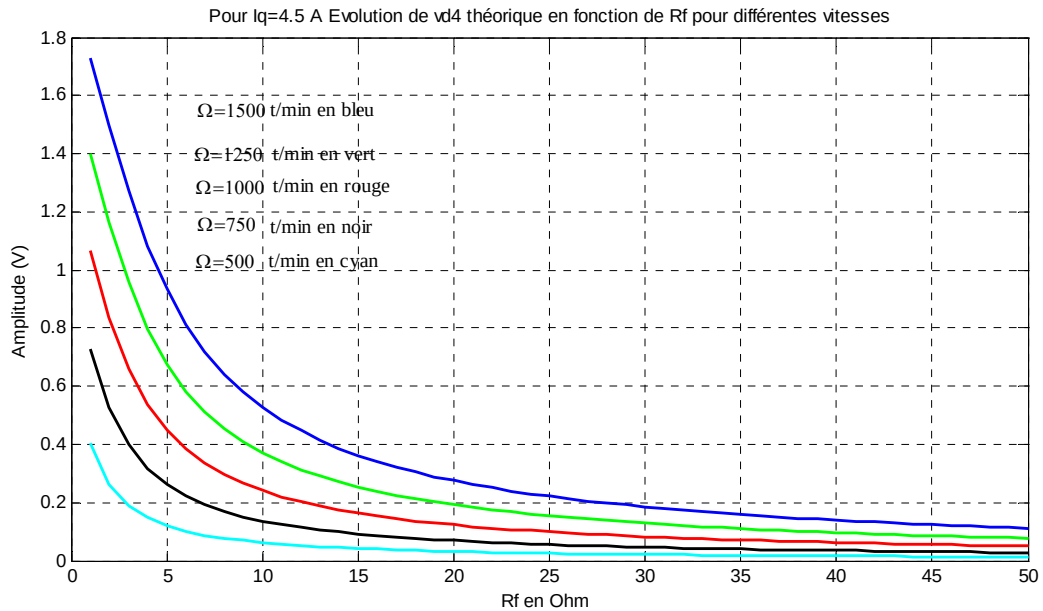


Figure 4-19: Evolution de v_{d4} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=4,5$ A.

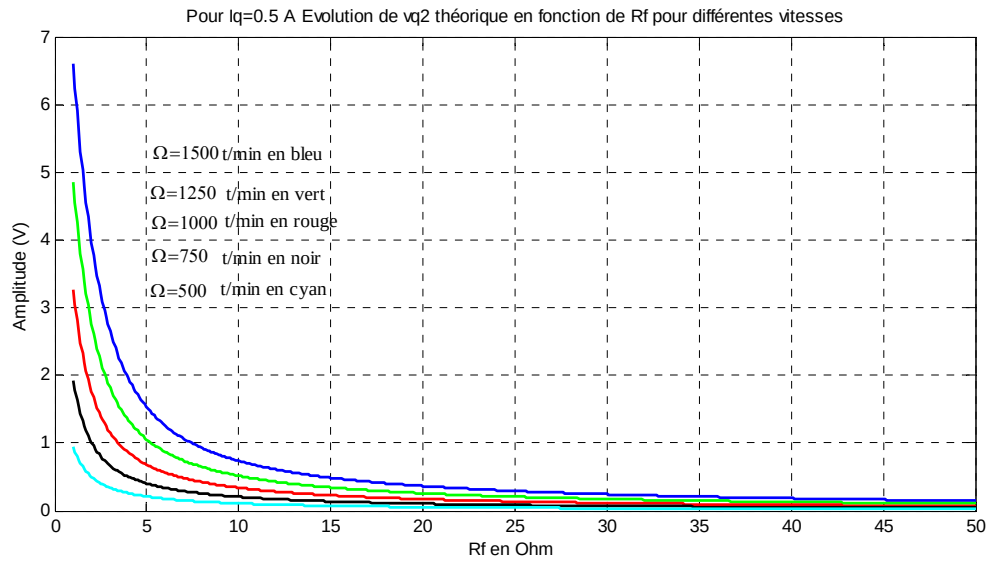


Figure 4-20: Evolution de v_{q2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=0,5$ A.

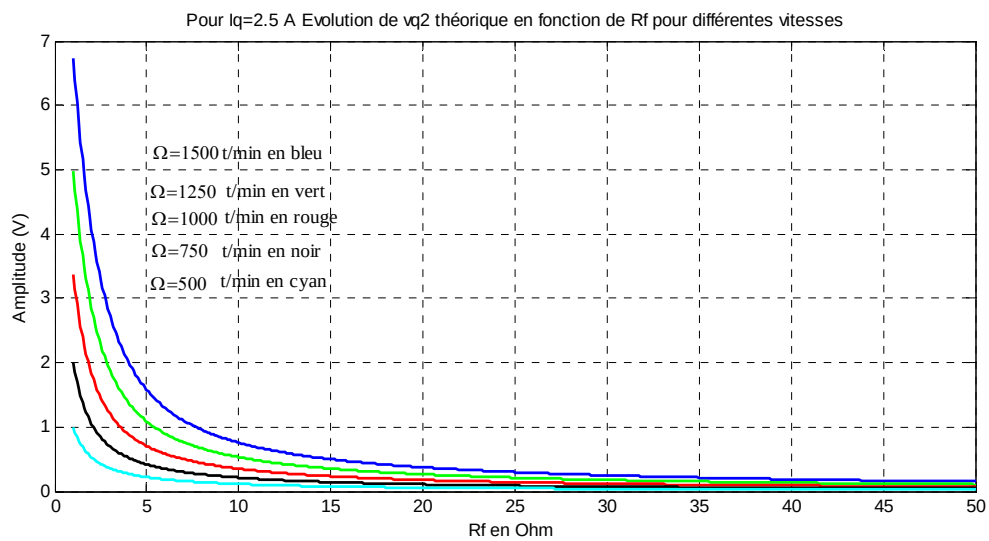


Figure 4-21: Evolution de v_{q2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A.

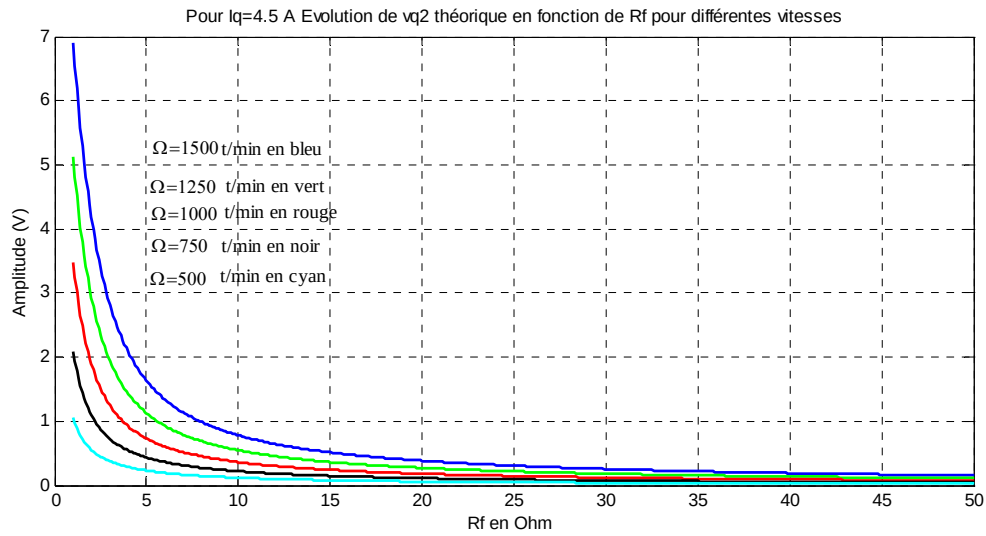


Figure 4-22: Evolution de v_{q2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=4,5$ A.

4.2.3.6 Validation des résultats théoriques sur v_d et v_q par simulation

Afin de valider les hypothèses faites pour obtenir les expressions théoriques des harmoniques de v_d et v_q , nous allons comparer maintenant quelques valeurs des amplitudes des harmonique de tension obtenues par de simulation à l'aide de Simulink avec les valeurs théoriques obtenues à l'aide des relations (4.59), (4.60), (4.64), (4.65).

Pour la simulation l'onduleur est modélisé par un gain pur, et la régulation utilisée est une régulation de courant (la vitesse peut osciller).

Les paramètres de la machine utilisés dans le modèle de machine est toujours le même que celui utilisé dans les paragraphes précédents, le court-circuit est fait sur une demi-phase.

(Schéma de principeFigure 4-33)

Les points de fonctionnement comparés sont :

- $I_q=2,5$ A
- $R_f= 10$ Ohm et $R_f= 5$ Ohm
- Vitesses mécaniques de 1500tr/min et 500 tr/min

□ Cas de la régulation de courant

Dans ce suit nous comparons les amplitudes des harmoniques de tension obtenues par les relations théoriques (4.59), (4.60), (4.64), (4.65)

$n_{\text{moyen}} = 1500 \text{ tr/min}$	$R_f = 10 \Omega$ Résultats théoriques	$R_f = 10 \Omega$ Résultats de simulation	$R_f = 5 \Omega$ Résultats théoriques	$R_f = 5 \Omega$ Résultats de simulation
Amplitude de v_{d2}	1,797	1,760	3,378	3,388
Amplitude de v_{d4}	0,524	0,499	0,926	0,923
Amplitude de v_{q2}	0,755	0,739	1,581	1,547
Amplitude de v_{q4}	0,502	0,485	0,864	0,913

$n_{\text{moyen}} = 500 \text{ tr/min}$	$R_f = 10 \Omega$ Résultats théoriques	$R_f = 10 \Omega$ Résultats de simulation	$R_f = 5 \Omega$ Résultats théoriques	$R_f = 5 \Omega$ Résultats de simulation
Amplitude de v_{d2}	0,233	0,230	0,455	0,449
Amplitude de v_{d4}	0,062	0,061	0,119	0,117
Amplitude de v_{q2}	0,113	0,113	0,221	0,218
Amplitude de v_{q4}	0,059	0,058	0,109	0,106

Nous remarquons que la différence entre les résultats de simulation et les résultats théoriques augmentent avec la vitesse, cependant l'erreur reste inférieure à 2% sauf pour l'harmonique 4 de v_d à 1500 tour/minute pour lequel l'erreur est de 8%

Pour les points de fonctionnement testés pour notre modèle de machine, les résultats théoriques sont très proche des résultats obtenus par simulation, notamment pour les harmoniques deux de v_d et v_q . Nous pouvons donc utiliser les résultats théoriques (notamment pour les harmoniques deux de v_d et v_q) pour montrer l'évolution de l'amplitude de chaque harmonique en fonction de la valeur R_f .

4.2.3.7 Evolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f sans harmonique trois de f.e.m.

Si la f.e.m de la machine ne possède pas d'harmonique trois, les amplitudes des harmoniques quatre de v_d et v_q seront nulles, résultat que nous obtenons facilement à partir de (4.60), (4.65) en prenant $A_3 = B_3 = 0$.

Nous pouvons d'ores et déjà dire que dans ces conditions l'utilisation de v_{d4} et v_{q4} n'est pas recommandée pour un indicateur de défaut, à moins que le taux d'harmonique trois soit assez élevé de façon à faciliter l'extraction de ces deux composantes.

En ce qui concerne les harmoniques de rang deux de v_d et v_q , nous avons tracé les évolutions de v_{d2} et v_{q2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A.

Sur la Figure 4-23 l'amplitude de v_{d2} est plus faible pour une f.e.m sans harmonique trois (comparer la Figure 4-23 et Figure 4-23), alors que l'amplitude de v_{q2} est plus grande.

On peut aussi vérifier que lorsqu'il n'y pas d'harmonique trois de f.e.m, on retrouve le fait que v_{d2} est égal à v_{q2} (en amplitude) propriété d'un système sinusoïdal déséquilibré. A l'aide de (4.56) et (4.61) on peut montrer que dans ce cas les harmoniques deux de tension forment un système inverse diphasé équilibré.

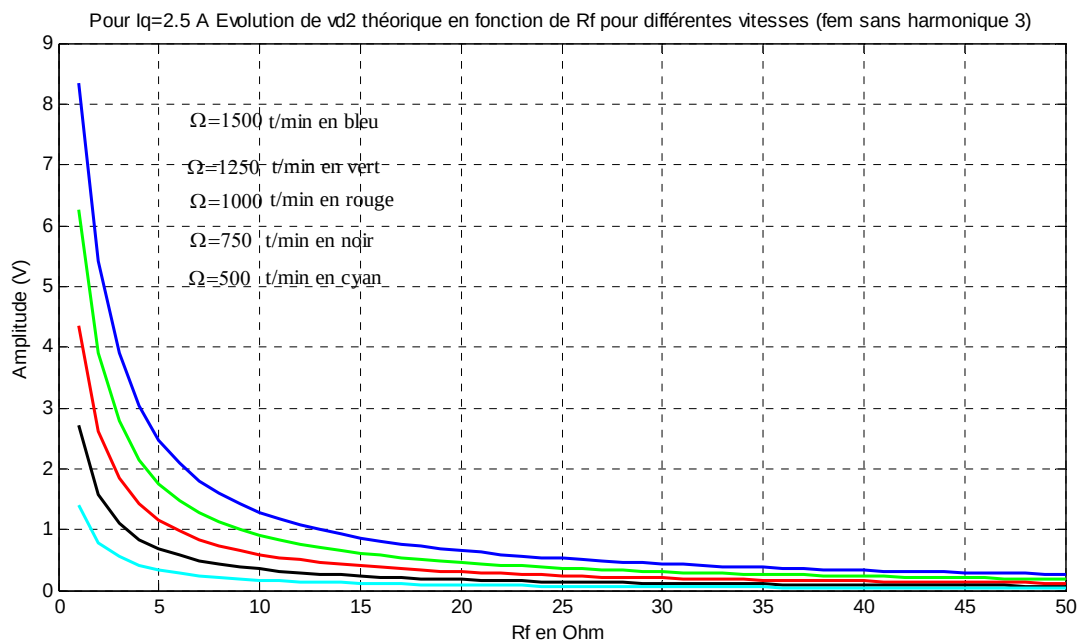


Figure 4-23: Evolution de v_{d2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A pour une f.e.m sans harmonique 3.

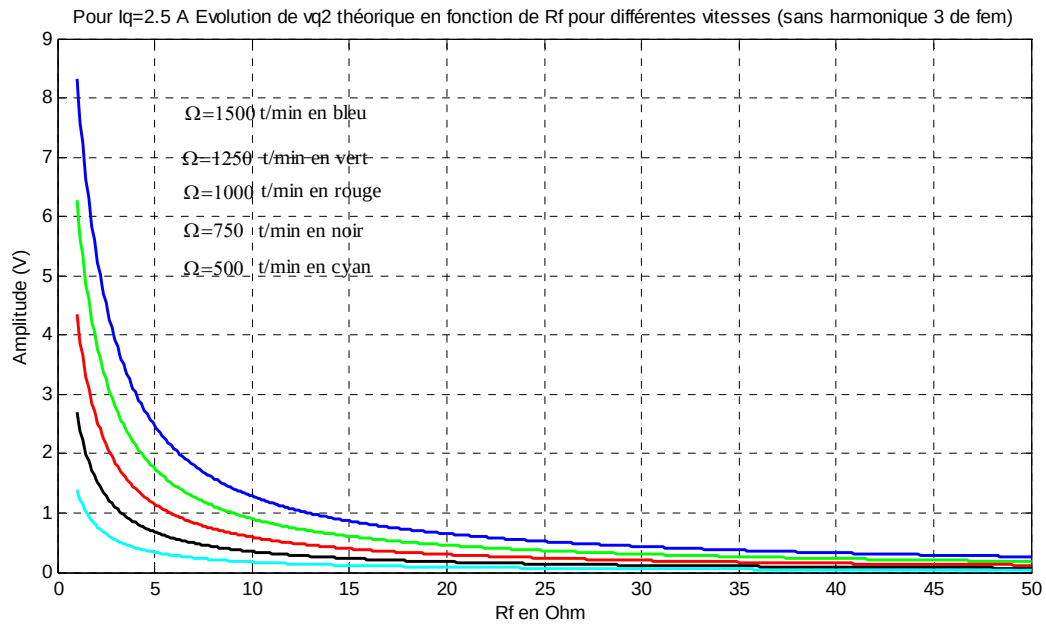


Figure 4-24: Evolution de v_{q2} en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A pour une f.e.m sans harmonique 3.

L'amplitude de v_{d2} est plus faible pour une f.e.m sans harmonique trois, alors que l'amplitude de v_{q2} est plus grande.

On peut aussi vérifier que lorsqu'il n'y pas d'harmonique trois de f.e.m, on retrouve le fait que v_{d2} est égal à v_{q2} (en amplitude) propriété d'un système sinusoïdal déséquilibré. A l'aide de (4.56) et (4.61) on peut montrer que dans ce cas les harmoniques deux de tension forment un système inverse di-phasé équilibré.

4.2.3.8 Impact du nombre de spires court-circuitées sur l'évolution de l'amplitude des harmoniques de v_d et v_q en fonction de R_f

L'objectif de ce paragraphe est de montrer comment varie les harmoniques de rang deux de v_d et v_q lorsque le nombre de spire en court-circuit varie. Toutes les courbes présentées ci-avant ont été tracées pour une phase court-circuitée à 50%, ce qui correspond à un pourcentage de court-circuit que nous sommes en mesure de réaliser expérimentalement.

Dans ce qui suit nous présentons les courbes théoriques de l'évolution des amplitudes de v_{d2} et de v_{q2} pour 10% d'une phase court-circuitée et 2% d'une phase court-circuitée. En supposant toujours que les régulateurs arrivent à imposer les courants i_d et i_q .

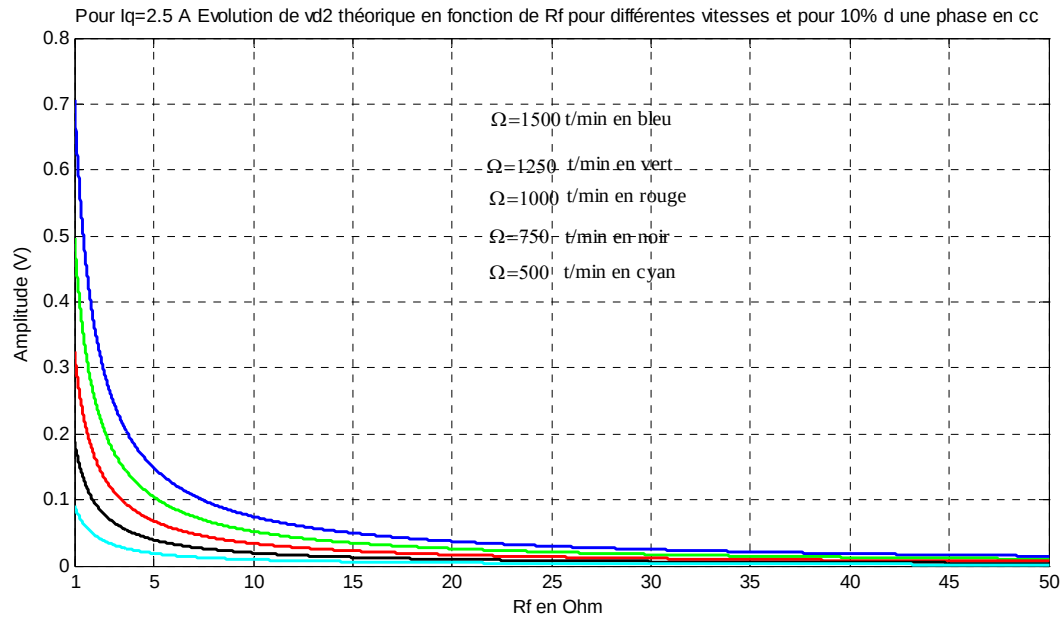


Figure 4-25: Evolution de v_{d2} pour 10% d'une phase court-circuité avec une résistance R_f comprise entre 10Ω et 50Ω et $i_q=2,5$ A.

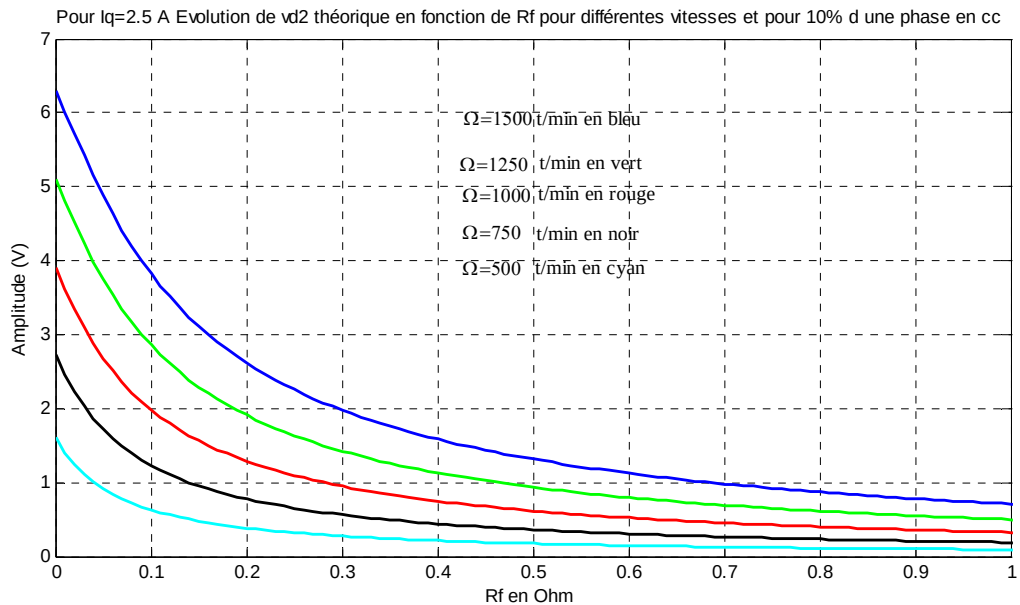


Figure 4-26: Evolution de v_{d2} pour 10% d'une phase court-circuité avec une résistance R_f comprise entre 0Ω et 10Ω et $i_q=2,5$ A.

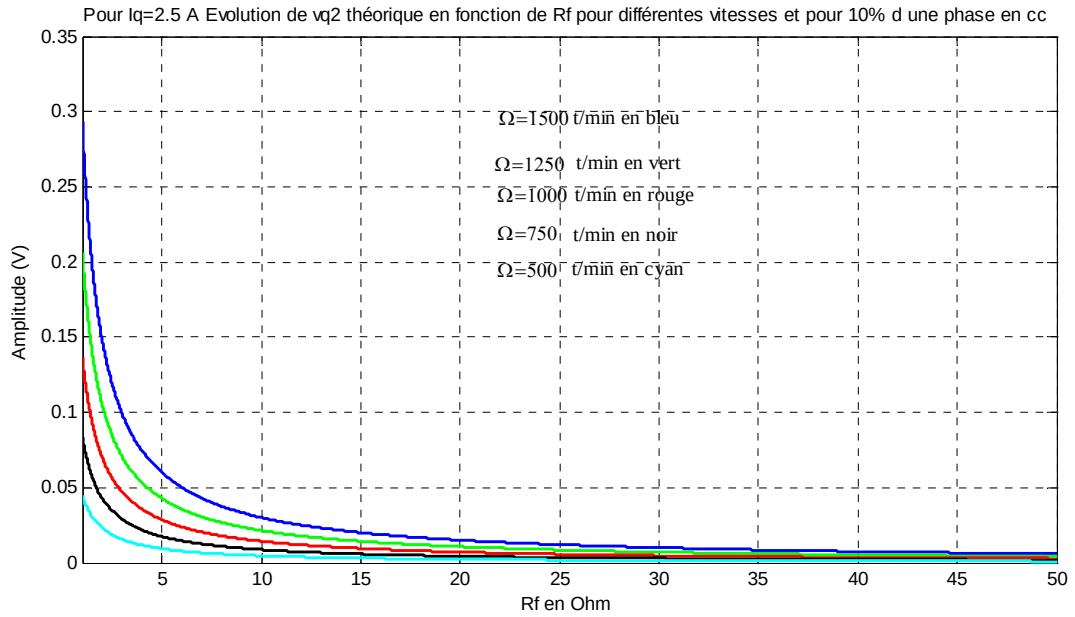


Figure 4-27: Evolution de v_{q2} pour 10% d'une phase court-circuité avec une résistance R_f comprise entre 10Ω et 50Ω et $i_q=2,5$ A.

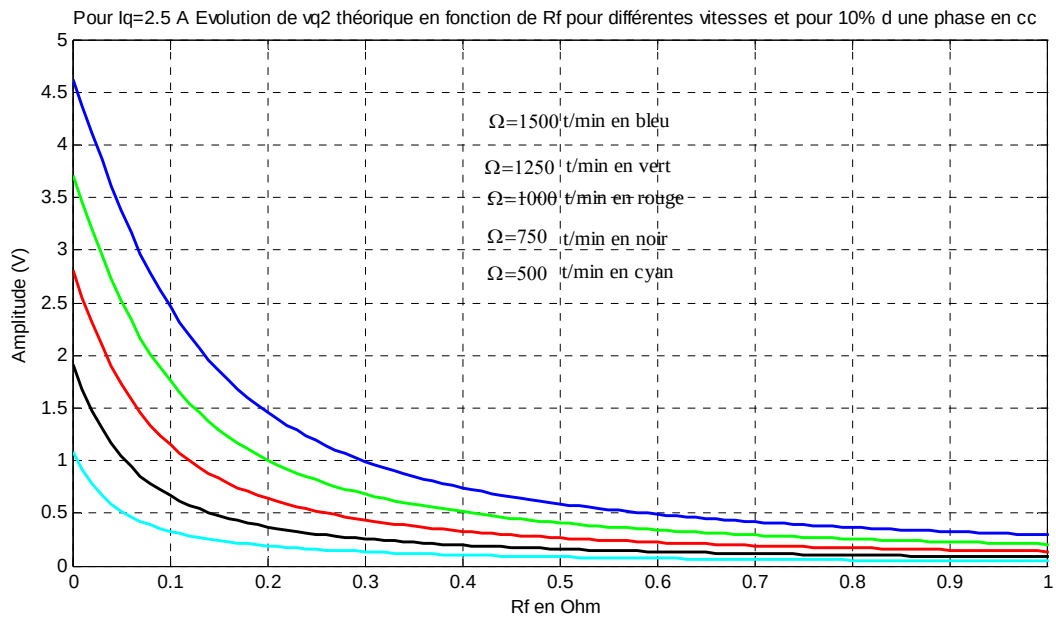


Figure 4-28: Evolution de v_{q2} pour 10% d'une phase court-circuité avec une résistance R_f comprise entre 0Ω et 10Ω et $i_q=2,5$ A.

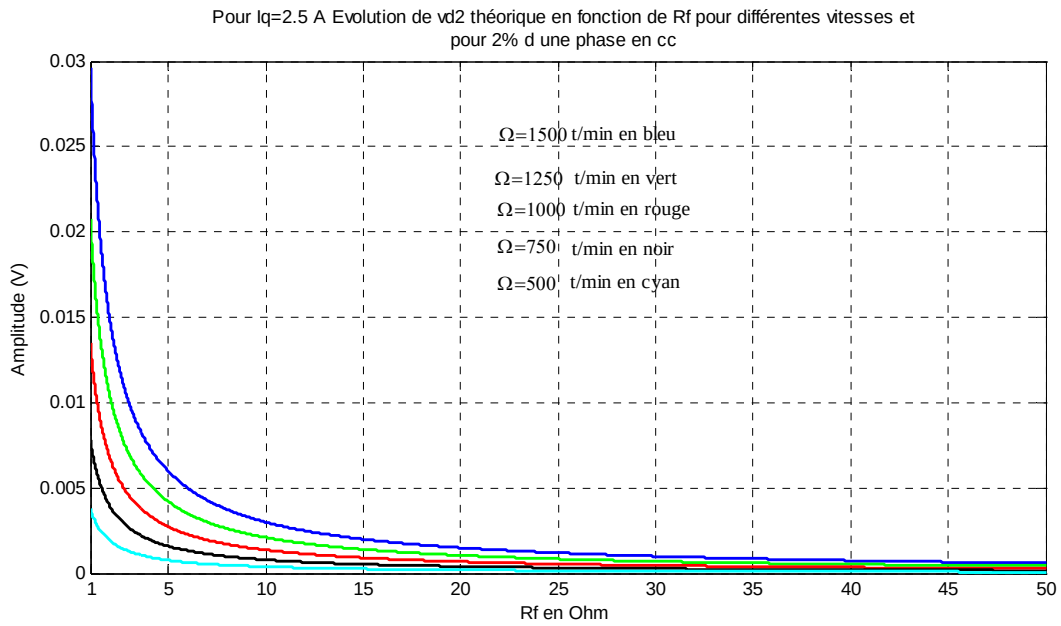


Figure 4-29: Evolution de v_{d2} pour 2% d'une phase court-circuitée avec une résistance R_f comprise entre 10Ω et 50Ω et $i_q=2,5$ A.

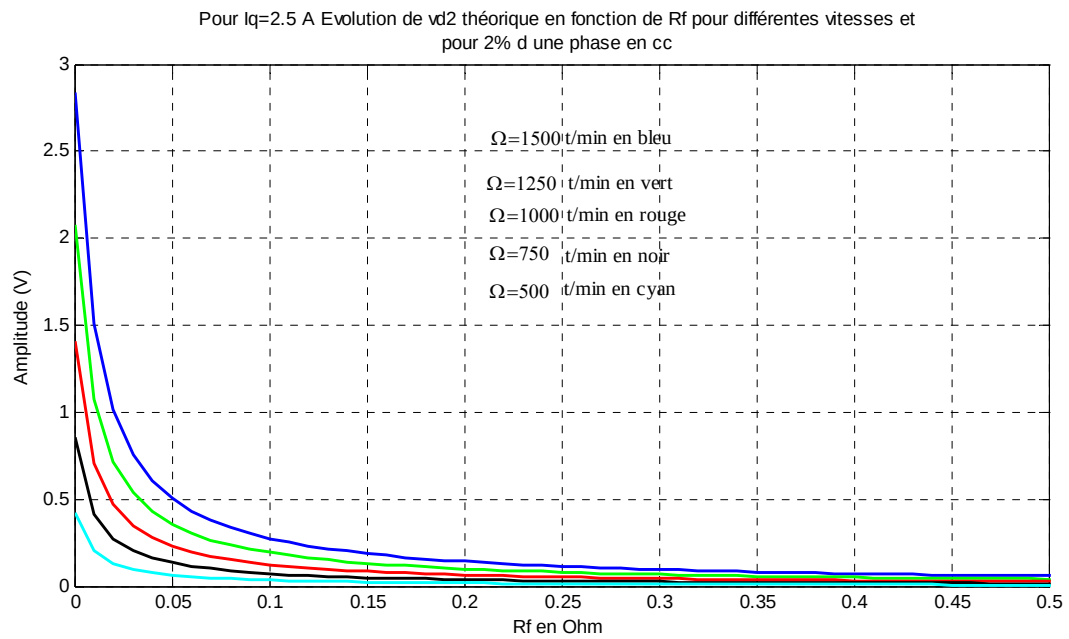


Figure 4-30: Evolution de v_{d2} pour 2% d'une phase court-circuitée avec une résistance R_f comprise entre 0Ω et 10Ω et $i_q=2,5$ A.

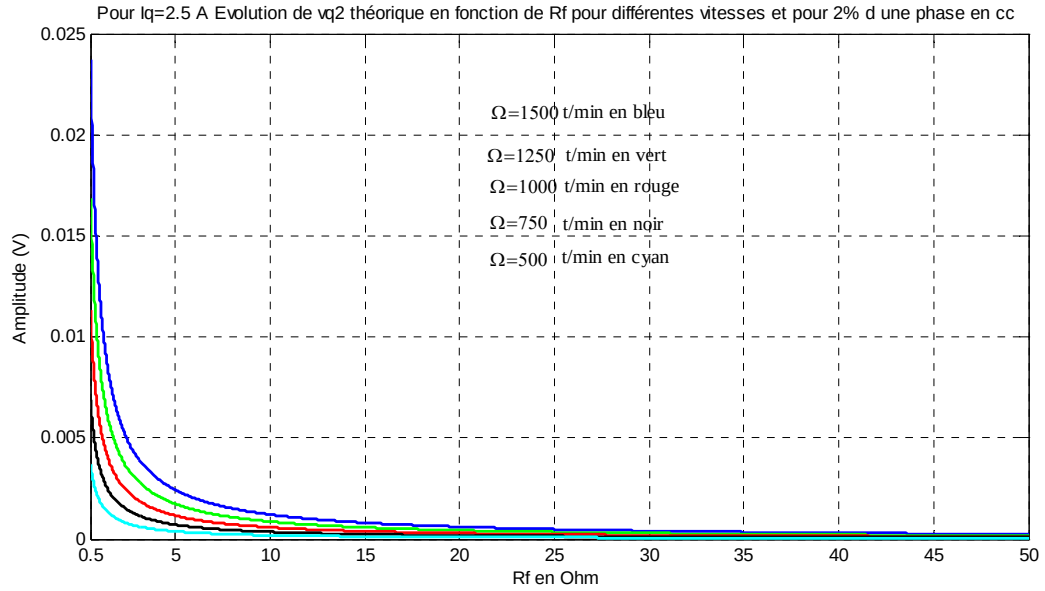


Figure 4-31: Evolution de v_{q2} pour 2% d'une phase court-circuitée avec une résistance R_f comprise entre 10Ω et 50Ω et $i_q=2,5$ A.

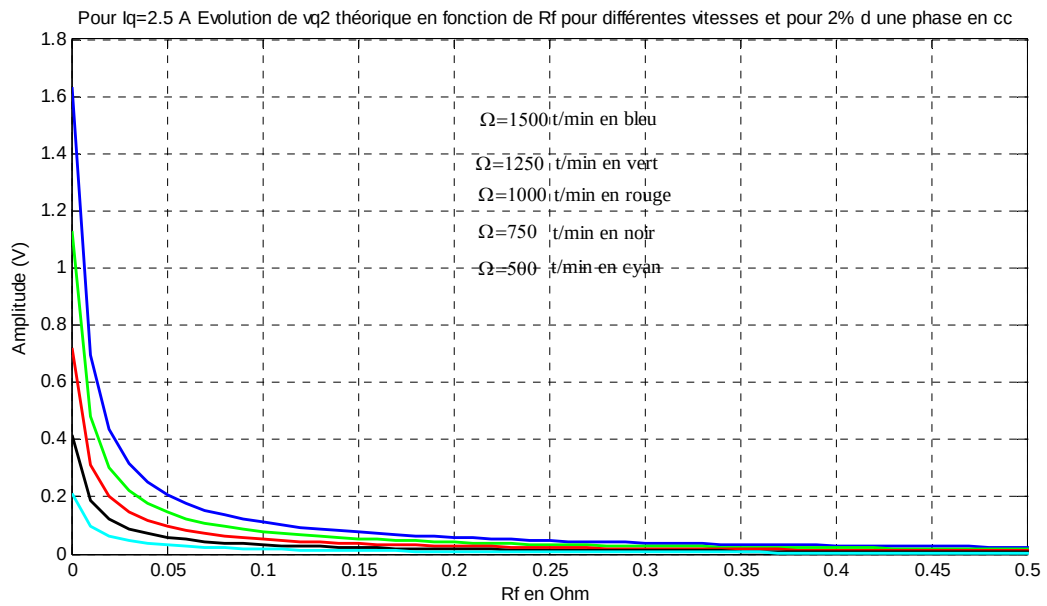


Figure 4-32: Evolution de v_{q2} pour 2% d'une phase court-circuitée avec une résistance R_f comprise entre 0Ω et 10Ω et $i_q=2,5$ A.

Si les hypothèses faites sur la vitesse et sur le courant i_q restent valables, nous pouvons dire que les grandeurs v_{d2} et v_{q2} pourront être utilisées de façon fiable pour détecter un défaut de court-circuit inter-spires pour un faible nombre de spire en court-circuitées, lorsque le défaut sera suffisamment sévère (résistance R_f qui tend vers 0)

Nous rappelons, que pour une machine réelle même saine, il faut aussi tenir compte du fait qu'elle présente toujours un déséquilibre de construction, cela signifie qu'a priori lorsqu'une machine est saine les amplitudes de v_{d2} et de v_{q2} ne sont pas nulles.

Nous pouvons aussi montrer que l'évolution des amplitudes de v_{d2} et de v_{q2} sont peu sensibles aux variations de i_q (en restant dans le cadre de l'hypothèse i_q constant).

4.3 Méthodes de détection de défaut d'isolation inter-spires

Dans cette partie, nous allons proposer des indicateurs de défaut permettant de détecter les défauts inter-spires. Pour cela nous utiliserons les informations obtenues à l'aide du modèle présenté dans la partie 4.2, mais aussi à l'aide de résultats de simulation, la première méthode proposée sera basée sur la notion de puissance instantanée, afin d'améliorer les performances de cette première méthode un deuxième indicateur sera proposé basé sur l'évaluation du module de l'harmonique deux de tension.

4.3.1 Principe des méthodes

Comme nous l'avons montré dans les paragraphes précédents de ce chapitre, lorsqu'il apparaît un défaut au stator d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée en boucle fermée (voir Figure 4-33), il apparaît dans les tensions d'alimentation exprimées dans le repère du rotor (v_d et v_q) des harmoniques de rang deux et quatre (fréquences égales à deux fois et quatre fois la fréquence de la tension d'alimentation).

A un point de fonctionnement donné, une évolution de l'amplitude de l'harmonique de rang deux des tensions (v_d , v_q) traduit la présence d'un défaut d'isolation inter-spires de l'enroulement statorique si :

- La composante homopolaire du courant est nulle (pour avoir des courants équilibrés).
- Il n'y a pas de défauts mécaniques ayant pour conséquence l'apparition d'harmonique de rang deux.

On peut rappeler que de façon générale un indicateur de défaut (électrique ou mécanique) n'est pas utilisé seul, il doit être couplé à d'autres indicateurs. Ensuite l'utilisation de ces indicateurs peut être gérée à l'aide d'outils logiciels de diagnostic utilisant par exemple la reconnaissance de forme, on peut notamment citer les outils développés par le laboratoire AMPERE [1-23], [1-32], [4-4].

Concernant les courants (i_d et i_q) eux aussi comportent des harmoniques de rang deux dus à la présence du défaut, il faut préciser que cette présence d'harmonique deux est directement reliée à la bande passante du système bouclé notamment à celle des régulateurs et au type de régulation utilisé.

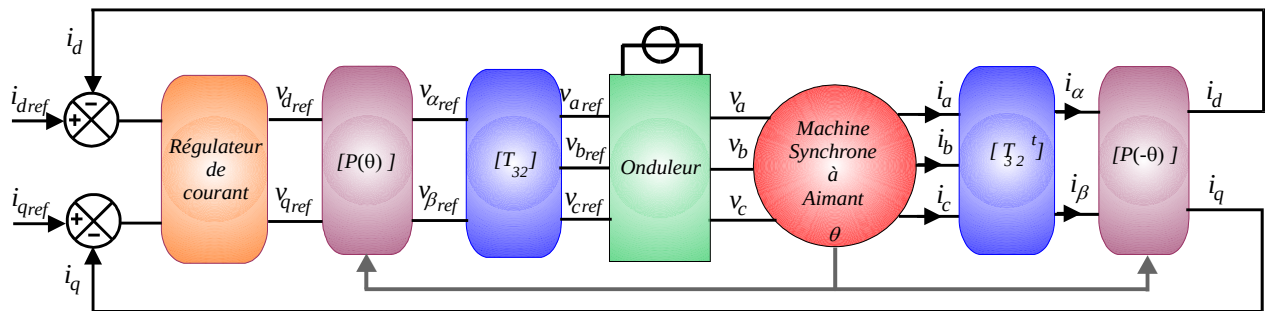


Figure 4-33: Schéma de régulation en courant d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension

Résultats de simulation :

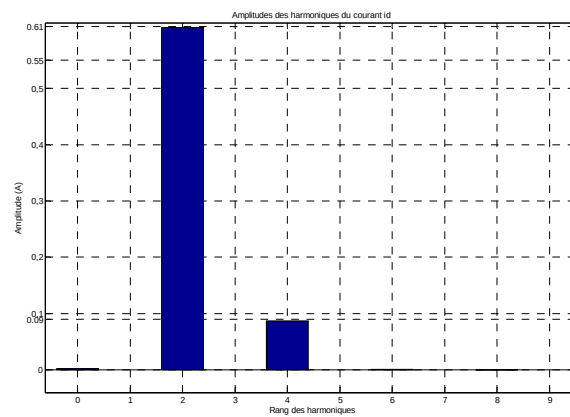


Figure 4-34 :Spectre de i_d - MSAP $\Omega=3000$ tr/minute - $i_q=2,5A$ - $R_f=1\Omega$
Régulation de courant

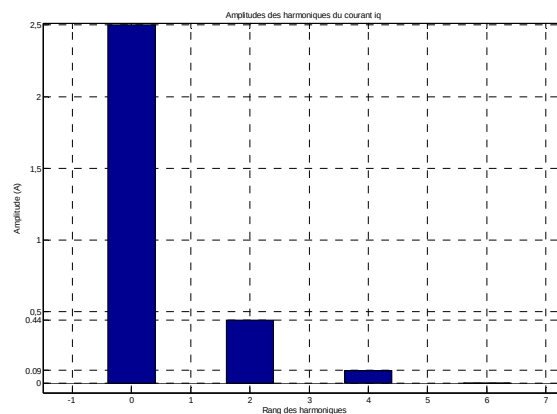


Figure 4-35 :Spectre de i_q - MSAP $\Omega=3000$ tr/minute - $i_q=2,5A$ - $R_f=1\Omega$
Régulation de courant

Considérons maintenant le cas d'une machine synchrone à aimant régulée en vitesse dont le schéma de principe est rappelé sur la Figure 4-36 :

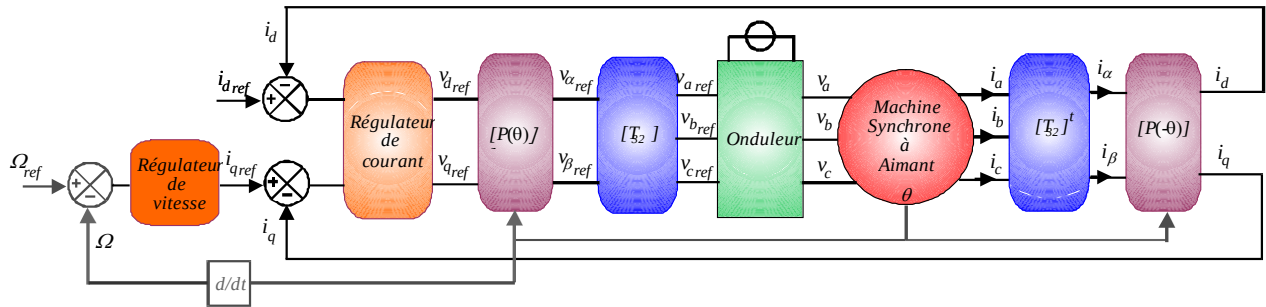


Figure 4-36 : Schéma de régulation en vitesse d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension.

Si le régulateur de vitesse arrive à imposer la vitesse, à la fois les tensions (v_d , v_q) et le courant i_q contiendront l'harmonique de rang deux.

Pour une régulation de vitesse le taux d'harmonique de rang deux dans le courant i_q sera supérieur à celui rencontré dans le cas d'une régulation de courant (voir Figure 4-37).

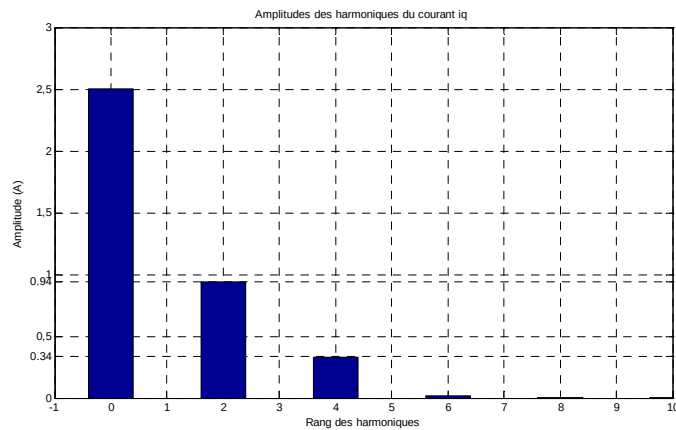


Figure 4-37 : Spectre de i_q - MSAP $\Omega=1500$ tr/minute - $i_q=2,5A$ - $R_f=5\Omega$
Régulation de vitesse

Nous avons montré que des effets d'un tel défaut sont l'apparition et l'augmentation des harmoniques deux et quatre des tensions v_d , et v_q . Nous avons vu aussi d'après les résultats de simulation que les courants i_d , et i_q eux aussi sont perturbés surtout en régulation de vitesse (apparition d'harmonique de rang deux).

La grandeur physique qui contient à la fois les informations contenues dans les tensions et les courants est la puissance active instantanée, dans ce qui suit nous allons voir dans quelle mesure cette grandeur physique peut-être utilisée pour créer un indicateur de défaut en temps réel sans ajouter de capteur supplémentaire à notre système.

4.3.2 Puissance active instantanée et son image

Dans cette partie nous allons présenter les propriétés de cette puissance et envisager son utilisation comme indicateur de défaut de court-circuit inter-spires sur MSAP [4-7].

4.3.2.1 Définition.

On rappelle ici l'expression de la puissance instantanée :

La puissance active instantanée est donnée par :

$$p(t) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q \quad (4.66)$$

D'un point de vue pratique, il est préférable d'utiliser les tensions de références (v_{dref}, v_{qref}) issues des régulateurs (voir Figure 4-33 et Figure 4-36) à la place des tensions (v_d, v_q), car elles sont nettement moins bruitées (absence de découpage de l'onduleur) et ne nécessite pas l'utilisation de capteur supplémentaire.

En considérant l'onduleur comme un gain pur alors la relation qui lie (v_{dref}, v_{qref}) aux tensions (v_d, v_q) est la suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

Avec G gain de l'onduleur.

On appellera $Im_p(t)$ l'image de la puissance instantanée active :

$$Im_p(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} = v_{dref} \cdot i_d + v_{qref} \cdot i_q \quad (4.68)$$

4.3.2.2 Propriétés.

Considérons le cas d'une machine synchrone à aimant à force électromotrice sinusoïdale alimentée par un onduleur de tension avec une régulation de vitesse.

Considérons que cette machine est déséquilibrée, que la consigne du courant i_d est nulle en utilisant les résultats de simulation on peut dire que les courants sont de la forme :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{d2}) \\ I_{q0} + I_{q2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{q2}) \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

avec I_{q0} composante continue du courant i_q , $I_{q2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{q2})$ et $I_{d2} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi_{d2})$ respectivement les composantes harmoniques des courants i_q et i_d à deux fois la fréquence des composantes fondamentales des tensions d'alimentation dans le repère statorique.

$$\begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dref0} + V_{dref2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{d2}) \\ V_{qref0} + V_{qref2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{q2}) \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

avec V_{dref0} , V_{qref0} , $V_{dref2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{d2})$ et $V_{qref2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{q2})$ respectivement les composantes continues et composantes harmoniques des tensions v_{dref} et v_{qref} à deux fois la fréquence des composantes fondamentales des tensions d'alimentation dans le repère statorique ($f = \frac{\omega}{2 \cdot \pi}$).

On peut ainsi très facilement montrer que $Im_p(t)$ (image de la puissance active instantanée) contient une composante harmonique de pulsation $2 \cdot \omega$ (avec en utilisant (4.68), (4.69) et (4.70))

$$\begin{aligned} Im_p(t) = & V_{qref0} \cdot I_{q0} + \frac{1}{2} \cdot V_{qref2} \cdot I_{q2} \cdot \cos(\phi_{q2} - \phi_{q2}) + \frac{1}{2} \cdot V_{dref2} \cdot I_{d2} \cdot \cos(\phi_{q2} - \phi_{q2}) \\ & + V_{qref2} \cdot I_{q0} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{q2}) + V_{dref0} \cdot I_{d2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{d2}) + V_{qref0} \cdot I_{q2} \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \phi_{q2}) \\ & - \frac{1}{2} \cdot V_{qref2} \cdot I_{q2} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t + \phi_{q2} + \phi_{q2}) - \frac{1}{2} \cdot V_{dref2} \cdot I_{d2} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t + \phi_{d2} + \phi_{d2}) \end{aligned} \quad (4.71)$$

Dans la relation (4.71) on peut remarquer la présence d'une composante continue, d'harmonique de rang 2 et d'harmonique de rang 4.

On peut dire qu'en cas de défaut inter-spires il y a toujours présence d'harmonique de rang 2 de rang 4 dans la puissance instantanée et dans son image.

Résultats de simulation

□ Cas de la régulation de courant

$n_{moyenne} = 1500$ tr/min et $i_q = 2,5$ A	$R_f = 35 \Omega$	$R_f = 20 \Omega$	$R_f = 10 \Omega$	$R_f = 5 \Omega$
Amplitude de l'harmonique 2 de Im_p	0,213	0,362	0,707	1,433
Amplitude de l'harmonique 4 de Im_p	0,113	0,190	0,353	0,602

□ Cas de la régulation de vitesse

n=1500 tr/min et $i_{q\text{moyen}}=2,5$ A	$R_f=35 \Omega$	$R_f=20 \Omega$	$R_f=10\Omega$	$R_f=5\Omega$
Amplitude de l'harmonique 2 de Im_p	10,55	18,5	37,1	74,9
Amplitude de l'harmonique 4 de Im_p	4,36	7,56	14,66	26,41

Nous constatons que les amplitudes des harmoniques de Im_p ont des valeurs plus faibles pour la régulation de courant, ce qui nous laisse envisager des difficultés pour extraire ces données dans le cadre expérimental.

Nous constatons aussi quel que soit le type de régulation, que l'harmonique deux de Im_p augmente avec la sévérité du défaut et avec la même sensibilité. (Lorsque l'on divise R_f par deux, on multiplie l'amplitude de l'harmonique 2 de Im_p par 2 pour les deux types de régulation).

Remarque : En réalité même une machine saine sortant d'usine possède un déséquilibre de construction, il faudra donc définir un seuil pour détecter un défaut.

4.3.3 Indicateurs de défaut basés sur la notion de puissance

4.3.3.1 Principe et traitement du signal.

Les résultats de simulation montrent que les présences des harmoniques deux et quatre dans la puissance instantanée sont bien des signatures du déséquilibre statorique, en l'absence d'autres défauts, cela constitue donc une signature des défauts inter-spices.

Le traitement de signal que nous allons choisir doit nous permettre d'extraire une signature du défaut inter-spices, celle-ci doit être la plus sensible possible. En regardant l'équation (4.41) il est évident que l'harmonique de puissance à $2 \cdot f$ (f fréquence des courants) possède une valeur plus élevée que l'harmonique à $4 \cdot f$, donc plus facile à extraire du bruit, nous concentrerons donc notre effort sur l'extraction de l'harmonique à $2 \cdot f$.

De plus dans le cas d'une machine réelle l'harmonique de rang quatre de puissance instantanée peut aussi avoir pour origine des harmoniques de f.e.m de rang 6 (dans le repère tournant d,q) (souvent le cas pour les machines à aimants saines), ce qui limite aussi l'intérêt de l'utilisation de cet harmonique de puissance comme signature de défaut.

La première solution envisageable consiste à utiliser un filtre passe-bande centré sur $2 \cdot f$ et extraire l'harmonique de rang deux, cependant expérimentalement cette méthode ne donne pas de bons résultats.

Au lieu de travailler directement avec le signal de puissance instantanée, on en reconstitue artificiellement l'harmonique à $2 \cdot f$ à partir des différents signaux qui le constitue, c'est à dire à partir des valeurs moyennes et des harmoniques de rang deux de v_{dref} , v_{qref} ainsi que de i_q et i_d .

Remarque : Pour avoir un fonctionnement fiable, il faut éviter les saturations des régulateurs délivrant les signaux v_{dref} et v_{qref} , l'utilisation de système anti-wind up est recommandée.

La signature primaire de défaut basée sur les remarques précédentes voudrait que nous remultiplions les harmoniques deux des tensions avec les valeurs moyennes des courants correspondants et inversement (valeurs moyennes des tensions multipliées avec les harmoniques deux des courants).

Si on utilise les notations suivantes :

- $Im_{p2}(t)$: Harmonique de rang deux de l'image de la puissance instantanée.
- v_{dref0} : Valeur moyenne de la tension de référence d'axe d délivrée par le régulateur de courant.
- v_{qref0} : Valeur moyenne de la tension de référence d'axe q délivrée par le régulateur de courant.
- v_{dref2} : Harmonique de rang deux de la tension de référence d'axe d délivrée par le régulateur de courant.
- v_{qref2} : Harmonique de rang deux de la tension de référence d'axe q délivrée par le régulateur de courant.
- i_{d0} : Valeur moyenne du courant d'axe d (0 dans notre stratégie de commande)
- i_{q0} : Valeur moyenne du courant d'axe q.
- i_{d2} : Harmonique de rang deux du courant d'axe d.
- i_{q2} : Harmonique de rang deux du courant d'axe q.

$$Im_{p2}(t) = v_{dref0} i_{d2} + v_{dref2} i_{d0} + v_{qref0} i_{q2} + v_{qref2} i_{q0} \quad (4.72)$$

Ce qui n'apporte pas beaucoup de changement par rapport à la première méthode.

Notre volonté est de rendre cette signature de défaut la plus sensible possible à la présence du défaut. Or les signaux i_{d2} , v_{dref2} , i_{q2} , v_{qref2} sont a priori déphasés.

Alors afin de maximiser leurs impacts respectifs nous proposons l'indicateur suivant [4-6]:

Image de l'harmonique deux de puissance active instantanée maximisée définit par la relation (4.73)

$$Im_{p2} \max = |v_{dref0} \cdot i_{d2}| + |v_{dref2} \cdot i_{d0}| + |v_{qref0} \cdot i_{q2}| + |v_{qref2} \cdot i_{q0}| \quad (4.73)$$

Nous avons commencé par relever les valeurs de $Im_{p2} max$ pour une résistance R_f infinie (la machine est saine), ce qui constitue le seuil de détection des défauts de court-circuit (en l'absence d'autres défauts).

Toutes les mesures sont réalisées en régime permanent.

Ci-dessous les résultats obtenus pour un fonctionnement en régulation de courant :

Sur les figures ci-dessous la vitesse indiquée correspond à la vitesse moyenne de la machine

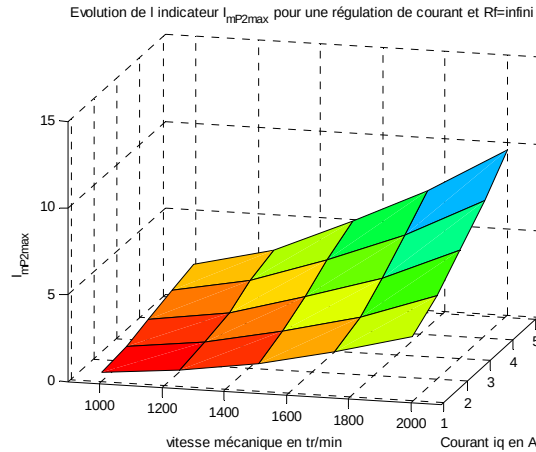
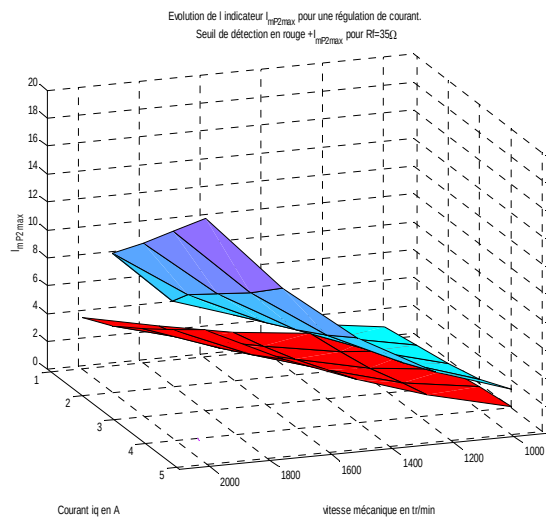
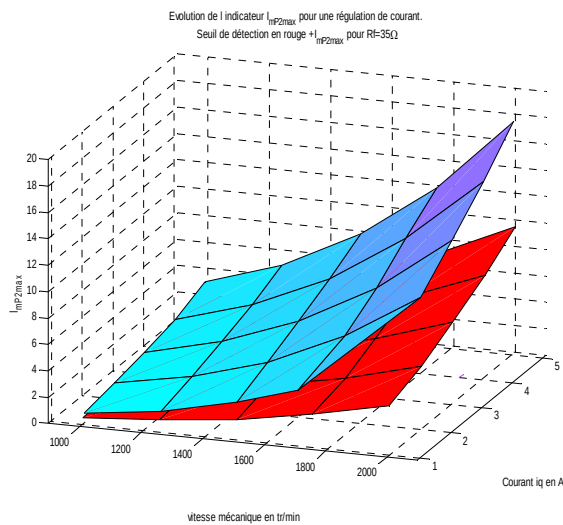
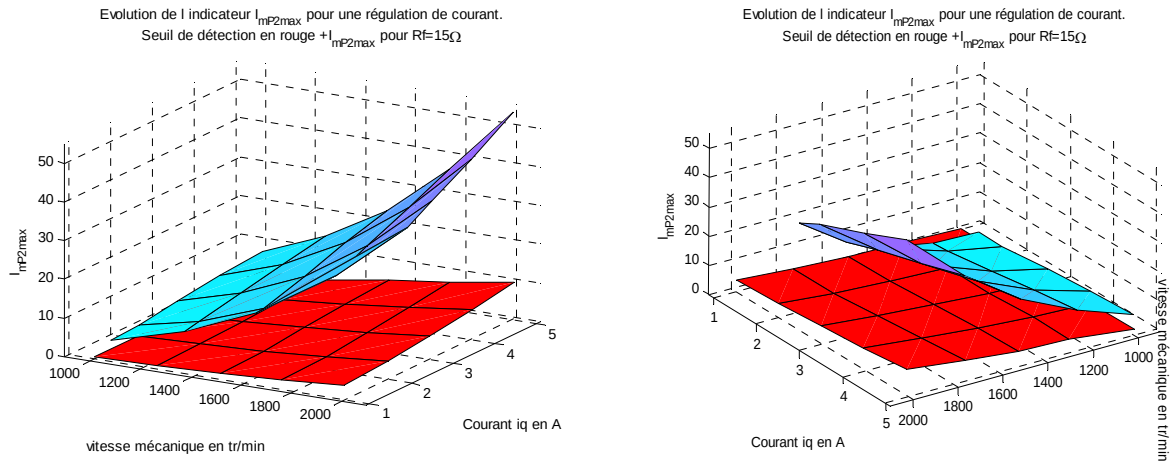


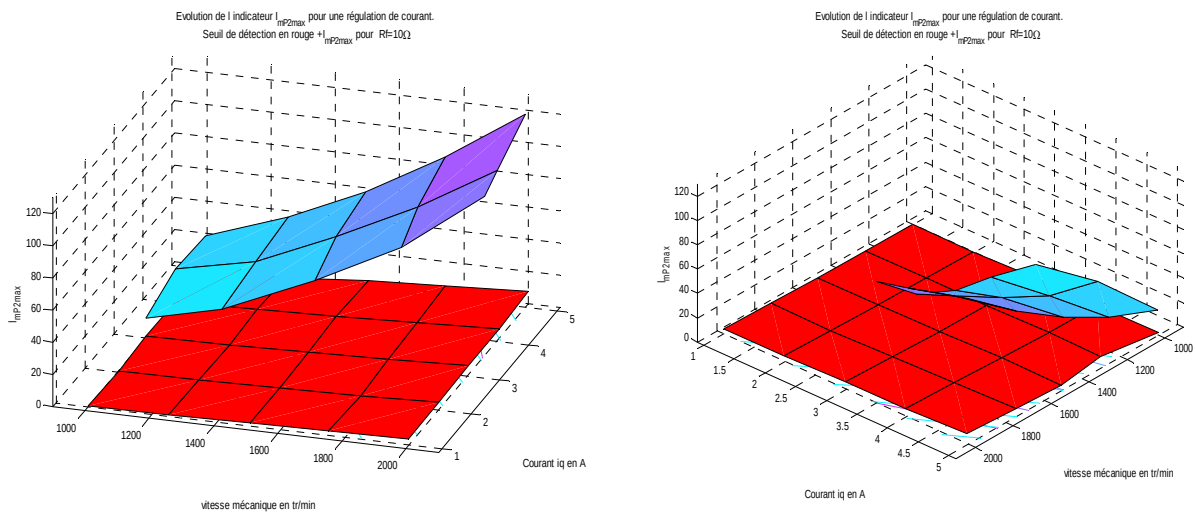
Figure 4-39 : Evolution de $Im_{p2} max$ pour une machine saine ($R_f = \infty$) pour différents points de fonctionnement. Seuil de détection des défauts.



Figures 4-40 : Evolution de $Im_{p2} max$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f = 35 \Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-41 : Comparaison de I_{mP2max} pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=15\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-42 : Comparaison de I_{mP2max} pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=10\Omega$ pour différents points de fonctionnement.

On remarque que la surface pour $R_f=10\Omega$ est plus petite car certains points de fonctionnement n'étaient pas accessibles à la mesure.

Ci-dessous les résultats obtenus pour un fonctionnement en régulation de vitesse :

Sur les figures ci-dessous le courant indiqué correspond au courant i_q moyen

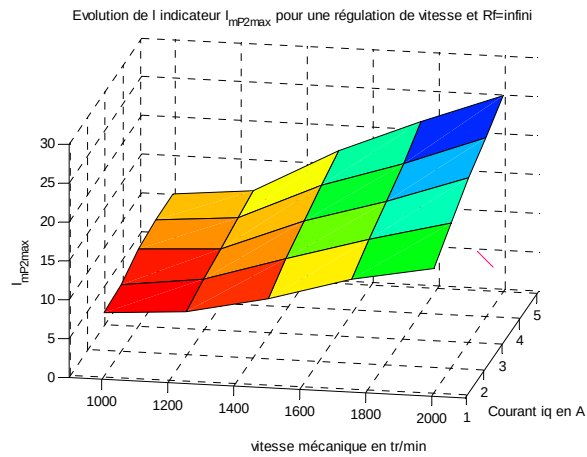
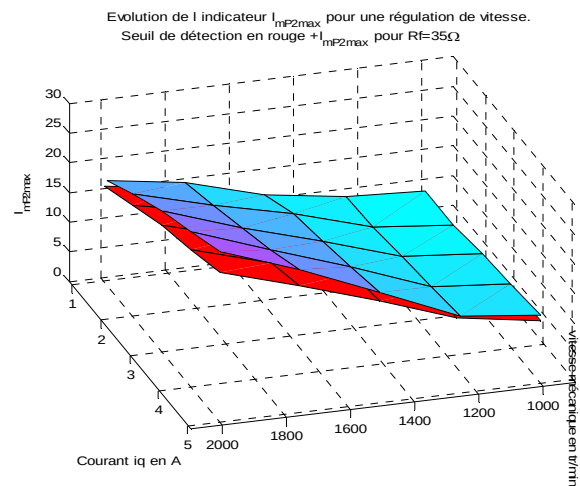
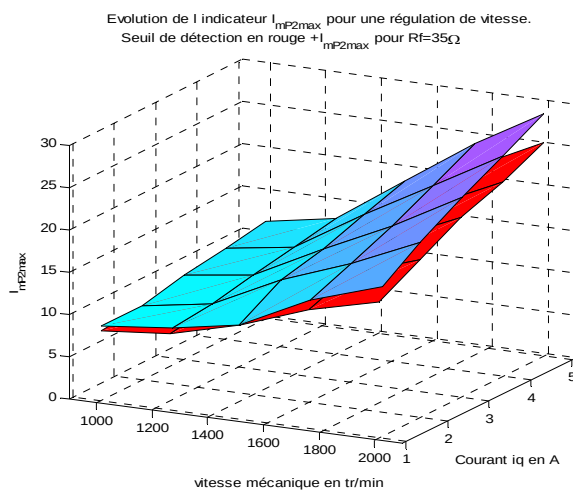
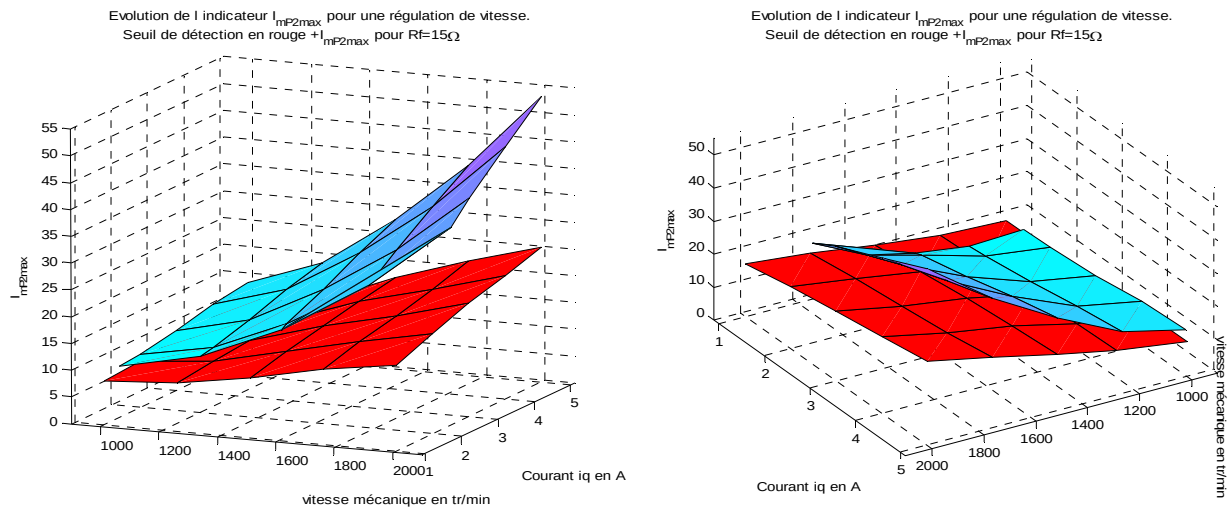


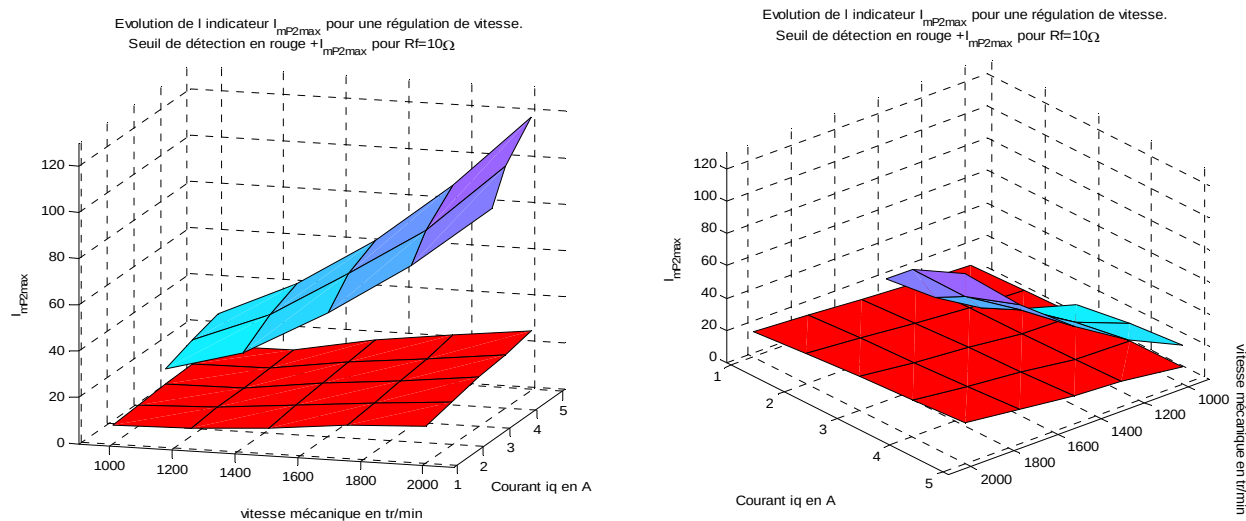
Figure 4-43 : Evolution de I_{mP2max} pour une machine saine ($R_f = \infty$) pour différents points de fonctionnement. Seuil de détection des défauts.



Figures 4-44 : Comparaison de I_{mP2max} pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f = 35\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-45 : Comparaison de I_{mp2max} pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=15\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-46 : Comparaison de I_{mp2max} pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=10\Omega$ pour différents points de fonctionnement.

La distinction entre le mode de fonctionnement sain et le mode de fonctionnement en défaut peut se faire plus facilement en régulation de courant qu'en régulation de vitesse (pour un défaut moins sévère autrement dit pour une résistance R_f plus grande)

Quel que soit le mode de régulation, la détection du défaut court-circuit peut-être faite en ligne sans capteur supplémentaire par rapport à une commande classique. Cependant cette détection nécessite la détermination expérimentale d'un seuil. Cette détermination doit se faire avec des réglages des régulateurs figés. Cette détermination du seuil constitue l'inconvénient majeur de la méthode, sur-

tout qu'il faut en déterminer deux si on en envisage le fonctionnement de la machine en régulation de courant ainsi qu'en régulation de vitesse.

La mise en œuvre peut-être faite relativement simplement en remplaçant le seuil expérimental par une ou plusieurs surfaces simples dont nous connaissons les équations et qui majorent le seuil expérimental. Il suffit ensuite de comparer en temps réel la valeur de l'indicateur de défaut et la valeur du seuil calculé.

4.3.4 Module de l'harmonique deux du vecteur tension de référence

4.3.4.1 Principe et traitement du signal.

Nous avons vu que pour la méthode de détection précédente ($Im_{p2} max$), la distinction entre état sain et état en défaut de la machine se fait plus facilement pour une régulation de courant que pour une régulation de vitesse.

Afin de minimiser cette différence, nous avons analysé les deux types de régulation et ses conséquences lorsqu'une machine saine présente un déséquilibre important (voir des défauts mécaniques).

Pour une régulation de courant, le courant i_q est quasi-constant et la vitesse possède des oscillations, pour une régulation de vitesse, la vitesse est quasi constante et le courant i_q possède des oscillations.

Afin de limiter l'influence des oscillations du courant i_q dans nos indicateurs lorsque la machine est saine, nous allons proposer un indicateur qui ne dépend pas du courant i_q explicitement.

De plus afin de minimiser l'impact des oscillations de vitesse, nous allons utiliser une autre technique pour traiter les signaux v_{qref} et v_{dref} .

Pour présenter les propriétés de la méthode nous nous baserons sur les résultats obtenus dans la partie 4.2. En présence de défaut inter-spires, pour un courant i_q constant et une vitesse constante nous avons montré au paragraphe 4.2.3.4 que les harmoniques de rang quatre des tensions forment un système diphasé de tension inverse équilibré.

En ce qui concerne les harmoniques de rang deux des tensions, nous avons montré au paragraphe 4.2.3.7 qu'ils forment un système déséquilibré de tension, ce déséquilibre étant uniquement dû à la présence d'harmonique trois dans la f.e.m.

Alors le système de tension formé par les harmoniques de rang deux, peut être artificiellement décomposé en une somme d'un système diphasé inverse équilibré (qui est dû uniquement aux termes provenant du fondamental du courant de défaut i_f) et d'un système diphasé équilibré direct (qui est dû uniquement aux termes provenant de l'harmonique trois du courant de défaut i_f , ayant pour origine la présence d'harmonique trois de f.e.m) voir les relations (4.59) et (4.61).

Ces dernières remarques nous permettent de réécrire les tensions de référence sous la forme suivante (sachant que ce sont des images des tensions de la machine).

$$\begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dref0} \\ v_{qref0} \end{bmatrix} + v_{dqref21} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq21}) \\ -\sin(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq21}) \end{bmatrix} + v_{dqref23} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq23}) \\ \sin(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq23}) \end{bmatrix} + v_{dqref4} \cdot \begin{bmatrix} \cos(4 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq4}) \\ -\sin(4 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq4}) \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

$v_{dqref21}$ représente l'amplitude des harmoniques deux de v_{qref} et v_{dref} dû à la composante fondamentale de i_f (courant de défaut) lorsque $\dot{\theta}(t) = \text{constante}$ (pas d'oscillation de vitesse).

Un moyen d'extraire $v_{dqref21}$ est de faire subir une rotation d'angle $2 \cdot \theta(t)$ à (4.74) (en effet les termes variables dans l'expression (4.74) forment des vecteurs) puis de réaliser un filtrage passe-bas.

C'est à dire :

$$[P(2 \cdot \theta(t))] \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2 \cdot \theta(t)) & -\sin(2 \cdot \theta(t)) \\ \sin(2 \cdot \theta(t)) & \cos(2 \cdot \theta(t)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} \quad (4.75)$$

$$\begin{aligned} [P(2 \cdot \theta(t))] \cdot \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} &= v_{dqref21} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{dq21}) \\ -\sin(\varphi_{dq21}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dref0} \cdot \cos(2 \cdot \theta(t)) - v_{qref0} \cdot \sin(2 \cdot \theta(t)) \\ v_{dref0} \cdot \sin(2 \cdot \theta(t)) + v_{qref0} \cdot \cos(2 \cdot \theta(t)) \end{bmatrix} \\ &+ v_{dqref23} \cdot \begin{bmatrix} \cos(4 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq23}) \\ \sin(4 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq23}) \end{bmatrix} + v_{dqref4} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq4}) \\ -\sin(2 \cdot \theta(t) + \varphi_{dq4}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.76)$$

Si on applique un filtrage passe-bas à l'expression (4.76) on obtient deux signaux continus tel que :

$$\begin{bmatrix} v'_{dref2} \\ v'_{qref2} \end{bmatrix} = v_{dqref21} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{dq21}) \\ -\sin(\varphi_{dq21}) \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

Le déphasage φ_{dq21} n'est pas connu a priori, il dépend de la vitesse, des paramètres de la machine en défaut (On peut avoir son expression à l'aide de la relation (4.56) ou (4.61)), afin de faire disparaître cette grandeur, on calcule le module de "l'harmonique deux des tensions de référence dû à la composante fondamentale de i_f " tel que :

$$V_{ref2mod} = \sqrt{v'^2_{dref2} + v'^2_{qref2}} = v_{dqref21} \quad (4.78)$$

Cette dernière grandeur constituant un nouvel indicateur de défaut, nous présenterons les résultats expérimentaux dans le paragraphe suivant. Pour les deux types de régulation les seuils de détection devraient être plus proche.

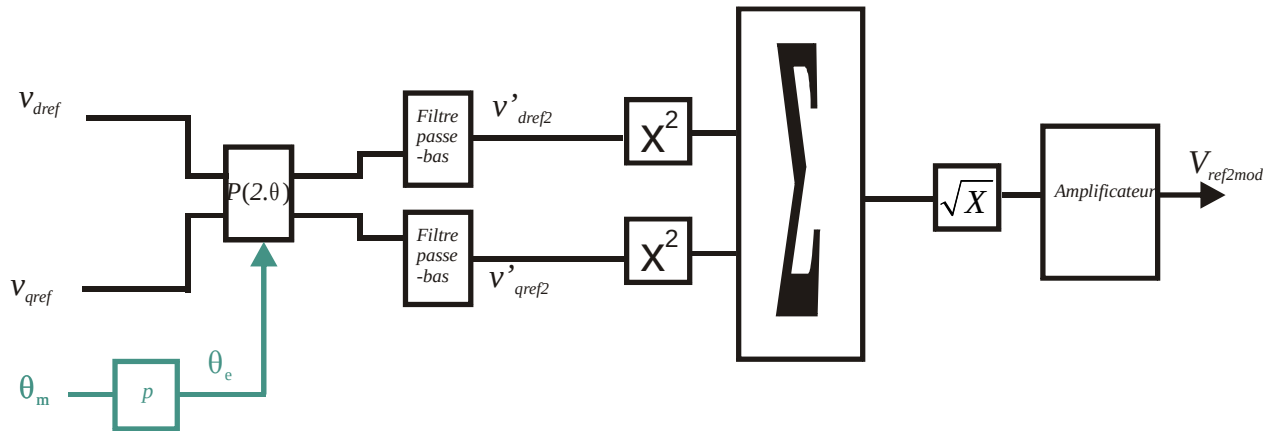


Figure 4-47 : Schéma de principe de l'extraction de la signature de $V_{ref2mod}$.

Remarque : Un indicateur de même type est évoqué dans [4-8], mais il n'a pas été étudié, ni mis en œuvre à notre connaissance.

Remarque : A priori cet indicateur sera peu sensible à la présence d'harmonique trois dans la f.e.m de la machine.

4.3.3.2 Résultats expérimentaux.

Dans cette partie nous présentons des résultats expérimentaux obtenus à l'aide de la MSAP présentée dans l'annexe A.

Nous avons relevé l'évolution de l'indicateur $V_{ref2mod}$ lorsque nous court-circuitons une demi-phase de la machine avec une résistance R_f que nous faisons varier. Nous avons réalisé les tests pour deux types de régulation (régulation de courant et régulation de vitesse).

Toutes les mesures sont faites pour des points de fonctionnement définis par un couple de valeur $i_{q_{moyen}}$ (courant i_q moyen) et $\Omega_{méca_moyen}$ (vitesse mécanique moyenne).

Nous avons commencé par relever les valeurs de $V_{ref2mod}$ pour une résistance R_f infinie (la machine est saine), ce qui constitue le seuil de détection des défauts de court-circuit (en l'absence d'autres défauts).

Toutes les mesures sont réalisées en régime permanent.

Ci-dessous les résultats obtenus pour un fonctionnement en régulation de courant :

Sur les figures ci-dessous la vitesse indiquée correspond à la vitesse moyenne de la machine.

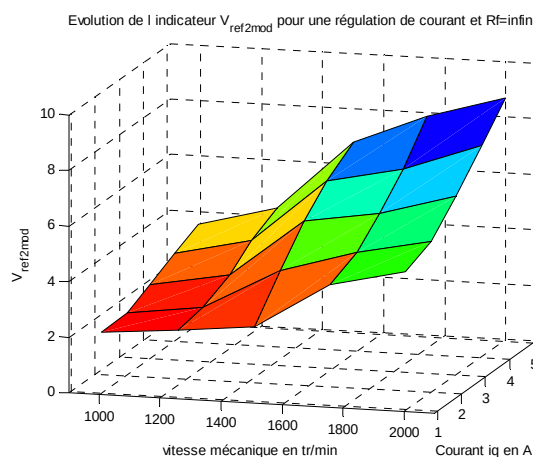
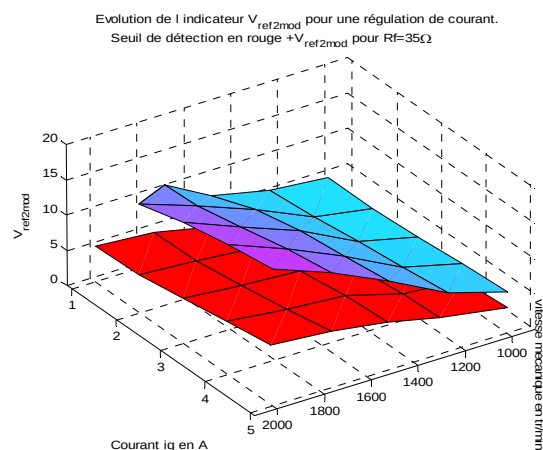
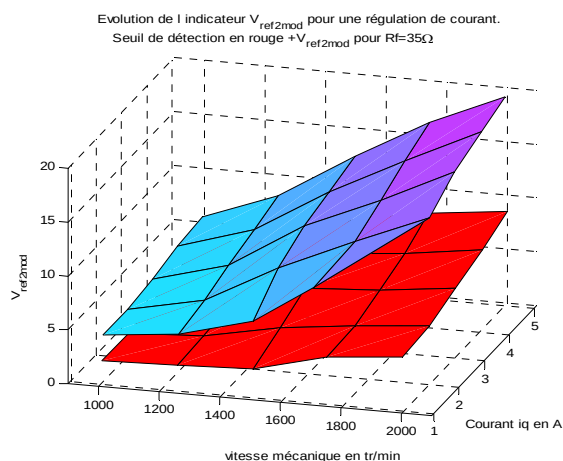
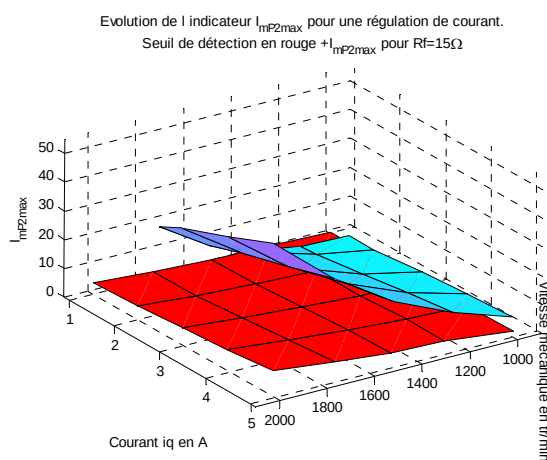
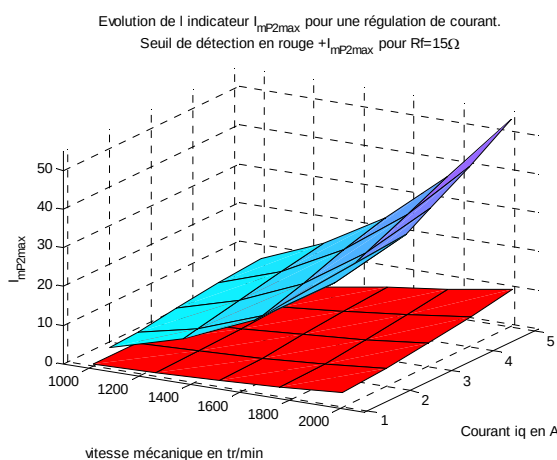


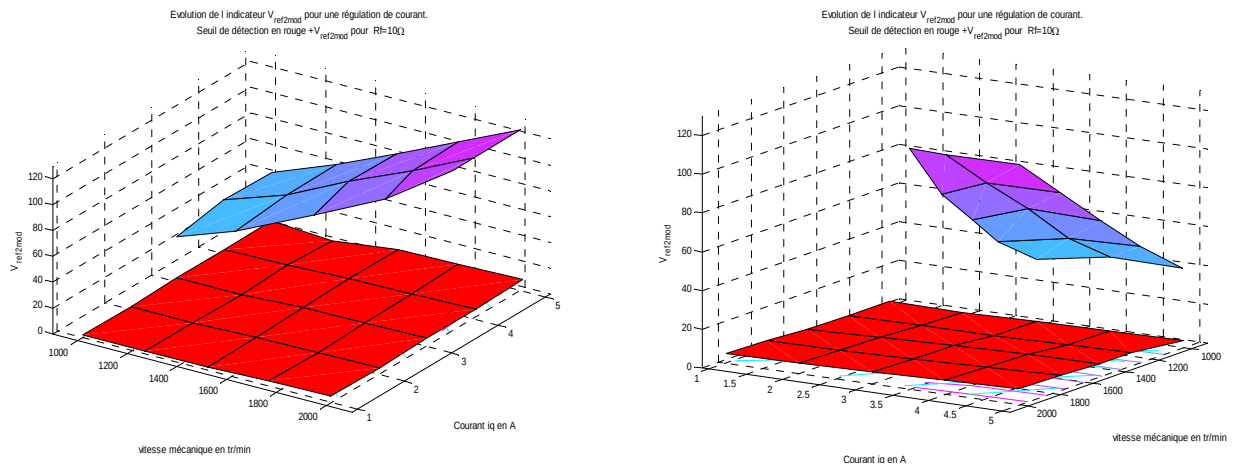
Figure 4-48 : Evolution de $V_{ref2mod}$ pour une machine saine ($R_f = \infty$) pour différents points de fonctionnement. Seuil de détection des défauts.



Figures 4-49 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f = 35\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-50 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f = 15\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-51 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=10\Omega$ pour différents points de fonctionnement.

Ci-dessous les résultats obtenus pour un fonctionnement en régulation de vitesse :

Sur les figures ci-dessous le courant indiqué correspond au courant i_q moyen

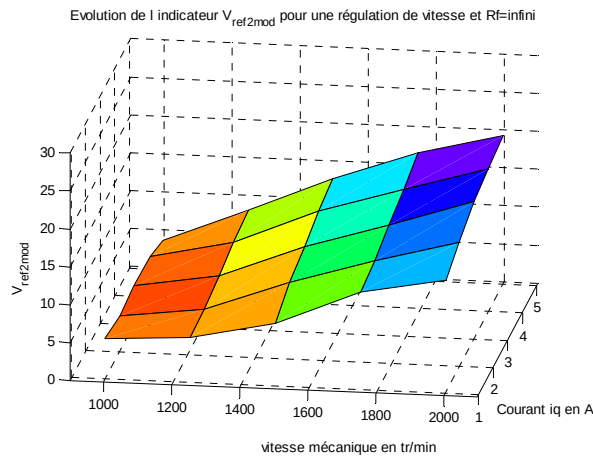
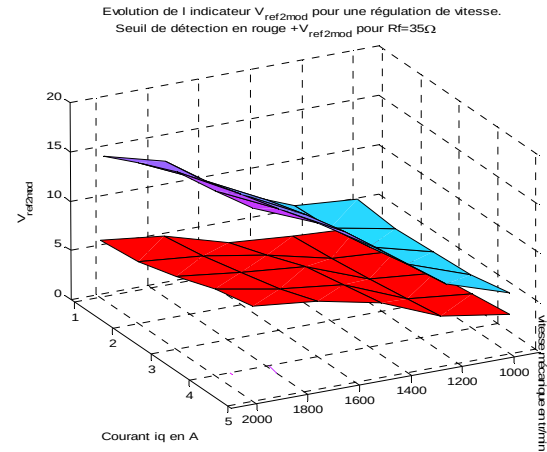
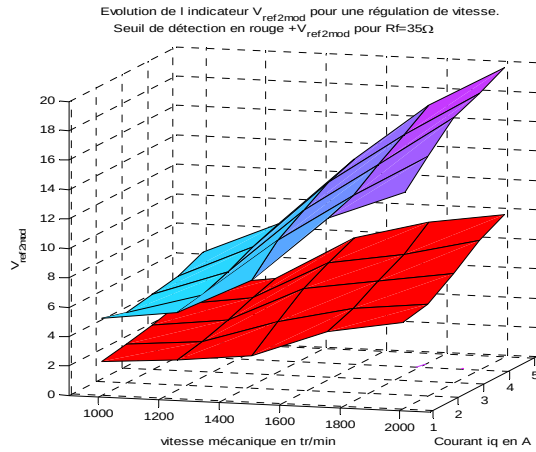
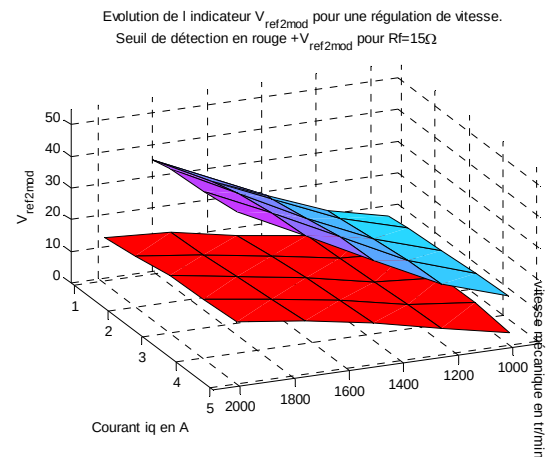
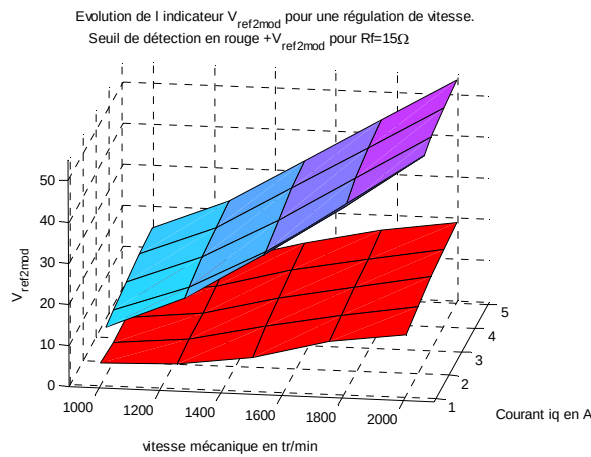


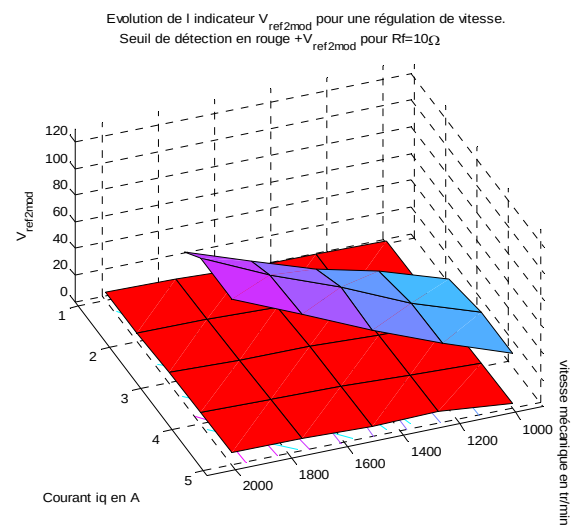
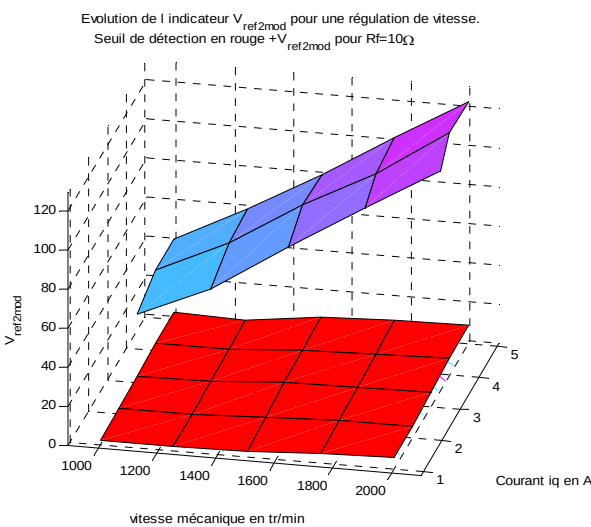
Figure 4-52 : Evolution de $V_{ref2mod}$ pour une machine saine ($R_f=\infty$) pour différents points de fonctionnement. Seuil de détection des défauts.



Figures 4-53 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=35\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-54 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=15\Omega$ pour différents points de fonctionnement.



Figures 4-55 : Comparaison de $V_{ref2mod}$ pour la machine saine (Seuil de détection) et pour $R_f=10\Omega$ pour différents points de fonctionnement.

Avec cette nouvelle méthode, il n'y a quasiment plus de différence entre les deux modes de régulation concernant l'indicateur de défaut, nous avons quasiment la même sensibilité dans les deux cas. L'objectif est atteint. La sensibilité (capacité à séparer un mode de fonctionnement sain par rapport à un fonctionnement en défaut) a été considérablement améliorée pour une commande en régulation de vitesse de la machine.

Avec ce dernier indicateur il est possible de détecter le défaut dans un état un peu moins avancé qu'avec la méthode $Im_{p2} max$.

De plus nous pouvons remarquer que pour les deux types de régulation (courant et vitesse) les seuils de détection sont très proches, d'un point de vue pratique la détermination d'un seul seuil peut suffire pour les deux types de régulation.

La mise en œuvre de cet indicateur peut se faire comme pour $Im_{p2} max$ avec les mêmes inconvénients concernant la détermination d'un seuil qui nécessite que les réglages des régulateurs soient figés.

Nous n'avons pas testé ces indicateurs de défaut de court-circuit inter-spires en présence de défaut mécanique autre que les défauts déjà présent sur la machine, ceci constitue une perspective à ce travail, une autre perspective est la détermination analytique du seuil de détection, celle-ci ne pourra se faire qu'avec une modélisation fine des déséquilibres électriques d'une machine saine.

4.4 Méthode de détection basées sur l'estimation de résistance approche théorique et simulation

4.4.1 Principe de la méthode

Dans cette partie la méthode que nous souhaitons utiliser pour détecter le défaut est basée sur une méthode d'identification de paramètre présentée au chapitre deux.

En effet lorsqu'une machine synchrone à aimants permanents présente un défaut inter-spires au stator, on peut affirmer que sa résistance statorique est modifiée. Dans le chapitre deux nous avons présenté des méthodes permettant d'estimer la résistance statorique d'une MSAP, l'idée ici est d'utiliser un de ces estimateurs et de l'appliquer pour surveiller l'évolution de la valeur de cette résistance au cours du temps.

Notre objectif est d'analyser la valeur de la résistance de la MSAP estimée en fonction de la sévérité du défaut, c'est à dire en faisant varier R_f la résistance qui modélise le défaut d'isolation inter-spires (voir Figure 4-2).

Des études ont déjà été menées sur ce sujet dans le cas du court-circuit franc [4-5]

Pour une machine saine en régime permanent la valeur de la résistance estimée converge vers une valeur donnée. Cette valeur ne correspond pas uniquement à la valeur de la résistance statorique, mais à la résistance de l'ensemble "Onduleur +stator de la MSAP" en effet l'estimation est réalisée à l'aide des tensions de référence de l'onduleur qui est modélisé par un gain.

Comme cela a déjà été signalé dans le premier chapitre, le défaut d'onduleur doit être détecté à l'aide d'un système dédié, si l'évolution de la résistance est causée par un défaut de l'onduleur, le système de surveillance dédié à ce système doit le signaler. En l'absence de défaut d'onduleur, une variation de la résistance pour un point de fonctionnement donné aura pour origine un défaut électrique.

Nous pouvons d'ores et déjà dire qu'il ne sera pas utile de prouver la convergence des algorithmes en présence d'un défaut, en effet une instabilité de l'estimateur de résistance peut faciliter la détection du défaut.

4.4.2 Analyse théorique

Les hypothèses que nous retiendrons pour cette analyse théorique sont les mêmes que celles faites au paragraphe 4.2.3.1, c'est à dire que les courants i_d et i_q sont parfaitement contrôlés ($i_q = I_q, i_d = 0$), ainsi que les oscillations de vitesse négligées.

Le schéma de principe d'une telle structure est rappelé sur la Figure 4-56

Lorsque l'estimateur converge on sait que le courant estimé est égal au courant mesuré, c'est à dire que $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ sont nuls (voir Figure 4-56) et d'après (2.15), on peut écrire que :

$$G_{ond} \cdot v_{qref} - p \cdot \Omega \cdot \Psi_{fdq} = \hat{R}_s \cdot I_q \quad (4.79)$$

Alors l'estimation de la résistance donne :

$$\hat{R}_s = \frac{G_{ond} \cdot v_{qref} - p \cdot \Omega \cdot \Psi_{fdq}}{I_q} = \frac{v_q - \omega \cdot \Psi_{fdq}}{I_q} \quad (4.80)$$

En présence de défaut inter-spires sur la phase a au stator d'une MSAP alimenté par une régulation de courant on a l'expression de v_q (4.61) obtenue au paragraphe 4.2.3.4

On remarquera $\Psi_{fdq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \psi_f$

On obtient alors :

$$\hat{R}_s = R + \frac{\frac{M_{faa} \cdot A_1 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_1}{2} + K_{c2} \cdot \cos(2 \cdot \theta) + K_{s2} \cdot \sin(2 \cdot \theta) + K_{c4} \cdot \cos(4 \cdot \theta) + K_{s4} \cdot \sin(4 \cdot \theta)}{I_q} \quad (4.81)$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_{c2} &= \left[\frac{M_{faa} \cdot \omega \cdot (3 \cdot A_3 - A_1) + R'_{a2a} \cdot (B_3 - B_1)}{2} \right] \\ K_{s2} &= \left[\frac{M_{faa} \cdot \omega \cdot (3 \cdot B_3 - B_1) + R'_{a2a} \cdot (A_1 - A_3)}{2} \right] \\ K_{c4} &= - \left[\frac{M_{faa} \cdot A_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_3}{2} \right] \\ K_{s4} &= \left[\frac{-M_{faa} \cdot B_3 \cdot 3 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot A_3}{2} \right] \end{aligned}$$

On remarque que la valeur estimée absorbe les termes provenant du défaut. Il apparaît des ondulations de résistance estimée variant comme des fonctions trigonométriques de $2 \cdot \theta$ et $4 \cdot \theta$. On constate donc l'apparition d'harmonique de rang deux et quatre.

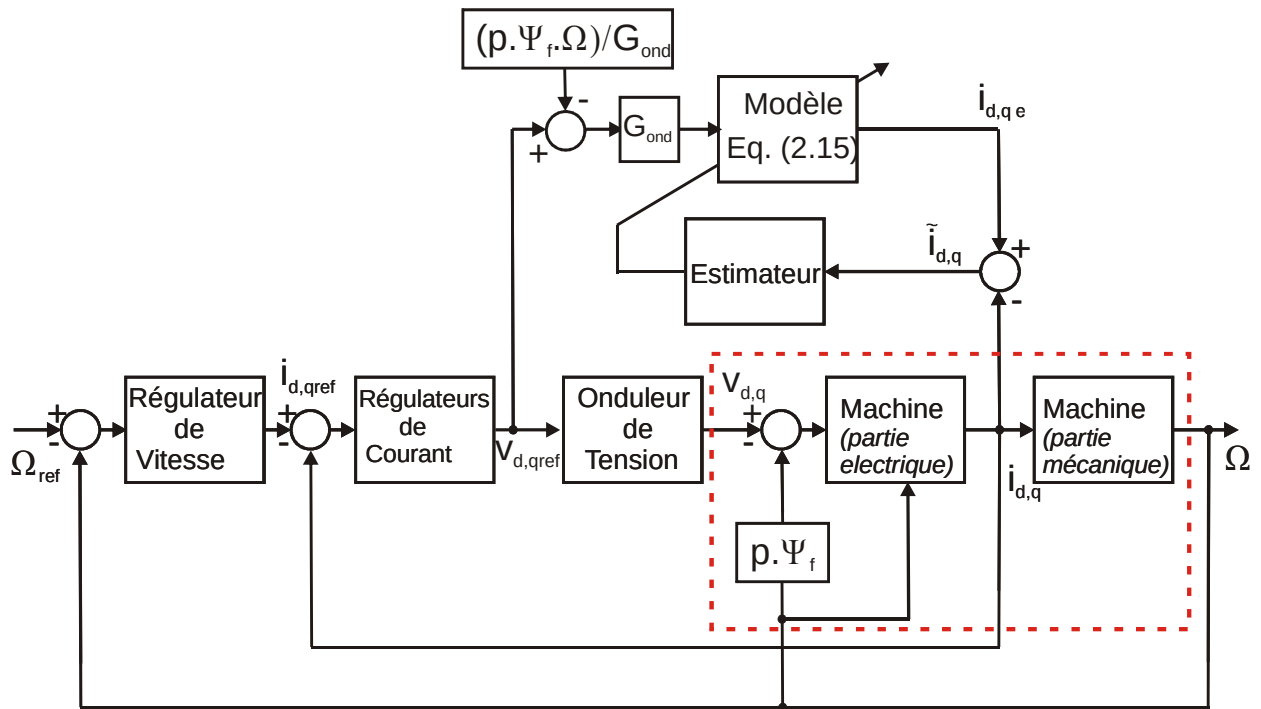


Figure 4-56: Schéma bloc de l'identification en ligne de paramètres

4.4.3 Evolution de R_s moyenne estimée théorique en fonction de w , i_q et R_f

L'expression théorique de la valeur moyenne de R_s (résistance statorique de la MSAP projetée sur l'axe q) est la suivante :

$$\hat{R}_{smoyen} = R + \frac{M_{f\alpha a} \cdot A_1 \cdot \omega + R'_{a2a} \cdot B_1}{2 \cdot I_q} \quad (4.82)$$

Lorsque l'on fait une étude des variations de $\hat{R}_{smoyen}$ en fonction de R_f la résistance du défaut, on se rend compte que si la résistance de la machine saine est faible, $\hat{R}_{smoyen}$ peut rapidement atteindre des valeurs négatives.

Cela est dû bien entendu à la présence du défaut et aux hypothèses faites pour cette étude théorique (courant imposé par les régulateurs, et vitesse constante)

Une valeur de $\hat{R}_{smoyen}$ négative est gênante car elle ne permet pas en simulation (et en pratique) de faire converger l'algorithme d'identification. Dans ces conditions nous ne sommes donc pas capables de comparer les résultats théoriques et les résultats de simulation.

Pour lever cette difficulté, nous avons ajouté en série avec chaque phase de la machine une résistance de $10\ \Omega$ sans changer la valeur de R_{a2} (résistance de la partie de phase qui possède un défaut voir Figure 4-2) qui garde la même valeur que lorsqu'il n'y avait pas cette résistance supplémentaire.

Comme cela à été précisé en début de paragraphe dans tous les cas l'estimateur de résistance n'estime pas uniquement la résistance de la machine mais la résistance de l'ensemble MSAP+Onduleur, cette remarque peut nous permettre de donner un sens à cette valeur de résistance ajoutée artificiellement à la résistance statorique dans le modèle.

Les valeurs théoriques sont calculées pour une MSAP à quatre paires de pôles et un court-circuit sur une demi-phase (on conserve le même modèle de machine que celui utilisé au paragraphe 4.2.3.2).

On obtient les résultats suivants :

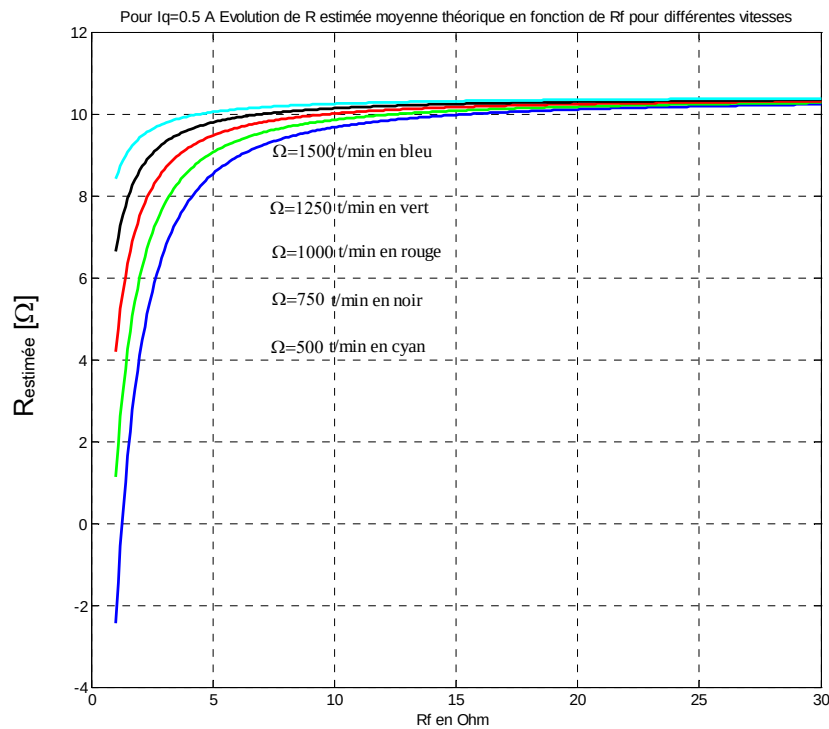


Figure 4-57: Evolution de $\hat{R}_{smoyen}$ théorique en fonction de la valeur de R_f pour $i_q = 0,5\text{ A}$.

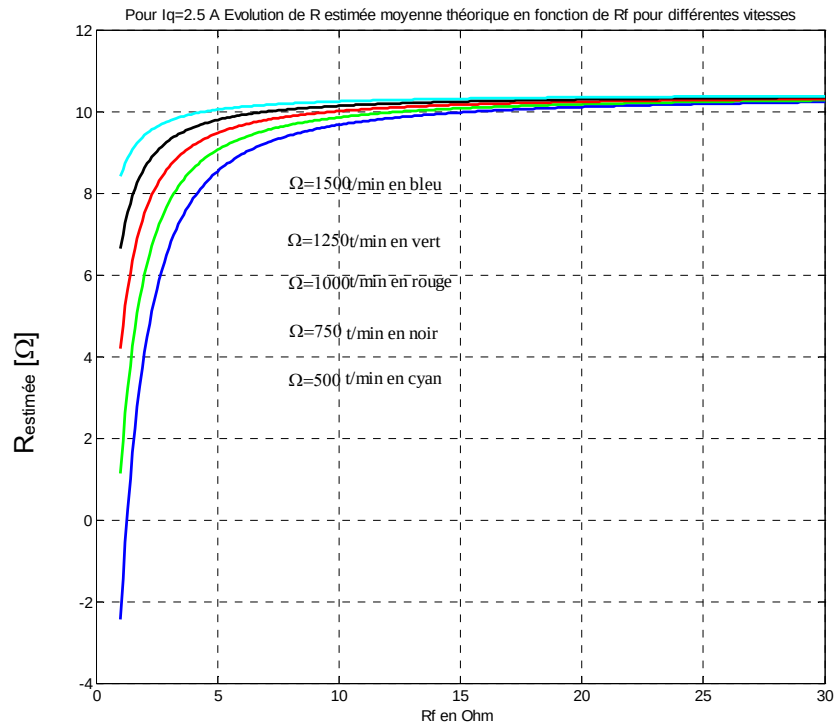


Figure 4-58: Evolution de $\hat{R}_{smoyen}$ théorique en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=2,5$ A.

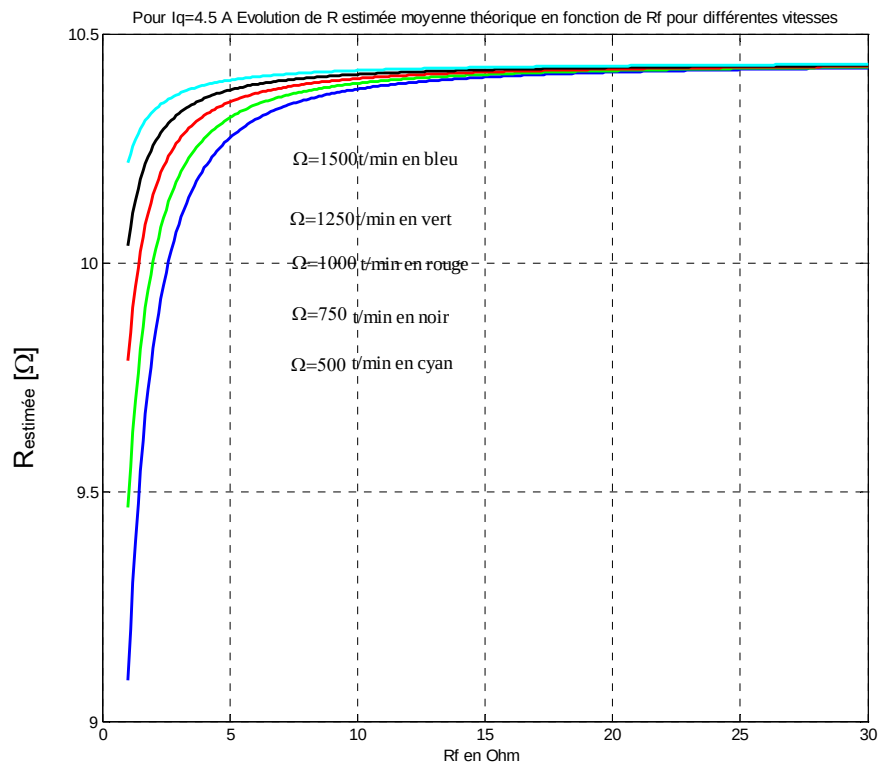


Figure 4-59: Evolution de R_{smoyen} théorique en fonction de la valeur de R_f pour $i_q=4,5$ A.

On constate que la valeur moyenne théorique de la résistance estimée (obtenue avec les hypothèses des courants i_d , i_q et vitesse constants) en présence de défaut sur une demi-phase varie d'autant plus que la vitesse mécanique est élevée, et le courant i_q est faible. D'un point de vue théorique et sous réserve que nos approximations soient validées, on pourrait utiliser la résistance estimée comme indicateur de défaut de court-circuit, en comparant la valeur moyenne de la résistance estimée à un instant t à celle du même point de fonctionnement de la machine saine (point de fonctionnement fixé par la valeur moyenne de i_q et la valeur moyenne de la vitesse).

L'utilisation du fait que la variation de résistance estimée est plus importante lorsque le courant i_q est faible n'est pas une solution du point de vue pratique, il faut que le courant minimum utilisé soit supérieur à la précision de mesure des capteurs.

L'utilisation de la résistance estimée comme indicateur de défaut nécessite aussi de fixer un seuil de détection, le choix de la valeur du seuil est un compromis à trouver entre une détection "rapide" avec comme prise de risque de détecter quelque chose qui n'est pas un défaut. De plus la connaissance de la valeur de la résistance de la machine saine est liée au point de fonctionnement via la température à l'intérieur de la machine et aux propriétés des interrupteurs constituant l'onduleur.

4.4.4 Résultats de simulation pour R_s estimée

Les simulations sont réalisées à l'aide du logiciel Simulink, et du modèle de machine présenté en début de chapitre.

Afin de visualiser l'allure des signaux obtenus, nous présentons ci-après l'erreur du courant estimé $\tilde{i}_q$ (voir Figure 4-56), ainsi que l'évolution de la valeur de la résistance estimée $\hat{R}_s$ pour $i_q=2,5$ A, $n=1500$ tr/min et $R_f=5 \Omega$ en régime permanent.

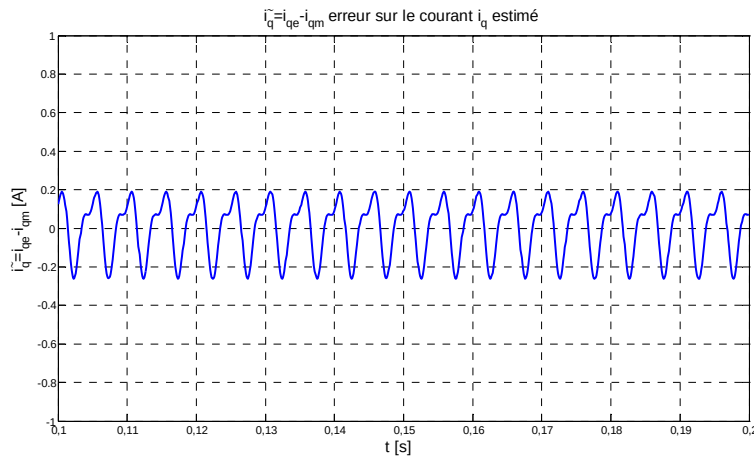


Figure 4-60: Evolution de $\tilde{i}_q$ pour $i_q=2,5$ A, $n=1500$ tr/min et $R_f=5 \Omega$.

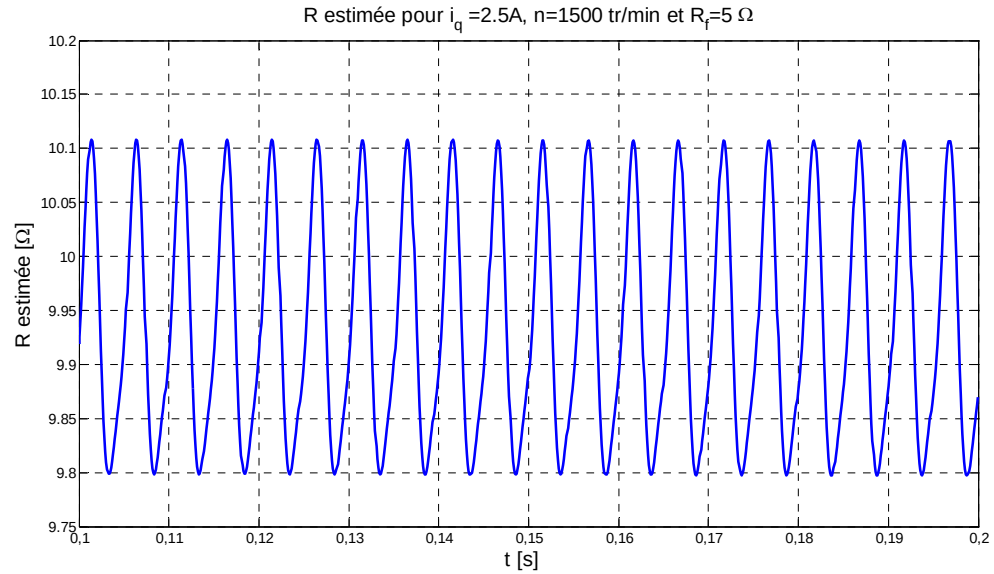


Figure 4-61: Evolution de $\hat{R}_s$ pour $i_q=2,5$ A, $n=1500$ tr/min et $R_f=5 \Omega$.

Afin de valider les hypothèses faites pour obtenir l'expression théorique de $\hat{R}_{smoyen}$, nous allons comparer quelques résultats de simulation obtenus à l'aide de Simulink avec les valeurs théoriques, sachant que dans la simulation nous ne faisons aucune hypothèse sur le courant et sur la vitesse.

Les points de fonctionnement comparés sont :

- $I_q=0,5$ A, $I_q=2,5$ A, $I_q=0,5$ A
- $R_f=10 \Omega$, $R_f=5 \Omega$, $R_f=2 \Omega$, $R_f=1 \Omega$, $R_f=0.1 \Omega$
- Vitesses mécaniques de 1500tr/min et 500 tr/min

Pour $I_q=0,5$ A

$n_{moyen}=500$ tr/min	$\hat{R}_{smoyen}$ Résultats théoriques (Ω)	$\hat{R}_{smoyen}$ Résultats de simulation (Ω)
$R_f=infini \Omega$	10,44	10,44
$R_f=10 \Omega$	10,247	10,235
$R_f=5 \Omega$	10,045	10,215
$R_f=2 \Omega$	9,420	9,355
$R_f=1 \Omega$	8,405	8,300
$R_f=0.1 \Omega$	3,16	3,005

Pour $I_q=2,5$ A

$n_{\text{moyen}}=500$ tr/min	$\hat{R}_{\text{s moye n}}$ Résultats théoriques (Ω)	$\hat{R}_{\text{s moye n}}$ Résultats de simulation (Ω)
$R_f=\text{infini } \Omega$	10,44	10,44
$R_f=10 \Omega$	10,403	10,398
$R_f=5 \Omega$	10,364	10,356
$R_f=2 \Omega$	10, 240	10,225
$R_f=1 \Omega$	10,036	10,020
$R_f=0.1 \Omega$	8,949	8,950

Pour $I_q=2,5$ A

$n_{\text{moyen}}=1500$ tr/min	$\hat{R}_{\text{s moye n}}$ Résultats théoriques (Ω)	$\hat{R}_{\text{s moye n}}$ Résultats de simulation (Ω)
$R_f=\text{infini } \Omega$	10,44	10,44
$R_f=10 \Omega$	10,307	10,220
$R_f=5 \Omega$	10,099	9,934
$R_f=2 \Omega$	9,245	8,890
$R_f=1 \Omega$	7,936	7,445
$R_f=0.1 \Omega$	5,500	5,325

Pour $I_q=4,5$ A

$n=$ 1500 tr/min	$\hat{R}_{smoyen}$ Résultats théoriques (Ω)	$\hat{R}_{smoyen}$ Résultats de simulation (Ω)
$R_f=\text{infini } \Omega$	10,44	10,44
$R_f=10 \Omega$	10,379	10,330
$R_f=5 \Omega$	10,273	10,177
$R_f=2 \Omega$	9,815	9,625
$R_f=1 \Omega$	9,089	8,825
$R_f=0.1 \Omega$	7,677	7,550

Les résultats théoriques sont très proche (différence qui ne dépasse pas 5%) des résultats obtenus par simulation. On peut donc utiliser les résultats théoriques pour montrer la tendance de l'évolution de l'amplitude de chaque harmonique en fonction de la valeur R_f .

Remarque : On obtient des résultats quasi-similaires que l'on utilise une régulation de courant ou une régulation de vitesse, pour un même point de fonctionnement (même vitesse moyenne, mêmes courants moyens). Les oscillations du courant i_q n'ont pas d'impact sur la valeur moyenne de la résistance estimée.

En simulation on retrouve les mêmes tendances d'évolution que pour les valeurs théoriques. Ceci nous laisse penser que l'estimation de résistance peut servir d'indicateur de défaut de court-circuit.

Celui-ci sera surtout sensible au défaut plutôt avancé (R_f inférieure à un Ohm), mais n'oublions pas que dans les résultats présentés ici nous avons augmenté artificiellement la résistance statorique de la machine.

Nous n'avons pas testé cet indicateur de défaut en présence de défaut mécanique. Comme tous les autres indicateurs de défaut de court-circuit inter-spires, il devra être associé à des indicateurs de défaut mécanique.

Dans la résistance estimée globale, il y a aussi apparition d'harmonique de rang deux lorsque la machine présente un court-circuit inter-spires, ceci est du au déséquilibre de la machine. Nous pourrions aussi envisager d'extraire l'amplitude de cet harmonique pour en faire un indicateur de défaut, nous n'avons pas mis en œuvre cette technique, car elle ne semble pas plus simple à mettre

en œuvre ni plus sensible que celle présentée dans le paragraphe précédent qui exploite directement le déséquilibre à partir des tensions de référence des régulateurs et des courants sans calcul intermédiaire.

La sensibilité de cette méthode est liée à la valeur de la résistance totale de l'association MSAP-Onduleur et aussi au bruit dans les courants, sachant que la méthode est d'autant plus sensible que le courant est faible (valeur qui peut-être noyée dans le bruit de mesure, méthode alors difficile à mettre en œuvre).

Pour l'exemple que nous avons traité, les indicateurs $Im_{p2\ max}$ et $V_{ref\ 2\ mod}$ dans des conditions expérimentales sont plus sensibles que l'estimateur de résistance présenté ici dans des conditions de simulation.

4.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté le modèle d'une MSAP avec un défaut d'isolation inter-spores, l'étude de ce modèle nous a permis d'obtenir une expression théorique du courant circulant dans la partie défaillante du bobinage. L'étude de cette expression nous a permis d'affirmer qu'il est important de détecter le défaut avant le court-circuit franc pour limiter les risques d'incendie. À l'aide du modèle de la MSAP en défaut que nous avons exprimé dans le repère du rotor, nous avons aussi mis en évidence les propriétés des tensions d'alimentation de la machine. Ces dernières expressions nous ont permis de connaître l'impact du défaut sur les tensions v_d et v_q , notamment l'évolution des amplitudes des harmoniques de ces deux tensions.

Fort de ces informations, nous avons proposé un indicateur de défaut en nous basant sur les propriétés des tensions mises en évidence lors de l'étude théorique ainsi que sur des résultats de simulation concernant les courants d'alimentation de la machine (toujours exprimés dans le repère rotorique). La présence d'harmonique de rang deux dans les courants (i_d et i_q) et dans les tensions (v_d et v_q) sont des signatures de défaut de court-circuit inter-spores en l'absence d'autre défaut. Nous montrons ensuite que l'harmonique deux de puissance instantanée est une signature de défaut qui combine les informations contenues dans le courant et dans les tensions.

En nous basant sur l'harmonique deux de puissance nous créons un indicateur de défaut appelé $Im_{p2\ max}$ homogène à une puissance, mais plus sensible que l'harmonique deux de puissance instantanée.

Nous avons testé expérimentalement l'indicateur $Im_{p2\ max}$, il donne de meilleurs résultats en régulation de courant qu'en régulation de vitesse.

L'analyse des performances de $Im_{p2\ max}$ en régulation de vitesse nous a amené à proposer un nouvel indicateur de défaut qui ne contient pas d'information provenant du courant i_q (on évite l'introduction de ces oscillations) ce nouvel indicateur appelé $V_{ref\ 2\ mod}$ est l'évaluation du module de l'harmonique deux de tension. Il donne d' aussi bon résultat en régulation de courant qu'en régulation de vitesse.

Ces deux indicateurs utilisent uniquement les signaux disponibles sur une machine avec une commande vectorielle classique, ils fonctionnent "en ligne" en régime permanent. Cependant leurs mises en œuvre nécessitent la détermination de seuils de détection qui doivent être relevés expérimentalement lorsque la machine est saine (sortie d'usine) ensuite les réglages des régulateurs doivent être figés (car le seuil en dépend). Nous précisons ici que nous n'avons pas testé la sensibilité de ces indicateurs aux défauts mécaniques.

Dans la dernière partie nous présentons d'un point de vue de théorique l'évolution d'un estimateur de résistance en présence de court-circuit inter-spires, en utilisant les expressions des tensions v_d et v_q déterminées dans la première partie de ce chapitre. Après avoir validés les résultats obtenus sur la valeur moyenne de résistance estimée par simulation, nous montrons que l'utilisation de la valeur moyenne de résistance estimée s'avère théoriquement un indicateur de défaut moins sensible que $Im_{p2\ max}$ et $V_{ref\ 2\ mod}$.

Conclusion générale

Le thème général abordé dans ce mémoire est la continuité de service d'une chaîne de conversion électromécanique comportant une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Afin de comprendre les contraintes liées à la détection de défaut sur la MSAP, nous avons commencé par faire une présentation des différents types de défaillances pouvant survenir dans une telle structure. Nous avons concentré notre effort sur les défauts du moteur, mais pas uniquement, nous nous sommes aussi intéressés à l'onduleur. En effet détecter un défaut consiste dans un premier temps à trouver des signatures de ce dernier, dans un deuxième temps à regarder l'impact des autres défauts sur la signature trouvée dans un premier temps. On se rend vite compte que souvent les signatures de défaut sont sensibles à plusieurs types de dysfonctionnement. La dernière étape consiste à croiser les informations délivrées par les différents indicateurs afin de prendre la bonne décision. Dans le premier chapitre nous avons fait un bilan non exhaustif de méthodes déjà existantes en précisant leurs caractéristiques. Concernant plus particulièrement le moteur, les méthodes présentées sont surtout celles adaptées à la machine asynchrone (MAS) car les recherches ont été plus nombreuses concernant cette dernière, que ce soit pour les défauts électriques et mécaniques nous avons regardé dans quelles mesures les techniques de détection appliquées à la MAS pouvaient être transposées à la MSAP.

Dans un deuxième temps nous avons concentré nos travaux sur la présentation d'outils spécifiques liés à l'observation des paramètres de la MSAP ainsi que les composantes de sa f.e.m dans le repère du rotor, sachant que ces outils sont utilisés à la fois pour créer des indicateurs de défaut mais aussi pour assurer la reconfiguration du système. Cette présentation nous a permis de montrer de façon formelle le nombre maximum des paramètres identifiables pour le type de commande retenue ($i_d = 0$) ainsi que la convergence de deux méthodes d'identification ("sans découplage" et "avec découplage") sur les trois étudiées (la troisième est le filtre de Kalman étendu). Nous terminons en montrant que le principal avantage des estimateurs de f.e.m en boucle fermée est de rejeter le bruit par un filtrage des signaux estimés grâce aux propriétés de la structure des estimateurs choisis.

Continuité de service ne signifie pas uniquement détecter des pannes, mais aussi comment reconfigurer le mode de fonctionnement à partir d'un indicateur de défaut. Dans ce cadre, dans le chapitre trois nous avons d'abord montré que la perte d'information délivrée par le capteur de position peut entraîner des surintensités d'amplitudes élevées pouvant endommager les autres organes de l'actionneur (onduleur et bobinage de la MSAP). Nous avons alors proposé une solution en cas de panne du capteur de position basée sur l'utilisation d'une estimation de position fournie par un observateur (redondance analytique). La méthode d'estimation de position utilisée est celle développée dans des travaux menés antérieurement au GREEN. Nous avons analysé la robustesse de cette méthode vis-à-vis des incertitudes paramétriques, nous avons montré que l'influence de ces dernières peut être minimisée en combinant deux solutions. La première consiste à corriger en ligne la valeur de la résistance équivalente statorique cette solution est efficace mais sa convergence est lente. La seconde solution basée sur le choix d'un réglage de la composante i_δ du courant proportionnel au courant i_γ . Cette deuxième approche qui est originale permet une convergence rapide de l'estimateur de position. Son inconvénient est d'augmenter les pertes de l'actionneur. Cet inconvénient est résolu par l'activation de l'estimateur en ligne de la résistance et l'annulation de i_δ .

Le défaut d'isolation inter-spores est un défaut que l'on doit détecter avant l'ouverture complète du circuit afin de minimiser le risque d'incendie, pour cela il faut détecter ce type de défaut avant que

le court-circuit soit devenu franc et ensuite engager une reconfiguration du système. En utilisant un modèle de la MSAP possédant des défauts inter-spores au stator développé au laboratoire GREEN, nous avons été en mesure moyennant deux hypothèses de montrer les propriétés harmoniques des tensions de commande de la machine exprimées dans le repère du rotor.

Ces informations nous ont permis de proposer la deuxième contribution à la continuité de service de ce travail de thèse. Nous montrons que l'harmonique deux de puissance instantanée est une signature du défaut d'isolation inter-spores. Nous montrons ensuite qu'un traitement de signal adapté utilisant les informations contenues dans l'harmonique de rang deux de la puissance instantanée peut être utilisé comme indicateur de défaut en ligne sans ajout de capteur supplémentaire par rapport à une commande vectorielle classique. Cependant cette méthode présente une moins grande sensibilité en régulation de vitesse, qu'en régulation de courant, nous avons alors proposé un indicateur de défaut constitué uniquement des harmoniques de rangs deux des composantes $d-q$ de la tension pour avoir pratiquement le même niveau de sensibilité quelque soit le type de régulation. Pour leurs mises en œuvre les deux indicateurs doivent être comparé à un seuil, ce qui constitue un inconvénient pour ces méthodes, car ce seuil doit être déterminé lorsque la machine est saine pour un nombre important de point de fonctionnement, de plus les réglages des régulateurs doivent être figés après cette identification. Nous nous intéressons aussi d'un point de vue théorique et simulation à la détection de défaut à l'aide d'un estimateur de résistance, nous montrons sur notre exemple que cette dernière méthode est moins sensible que les deux précédentes.

Une suite pourra être donnée à ces travaux, en effet, concernant la partie liée à la commande sans capteur des MSAP, des méthodes de commande à l'arrêt ou à faible vitesse lorsque la f.e.m est faible sont encore à développer.

En ce qui concerne les indicateurs de défaut proposés il faudra tester en présence de divers défauts mécaniques. Un travail sur la modélisation fine des déséquilibres électrique et mécanique des machines saines permettrait de définir analytiquement les seuils de détection et permettrait aussi un réglage ultérieur des régulateurs.

Malgré les dernières remarques, les deux premiers indicateurs testés sont performants, cependant permettre la continuité de service n'est qu'une étape dans la fiabilisation des entraînements électromécaniques, l'étape suivante est la détection des défauts naissants pour permettre une maintenance planifiée. Nous pensons que ce type de détection devra utiliser l'analyse des signaux à hautes fréquences.

Références et Bibliographies

- [1-1] M. A. Shamsi Nejad "Architecture d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts – Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante" *thèse de doctorat*, INPL, Nancy, Juillet 2007
- [1-2] F. Meibody-Tabar, B. Davat, R. Meuret, S. Viellard, "Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion ; fonctionnement en modes dégradés." In : *J3EA , Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, Vol. 4, Hors-Série 1, 2005
- [1-3] C. Kral, K. Kafka, "Power Electronics Monitoring for a Controlled Voltage Source Inverter Drive with Induction Machines", *IEEE 31st Annual Meeting, Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2000*, Vol. 1, 213- 217.
- [1-4] C. Delpha, D. Diallo, M. El Hachemi Benbouzid, and C. Marchand, "Application of classification methods in fault detection and diagnosis of inverter fed induction machine drive : a trend toward reliability.", *EPJ Applied Physics*, Vol. 43, 245-251, July 2008.
- [1-5] GB.Kliman, W.J.Premarlani, R.A.Koeg1 & D.Hoevveler, "A New Approach to On-Line Turn Fault Detection in AIC Motors" *IEEE Industry Applications Conference IAS '96*, Volume 1 Page(s):687 - 693, 6-10 Oct. 1996
- [1-6] Subhasis Nandi, Hamid A. Toliyat, "Fault Diagnosis of electrical machine- A review" *IEEE -IEMDC'99*, Page(s): 219-221, 9-12 May 1999.
- [1-7] S. M. A. Cruz , A. J. M. Cardoso, H. A. Toliyat, "Diagnosis of Stator, Rotor and Airgap Eccentricity faults in Three-Phase Induction Motors Based on the Multiple Reference Frames Theory" *IEEE Industry Applications Conference IAS'03*, Volume 2, Page(s):1340 – 1346, 12-16 Oct. 2003
- [1-8] Blodt, M.; Chabert, M.; Faucher, J.; Dagues, B; "Mechanical Load Fault Detection in Induction Motors by Stator Current Time-Frequency Analysis", *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, Page(s):1881 – 1888 ,May 15, 2005
- [1-9] M. Blodt, "Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives " *thèse de doctorat*, INPT, Toulouse, Septembre 2006.
- [1-10] D. Ventre, "Communications Analogiques" *Collection Pédagogique de Télécommunication* Ellipses, 1998, ISBN 2729891617.
- [1-11] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, J. Faucher, "Hilbert versus Concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring " *ELSEVIER Mechanical Systems and Signal Processing* (2009), doi: 10.1016/j.ymssp.2009.05.015.

- [1-12] Blodt, M., "Diagnostic de défauts mécaniques d'un entraînement asynchrone à vitesse variable". *7ème Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie*, France, 7 et 8 juin 2005
- [1-13] Randy R. Schoen, Thomas G. Habetler, Farrukh Kamran, Robert G. Bartheld, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 31, N° 6, Page(s): 1274 - 1279 November/December 1995
- [1-14] SKF Condition Monitoring , "Early Warning Fault Detection in Rolling Element Bearings Using Microlog Enveloping" , *Application Note CM3021* (Revised 2-96)
- [1-15] Christian Kral, Thomas G. Habetler, Ronald G. Harley, "Detection of Mechanical Imbalances of Induction Machines Without Spectral Analysis of Time-Domain Signals" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 40, N°4, July/August 2004.
- [1-16] Michael J. Devaney, Levent Eren "Detecting motor bearing faults" *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, December 2004
- [1-17] Jason R. Stack, Thomas G. Habetler, Ronald G. Harley, "Fault Classification and Fault Signature Production for Rolling Element Bearings in Electric Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 40, N°3, May/June 2004
- [1-18] Martin Blödt, Pierre Granjon, Bertrand Raison, Gilles Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring" *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Volume 1, Page(s):383 – 388, 04-07 May 2004
- [1-19] Bo Li, Mo-Yuen Chow , Yodyium Tipsuwan, James C. Hung, "Neural-Network-Based Motor Rolling Bearing Fault Diagnosis" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 47, N°5, October 2000
- [1-20] Kohler J.L., Sottile J., Trutt F.C. ; "Alternatives for assessing the electrical integrity of induction motors" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 28, Issue 5, Page(s):1109 – 1117, Sept.-Oct. 1992.
- [1-21] Joseph Sottile, Jr. Jeffery L. Kohler , "An online method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 8, No.4, December 1993
- [1-22] Jeffery L. Kohler, Joseph Sottile, and Frederick C. Trutt, "Condition Monitoring of Stator Windings in Induction Motors: Part I—Experimental Investigation of the Effective Negative-Sequence Impedance Detector ", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No.5 September/October 2002
- [1-23] R. Casimir "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes" *thèse de doctorat*, Ecole Centrale de Lyon, Lyon, Décembre 2003.
- [1-24] Jeffery L. Kohler, Joseph Sottile, , and Frederick C. Trutt, "Condition Monitoring of Stator Windings in Induction Motors: Part II—Experimental Investigation of Voltage Mismatch Detectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No.5 September/October 2002

- [1-25] J. Sottile, F. C. Trutt, J. L. Kohler, "Application of Online Voltage Mismatch Condition Monitoring of Induction Motor Stator Windings in a Mining Environment" *IEEE Industry Applications Conference IAS '03* 2003. Volume 3 Page(s): 1637 - 1644, 12-16 Oct. 2003
- [1-26] Penman, J.; Sedding, H.G.; Lloyd, B.A.; Fink, W.T.; "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 9, Issue 4, Page(s):652 – 658, Dec. 1994, Digital Object Identifier 10.1109/60.368345
- [1-27] Melero, M.G.; Cabanas, M.F.; Rojas, C.; Orcajo, G.A.; Cano, J.M.; Solares, J, "Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition"; *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2003. Page(s):52 – 57, 24-26 Aug. 2003
- [1-28] Tallam, R.M.; Lee, S.B.; Stone, G.; Kliman, G.B.; Yoo, J.; Habetler, T.G.; Harley, R.G. , "A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines"; *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2003, Page(s):35 – 46, 24-26 Aug. 2003
- [1-29] J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie" *Technique et Documentation*, 1981
- [1-30] F. Bouillault, D. Flieller, B. De Fornel, D; Grenier, J.P. Hautier, F. Labrique, B. Lemaire-Semail, J.P. Louis, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, F.M. Sargos, G. Sturtzer. "Modèles pour la commande des actionneurs électriques" *Traité EGEM*, Hermes sciences, Lavoisier, Paris, 2004.
- [1-31] Cruz, S.M.A.; Cardoso, A.J.M.; "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 37, Issue 5 Page(s): 1227 - 1233, Sept.-Oct. 2001, Digital Object Identifier 10.1109/28.952496
- [1-32] O. Ondel "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone" *thèse de doctorat*, Ecole Centrale de Lyon, Lyon, Octobre 2006.
- [1-33] D. Fragkoulis "Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire" *thèse de doctorat*, Université Paul Sabatier, Toulouse, Novembre 2008.
- [2-1] A. Bouscayrol, B. De Fornel, D. Flieller, E De Jaeger; E. Laroche, L. Loron, J.P. Louis, E. Matagne, M Pietrzak-David. "Identification et Observation des actionneurs électriques 1 pour la commande des actionneurs électriques" *Traité EGEM*, Hermes sciences, Lavoisier, Paris, 2007.
- [2-2] B. Nahid-Mobarakeh; F. Meibody-Tabar, F.M. Sargos, " Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance " *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, Issue 2, Page(s): 457 – 471, March/April 2004, Digital Object Identifier 10.1109/TIA.2004.824490

- [2-3] B. Nahid-Mobarakeh; " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres " *thèse de doctorat*, INPL, Nancy, Décembre 2001.
- [2-4] D. Maquin, J. Ragot; " Diagnostic des Systèmes Linéaires " Hermes sciences, Paris, 2000.
- [2-5] E. Schaeffer; " Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts " *thèse de doctorat*, Ecole Centrale de Nantes, Nantes, Décembre 1999.
- [2-6] S. Bachir; " Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique " *thèse de doctorat*, Université de Poitier, Poitier, Décembre 2002.
- [2-7] F. Bouillault, D. Flieller, B. De Fornel, D; Grenier, J.P. Hautier, F. Labrique, B. Lemaire-Semail, J.P. Louis, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, F.M. Sargos, G. Sturtzer. "Modèles pour la commande des actionneurs électriques" *Traité EGEM*, Hermes sciences, Lavoisier, Paris, 2004.
- [2-8] T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh; F. Meibody-Tabar, " On-Line Identification of PMSM Parameters: Model-Reference vs EKF " *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08*, Page(s): 1 – 8, 5-9 Oct. 2008, Edmonton, Alberta, Digital Object Identifier : 10.1109/08IAS.2008.176
- [2-9] D. Grenier, H. Buyse, F. Labrique, E. Matagne, "Electromécanique- Convertisseurs d'énergie et actionneurs" Dunod, Paris, 2001
- [2-10] F. Bonnans, P. Rouchon, "Commande et optimisation de systèmes dynamiques" Les Editions de l'Ecole Polytechnique, 2005.
- [2-11] P. Kokotovic, H.K. Khalil, J. O'Reilly "Singular Perturbation Methods in Control : Analysis and Design" *Classics in Applied Mathematics*, Society for Industrial&Applied Mathematics, U.S.,1999
- [2-12] H. K. Khalil, "Nonlinear Systems" Third Edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002
- [2-13] P. Müllhaupt, "Introduction à l'analyse et à la commande des systèmes non linéaires" Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 2009
- [2-14] A. Angot "Compléments de Mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des telecommunications" Masson, 6eme edition. Paris, 1972
- [2-15] D. Aubry "Contribution à la synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires " *thèse de doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy, Juin 1999.
- [2-16] S. Pierfederici "Contribution à l'étude de la stabilité de cascade de convertisseurs – Application à la correction du facteur de puissance sur le réseau monophasé " *thèse de doctorat*, INPL, Nancy, Octobre 1998.

- [3-1] M. Schroedl "An improved position estimator for sensorless control permanent magnet synchronous motor," in *Proc. EPE'91*, vol. 3, Florence, Italy, 1991, pp. 418–423.
- [3-2] Z. Zheng, Y. Li, M. Fadel "Sensorless Control of PMSM based on Extended Kalman Filter " *EPE 2007*, 12th European Conference on Power Electronics and Applications. 2-5 Septembre 2007 Aalborg, Denmark.
- [3-3] X. Zhu, Z. Qiang, D. Howe "Application of full order and simplified EKF's to sensorless PM brushless AC machines" *International Journal of Automation and Computing*, Springer-Verlag, Volume 2, Number 2, december 2005
- [3-4] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 184–308, Feb. 1999.
- [3-5] N. Matsui, T. Takeshita, and K. Yasuda, "A new sensorless drive of brushless DC motor," in *Proc. IEEE IECON'92*, 1992, pp. 430–435.
- [3-6] S. Afsharnia, F. Meibody-Tabar, and F. M. Sargos, "A robust estimator of the rotor position in field oriented control of synchronous machines supplied by PWM-VSI," in *Proc. ICM'94*, vol. 2, Paris, France, 1994, pp. 545–548.
- [3-7] B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F.-M. Sargos, "A globally converging observer of mechanical variables for sensorless PMSM," in *Proc. IEEE PESC'00*, June 2000, pp. 885–890
- [3-8] B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F.-M. Sargos, "Back EMF Estimation-Based Sensorless Control of PMSM : Robustness With Respect to Measurement Errors and Inverter Irregularities" *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 43, N°2 , March/April 2007, pp. 485–494.
- [3-9] T. Boileau, M. A. Shamsi, B. Nahid-Mobarakeh and F. Meibody-Tabar, "A Novel mechanical sensorless control for PMSM tolerant to stator resistance uncertainties." *IEEE Industry Applications Conference IAS'07*, Page(s): 1273 – 1279, 23-27 Sept. 2007
- [3-10] F. Meibody-Tabar, "Modélisation et commande de Machines Synchrones" Cours de DEA Protee, Nancy, année universitaire 2003-2004.
- [3-11] Arab-Khaburi D., Nahid-Mobarakeh B., Meibody-Tabar F., Sargos F.M., " A DSP based controller of synchronous machines using a reduced order observer of mechanical variables ", *The second european DSP éducation and research conference*, p. 233-237, Paris, september 1998.
- [3-12] Murray A., Hare B., Hirao A., "Resolver position sensing system with integrated fault detection for automotive applications", *First IEEE International Conference on Sensors*, in proceeding : Volume: 2, p 864- 869 ,12-14 June 2002.
- [3-13] Magnus Jansson, Lennart Harnefors, Oskar Wallmark, Mats Leksell, "Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives" *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, N°2 , April 2006, pp. 379–387.

- [3-14] T. Boileau, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, G. Lejeune, "Défaut du capteur de position d'un actionneur," *Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE)*, vol. 10, n° 3-4, pp. 475-500, 2007.
- [4-1] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar "Modeling of Non-Salient PM Synchronous Machines under Stator Winding Inter-turn Fault Condition: Dynamic Model – FEM Model" in *Proc Electrimacs 2008*, 2008, pp. 141.
- [4-2] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar " Experimentally Validated Dynamic Fault Model for PMSM with Stator Winding Inter-turn Fault " in *IEEE Proc. IAS'08*, 2008, Page(s): 1 - 5.
- [4-3] B. Vaseghi, Thèse " Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires" *thèse de doctorat*, Nancy Université, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Décembre 2009.
- [4-4] O Ondel, G. Clerc, E. Boutleux, E Blanco "Fault Detection and Diagnosis in a set Inverter-Induction Machine Through Multidimensional Membership Function ant Pattern Recognition" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 24, N°2, June 2009.
- [4-5] M. Khov "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique" *thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Décembre 2009.
- [4-6] T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar " Back-EMF Based Detection of Stator Winding Inter-turn Fault for PM Synchronous Motor Drives " in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2007. Page(s): 95 - 100.
- [4-7] T. Boileau, " Détections en ligne des défauts inter-spires adaptées aux MSAP " *JCGE 2009 Actes du Congrès*, Cd-Rom.
- [4-8] L. Youngkook, " A stator turn fault detection method and a fault tolerant operating strategy for interior PM synchronous motor drives insafety-critical application. " *Ph.D. Dissertation*, Georgia Institute of Technology, Atlanta (USA), August 2007.

Annexe

A.1. Dispositif expérimental

La machine synchrone à aimant utilisée pour les essais expérimentaux possède les caractéristiques suivantes :

Caractéristiques	Valeurs	Unités
<i>Puissance nominale</i>	<i>4.5</i>	<i>kW</i>
<i>Courant efficace nominal</i>	<i>11.5</i>	<i>A</i>
<i>Tension du bus continu</i>	<i>540</i>	<i>V</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>4000</i>	<i>tr/min</i>
<i>Inertie</i>	<i>$3.2 \cdot 10^{-3}$</i>	<i>Kg.m²</i>
<i>Resistance statorique</i>	<i>0.44</i>	<i>Ω</i>
<i>Inductance</i>	<i>3.1</i>	<i>mH</i>
<i>Couple nominal</i>	<i>10</i>	<i>N.m</i>

La carte d'acquisition permettant le contrôle de la machine (acquisition des courant, commande de l'onduleur) est une carte DSpace DS1005, sa fréquence d'échantillonnage est 100 μ s. La fréquence de découpage de l'onduleur est de 10 kHz.



Figure A-1 : Photo du dispositif expérimental utilisé pour simuler les défauts inter-spores

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Maurice FADEL, Professeur, INPT, ENSEEIHT, Toulouse

Monsieur Guy CLERC, Professeur, UCBL, Villeurbanne

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur BOILEAU Thierry

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

"Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents - Tolérance au défaut de capteur mécanique - Détection de défauts électriques"

en vue de l'obtention du titre de :

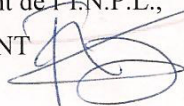
DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « **Génie Electrique** »

Fait à Vandoeuvre, le 27 octobre 2010

Le Président de l'I.N.P.L.,

F. LAURENT



NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANDŒUVRE CEDEX

Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents Tolérance au défaut de capteur mécanique Détection de Défauts Electriques

Résumé

Dans les systèmes embarqués, les actionneurs électriques remplacent de plus en plus les actionneurs hydrauliques pour des raisons de compacité et de manœuvrabilité. Cependant, il est nécessaire que ces actionneurs électriques soient au moins aussi fiables ou disponibles que leurs homologues hydrauliques. Il faut donc choisir les topologies d'alimentation et d'entraînement adaptées pour ces actionneurs de sorte que le système d'actionnement puisse être reconfiguré en cas de défaillance dans la chaîne de conversion électromécanique. Pour qu'en cas d'apparition d'une panne, la continuité de service puisse être assurée, il est important que différents types de défaut d'un actionneur puisse être détectés à temps. Dans ce mémoire nous avons développé deux aspects de la continuité de service des machines synchrones à aimants permanents.

Le premier concerne la commande sans capteur des actionneurs synchrones à aimants permanents, avec l'amélioration de sa robustesse, puis ensuite nous montrons comment cette commande peut-être utilisée de façon fiable pour assurer la continuité de service en cas de perte du capteur mécanique.

Le deuxième aspect abordé est la détection de défaut d'isolation inter-spires des bobines statoriques des machines synchrones à aimants permanents commandées par un onduleur de tension en régulation de courant ou en régulation de vitesse. Dans un premier temps nous proposons un modèle de machine présentant le type de défaut à détecter et en déduisons deux méthodes. Ces deux méthodes exploitent le déséquilibre de la machine, elles sont vérifiées expérimentalement. Une troisième méthode basée sur l'estimation de résistance est présentée.

Ces trois méthodes sont des méthodes fonctionnant « en ligne » et ne nécessitant pas de capteur supplémentaire par rapport à une commande classique.

Mots clés : Continuité de service, Machines synchrones à aimants permanent, Défaut de court-circuit interspires, Indicateur de défaut de court-circuit, Estimateur en ligne, Perte de capteur mécanique.

Permanent Magnet Synchronous Drives Service Continuity, A Contribution

- **Mechanical Sensor Loss : A solution**
- **Electrical Fault Detection**

Abstract

In embedded systems, electric actuators tend to replace hydraulic ones for compactness and manoeuvrability reasons. However, these electric actuators should be as reliable as hydraulic ones. For these actuators, adapted power topologies should be chosen in order to operate even if a failure occurs in the electromechanical conversion chain. To ensure the continuity of service in fault case, different kinds of actuator's failures should be detected in time. Obviously, the detection methods should be adapted to the fault types.

In this work, we developed two aspects related to the continuity of service, the first one on the sensorless control of permanent magnet synchronous machines (PMSM), its robustness and its application in mechanical sensor loss case. The second one deals with the detection of inter-turn insulation fault in stator windings of permanent magnets synchronous machines supply by voltage inverter. In a first time a PMSM model with inter-turn fault is developed, this model allows us to propose two detection methods. Both methods are based on the electric unbalance of the machine and are experimentally validated.

Finally a third method based on resistance estimation is presented. These three methods are real time methods and no extra sensor is needed for a standard control.

Key words : Service continuity, Permanent Magnet Synchronous Machines, Inter-turn isolation fault, Inter-turn isolation fault's indicator. Online estimator, Mechanical sensor loss.
