



HAL
open science

Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spores : modélisation, détection de défauts inter-spores

Nicolas Leboeuf

► To cite this version:

Nicolas Leboeuf. Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spores : modélisation, détection de défauts inter-spores. Autre. Université de Lorraine, 2012. Français. NNT : 2012LORR0364 . tel-01750066

HAL Id: tel-01750066

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01750066>

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>

UNIVERSITE DE LORRAINE

ECOLE DOCTORALE "Informatique, Automatique, Electronique-Electrotechnique,
Mathématiques"
Département de Formation Doctorale "Electronique/Electrotechnique"

N° attribué par la bibliothèque

|||||

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE LORRAINE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LORRAINE

Spécialité : Génie Electrique

par

Nicolas LEBOEUF

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
PERMANENTS EN PRESENCE DE DEFAUTS INTER-SPIRES**

❖ **MODELISATION**

❖ **DETECTION DE DEFAUTS INTER-SPIRES**

Thèse préparée au sein du :

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy

Soutenue publiquement le : 11 Décembre 2012

Membres du Jury :

M. FADEL	Professeur, INPT-LAPLACE-TOULOUSE, Président
M.E.H. BENBOUZID	Professeur, UBO-LBMS-BREST, rapporteur
G. FRIEDRICH	Professeur, UTC-LEC-COMPIEGNE, rapporteur
B. NAHID-MOBARAKEH	Maître de Conférence HDR, UL-GREEN-NANCY, examinateur
N. TAKORABET	Professeur, UL-GREEN-NANCY, examinateur
P.H. LE	Responsable recherche, SAGEM, invité
R. MEURET	Responsable recherche, HISPANO-SUIZA, invité
J. PIATON	Ingénieur, SAGEM, invité
B. MICHAUD	Ingénieur, HISPANO-SUIZA, invité
F. MEIBODY-TABAR	Professeur UL-GREEN-NANCY, Directeur de thèse
G. CLERC	Professeur UCBL-AMPERE-LYON, Directeur de thèse

A Mon Père Jacques

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont principalement déroulés au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy (GREEN) implanté sur les sites de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique (ENSEM) et de la Faculté des Sciences et Techniques (FST) regroupés désormais au sein de l'Université de Lorraine (UL). Une partie des travaux s'est également déroulé au sein du laboratoire AMPERE situé sur le site de l'Université Claude Bernard de Lyon (UCBL).

Le travail de thèse s'est effectué sous la direction de **Mr. Farid MEIBODY-TABAR**, professeur à l'ENSEM et de **Mr. Guy CLERC**, professeur à l'Université Claude Bernard de Lyon et directeur du laboratoire AMPERE.

Je tiens à remercier **Mr. Shahrokh SAADATE**, professeur à l'Université Henri Poincaré et directeur du laboratoire GREEN au moment de mon entrée en thèse, d'avoir bien voulu m'accepter au sein de son unité de recherche. Je remercie également **Mr. Bernard DAVAT** professeur à l'ENSEM et actuel directeur du laboratoire GREEN pour son accueil et ses encouragements.

Bien évidemment, je remercie très chaleureusement **MM. Farid MEIBODY-TABAR** et **Guy CLERC**, directeurs de thèse, pour leurs précieux conseils, leurs encouragements et pour avoir fait le maximum, tout au long de la thèse, afin que tout se passe bien sur le plan scientifique et administratif.

Je tiens à remercier vivement et personnellement **Mr. Babak NAHID-MOBARAKEH**, Maître de Conférences HDR à l'ENSEM, pour tout son apport et son encadrement. Malgré un emploi du temps plus que surchargé et grâce à une disponibilité hors norme, ses conseils et ses compétences remarquables m'ont permis de mener à bien ce travail.

De la même manière, je tiens à remercier bien sincèrement **Mr. Thierry BOILEAU**, Maître de Conférences à l'ENSEM, pour tous ses conseils et ses connaissances remarquables qu'il a su me faire partager. Sa disponibilité à toute épreuve ainsi que son temps précieux m'ont permis d'apprendre beaucoup tout au long de ces trois années.

Je remercie également **Mr. Noureddine TAKORABET**, Professeur à l'ENSEM, pour ses compétences et son aide précieuse concernant la partie relative à la modélisation des machines électriques en présence de défauts.

Je remercie de même **Mr. Emmanuel BOUTLEUX**, Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lyon, pour son apport scientifique et son aide concernant la méthode de diagnostic par reconnaissance de formes et son adaptation à mes applications.

Je remercie respectueusement **Mr Maurice FADEL**, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIHT) et directeur du laboratoire

LAPLACE de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse et pour ses remarques judicieuses.

J'adresse mes sincères remerciements à **MM. Mohammed El Hachemi BENBOUZID**, professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) et **Guy FRIEDRICH**, professeur à l'Université de Technologie de Compiègne (UTC) d'avoir accepté de rapporter sur ma thèse et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux. Qu'ils trouvent en ses quelques lignes, l'expression de ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier **MM. Pham Hiep LE** et **Jerôme PIATON** de la société SAGEM ainsi que **MM. Régis MEURET** et **Benoît MICHAUD** de la société HISPANO-SUIZA pour l'ensemble des discussions que nous avons pu partager dans le cadre du projet ISS (Innovative Solutions for Systems).

Enfin, je tiens à remercier personnellement tous ceux qui ont participé de près ou de loin à mon travail que cela soit au travers de discussions ou de coups de main très précieux. Je pense plus précisément à **Julien FONCHASTAGNER**, **Denis NETTER** et **Ignace RASOANARIVO**. Je tiens à remercier également personnellement **MM. Jean-Philippe MARTIN**, **Serge PIERFEDERICI** et **Stéphane RAËL** pour leur disponibilité et leur capacité à résoudre mes nombreuses lacunes au niveau électronique de puissance ainsi que mes innombrables problèmes informatiques.

Je remercie également l'ensemble **des secrétaires, techniciens et doctorants** que j'ai côtoyés pendant ces trois années et qui m'ont aidé à un moment ou à un autre, d'une manière ou d'une autre, à mener à bien ce travail.

Sommaire

THESE	i
Remerciements	iv
Sommaire	vi
Liste des principaux symboles	xi
Introduction générale	1
Chapitre I : Les Machines Synchrones à Aimants Permanents en défauts	3
A. Introduction	4
A.a. Généralités.....	4
A.b. Cadre et limites.....	4
A.c. Application à l'aéronautique.....	5
B. Les différentes défaillances dans les entraînements électriques	6
B.a. Défauts de capteurs.....	6
B.b. Défauts dans les onduleurs de puissance.....	6
B.c. Défauts dans les machines électriques.....	6
<i>B.c.1. Répartition et causes</i>	6
<i>B.c.2. Défauts mécaniques</i>	8
<i>B.c.3. Défauts électriques</i>	9
C. Modéliser les défaillances	10
C.a. Motivation.....	10
C.b. Sur l'onduleur.....	11
<i>C.b.1. Composants</i>	11
<i>C.b.2. Condensateurs</i>	11
C.c. Sur la machine.....	12
<i>C.c.1. Caractérisation des défauts mécaniques</i>	12
<i>C.c.2. Modélisation des défauts électriques</i>	14
D. Détecter les défaillances	20
D.a. Motivation.....	20
D.b. Généralités.....	20
<i>D.b.1. Classification</i>	20
<i>D.b.2. Systèmes bouclés</i>	21
<i>D.b.3. Prise en compte de différents paramètres</i>	21
D.c. Approches fréquentielles.....	22

D.c.1. Utilisation des grandeurs directes, inverses	22
D.c.2. Basses fréquences	24
D.c.3. Moyennes et hautes fréquences.....	27
D.d. Approches de type modèles	30
D.d.1. Estimateurs de paramètres.....	30
D.d.2. Approches basées sur les résidus.....	33
D.d.3. Avec des capteurs et des moyens supplémentaires.....	34
D.e. Méthodes sans connaissances "a priori"	35
D.f. Synthèse de différents indicateurs de défauts.....	35
E. Axes de travail	38
E.a. Tableau récapitulatif	38
E.b. Conclusions et axes de travail	38
Chapitre II : Modélisation des MSAP en présence de défauts inter-spires	41
A. Introduction.....	42
A.a. Motivation	42
A.b. Cadre et limite	42
B. Modélisation des MSAP à rotor lisse en régime linéaire.....	42
B.a. Position du problème et hypothèses.....	42
B.b. Mise en équation	43
B.b.1. Matrice inductance des bobines élémentaires.....	43
B.b.2. Matrice inductance des bobines élémentaires.....	46
B.b.3. Modèle externe final	49
B.c. Exemple de calcul de paramètres.....	51
B.c.1. Besoin.....	51
B.c.2. Sur l'exemple d'une machine à plots.....	52
B.c.3. Sur l'exemple d'une machine à bobinage distribué.....	53
C. Modélisation des MSAP à rotor lisse en régime saturé.....	54
C.a. Position du problème et hypothèses.....	54
C.b. Modélisation d'une MSAP par Réseau De Perméances (RDP).....	54
C.b.1. Hypothèses sur les lignes de champ.....	54
C.b.2. Construction du réseau de perméance.....	56
C.b.3. Matériaux utilisés.....	62
C.b.4. Résolution.....	63
C.c. Modèle externe final	64
C.c.1. Modèle électrique de la MSAP.....	64

C.c.2. <i>Modèle mécanique</i>	67
C.d. Exemple de calcul de paramètres et comparaisons	68
C.d.1. <i>Temps de calcul</i>	68
C.d.2. <i>Sur l'exemple d'une machine à plots</i>	69
D. Comparaisons des modèles et discussions	79
D.a. Implémentation des modèles sous Matlab-Simulink.....	79
D.a.1. <i>Avec l'approche en régime linéaire</i>	79
D.a.2. <i>Avec l'approche en considérant la saturation magnétique</i> ...	79
D.b. Validation expérimentale	80
D.c. Conclusions	87
Chapitre III : Détection de défaut inter-spores basée sur des modèles sains	90
A. Principe et généralités	91
A.a. Introduction.....	91
A.b. Comparaison des courants triphasés	91
A.c. Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie.....	92
B. Modèle de l'alimentation par onduleur de tension à IGBT	93
B.a. Etage continu.....	93
B.b. Modèle de l'onduleur	94
B.b.1. <i>Temps morts</i>	94
B.b.2. <i>Pertes dans le convertisseur DC/AC</i>	95
C. Modèles de MSAP saines	97
C.a. Modèle linéaire dans le repère (<i>abc</i>).....	97
C.b. Modèle en saturé limité au premier harmonique d'espace	99
C.c. Modèle en régime saturé incluant certains harmoniques d'espace	100
C.c.1. <i>Modèle général</i>	100
C.c.2. <i>Prise en compte de défaut de construction</i>	100
C.d. Pertes fer	105
C.d.1. <i>Estimation</i>	105
C.d.2. <i>Intégration dans un modèle de MSAP</i>	106
D. Résultats de simulation	108
D.a. Mise en place de l'indicateur de défaut inter-spores.....	108
D.b. Sur une MSAP classique peu saturée	108
D.b.1. <i>Premiers résultats</i>	108
D.b.2. <i>Comparaison avec une approche basée sur l'étude</i>	111
D.b.3. <i>Incertitudes sur les paramètres</i>	112

D.c. Sur une MSAP plus complexe	113
E. Résultats expérimentaux	117
E.a. Banc de test expérimental	117
E.b. Avec une MSAP classique.....	118
<i>E.b.1. Résultats.....</i>	<i>118</i>
<i>E.b.2. Comparaison avec une approche basée sur l'étude.....</i>	<i>119</i>
E.c. Avec une MSAP plus complexe.....	121
<i>E.c.1. Résultats avec un modèle de machine simple (Modèle MI).....</i>	<i>121</i>
<i>E.c.2. Résultats avec un modèle en saturé.....</i>	<i>123</i>
<i>E.c.3. Résultats avec un modèle incluant la présence.....</i>	<i>124</i>
<i>E.c.4. Comparaison avec des approches basées.....</i>	<i>130</i>
F. Approche invasive	132
F.a. Utilisation d'un découplage feed-back	132
F.b. Résultats expérimentaux	133
F.c. Compensation du couple de détente dans le cas étudié.....	138
F.d. Distinction entre un défaut mécanique de même fréquence.....	143
G. Régime transitoire	144
G.a. Type de régimes transitoires étudiés.....	144
G.b. Limites des indicateurs proposés en régime transitoire.....	145
<i>G.b.1. Variation de vitesse.....</i>	<i>145</i>
<i>G.b.2. Resynchronisation.....</i>	<i>146</i>
G.c. Résultats expérimentaux.....	148
<i>G.c.1. Réponse en courant.....</i>	<i>148</i>
<i>G.c.2. Résultats sur les indicateurs.....</i>	<i>148</i>
H. Conclusions	151
H.a. Sur l'approche de détection non invasive de départ.....	151
H.b. Sur l'approche invasive	152
H.c. Sur le régime transitoire.....	153
Chapitre IV : Comparaison des différentes méthodes de détection.....	154
A. Cadre d'utilisation.....	155
A.a. Protocole	155
A.b. Méthodes de traitement utilisées	156
<i>A.b.1. Visualisation des classes d'appartenance.....</i>	<i>156</i>
<i>A.b.2. Recherche des indicateurs les plus pertinents.....</i>	<i>156</i>
B. Résultats.....	158

B.a. Phase d'apprentissage	158
B.b. Phase de test (diagnostic par RDF).....	162
B.c. Conclusions	164
Conclusion générale et perspectives.....	165
Bibliographie.....	i
Tables des figures	vii
Annexes.....	xii
A. Machines à aimants permanents étudiées dans cette thèse	xii
A.a. MSAP classique	xii
A.b. Prototype SAGEM MSAP 18 – 16	xiii
B. Modélisation d'une MSAP par Réseau De Perméances (RDP)	xiv
B.a. Stator	xv
<i>B.a.1. Culasse statorique</i>	<i>xv</i>
<i>B.a.2. Dents</i>	<i>xv</i>
<i>B.a.3. Isthmes</i>	<i>xv</i>
B.b. Rotor.....	xvi
<i>B.b.1. Culasse rotorique.....</i>	<i>xvi</i>
<i>B.b.2. Aimants.....</i>	<i>xvi</i>
B.c. Entrefer	xvi
<i>B.c.1. Entrefer classique</i>	<i>xvi</i>
<i>B.c.2. Entrefer parasite</i>	<i>xvi</i>
B.d. Fuites dans une encoche trapézoïdale	xvii
B.e. Résolution.....	xix
C. Implémentation sous Matlab-Simulink.....	xx
C.a. Programme général.....	xx
C.b. Détail bloc MSAP.....	xxi
D. Banc de test expérimental	xxii
D.a. Banc s'essai	xxii
D.b. Exemple d'onduleur utilisé.....	xxii
Résumés.....	xxiv

Liste des principaux symboles

Symbole	Désignation
Chapitre I	
A, B	Amplitudes d'un signal
D, d	Diamètres
e, E	Forces électromotrices instantanées, Amplitude de force électromotrice
f_y^x, F	Fréquence, Matrice de Fortescue
g, G_y^x	Glissement, Matrice intervenant dans un FKE
i_y^x, I_y^x	Courants instantanés, Amplitude de courants
k, k_x	Entiers relatifs, Coefficients
l	Longueur active
L_x, M_x, C_x	Inductances, Mutuelles inductances, Capacités
n, n_e, n_{ws}	Entiers relatifs
p, P, P_y^x	Nombre de paire de pôles, Matrice de Park, Matrice FKE
Q_y^x, T_y^x	Matrices intervenant dans un FKE
R, R_x	Matrice intervenant dans un FKE, (Matrice) Résistance
r	Rayon d'alésage moyen
v_y^x, V_y^x	Tensions instantanés, Amplitude de tensions
Z_y^x	Impédance complexe
\hat{x}, \tilde{x}	Estimation, Résidu
\widehat{X}_y^x, X_y^x	Vecteur intervenant dans un FKE
$\phi, \varphi_y^x, \psi_y^x, \Phi_y^x$	Angle, déphasage, Flux totaux au travers de circuits électriques
μ	Nombres de spires en défaut sur un circuit électrique donné
ω, Ω	Pulsation, Vitesse mécanique de rotation en rad/s

Chapitre II

A	Matrice d'incidence
B, B_r	Matrice, inductance d'aimant rémanente
C_x	Matrice de connexion
D	Matrice
e_x, E_y^x	Forces électromotrices instantanées ou fonction donnant la longueur des lignes de champ dans l'entrefer ou épaisseur d'entrefer parasite, Composante d'un vecteur potentiel
H	Matrice Jacobienne
i_x	(Vecteur) Courant instantané
J	Inertie
k	Entier relatif
L_x, L_z, M_x	Inductances, Longueur active, Mutuelles inductances
L_σ, M_σ	Inductances de fuites, Mutuelles inductances de fuite
n_x, N_x	Entiers relatifs
p, P_x, P	Nombre de paire de pôles, Matrice de Park, Matrice de Park étendue
R_f, R_x	Résistance de défaut, (Matrice) Résistance ou rayon d'alésage
T_x	Matrice de Concordia (généralisée)
v_y^x, V_y^x	Tension instantanée, Amplitude de tension
W_{co}	Co-énergie
\hat{x}, \tilde{x}	Estimation, Résidu
α, τ	Angle en rad
δ	Coefficient de relaxation (Newton-Raphson)
Γ_x	Couple électromagnétique
$\phi, \varphi_x, \Phi_x, \psi_x$	Vecteur flux, Flux d'aimants, Flux totaux, Coefficient de flux
μ_x	Perméabilité relative d'un milieu donné "x"
θ_e	Position électrique en rad
Ω	Vitesse mécanique de rotation en rad/s

Chapitre III

A_x	Vecteur
c	Capacité Bus DC
e_p	Epaisseur d'un entrefer parasite
F	Indicateur basé sur les résidus rephasés des courants statoriques
i_x, I_x	Courants instantanés, Amplitude de courants
l	Inductance source DC
N	Vitesse mécanique de rotation en tr/min
p, P_f, P	Nombre de paire de pôles, Matrice de Park, Matrice de Park étendue
P_{2max}	Indicateur de défaut dans [Boi10]
Q_x	Matrice intervenant dans un FKE
R_f, R_x	Résistance de défaut, Matrice intervenant dans un FKE
r	Résistance source DC
t_y^x, T, T_x	Temps, Température, Matrice de Concordia (généralisée)
U_x	Tensions Bus DC
v_x, V_x	Tensions instantanés, Amplitude de tensions
v_{dq2}	Indicateur de défaut dans [Boi10]
X	Vecteur intervenant dans un FKE
α	Amplitude de signal
β	Angle en rad
Δ	Différence d'écart relatifs caractérisant la sensibilité d'indicateurs de défauts
Γ_x	Couple électromagnétique
$\varphi_x, \psi_x, \Phi_x$	Flux d'aimants, Flux totaux, Coefficients de flux
θ_e, θ_m	Position électrique et mécanique en rad
ω, Ω	Pulsation, Vitesse mécanique de rotation en rad/s

Chapitre IV

d_y^x	Distance
i_x	Courant
\widehat{L}_x	Estimation de l'inductance statorique
J_x	Critère à optimiser
σ_x	Variance
m_y^x, M	Centre de gravité des points d'une classe, Nombre de classes
N, N_y^x	Vitesse mécanique de rotation en tr/min, Nombre de points
P_{2max}	Indicateur de défaut dans [Boi10]
R_f, \widehat{R}_x	Résistance de défaut, Estimation de la résistance statorique
v_{dq2}	Indicateur de défaut dans [Boi10]
X, Y	Observation

Introduction générale

La thématique générale de la surveillance et de la continuité de service des systèmes électriques est devenue aujourd'hui un enjeu considérable compte tenu de l'électrification grandissante des systèmes notamment pour des applications critiques de type aéronautique. Les travaux présentés dans ce document se sont déroulés dans le cadre du projet Innovative Solutions for Systems (ISS) entre les industriels du domaine aéronautique dont le groupe Safran et différents laboratoires français de génie électrique comme les laboratoires GREEN et AMPERE.

Plus précisément, ce travail traite de la surveillance des machines synchrones à aimants permanents, fréquemment utilisées aujourd'hui dans les applications aéronautiques. Cette technologie est particulièrement adaptée aux contraintes exigées en termes de performances, de poids et de volume. Les avancées en termes de design ont permis d'obtenir des machines compactes respectant les cahiers des charges mais fortement sollicitées en température, en accélérations, en couples et de manière discontinue menant ainsi à des actionneurs impulsions parfois assez éloignés des machines synchrones classiques. Les applications visées étant la plupart du temps critiques (ailerons d'avion, freinage...), ces actionneurs ainsi que l'ensemble de la chaîne de conversion de l'énergie dont ils font partie font alors l'objet d'une surveillance dans le but d'éviter des incidents graves. Deux stratégies peuvent alors se distinguer. D'une part, la détection de défauts se pratiquant en ligne avec des méthodes légères du point de vue calcul permettant d'utiliser en cas de détection avérée des stratégies de commande en mode dégradé ; d'autre part, la surveillance en vue de la maintenance préventive de systèmes électriques faisant appel à des moyens plus lourds et se pratiquant hors ligne pouvant mener au pronostic de durée de vie d'un système. Les retours d'expérience étant faibles au niveau des défaillances dans les systèmes électriques embarqués, il est délicat de proposer des taux de répartition des défaillances entre les différentes parties du système même si, comme nous le verrons, plusieurs études existent et montrent qu'il est très fréquent d'observer des problèmes de nature électrique au niveau des machines électriques. Comme l'inducteur n'est pas contrôlé dans le cas des machines à aimants permanents classiques, les phénomènes de court-circuit au stator peuvent constituer alors un problème relativement important.

Ces travaux seront consacrés à la détection en ligne de défauts de type inter-spines sur des machines synchrones à aimants permanents s'opérant avec les seuls capteurs nécessaires au contrôle de ces machines. Cette thématique fait appel à des méthodes pouvant être comparées en fonction de différents critères comme par exemple leurs sensibilités vis-à-vis d'une défaillance précise ou bien le fait qu'elles soient applicables uniquement en régime permanent ou bien encore leurs indépendances vis-à-vis d'autres défauts comme par exemple des défauts de nature mécanique. Comme nous le verrons là encore, les travaux existants sur ce domaine sont très nombreux et permettent de discerner principalement deux grandes familles de méthodes : les méthodes basées sur l'étude des données et les méthodes utilisant des modèles. Les premières vont analyser l'évolution de différentes grandeurs comme par exemple des tensions ou des courants et essayer d'en tirer

des signatures pertinentes quant à la détection de défaut. Les méthodes relatives aux modèles vont plutôt comparer et estimer des grandeurs ou paramètres issus de modèles qui sont évalués grâce aux grandeurs disponibles sur la machine. Pour assurer une détection de défaut robuste, il semble intéressant et naturel de combiner des méthodes de différentes familles pour conserver les avantages de chacune et mener à une prise de décision correcte. Pour cela, des systèmes de supervision sont souvent utilisés et font parfois appel à des outils de traitements de données comme par exemple la reconnaissance de formes (RDF) développée entre autres par le laboratoire AMPERE. Cet outil permet de sélectionner le ou les indicateurs les plus pertinents vis-à-vis de la détection de différents défauts et permet un diagnostic de pannes.

Nos travaux s'appuieront sur quatre grandes parties. La première d'entre elle est constituée d'un bref état de l'art relatif à la modélisation et à la détection de défaillances dans les machines synchrones à aimants permanents. Compte tenu de ce travail de recherche, nous avons dégagé deux grands axes qui sont le développement de modèles sains et en défauts de MSAP d'une part et leurs utilisations à des fins de détections de défauts d'autre part. Nous nous positionnerons ainsi dans le cadre des méthodes basées sur les modèles, évaluées en ligne et sans capteurs supplémentaires.

La seconde partie traite entièrement de la modélisation de MSAP en présence de défauts inter-spires. Compte tenu des travaux existants, nous proposerons deux approches et les comparerons vis-à-vis de la réalité sur un banc d'essai construit autour d'un prototype de MSAP fourni par la société Sagem (groupe SAFRAN).

La troisième partie traite de la détection de défaut basée sur un indicateur utilisant des modèles de MSAP saines. Notre démarche consiste à estimer le potentiel de cette approche comparé aux autres méthodes puis d'observer l'apport d'un approfondissement du modèle de MSAP saine sur lequel est basé l'indicateur. Des résultats de simulation à l'aide des modèles développés au chapitre précédent seront proposés et comparés à des résultats expérimentaux. En restant sur le même principe, une approche dite «invasive» interférant avec la commande de la MSAP sera également testée. Un travail sur une application en régime transitoire spécifique est également proposé montrant ainsi l'intérêt des approches proposées.

La quatrième partie utilisera la reconnaissance de formes pour comparer et analyser les performances des indicateurs de défauts développés dans la partie précédente et de ceux issus d'autres approches déjà étudiées.

Chapitre I : Les Machines Synchrones à Aimants Permanents en défauts

A. Introduction

A.a. Généralités

Les différentes études sur les défaillances dans les systèmes électriques existent depuis fort longtemps. Elles se sont développées au fur et à mesure de la mise en place des technologies, mais aussi grâce à des retours d'expériences apportés par les industriels. La maintenance des systèmes électriques a également permis de comprendre et de lancer les premières investigations autour de l'apparition de pannes diverses. Dès lors, des travaux de modélisations des différents phénomènes engendrant des pannes ont été menés afin de comprendre l'origine et les conséquences de ces défauts. L'intérêt est alors, une fois l'origine de ces défauts établie, de pouvoir les détecter, de minimiser leur impact et à terme de les prévoir ou de les éviter. Pour des applications industrielles, ces travaux sont d'une importance considérable étant donné les répercussions financières faisant suite à l'arrêt d'un ou de plusieurs dispositifs provoqué par des pannes. Lorsque les enjeux sont humains pour des applications critiques comme l'automobile ou l'aéronautique, les travaux menés sur l'étude des défaillances des systèmes sont capitaux.

Ce premier chapitre a pour objectif, dans un premier temps, de recenser et d'étudier les différentes défaillances sur les entraînements électriques ayant fait l'objet d'études et de recherches. Dans un second temps, les travaux de modélisations de différents types de défauts sont analysés. Les différentes approches sont discutées en fonction des hypothèses sous-jacentes et de leurs applications. Ensuite, un état de l'art des démarches visant à détecter et diagnostiquer des défauts sur des entraînements électriques est mené. Les méthodes sont analysées et comparées suivant différents critères. Compte tenu de ce travail de recherche, des axes de travail sont alors définis et situés parmi les approches et travaux existants.

A.b. Cadre et limites

Les travaux menés dans cette thèse concernent les entraînements électriques utilisant des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) triphasées alimentées à partir de sources continues via des onduleurs de tension. Cette structure générique est modifiable ; le principe est décrit sur la [Fig. I-1](#).

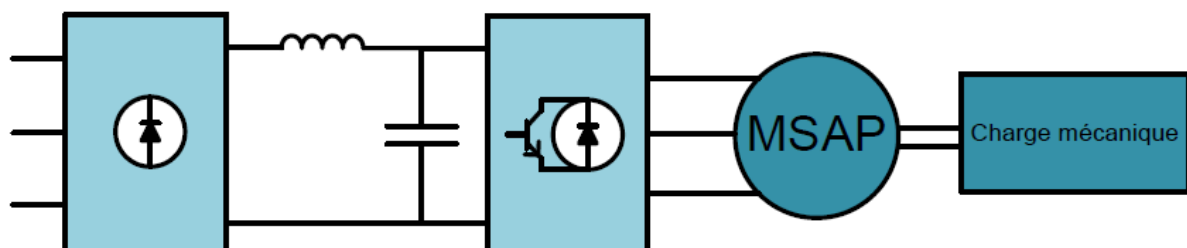


Fig. I-1: Structure de l'entraînement électrique étudié

Cette architecture est aujourd'hui utilisée dans l'aéronautique pour des actionneurs embarqués (inverseur de poussée, actionneur de commande d'ailerons,...), pour l'automobile et dans des domaines liés aux énergies renouvelables dans le cas où le redresseur à diode est remplacé par un

convertisseur bidirectionnel. Le pilotage de la machine synchrone est généralement assuré par au moins deux capteurs de courant sur deux des trois phases de la machine, un capteur de position donnant la position électrique ou mécanique du rotor de la machine ainsi qu'un capteur de tension sur le bus continu. Les raisons de l'utilisation de cette architecture sont multiples. D'abord, dans le domaine de la conception des machines, d'énormes progrès ont été faits en termes de couple massique, de fiabilité grâce aux aimants et aux nouveaux bobinages ce qui a rendu les machines synchrones à aimants permanents très compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Néanmoins, le prix des aimants reste une barrière conséquente dans certaines applications. Du point de vue de la commande, les stratégies de découplage et de contrôle optimal offrent des améliorations significatives. D'autres ensembles convertisseur-machines peuvent néanmoins être mentionnés dans cette partie notamment en ce qui concerne les paragraphes relatifs à l'état de l'art.

A.c. Application à l'aéronautique

Plus précisément, une des applications directes des travaux présentés dans cette thèse est la surveillance en ligne des actionneurs embarqués sur des avions. Les travaux menés dans le cadre du projet Innovation Solutions for Systems Power & Control menés entre autres entre SAFRAN (SAGEM et HISPANO-SUIZA) et des laboratoires comme LAPLACE, GREEN et AMPERE ont d'abord consisté à élaborer de nouveaux indicateurs de défauts capables de détecter des défauts d'ordre électriques et mécanique sur une machine à aimants permanents destinés à actionner des gouvernes d'ailerons. La figure ci-dessous illustre cette application qui utilise le type d'alimentation présenté sur la figure Fig. I-1.

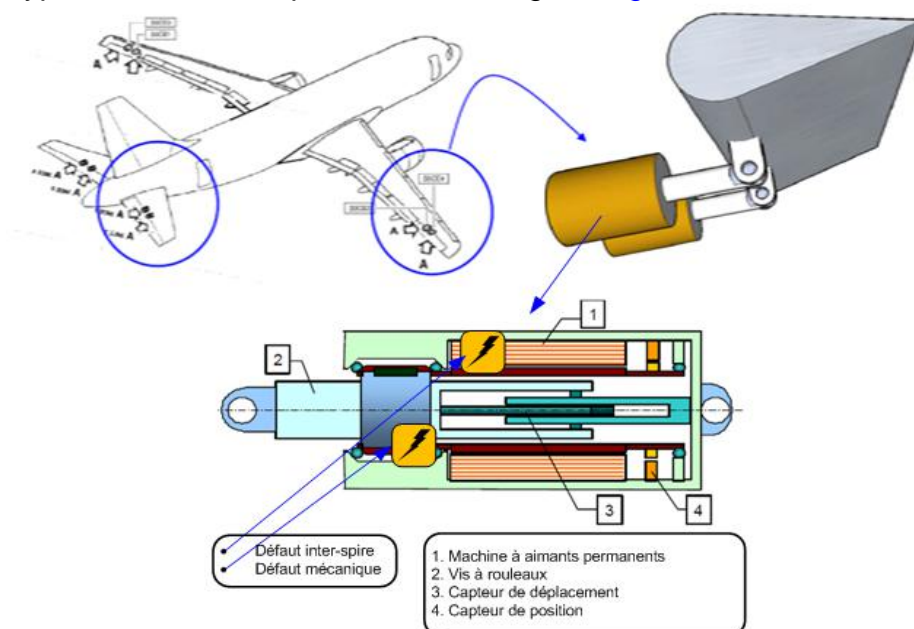


Fig. I-2: Application à l'aéronautique

Le type d'actionneur est généralement un actionneur impulsif muni d'un capteur de position et de deux capteurs de courants de phase pour permettre son autopilotage. Il entraîne une vis à billes ou à rouleaux transformant le mouvement de rotation en mouvement de translation. Cette vis est solidaire d'une tige fixée à la partie de l'aileron que l'on souhaite actionner. Des capteurs d'efforts et de

température sont également présents sur le système. En phase de vol, l'actionneur évolue sur des régimes transitoires pouvant être très rapides alors qu'au sol, dans des phases antérieures au décollage ou postérieures à l'atterrissage, il peut évoluer suivant des profils plus classiques associant phases d'arrêts et de régimes permanents utilisés pour tester le matériel.

B. Les différentes défaillances dans les entraînements électriques

B.a. Défauts de capteurs

D'une manière générale, les capteurs dans un système électrique donnent des informations capitales quant à son contrôle et son suivi. Si l'on considère la structure présentée dans le paragraphe précédent, les capteurs de position et de courant sont obligatoires pour assurer le contrôle de la machine et leur perte empêche tout fonctionnement. L'absence des informations délivrées par ces capteurs entraîne la perte immédiate du contrôle de la machine et, suivant les cas de figure, la dégradation des enroulements. Le capteur de position du rotor donne la position électrique ou mécanique du rotor de la machine par rapport au stator ; la perte soudaine de cette information peut provoquer l'apparition de courants de très fortes intensités et non maîtrisés. Le capteur de position est parfois remplaçable par l'utilisation de commandes dites "sans capteur" [Boi10]. Les travaux exposés dans [Naj10] permettent, à partir de l'utilisation d'un filtre de Kalman étendu à deux paramètres, de détecter des défauts impliquant l'ensemble de ces capteurs. L'origine des défauts de capteurs est variée et peut provenir d'erreurs humaines comme de défauts de fabrications. Le vieillissement des soudures et des contacts ainsi que les perturbations électromagnétiques peuvent également mener à un problème de capteurs.

B.b. Défauts dans les onduleurs de puissance

Les défauts dans les onduleurs de puissance impliquent les interrupteurs du point de vue puissance, ou commande (drivers) mais également le condensateur de l'étage continu. Les travaux dans [Sha07], [Gai10] traitent des défauts sur les interrupteurs de puissance. La perte d'interrupteurs de puissance peut se modéliser par des circuits restant continûment ouverts ou fermés altérant ainsi le fonctionnement d'un bras d'onduleur. La capacité du condensateur de l'étage continu est généralement affectée par la température et le niveau de tension. L'augmentation de la température diminue considérablement la capacité et la durée de vie du condensateur. Par conséquent, la tension du bus DC est perturbée et le contrôle de l'actionneur en aval est alors délicat.

B.c. Défauts dans les machines électriques

B.c.1. Répartition et causes

Les différentes défaillances sur les machines électriques sont ici classées en deux catégories. D'une part les défauts de types mécaniques et d'autre part les défauts d'ordre électrique. Les statistiques et retours d'expériences récents sur les défauts dans les machines électriques sont difficiles à obtenir et dépendent de très nombreux facteurs. Les travaux exposés dans [Tho95] présentent des études sur

des défaillances dans les machines asynchrones de fortes puissances utilisées dans le domaine de l'énergie (énergies renouvelables, pétrochimie). Une comparaison est donnée avec les résultats de [Rep85] sur des machines de puissances inférieures (alimentation directement par le réseau). On peut voir que les défauts mécaniques sont dominants pour des applications à puissances élevées.

Composant	[Tho95]		[Rep85]	
	Nombre de défaillances	Pourcentage	Nombre de défaillances	Pourcentage
Roulement	836	51.07	-	41
Bobinages	256	15.76	-	36
Barres rotoriques	77	4.70	-	9
Arbres et accouplements	40	2.44		
Pièces externes	255	15.58	-	22
Non spécifié	171	10.45		
Total	1637	100	380	100

Fig. I-3: Statistiques données dans [Tho95] et [Rep85]

Les causes de ces défaillances dans [Tho95] sont répertoriées en facteur initial, facteur aggravant et facteur sous-jacent et sont comparées aux résultats de l'étude présentée dans [Rep85], que l'on retrouve fréquemment dans la littérature. Les résultats des deux études sont proches mais on peut retrouver des défauts de fabrication lors de conception de moyenne ou grande série, des défauts dus à l'environnement externe du système, ou des défauts qui se développent en interne. La température, la pression, l'humidité environnante sont des facteurs externes qui agissent sur la durée de vie des systèmes au même titre que l'erreur humaine. La loi d'Arrhenius appliquée aux isolants montre qu'un échauffement de 10°C supplémentaire sur une machine diminue sa durée de vie de moitié. En interne, l'électronique de puissance et l'utilisation de composants commutant rapidement (dv/dt élevé) à fréquence élevée est souvent à l'origine des défauts inter-spires dans les bobinages des machines [Whe05] ; les problèmes au niveau des charges mécaniques peuvent engendrer entre autres des défauts de roulement, de décentrement sur la machine.

Une autre étude plus récente reprend ces données et y intègre d'autres résultats provenant de retours d'expérience d'usines norvégiennes datant de 1997 [Sin03]. Plus récemment, une étude de défaillances complète dans des fermes éoliennes suédoises entre 1997 et 2005 présente la répartition des différentes pannes recensées dans les systèmes éoliens ainsi que, pour chaque cas, le coût en temps qu'elles représentent [Rib07]. Sur la figure Fig. I-4, le graphe de gauche montre que les défauts mécaniques et électriques se partagent de manière équitable le total des défaillances. La transmission mécanique (environ 24%), les défauts électriques (17.5%) et les défauts de capteurs (14.1%) et de contrôle (12.9%) sont les plus fréquents. Le graphe de droite montre que les défauts concernant les transmissions mécaniques (19.4%), le contrôle (18.3%) et les défauts électriques (14.3%) sont les plus coûteux en termes de perte de temps.

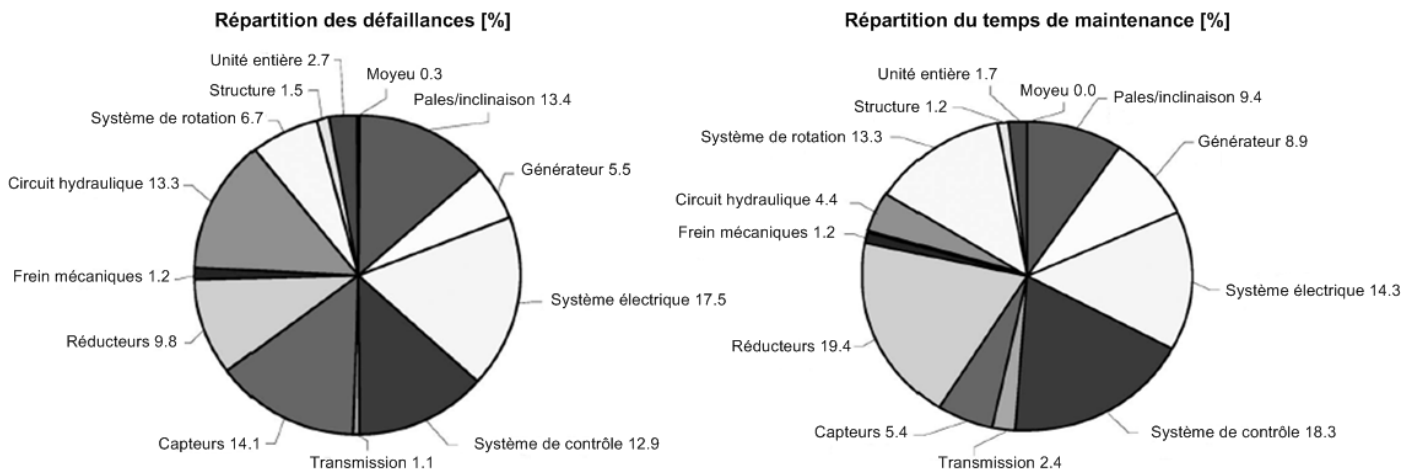


Fig. I-4: Résultats de l'étude menée dans [Rib07]

B.c.2. Défaits mécaniques

Les défauts mécaniques peuvent eux-mêmes se regrouper en plusieurs catégories. Tout d'abord, il y a les défauts propres au rotor des machines avec, dans le cas des machines asynchrones à cage, les problèmes de ruptures ou cassures de barres (voir Fig. I-5). La littérature sur ce sujet en termes de modélisation et de détection de ce type de défaut est très abondante comme nous le verrons dans les paragraphes suivants [Nan99], [Raz03], [Did04], [Leb08]. Le problème des ruptures de barres est aussi étudié dans le cas des cages amortisseuses pour des machines synchrones [Net08]. Il existe également de nombreux travaux sur les problèmes de décentrement statique et dynamique du rotor [Cru03], [Fai07], [And09]. Le décentrement est dit statique lorsque le centre du rotor est fixe mais n'est pas confondu avec le centre du stator ; il est dit dynamique lorsqu'en plus le centre du rotor ne coïncide pas avec l'axe de rotation (voir Fig. I-6).



Fig. I-5: Rupture de barres sur un rotor à cage extrait de [ToI02]

Les défauts de roulement prennent également une part importante des défauts mécaniques et semblent plus complexes à déceler [Raj06]. La dégradation des roulements peut être parfois postérieure à un problème de décentrement et les opérations de maintenance à ce sujet sont coûteuses en temps. En plus de ces défauts, les problèmes de charges mécaniques interviennent fréquemment et viennent perturber la compréhension des phénomènes et la détection proprement dites de défauts de décentrement ou de roulements [Ler08], [Tra08]. D'autres

défaillances concernent spécifiquement les charges mécaniques. Des problèmes de vibrations sur ces charges et les défauts mécaniques sur les mécanismes de transformations de l'énergie mécanique (réducteurs, boîtes de vitesses) ont également des conséquences sur les moteurs et peuvent être à leur tour à la source de défauts sur les machines électriques [Raj061], [Kia09].

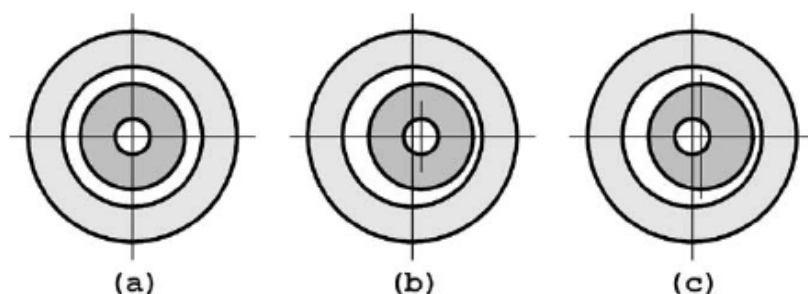


Fig. I-6: Les différents types de décentrement: centré (a) statique (b), dynamique (c) extrait de [Nan99]

B.c.3. Défauts électriques

Il existe également une classification pour les différents défauts électriques. Dans ce travail, nous distinguons les défauts naissants [Gub08], [Yaz04] dont le comportement est essentiellement caractérisé en "hautes fréquences", et des défauts à un stade avancé dont le domaine est plutôt "basses fréquences". Ainsi, les phénomènes de décharges partielles et d'arc électriques seront assimilés à des défauts naissants tandis que les courts-circuits étudiés dans ce travail sont principalement des défauts avancés impliquant ainsi un niveau d'énergie important par rapports aux précédents. On peut alors distinguer [Liu06], [You07] :

- des courts-circuits inter-spires
- des courts-circuits inter-bobines
- des courts-circuits inter-phases
- des courts-circuits phase-masse

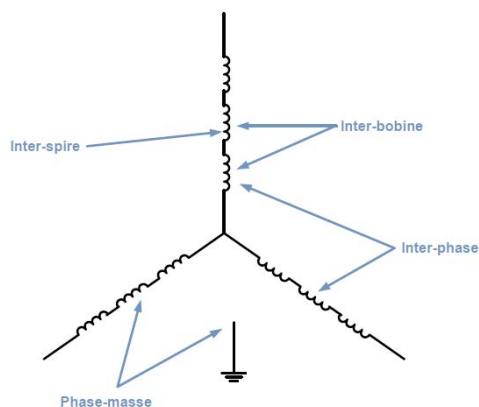


Fig. I-7: Distinction entre les différents types de court-circuit

Un des points faibles des machines est la zone relative aux têtes de bobines qui, étant située hors encoche, est soumise au champ magnétique et à des efforts électromagnétiques importants. Dans le cas de bobinage distribué à simple ou plusieurs couches, les efforts sur les têtes de bobines peuvent faire vibrer les conducteurs et mettre en contact les conducteurs d'une ou de plusieurs encoches après répétition et usure des isolants.

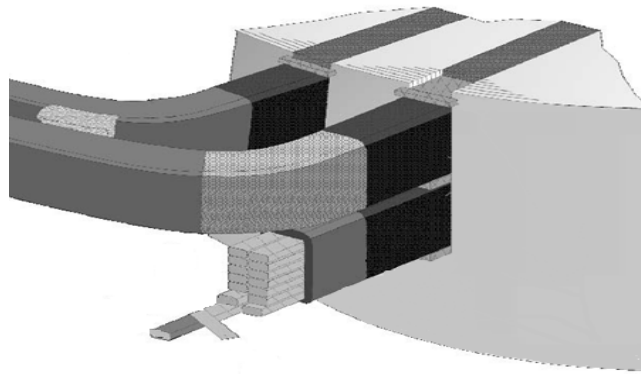


Fig. I-8: La zone fragile des têtes de bobine extrait de [Whe05]

Pour les machines à aimants permanents, nous pouvons aussi mentionner dans ce paragraphe les défauts de démagnétisation des aimants, notamment analysés dans [Far08]. Ces défauts ont plusieurs origines : ils peuvent être postérieurs à des défauts de type court-circuit ou de capteur de position, faire suite à un mauvais dimensionnement des aimants et de l'entrefer vis-à-vis du courant statorique ou bien être lié à un problème de fabrication. Enfin, la température est un facteur important et peut agir significativement sur l'induction des aimants. Des études récentes portent également sur des courts-circuits dans la tôlerie de machine dotée de stator ou rotor feuilletés [Mul11]. Dans le cas de machines dotées de système balais collecteur ou de contacts glissants (machine à courant continu, machine synchrone à rotor bobiné), l'usure des balais sur les pistes des collecteurs et leurs conséquences sont également très étudiées. Les facteurs qui diminuent la durée de vie des systèmes balais collecteurs sont multiples. Il y a d'abord les problèmes liés au rotor qui portent les pistes sur lesquelles le contact s'opère avec les balais : les vibrations, la qualité du guidage en rotation, l'équilibrage du rotor, la solidité des porte-balais influent sur le contact en lui même et donc sur la durée de vie de ce système. Les phénomènes d'arcs électriques qui se produisent au niveau du contact viennent détériorer les balais et les pistes. Enfin, la température environnante, les poussières et impuretés modifient la qualité des contacts. Les améliorations et nouvelles solutions pour remédier à ces problèmes se trouvent parfois dans l'utilisation de nouveaux matériaux [Ham00], [Sch06].

C. Modéliser les défaillances

C.a.Motivation

Dans les études menées sur les différentes défaillances, une partie des travaux est souvent menée au niveau de la modélisation électrique, mécanique, thermique des phénomènes. Ceci permet tout d'abord de comprendre les causes et les conséquences des pannes diverses sur un système donné. Cela permet aussi de simuler et analyser l'impact des défaillances et d'en comprendre les effets sans avoir besoin d'effectuer des tests grandeurs nature parfois complexes à mener étant donné leurs caractères destructifs.

C.b. Sur l'onduleur

C.b.1. Composants

Dans [Sha07], la modélisation des défauts des interrupteurs comportent deux cas : présence de circuit continûment ouvert ou fermé.

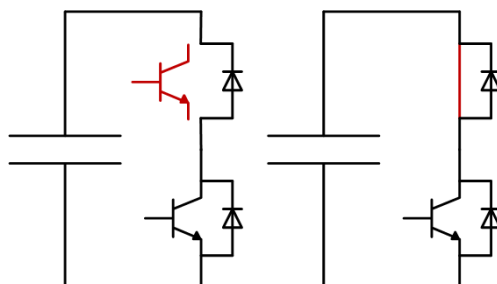


Fig. I-9: Modélisation d'interrupteurs en défaut sur un bras d'onduleur

Pour le cas du circuit ouvert, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut être contrôlé que pour un sens du courant. Quand ce dernier est nul, les courants des deux autres phases peuvent prendre des valeurs élevées pour un couple de charge donné. Le cas du défaut de court-circuit d'un transistor d'un bras de l'onduleur est également dangereux (en haut à droite sur la figure Fig. I-9). En fait, si la commande rapprochée de l'interrupteur du bas ne détecte pas le défaut et n'ouvre pas son transistor, le condensateur de l'étage continu se retrouve court-circuité et le courant dans le bras devient très important. Les courants des phases deviennent alors incontrôlables. La modélisation et les conséquences des défauts d'interrupteurs de puissance est également abordée dans [Gai10].

C.b.2. Condensateurs

Pour la modélisation et le comportement des condensateurs en défauts, nous pouvons nous appuyer sur les travaux menés dans [Ven07]. La modélisation fréquentielle et thermique des condensateurs est d'abord détaillée puis une partie des travaux est consacrée à la modélisation du vieillissement des condensateurs. Une des caractéristiques principales lors des défauts de condensateurs est l'augmentation de la résistance série équivalente. Différentes lois de comportement de type Arrhenius sont alors utilisées pour modéliser l'augmentation de cette résistance en fonction de la durée d'utilisation et de la température.

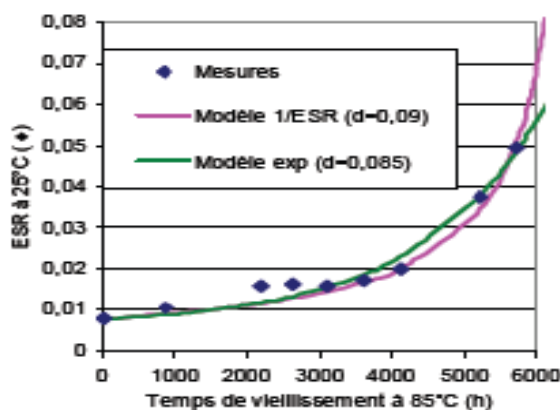


Fig. I-10: Variation de la résistance série ESR - Condensateur 4700µF/500V [Ven07]

C.c. Sur la machine

C.c.1. Caractérisation des défauts mécaniques

❖ Décentrement

Etudié dans de nombreuses publications pour les machines asynchrones, [Cru03], [Fai07], [And09], le défaut de décentrement crée des harmoniques supplémentaires dans les courants aux fréquences f_d de la forme :

$$f_d = f_s \cdot \left[(n \cdot R \pm n_e) \cdot \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm n_{ws} \right] \quad \text{I-1}$$

n étant un entier quelconque, R le nombre d'encoches, g le glissement, f_s la fréquence de l'alimentation, p le nombre de paires de pôles, et n_{ws} l'ordre des harmoniques de temps, n_e étant l'ordre du défaut de décentrement: $n_e = 0$ pour un décentrement statique, $n_e = 1, 2, 3 \dots$ pour un décentrement dynamique. Dans le cas de défaut regroupant décentrement statique et dynamique, il apparaît des composantes harmoniques aux fréquences f_d^* :

$$f_d^* = f_s \cdot \left[1 \pm n \cdot \left(\frac{1-g}{p} \right) \right] \quad \text{I-2}$$

Selon [Cru03], les composantes décrites sont difficilement détectables notamment dans le cas où l'alimentation est assurée par des onduleurs de tensions et sont parfois absentes pour certaines combinaisons de R et de p , nombre de paires de pôles de la machine. Les fréquences décrites par I-1 et par I-2 sont plus aisées à détecter mais ne permettent pas de conclure aisément sur le type de défaut rencontré. Pour les machines synchrones, le travail est rendu plus difficile du fait de la présence d'un entrefer plus important. Les travaux de [Haj03] modélisent le défaut de décentrement et analysent ses conséquences sur les harmoniques de la force électromotrice. Les harmoniques de la force électromotrice sont affectés par des coefficients dépendant des données sur la modélisation du décentrement pouvant être relié à la sévérité du décentrement. De plus, due à l'asymétrie géométrique provoquée par le décentrement, la résultante des efforts magnétiques radiaux n'est plus nulle ce qui ne fait que détériorer la situation et peut engendrer d'autres défauts comme les défauts de roulement.

❖ Rupture de barres rotoriques

Le phénomène de rupture de barres rotoriques dans les machines asynchrones à cage est un sujet très présent dans la littérature [Bac02], [Raz03], [Did04], [Hen05]. La casse complète ou partielle de barres a pour effet d'induire des harmoniques dans les courants absorbés par la machine aux fréquences f_b :

$$f_b = f_s \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot g) \quad \text{I-3}$$

f_s étant la fréquence d'alimentation, g le glissement, k un entier positif quelconque. Pour reproduire et étudier le phénomène, on perce souvent des trous dans les barres

rotoriques [Did04], [Toi02]. Le même phénomène est aussi analysé pour des amortisseurs de machines synchrones dans [Net08]. Il y est expliqué que l'augmentation des harmoniques de courant aux fréquences de type $k \cdot f_s/p$ peut être significative de défauts sur les barres des cages amortisseuses. Plus récemment et sur le même sujet, [Rah11] montre l'effet de barres amortisseuses endommagées sur les caractéristiques couple-vitesse à tension et fréquence imposées.

❖ Roulements

La dégradation des roulements d'une machine électrique provoque l'apparition de vibrations et donc induits des composantes fréquentielles dans les courants [Sch95], [Fer08], [Tra08], [Pac09].

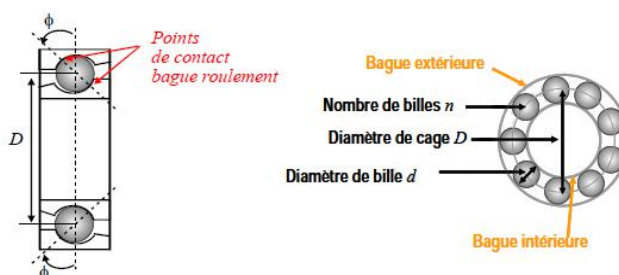


Fig. I-11: Roulement à billes classiques extrait de [Boi10]

Pour des défauts dits «localisés», les vibrations engendrées sont de fréquences :

$$f_{r1} = \frac{n}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad \text{I-4}$$

$$f_{r2} = \frac{n}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad \text{I-5}$$

$$f_{r3} = \frac{D}{2 \cdot d} \cdot f_r \cdot \left[1 - \left(\frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right)^2 \right] \quad \text{I-6}$$

$$f_{r4} = \frac{1}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad \text{I-7}$$

f_{r1} et f_{r2} correspondent aux fréquences rencontrées lorsqu'une bille passe respectivement sur une partie abîmée de la bague extérieure ou de la bague intérieure. f_{r3} caractérise la fréquence rencontrée lorsque qu'une bille abîmée frotte sur la bague extérieure ou intérieure ; f_{r4} est la fréquence de rotation de l'ensemble du train de bille. Ces vibrations font apparaître ou augmentent significativement dans les courants de phases les fréquences de type f_R :

$$f_R = f_s \pm k \cdot f_r^* \quad \text{I-8}$$

k étant un entier positif quelconque, f_r^* l'une des fréquences citée plus haut. Pour simuler un tel défaut, la mise en œuvre est complexe : on peut soit utiliser des roulements volontairement usés ou cassés [Neg06] au risque de mal reproduire les conséquences de tels défauts ou bien se procurer des roulements usés provenant de véritables machines électriques et les remonter sur des machines tests.

❖ Couples parasites

Les auteurs dans [Boi10], [Blö06] se sont intéressés aux conséquences d'oscillations de couple au sens large. Il en ressort qu'un couple parasite de pulsation ω_d crée des modulations de phase et d'amplitude sur les courants (i_s) et les forces électromotrices (e) pour une machine commandée et alimentée par des tensions sinusoïdales équilibrées. Les courants et forces électromotrices peuvent alors se mettre sous la forme :

$$i_s = I_{s1} \cdot \sin[\omega \cdot t + \varphi] + I_{s2} \cdot \sin[\omega \cdot t + \alpha \cdot \cos(\omega_d \cdot t + \varphi')] \quad \text{I-9}$$

où ω , φ , φ' , α , I_{s1} et I_{s2} sont des constantes dépendant du cas de figure étudié.

$$e = A(t) \cdot \sin[B(t) \cdot t + \varphi''] \quad \text{I-10}$$

où $A(t)$ et $B(t)$ sont des fonctions liées à la vitesse de rotation et dépendant du problème étudié, φ'' étant une constante.

❖ Cas de la transmission de puissance

Comme nous l'avons vu plus haut, les défauts concernant les réducteurs de vitesses, les engrenages et les autres organes de transmission de puissance prennent une part importante des défauts et sont parmi les plus coûteux en termes de temps et de coût de maintenance. La modélisation d'engrenage défectueux et de leurs conséquences est abordée dans [Kia09]. Les défauts dans les engrenages peuvent être regroupés en plusieurs catégories : les défauts de surface, l'écaillage, la présence de fissures ou de craquelures et la casse des dents. Dans l'étude proposée, un engrenage roue-pignon transmet la puissance entre deux machines asynchrones : l'une à cage d'écureuil, l'autre à rotor bobiné. Lors de la casse d'une dent, les résultats ont montré la présence de composantes aux fréquences f_a , f_b et f_c dans les courants absorbés :

$$\begin{cases} f_a = |f_s \pm f_{ra}| \\ f_b = |f_s \pm f_{rb}| \\ f_c = |f_s \pm f_{rc}| \end{cases} \quad \text{I-11}$$

f_s étant la fréquence des courants, f_{ra} la fréquence de rotation de la roue, f_{rb} celle du pignon, f_{rc} la fréquence d'engrènement. Les résultats de simulation issus du modèle de l'entraînement électrique proposé sont proches des résultats expérimentaux. Des travaux similaires sont menés dans [Fék10].

C.c.2. Modélisation des défauts électriques❖ Défauts avancés

Intéressons nous d'abord aux défauts avancés. Tout comme pour les défauts mécaniques, la littérature sur ce point est très abondante et, historiquement, les travaux de modélisation ont d'abord concerné les machines asynchrones [Pen94], [Sch99], [Tal02], [Kat09] plus répandues du fait de leur alimentation directement

avec le réseau électrique. Les défauts de court-circuit sur des phases, spires ou bobines sont représentés par des résistances externes que l'on modifie pour modéliser le défaut artificiellement. La figure Fig. I-12 montre ce schéma appliqué à une machine à aimants. La résistance R_f permet de faire varier la sévérité du défaut par le biais de tests non destructifs. Une résistance nulle équivaut alors à un court-circuit franc.

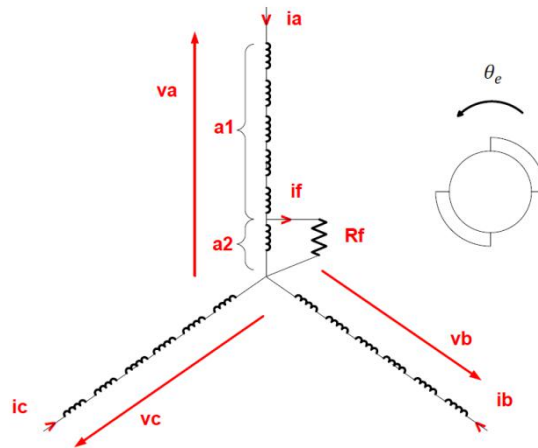


Fig. I-12: Schéma d'une MSAP triphasée avec défaut de type court-circuit

La maille supplémentaire fait donc intervenir un courant additionnel et augmente ainsi l'ordre du système. Le courant circulant dans cette maille n'est pas contrôlé et crée un flux qui tend à s'opposer au flux inducteur qui est produit par les aimants et la composante directe du courant statorique pour les machines synchrones à aimants classiques. Pour ces dernières, le problème est d'autant plus dangereux que l'excitation n'est pas contrôlable. Pour cela, ce courant prend des valeurs très importantes si la résistance placée en parallèle est faible. Supposons un défaut impliquant des spires (partie a_2 en court-circuit à travers R_f) sur la phase a (voir Fig. I-12). Soient R_f la résistance de court-circuit, R_{a2} la résistance de la partie saine et Φ_f le flux total traversant les spires considérées en défaut (partie a_2). Si i_a est le courant de la phase a et i_f le courant de défaut, nous avons :

$$R_f \cdot i_f = R_{a2} \cdot (i_a - i_f) + \frac{d\Phi_f}{dt} \quad \text{I-12}$$

Il faut alors identifier les paramètres du nouveau circuit ; ceci fait appel en général à des calculs de résistances, de flux, ou d'inductances et de forces électromotrices. Plusieurs approches existent faisant intervenir des hypothèses plus ou moins fortes. D'une part, il y a l'approche qui consiste à supposer que, les bobines au stator de la machine se comportent comme de simples solénoïdes. Les phénomènes de saturation, de saillance, de fuites sont alors négligés de même que les effets tridimensionnels et les phénomènes de courants induits. Par conséquent, les couplages électromagnétiques sont trop simplifiés et les inductances propres liées aux défauts sont supposées uniquement proportionnelles au carré du nombre de spires impliquées dans le court-circuit et les inductances mutuelles au nombre de spires impliquées dans le court-circuit. Cette approche n'est valable que dans certains cas restreints et particuliers. On considère généralement que les flux dans les différents enroulements comprennent 2 parties : l'une proportionnelle au courant

dans les différentes bobines et faisant intervenir une matrice inductance et l'autre provenant des aimants et dépendant de la position du rotor.

Cette première approche permet une détermination approximative de différents paramètres dont les coefficients de la matrice inductance dans le cas de bobinages à une encoche par pôles et par phases et pour des machines à faibles nombre de paires de pôles [Pen94], [Sch99], [Tal02]. Pour les différentes inductances et mutuelles liées au circuit de défaut, on aboutit alors à des formules du type :

$$\begin{cases} L_{a2} = \mu^2 \cdot L_s \\ M_{a2b} = M_{a2c} = \mu \cdot M \\ M_{a1a2} = \mu \cdot (1 - \mu) \cdot L_s \end{cases} \quad \text{I-13}$$

où L_s est l'inductance propre d'une phase, M la mutuelle entre phase, μ le rapport entre le nombre de spires considérées en défaut et le nombre de spires total d'une phase. Ces approches sont aussi appliquées pour les machines synchrones à aimants permanents [Rei00], [You07], [Far08] ou à rotor bobiné. [Xia05], et [Liu06] proposent des formules d'adaptation pour tenir compte partiellement de certains bobinages mais l'approche reste non généralisable. [Vas09] montre les limites de l'approche précédente et propose également d'autres formules (voir I-14) en utilisant les inductances propres des bobines élémentaires de chaque phase et les inductances mutuelles entre elles (L_b et M_b) mais l'approche présentée reste limitée du fait de l'hypothèse de linéarité de la machine et dans une moindre mesure aux machines à faible nombre de paires de pôles et à des bobinages à une encoche par pôles et par phases car les mutuelles entre les différentes bobines constituant la machine sont supposées identiques :

$$\begin{cases} L_{a2} = \mu^2 \cdot L_b \\ M_{a2b} = M_{a2c} = \mu \cdot M/p \\ M_{a1a2} = \mu \cdot (1 - \mu) \cdot L_b + \mu \cdot (p - 1) \cdot M_b \end{cases} \quad \text{I-14}$$

où M est la mutuelle entre phase, μ le rapport entre le nombre de spires considérées en défaut et le nombre de spires total d'une bobine élémentaire de la machine, p le nombre de paires de pôles de la machines dans le cas d'une fraction d'une bobine élémentaire. Pour s'affranchir de la contrainte liée au bobinage [TuX05], [Deh07] proposent un modèle tenant compte de la saillance et de certains harmoniques d'espace en utilisant la fonction de bobinage. L'inductance L_{ab} entre deux bobines a et b est alors donnée par :

$$L_{ab} = \mu_0 \cdot r \cdot l \cdot \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} N_a(\theta, \varphi) \cdot N_b(\theta, \varphi) \cdot g^{-1}(\theta, \varphi) \cdot d\varphi \quad \text{I-15}$$

où $N_a(\theta, \varphi)$ et $N_b(\theta, \varphi)$ sont les fonctions de bobinages associées aux bobines a et b , $g^{-1}(\theta, \varphi)$ est l'inverse d'une fonction dite "entrefer" qui donne, sous des hypothèses de régularité, la longueur des lignes de champ dans l'entrefer en fonction de la position θ du rotor pour position donnée. μ_0 est la perméabilité du vide, l la longueur active de la machine, r un rayon moyen. Si $g^{-1}(\theta, \varphi)$ est suffisamment réaliste, les harmoniques d'espace peuvent alors être pris en compte. Plus récemment, [Rom11] propose d'inclure les harmoniques d'espace dans le cas d'une machine à aimants

dont les aimants au rotor sont vrillés. [Sun08] propose de tenir compte des fuites dans les encoches du stator pour les machines à aimants qui sont souvent négligées. [Deh05] propose également un modèle "en flux" où les variables d'état sont les flux dans les phases et dans l'enroulement en défaut. D'autres études permettent de tenir compte plus précisément et aisément du bobinage. Une d'entre elles concerne les machines à aimants et est présentée dans [Bir08]. Dans le cas de machines à bobinage dentaire, le couplage entre une bobine et les autres est approché en utilisant un réseau de perméances (RDP) et permet le calcul des différentes inductances et mutuelles impliquées dans un court-circuit de manière rapide en négligeant toutefois la saturation. Néanmoins, l'utilisation du réseau de perméances perd de l'intérêt lorsque la saturation n'est pas prise en compte [Tak08]. Comparée à des calculs classiques ou aux approches basées sur les éléments finis, cet outil offre néanmoins un compromis entre précision et temps de calcul surtout lorsque la saturation est prise en compte [Mei86], [Ost89], [Ram06], [Pet07], [Far08], [Küt11]. Plus récemment, [Mah09] et [Ger05] proposent des approches pour modéliser respectivement les machines asynchrones et synchrones en présence de défauts inter-spices en tenant compte de la saturation. [Gan11], propose un article bibliographique relatant ces récentes améliorations.

Dans tous les cas, il semble difficile de pouvoir simuler le comportement de spires impliquées dans un court-circuit à l'état avancé en tenant compte simultanément de la nature du bobinage, de la saillance et de la saturation, de la thermique qui influe sur l'estimation des résistances, voire des phénomènes de courants induits et des effets tridimensionnels. Bien évidemment, la solution pourrait être le calcul complet avec couplage thermique par éléments finis pas à pas dans le temps grâce aux logiciels de calculs de champs [Flux], [Fai07], [Ché07], [Bir08]. En revanche, l'utilité d'un modèle réside aussi dans sa maniabilité et sa facilité de mise en œuvre. Sur ce point, les approches par réseau de perméances semblent offrir un meilleur compromis.

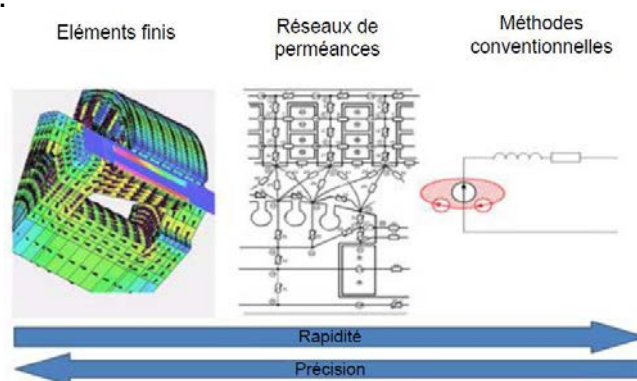


Fig. I-13: Le compromis offert par une approche par RDP extrait de [Pet07]

Mis à part le défaut de court-circuit, le défaut de démagnétisation parfois engendré par un ou des défauts de court-circuit est également modélisé dans les travaux de recherches. En effet, le fort courant circulant dans les spires en court-circuit engendre un flux qui va s'opposer à celui des aimants permanents et peut, si le courant devient important ou si des contraintes de conception au niveau de l'épaisseur d'aimants et de l'entrefer n'ont pas été intégrées, entraîner la démagnétisation d'une partie d'aimants ou d'aimants complet. Néanmoins, de tels défauts peuvent provenir de problèmes lors de la fabrication des inducteurs. Le

phénomène de démagnétisation est analysé dans [Far08]. Dans ces travaux, deux modèles sont élaborés et donnent la forme des forces électromotrices à vide à partir de l'inducteur à aimants : l'un est analytique et l'autre est basé sur une approche par réseau de perméances. Ensuite, la différence entre une force électromotrice issue d'un inducteur en défaut est comparée à celle des deux modèles : l'objectif est de trouver l'aimantation qui minimise l'erreur entre les deux formes de forces électromotrices. Une des conclusions est alors que l'imprécision des deux modèles, l'influence des phénomènes négligés, ne permet pas toujours de trouver l'induction engendrée par l'inducteur en défaut et donc les aimants ou portion d'aimants considérées en défaut.

❖ Défauts naissants

Concernant les défauts naissants, la problématique est différente. En effet, le comportement de tels défauts est davantage visible dans le domaine des hautes fréquences que dans le domaine des basses fréquences. En fait dès qu'il s'amplifie, le défaut de court-circuit implique de plus en plus d'énergie et est donc plus facilement détectable que lorsque qu'il est encore naissant. Avant d'aborder les travaux présents dans la littérature scientifique, considérons certains aspects techniques et normes permettant d'évaluer l'isolation d'un système électrique. En plus des tests classiques nécessitant l'arrêt des systèmes et les mesures directes, des méthodes s'appuyant sur la norme NF C15-100 permettent de caractériser l'isolement des installations électriques. Deux d'entre elles sont présentées dans [Bis99]. La première mesure la variation du temps d'application de tensions d'essais définies selon la puissance de l'installation : la mesure de la résistance d'isolement à intervalles de temps régulier permet alors de définir l'index de polarisation PI et le ratio d'absorption diélectrique DAR :

$$\left\{ \begin{array}{l} PI = R_{\text{isolement à 10 minutes}} / R_{\text{isolement à 1 minute}} \\ DAR = R_{\text{isolement à 1 minute}} / R_{\text{isolement à 30 secondes}} \end{array} \right. \quad \text{I-16}$$

Ainsi si $PI < 2$ ou $DAR < 1.25$ l'isolement mesuré est plus que douteux. L'évolution de ces coefficients peut permettre la maintenance préventive de machines électriques mais doit bien souvent être complétée par des données fournies par les constructeurs de machines tournantes. La deuxième méthode est quant à elle plutôt basée sur la modification des enregistrements de la tension lors de tests périodiques. Du côté de la recherche scientifique, de nombreux travaux traitent d'abord des phénomènes de décharges partielles [Whe05], [Gup90], [Cai02]. Dans [Kau96], les effets de l'électronique de puissance et notamment du découpage des tensions sur l'isolation des spires est examiné. Il y est montré que le cuivre, enrobé d'émail et recouvert de résine voit son isolement dégradé sous l'effet des tensions commutées : la probabilité d'obtenir des décharges partielles augmente avec l'amplitude de la tension commutée et les résultats montrent que l'isolation est plus dégradée dans le cas de tensions commutées bidirectionnelles que pour des tensions commutées unidirectionnelles. L'épaisseur de l'émail de recouvrement, le diamètre des conducteurs, l'imprégnation sont des facteurs qui jouent sur le niveau de tension

commutée à partir duquel on observe des décharges partielles. Plus récemment, [Wer06] analyse le vieillissement des bobines dans les machines électriques de fortes puissances. Ces travaux regroupent des tests effectués sur des fils de cuivre émaillés, sur une portion circulaire de moteur (appelée "motorette") puis sur des installations grandeur nature (machines de 4kW et de 45 kW). La motorette est équipée d'une bobine et d'un dispositif de mesure ; l'ensemble est modélisé en hautes fréquences par le schéma équivalent suivant :

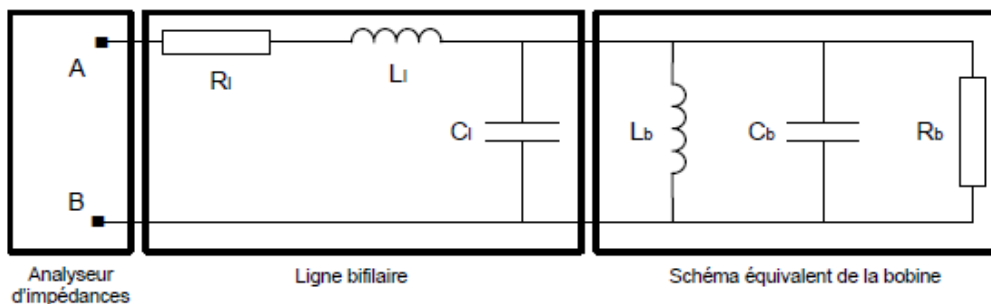


Fig. I-14: Schéma équivalent retenu de la bobine de la motorette et son dispositif de mesure extrait de [Wer06]

Après simplification, en supposant $L_b C_{eq} \cdot \omega^2 \gg 1$ et $R_b^2 \cdot (C_{eq} \cdot \omega)^2 \gg 1$ avec $C_{eq} = C_L + C_b$, l'impédance vue des points A et B est ramenée à :

$$Z_{AB} = R_L + \left[\frac{1}{R_L + (C_{eq} \cdot \omega)^2} \right] + j \cdot \left[L_L \cdot \omega - \frac{1}{C_{eq} \cdot \omega} \right] \quad \text{I-17}$$

Comme $C_L \ll C_b$, la fréquence qui annule la partie imaginaire de Z_{AB} appelée résonance série vaut alors :

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_L \cdot C_b}} \quad \text{I-18}$$

Le vieillissement accéléré sous contrainte thermique de la motorette montre une variation de C_b et donc de la résonance série. Néanmoins, ces variations de fréquences ne sont pas toujours monotones et varient selon que l'on considère la motorette ou le moteur de 4kW. Un autre modèle de type haute fréquence est proposé par [Liu07] :

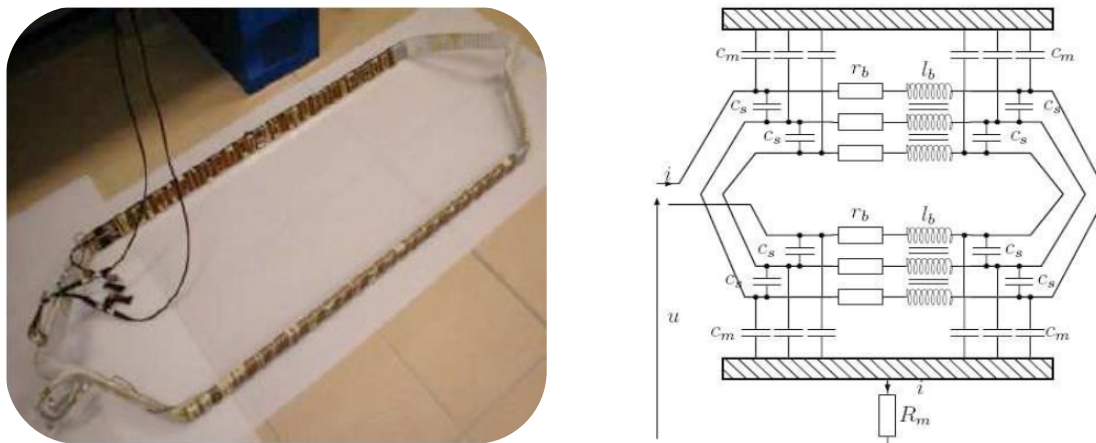


Fig. I-15: La bobine et son modèle HF extrait de [Liu07]

La bobine extraite de la machine est modélisée par différentes résistances, inductances et capacités et la réponse en tension du circuit ainsi constitué est analysée. Des mesures sont effectuées et un processus d'optimisation permet de trouver les paramètres qui permettent de minimiser l'erreur entre la réponse en tension mesurée et simulée. La dérive de certains paramètres est alors pressentie pour être révélatrice de défauts électriques naissants dans la bobine (tests effectués hors circuit magnétique).

Les recherches et travaux exposés dans cette partie sur la modélisation des défauts mécaniques et électriques dans les entraînements électriques permettent d'abord de comprendre le ou les phénomènes de défauts et de cerner le cadre d'application des modèles qui visent à représenter ces différentes défaillances. On peut retenir entre autres l'importance des hypothèses qui fixent ce cadre vis à vis des conclusions que l'on peut tirer notamment au niveau des «problèmes inverses». Ces travaux de modélisation peuvent avoir deux objectifs: la détection de défaut et le diagnostic d'entraînements électriques ou bien la fiabilisation de ces systèmes. Le premier objectif est traité dans la partie qui suit.

D. Détecter les défaillances

D.a.Motivation

Le fait de pouvoir détecter telle ou telle défaillance sur un entraînement électrique peut permettre tout d'abord d'éviter la casse du matériel ou l'accident quand l'application concernée est critique comme pour l'automobile ou l'aéronautique par exemple. Nous considérons cette action comme étant la «*détection de défaut*». Si l'incident est détecté suffisamment tôt, la détection de défaut peut permettre d'utiliser des stratégies de mode dégradé conçues à l'avance. En plus d'éviter un scénario catastrophe, elle peut parfois permettre de comprendre d'où vient exactement le problème et donc de «*diagnostiquer*» la panne. Dans ce cas, si l'incident est détecté suffisamment tôt, la détection de défaut peut permettre de programmer des opérations de maintenance : en effet, le temps perdu lors d'incidents imprévus dans les entraînements électriques est très coûteux en termes de temps et d'argent. En ce qui concerne les défauts naissants mentionnés dans la partie précédente (de nature électrique ou mécaniques), nous utiliserons les termes de «*détection à un stade précoce*».

D.b.Généralités

D.b.1.Classification

Les méthodes de détection de défaut sont généralement regroupées en plusieurs catégories : celles qui reposent sur l'étude des données et celles utilisant les modèles ; celles qui reposent sur des aspects quantitatifs ou qualitatifs [Zha08]. En ce qui concerne les modèles, on retrouve les estimations de paramètres et d'état avec des outils tels que le filtre de Kalman étendu ou non, les observateurs de type Luenberger ; coté qualitatif, on peut alors penser aux arbres de défaillances et aux analyses descendantes. Pour l'analyse de données, on retrouve les approches statistiques, les réseaux de neurones ainsi que les systèmes utilisant la logique floue, et la reconnaissance de formes pour le coté qualitatif.

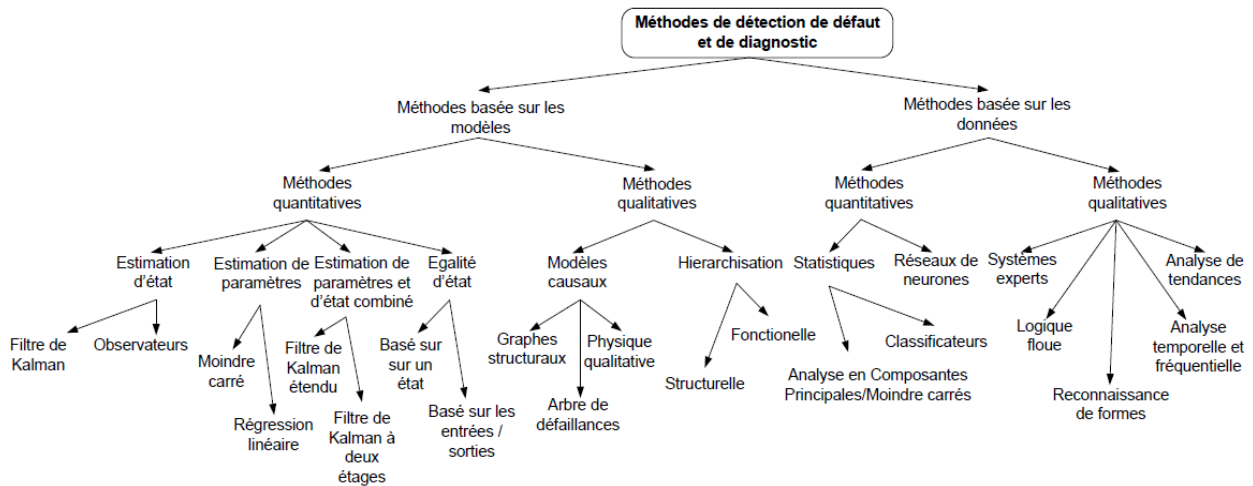


Fig. I-16: Classification générale des méthodes de détection de défaut proposée dans [Zha08]

D.b.2. Systèmes bouclés

Pour des systèmes commandés, les informations caractéristiques de différents défauts électriques et mécaniques se retrouvent dans différentes grandeurs. Prenons le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses, alimentée par onduleur de tension et contrôlée par une simple boucle de courant. Lorsque la machine est saine, les régulateurs imposent des courants de phases sinusoïdaux grâce à des tensions de références de phases quasi-sinusoïdales si le modèle de la machine est proche d'un modèle des deux axes dq classique. Si un défaut de type court-circuit électrique avancé intervient, les tensions de commande seront déformées par la présence d'harmoniques pairs. Puis, lorsque les régulateurs n'assureront plus des courants purement sinusoïdaux, l'effet sur les courants de phases deviendra visible avec la présence assez nette d'harmonique de rang pairs [You07], [Boi10]. Pour une régulation en vitesse, le régulateur de vitesse va jouer sur la référence de courant pour maintenir une vitesse proche de sa référence. Lors de la présence d'un défaut inter-spores avancé, les informations liées à ce défauts se trouveront à la fois dans les courants statoriques et les tensions de références. "A priori", le réglage des régulateurs ainsi que la nature des boucles de contrôle utilisées auront donc un impact sur la localisation des signatures de défaut parmi les différentes grandeurs et sur les performances des indicateurs de défauts.

D.b.3. Prise en compte de différents paramètres

Les méthodes visant à détecter divers défauts peuvent être comparées en utilisant plusieurs critères. On peut distinguer celles qui utilisent uniquement des informations issus de capteurs présents sur le système étudié et celles qui requièrent l'utilisation de capteurs supplémentaires. Par ailleurs les méthodes employées peuvent être qualifiées d'invasives (ou actives) si elles modifient les signaux de commande au cours de l'évolution du système ou bien de passives si elles ne perturbent en rien le système. Enfin, elles sont d'autant plus pertinentes si elles parviennent à détecter un certain type de défaut en présence d'autres défaillances et donc à distinguer les défauts entre eux. Le graphe ci-dessous permet de regrouper certains critères (liste des critères non-exhaustive) et d'évaluer, de comparer des méthodes. Généralement, l'approche la plus intéressante n'est pas constituée d'une

seule méthode mais regroupe plusieurs méthodes, chacune d'entre elles compensant les points faibles de l'autre afin de gagner en robustesse de manière globale. La gestion de ces différentes méthodes est alors confiée à des systèmes de supervisions qui permettent à partir des informations apportées par chacune des méthodes de recouper les informations et de donner des informations plus fiables pour ensuite prendre les meilleures décisions. Les méthodes utilisées pour traiter les flots d'informations apportées par les indicateurs de défauts sont basées sur des statistiques, des réseaux de neurones ou bien des méthodes basées sur la reconnaissance de formes (RDF) [Cas03], [Dia05], [Ond06].

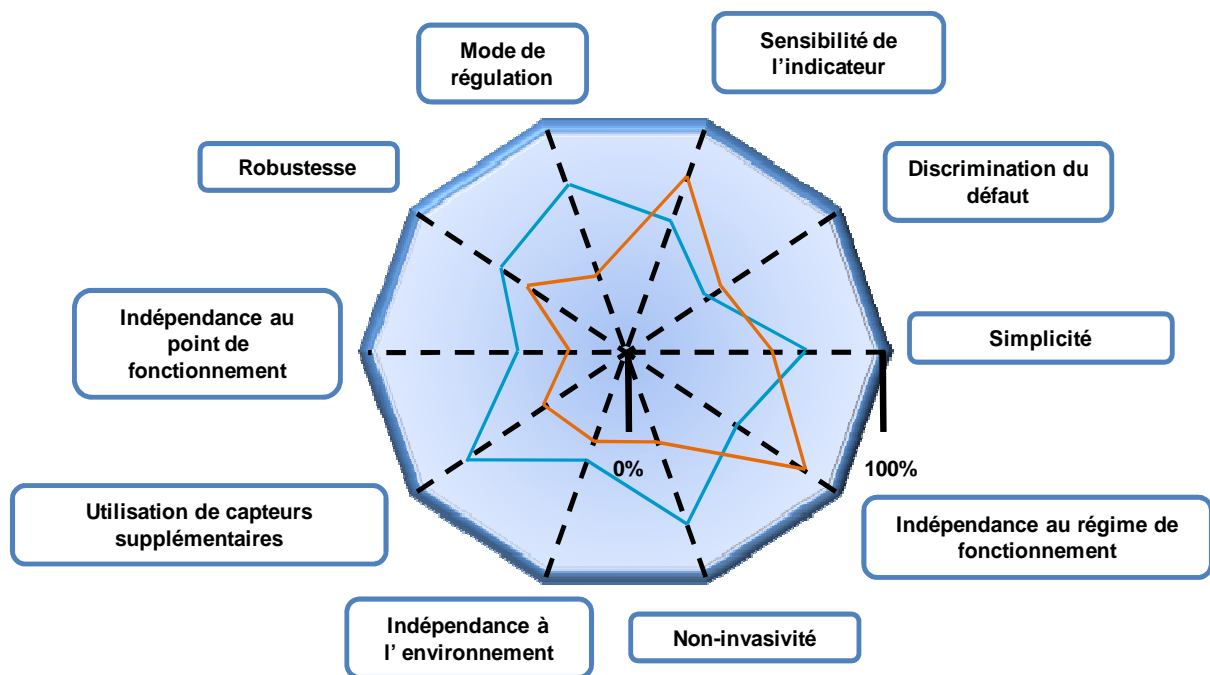


Fig. I-17: Principe d'évaluation de deux méthodes "fictives" sur des critères prédéfinis

D.c. Approches fréquentielles

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux méthodes basées sur l'étude des données, des signaux et des mesures (Fig. I-16).

D.c.1. Utilisation des grandeurs directes, inverses et homopolaires

L'utilisation des grandeurs inverses à des fins de détection de défauts électriques est en fait bien adaptée pour les machines asynchrones. En effet, une machine à induction se modélise facilement par des impédances équivalentes alors que les machines synchrones se modélisent moins aisément par ce procédé. On utilise alors :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{0d} & Z_{0i} \\ Z_{d0} & Z_{dd} & Z_{di} \\ Z_{i0} & Z_{id} & Z_{ii} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_d \\ I_i \end{bmatrix} \quad \text{I-19}$$

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_i \end{bmatrix} = F^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} ; \quad F^{-1} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} ; \quad F^{-1} \cdot F = I_3 \quad \text{I-20}$$

où I_3 est la matrice identité de rang 3. Les composantes directe, inverse et homopolaire des courants et tensions sont déterminées à l'aide de la transformation de Fortescue F et des courants et tensions triphasées. La composante homopolaire

du courant est nulle dans le cas où la somme des courants triphasés est nulle. Ils permettent ensuite de calculer les coefficients de la matrice impédance. Cette opération permet d'observer l'évolution de ces coefficients dans le cas de machines saines et déséquilibrées. Dans [Sot93], il est montré que le suivi des parties réelles et imaginaires des impédances permet de caractériser le déséquilibre introduit par des défauts inter-spores. Le seul suivi des composantes directe et inverse dans les courants ou tensions ne suffit pas à conclure notamment dans le cas de machines initialement déséquilibrées. Cette approche est également utilisée dans [Che11] pour des machines asynchrones où il est question de déterminer une variation d'impédance entre un cas sain et des cas déséquilibrés en supposant que les tensions inverses dans les cas sain et déséquilibré partagent le même courant direct I_p et la même impédance inverse Z_{nn} (point de fonctionnement identique). Il est écrit que (Z_{np} étant l'impédance directe) :

$$\begin{cases} V_n^h = Z_{np} \cdot I_p + Z_{nn} \cdot I_n^h \\ V_n^f = (Z_{np} + \Delta Z_{np}) \cdot I_p + Z_{nn} \cdot I_n^f \end{cases} \quad \text{I-21}$$

les indices h et f désignant respectivement la machine saine et en défaut. Après hypothèses et simplifications et en considérant une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension, l'indicateur retenu est alors :

$$\Delta Z_{np} \approx \frac{V_n^f - V_n^h}{I_p} \quad \text{I-22}$$

L'idée est alors de surveiller la variation complexe d'impédance ΔZ_{np} et de la comparer à un état sain. Néanmoins, comme ΔZ_{np} varie avec le point de fonctionnement de la machine, les variations de ΔZ_{np} doivent être connues pour la machine saine. La méthode permet alors aux auteurs de pouvoir détecter la présence de quelques spores en défauts pour différents points de fonctionnements et ce indépendamment du déséquilibre initial le tout pour un système bouclé.

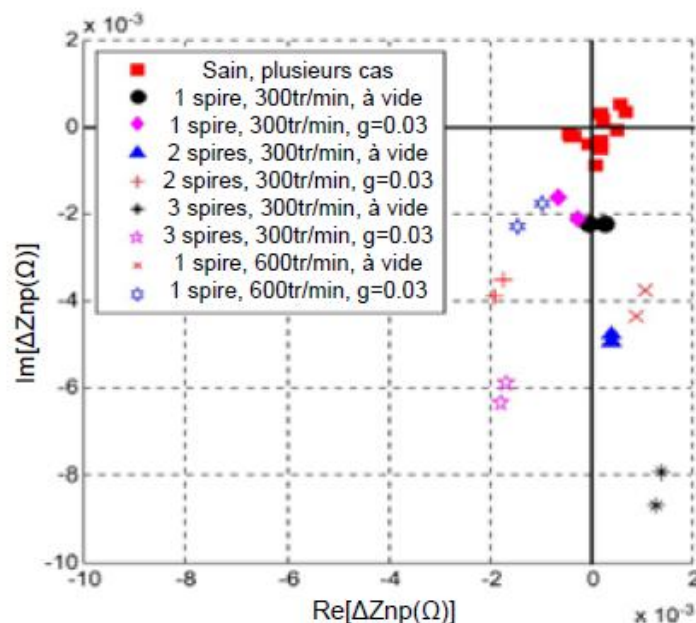


Fig. I-18: Résultats de la méthode exposée dans [Che11]

La méthode utilise deux capteurs de courants (nécessaire à la commande) et des capteurs de tensions à l'entrée de la machine. Selon les auteurs, la méthode peut être adaptée en utilisant les tensions de commandes de la machine, soit sans capteurs "supplémentaires". Deux méthodes sont présentées pour obtenir les composantes directes et inverses des tensions et courants : l'une utilise la transformée de Fourier discrète qui est pénalisée par des retards temporels parfois importants, l'autre utilise l'algorithme de Goertzel et est facilement implémentable en ligne. Bien que plus de conditions de fonctionnement doivent être examinées, l'approche semble donner de très bons résultats.

Les travaux de [Boi10] proposent d'adapter le suivi d'impédance inverse pour des machines synchrones à aimants en considérant :

$$\begin{cases} V_d = Z_{dd} \cdot I_d + Z_{di} \cdot I_i + E_d \\ V_i = Z_{id} \cdot I_d + Z_{ii} \cdot I_i + E_i \end{cases} \quad \text{I-23}$$

Dans ce cas, un des problèmes réside dans le fait qu'il faille identifier encore deux paramètres supplémentaires (E_d et E_i) en plus des impédances. Ces travaux mentionnent également la difficulté d'utiliser cette méthode en temps réel.

D.c.2. Basses fréquences

Des méthodes basées sur les variations de taux d'harmoniques basses fréquences des signaux mesurés ou de commande ont été utilisées pour détecter des défauts électriques et mécaniques.

❖ Défauts électriques

L'apparition de défauts inter-spores à des stades avancés fait intervenir comme nous l'avons vu dans la partie précédente, une boucle supplémentaire dans laquelle circule un courant qui tend à créer un champ s'opposant à celui imposé par les aimants. L'interaction de ce courant avec la force électromotrice aux bornes des spores en défaut crée un couple résistant lié aux pertes supplémentaires générées par le défaut. Pour une MSAP contrôlée par un système bouclé, et lorsque les courants sont contrôlés, les tensions de commande en sortie des régulateurs de courants doivent se déformer pour assurer des courants sinusoïdaux. Néanmoins les déformations sont amplifiées lors de la présence de défauts qu'ils soient mécaniques ou électriques. Inversement, lorsque la vitesse est contrôlée, ce sont les courants qui se déforment pour assurer une vitesse constante. Ces déformations existent toujours car aucun système n'est parfait. Pour la machine, la modélisation dans le repère de Park est certes simple mais parfois éloignée de la réalité compte tenu des harmoniques d'espace. Par ailleurs, quel que soit le repère, la totalité des pertes est représentée par la résistance statorique ce qui introduit une dépendance à la vitesse (pertes fer), au point de fonctionnement (alimentation) et à la température. Les onduleurs utilisés ont des propriétés non-linéaires, des pertes, et le comportement réel de ces éléments ne correspond pas à leurs caractéristiques idéales. De ce fait, l'utilisation de la tension de référence de l'onduleur pour estimer la tension imposée à la machine nécessite des précautions importantes notamment à faible courant.

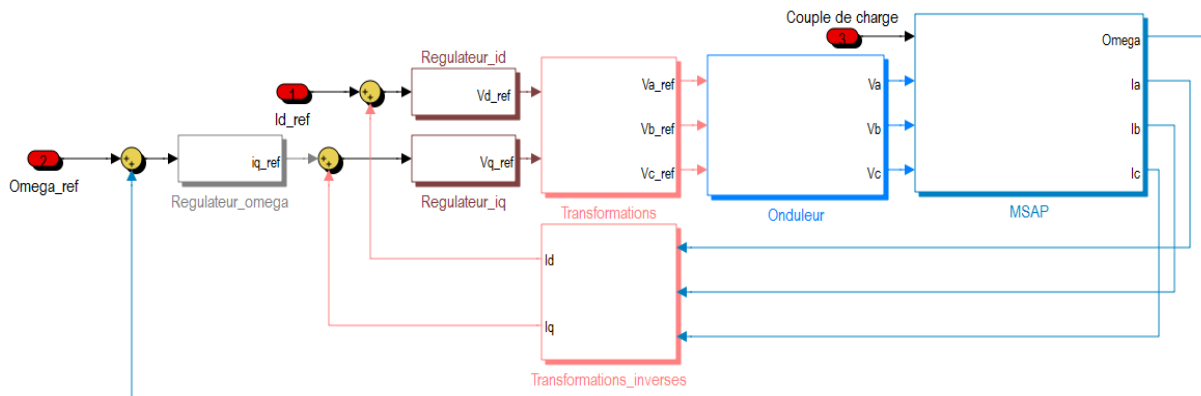


Fig. I-19: Principe du contrôle d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse

Dès lors que des grandeurs triphasées sont déséquilibrées, elles ne sont plus constantes dans le repère de Park et des oscillations à des fréquences spécifiques apparaissent [Cru01], [You07]. L'objectif des méthodes utilisant des harmoniques basses fréquences et de former un indicateur caractéristique d'un défaut à partir de ces constatations. Les auteurs dans [Ros07] montrent qu'à la suite d'un défaut électrique le contenu harmonique du courant statorique (qu'il soit exprimé dans le repère fixe statorique ou dans le repère tournant de Park), déterminé à l'aide de la transformée de Fourier (FFT), est modifié lorsque la machine est alimentée par un onduleur et contrôlée en vitesse. Les résultats montrent qu'il est plus judicieux de rechercher des harmoniques caractéristiques de défaut inter-spires dans le repère de Park que dans un repère triphasé classique. On y retient aussi le fait que l'harmonique de rang 2 dans les courants direct et en quadrature semble être intéressant pour rendre compte d'un déséquilibre électrique. Analysons à ce titre, les travaux présentés dans [You07]. Dans ces travaux, une des méthodes retenue pour la détection de défaut inter-spires est basée sur la comparaison entre les tensions de commande nécessaires au contrôle de la machine dite saine et celles appliquées à la machine lors de défaut inter-spires :

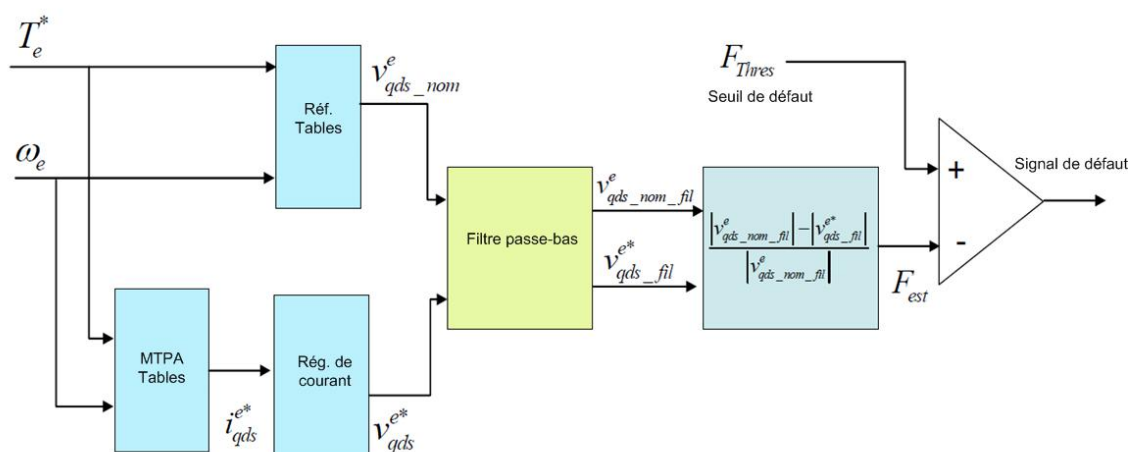


Fig. I-20: Méthode proposée dans [You07]

La machine utilisée est une machine synchrone à aimants permanents insérés. De ce fait, la stratégie de contrôle requiert de tenir compte de la saillance de la machine afin de maximiser le couple obtenu pour un courant donné (pertes joules imposées). La méthode propose de stocker dans des tables les valeurs des tensions

de commande directe et en quadrature permettant le contrôle de la machine saine et de les comparer pour en faire un indicateur (voir schéma Fig. I-20). Deux seuils semblent nécessaires pour utiliser l'indicateur : la table de valeurs contenant les tensions de commande relative à un cas sain et la variable F_{thres} définissant le seuil de défaut. La méthode est en ligne, sans capteur supplémentaire, et doit permettre de détecter un défaut inter-spires. Par ailleurs, il est à noter que pour cette méthode, seuls des résultats de simulations sont proposés pour lesquels la méthode semble être capable de détecter de faibles déséquilibres en régulation de courant ou de vitesse et ce, pour différents points de fonctionnement. Néanmoins cette méthode présente deux inconvénients. La seule différence entre les tensions de commande pré-enregistrées et celles appliquées à la machine doit refléter un défaut de court-circuit ce qui oblige à un réglage probablement variable du filtre passe bas et de la variable F_{thres} : si un défaut mécanique survient à basse fréquence et s'il ne se trouve pas filtré, il peut faire varier sensiblement l'indicateur. De plus, les tensions enregistrées doivent couvrir tous les cas possibles afin d'éviter le problème des fausses alertes et des défauts non détectés [Toi02]. C'est dans cette perspective que certains préfèrent connaître à l'avance la fréquence à chercher. [Boi10] propose un indicateur reposant sur les composantes harmoniques de rang 2 des tensions de commande et des courants dans le repère de Park. Comme nous l'avons vu plus haut, elles sont caractéristiques d'un défaut de court-circuit introduisant des déséquilibres dans les bobinages du stator des MSAP. Sa définition est la suivante :

$$P_{2max} = |v_{d0} \cdot i_{d2}| + |v_{d2} \cdot i_{d0}| + |v_{q0} \cdot i_{q2}| + |v_{q2} \cdot i_{q0}| \quad \text{I-24}$$

Les variables G_{d0} représentent les composantes continues tandis que les composantes G_{d2} représentent les harmoniques de rang 2 dans le repère de Park. Elles sont obtenues respectivement par filtrage passe bas et filtrage passe bande (fréquence centrale centrée sur celle de l'harmonique de rang 2). P_{2max} permet de détecter un défaut de court-circuit pour différentes boucles de régulation (courant ou vitesse) en régime permanent et ce pour différents points de fonctionnement. L'indicateur dépend néanmoins des réglages des régulateurs et semble être plus performant à haute vitesse. Il nécessite aussi la détermination de seuils qui représentent en fait la valeur de l'indicateur lorsque la machine est saine. Ces seuils diffèrent selon le mode de régulation. Une seconde approche plus performante est également présentée et consiste à former un indicateur (G) mesurant l'amplitude du vecteur relatif à l'harmonique de rang 2 (v_{dq2}) dans les tensions de commande (v_{dq}) :

$$v_{dq2} = P(2, \theta_e) \cdot v_{dq} \quad \text{I-25}$$

$$G = \sqrt{\langle v_{d2} \rangle^2 + \langle v_{q2} \rangle^2} \quad \text{I-26}$$

où θ_e est la position électrique et P la matrice de rotation de Park et $\langle x \rangle$ la valeur moyenne du signal x . [Key11], propose une méthode similaire reposant sur le suivi de l'harmonique de rang 2 dans le courant de quadrature.

❖ Défauts mécaniques

Dans le cas de décentrement statique ou dynamique, les formules données par I-1 et I-2 peuvent s'appliquer aux machines synchrones en considérant un glissement nul. Dans [Ler08], le suivi des harmoniques à ces fréquences montre que l'on peut détecter un problème de décentrement dynamique assez aisément tandis que la détection du décentrement statique est moins aisé car l'entrefer reste le même quand le rotor tourne. Pour résoudre ce problème, les auteurs suggèrent de suivre l'évolution des séquences de fonctionnement de certains harmoniques et ce, dans les courants de phases ; toutefois, il faut s'assurer que la machine est alors saine du point de vue électrique. Dans [Ebr10], les auteurs proposent, à travers des simulations, un suivi de certains harmoniques de la densité de flux dont les fréquences sont définies par :

$$f_h = \left[k_{cu} \pm \frac{2 \cdot k_{sa}}{p} \right] \cdot f_s \quad \text{I-27}$$

où k_{cu} et k_{sa} sont des variables rendant compte respectivement du contenu harmonique et de la saturation magnétique définis à partir de simulations, f_s étant la fréquence d'alimentation, p le nombre de paire de pôles. De manière pratique, l'indicateur retenu est défini par la densité spectrale de puissance (PSD) aux fréquences f_h des courants statoriques :

$$P(f_h) = E[X(f_h) \cdot X^*(f_h)] \quad \text{I-28}$$

où $X(f_h)$ est la composante à la fréquence f_h des courants statoriques, $X^*(f_h)$ sa forme conjuguée, E l'espérance mathématique. L'indicateur en lui même ne donne pas de résultats en ligne mais il semble indépendant de la charge. Des tests complémentaires avec des approches par reconnaissance des formes viennent étayer cette méthode. Des méthodes d'analyse fréquentielle plus poussées sont proposées dans [Ros09], [Bou11], [Cho12]. Dans [Ros09], celles-ci permettent de mieux cerner les défauts en estompant les effets des bruits. En revanche elles sont plus coûteuses en temps de calcul. Par exemple, nous pouvons citer le bi-spectre harmonique qui est une fonction complexe de deux fréquences définies par :

$$B(f_1, f_2) = E[X(f_1) \cdot X(f_2) \cdot X^*(f_1 + f_2)] \quad \text{I-29}$$

où $X(f)$ est la composante à la fréquence f de la variable à surveiller, f_1 et f_2 sont les fréquences caractéristiques de défauts. Il est à noter que les méthodes utilisant le bi-spectre harmonique peuvent être appliquées en régime transitoire. Les méthodes Multiple Signal Classification (MUSIC) et les décompositions harmoniques de Pisarenko y sont également détaillées mais elles sont plus complexes à mettre en œuvre et nécessitent un temps de calcul important.

D.c.3. Moyennes et hautes fréquences

Des méthodes utilisant, de manière générale, la modification du contenu spectral de certaines variables sont particulièrement utilisées pour les défauts

mécaniques. En effet, comme nous l'avons vu, les décentrement, les ruptures de barres pour les machines asynchrones, les défauts de roulements, les défauts dans les engrenages font apparaître des fréquences spécifiques dans les spectres des courants et tensions. De ce fait, l'analyse spectrale des composantes fréquentielles spécifiques de ces grandeurs est une méthode bien adaptée pour concevoir des indicateurs de défauts mécaniques. Pour des méthodes visant à détecter des courts-circuits électriques à l'état avancé, une des méthodes utilisée, consiste à injecter des tensions hautes fréquences au niveau des tensions de références issues des régulateurs (amplitude \hat{V}_i , pulsation ω_i) et ensuite à observer la nature des courants hautes fréquences produits par ces tensions injectées [Bri03]. La méthode est dite «invasive» dans le sens où il faut modifier la commande du système. Par conséquent, la mise en place d'indicateur de défaut n'est plus tout à fait indépendante de la commande. Dans [Are08], une version est proposée pour des machines à aimants qui est en fait issue de méthodes utilisées dans le cas de commandes sans capteurs de position. Les composantes harmoniques de ces courants hautes fréquences dans le repère $(\alpha\beta)$ sont données par un modèle simplifié :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_{HF}} \\ I_{\beta_{HF}} \end{bmatrix} = \frac{\hat{V}_i}{L_d \cdot L_q \cdot \omega_i} \begin{bmatrix} L_s \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + \Delta L_s \cdot \cos(2 \cdot \theta_\delta - \omega_i \cdot t) \\ L_s \cdot \sin(\omega_i \cdot t) + \Delta L_s \cdot \sin(2 \cdot \theta_\delta - \omega_i \cdot t) \end{bmatrix} \quad \text{I-30}$$

$$\begin{cases} \Delta L_s = \frac{L_d - L_q}{2} \\ L_d = L_s - \Delta L_s \\ L_q = L_s + \Delta L_s \end{cases}$$

On note alors θ_δ l'axe magnétique de référence d'une phase, θ_γ la position du rotor de sorte que $\theta_\delta = \theta_\gamma + \varepsilon$ où ε est un offset de faible ordre de grandeur. L_s est une inductance moyenne compte tenu de la saillance magnétique et géométrique tandis que ΔL_s est un facteur correctif uniquement lié à la réaction d'induit. Ces courants hautes fréquences de pulsation ω_i sont alors décomposables en composantes directe et inverse (voir paragraphe I.D.c.1) de sorte que :

$$I_{\alpha\beta_{POS}} = I_{\alpha\beta_{NEG}} \cdot e^{-2j \cdot \omega_i \cdot t} = \frac{\hat{V}_i}{L_d \cdot L_q \cdot \omega_i} e^{2 \cdot \theta_\delta} \quad \text{I-31}$$

On compare alors les grandeurs harmoniques de composantes directes prises puis stockées à l'état sain $I_{\alpha\beta_{POS}\#}$ et celle prises à un état sous défaut inter-spores $I_{\alpha\beta_{POS}}$ pour former l'indicateur de défaut final E_{index} :

$$\begin{cases} e_\alpha = I_{\alpha_{POS}} - I_{\alpha_{POS}\#} \\ e_\beta = I_{\beta_{POS}} - I_{\beta_{POS}\#} \end{cases} \quad \text{I-32}$$

$$E_{index} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad \text{I-33}$$

Au niveau expérimental, les travaux présentés dans [Are08] montrent la variation de l'indicateur pour des courts-circuits non franc et franc à faible vitesse (60 *tr/min*) pour un seul niveau de courant (70% de la charge nominale) et ce dans le plan $(\alpha\beta)$:

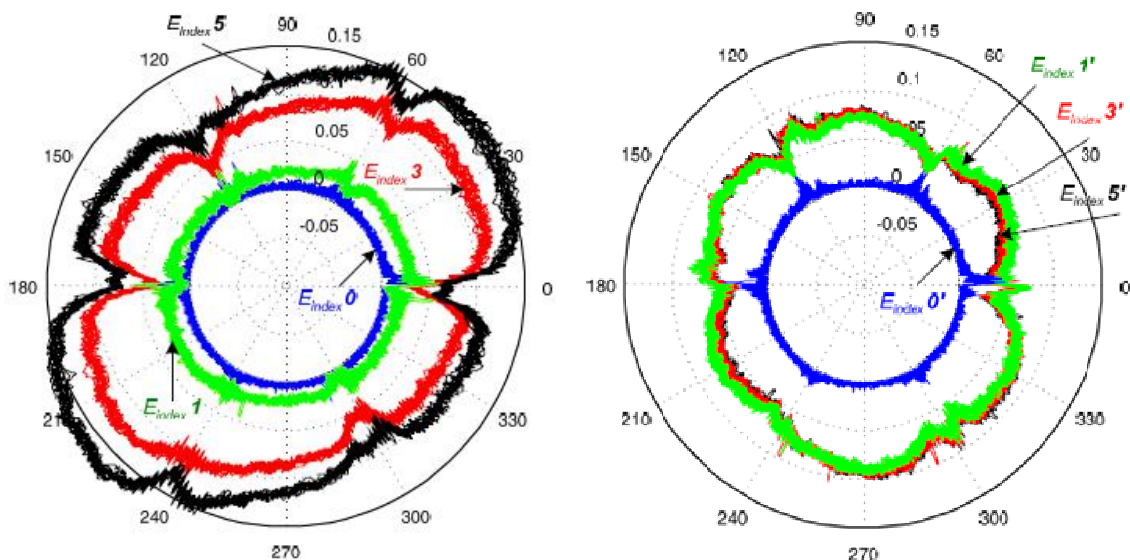


Fig. I-21: Evolution expérimentale de E_{index} présenté dans [Are08]: gauche court-circuit franc-droite :court-circuit non-franc ($R_f = 0.5\Omega/spire$)

La méthode proposée est très prometteuse et semble détecter très nettement un défaut franc impliquant (1,3 ou 5 spires respectivement en vert, rouge et noir) tandis qu'un défaut non franc sous une résistance externe $R_f = 0.5\Omega/spire$ est détecté plus difficilement. Néanmoins ces résultats ont été obtenus avec $\hat{V}_i = 10V$ et $f_i = 2\pi/\omega_i = 1kHz$ ce qui constitue des perturbations injectées non négligeables. De plus, les résultats dépendent du niveau de courant et des tests suivant la charge seraient intéressants. Du point de vue implantation, seules des tables doivent être connues à l'avance pour connaître le seuil de l'indicateur de défaut. La décomposition en composante directes et inverses nécessite la programmation d'algorithme de FFT ou de type Goertzel. Dans le cas de défauts naissants, des études utilisent les hautes fréquences afin de modéliser ces défaillances et de les détecter [Wer06], [Liu07]. Citons à ce titre les travaux exposés dans [Gub10]. L'objectif est de détecter la présence de défauts inter-spires sur une machine asynchrone via des essais dérivés de tests "offline" où la machine est à l'arrêt et déconnectée de son alimentation. Ces tests "offline" suivent la réponse en tension de la machine connectée à des capacités suite à un échelon de tension. Les réponses en tension sont filtrées de manière à enlever la composante fondamentale. Selon l'état du bobinage de la machine, cette réponse change et peut être comparée au travers de l'EAR (Error to Area Ratio) qui quantifie en fait le déphasage entre deux réponses F^1 et F^2 [Wie03] :

$$EAR_{1-2} = \frac{\sum_i |F_i^1 - F_i^2|}{\sum_j |F_j^1|} \quad \text{I-34}$$

Dans [Gub10], l'objectif est d'obtenir ces résultats en ligne. Les auteurs proposent donc de laisser la machine connectée à son alimentation mais ils ajoutent pour cela des inductances entre la machine et son alimentation. Le test est donc mené et la machine est connectée à une batterie de condensateurs tout en restant alimentée via ces inductances. Avec une valeur d'inductance $L = 9mH$, les résultats permettent alors de distinguer un état sain d'un état sous court-circuit impliquant environ 3% des spires d'une phase.

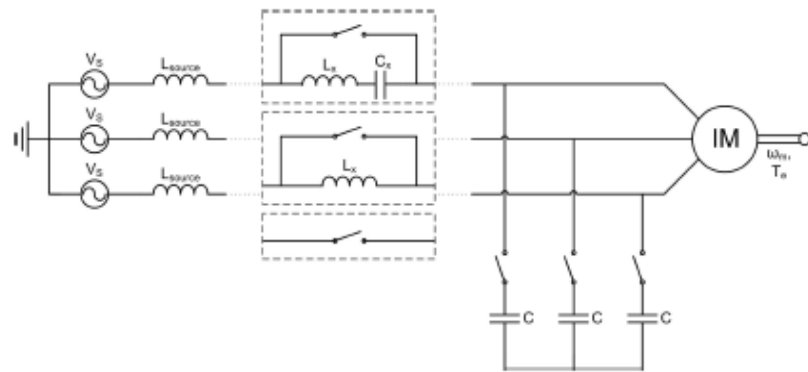


Fig. I-22: Schéma des essais réalisés dans [Gub10]

Comme le soulignent les auteurs, ces résultats en ligne doivent être pris avec précaution car les imperfections (décentrement, saturations...) de la machine ont aussi une influence sur ces réponses en tensions. Pour des tests offline où la machine est à l'arrêt, une partie de ces problèmes est néanmoins moins importante. Cependant, qu'elle soit "online" ou "offline", la détection de défaut inter-spaires utilisant la réponse en tension et l'*EAR*, nécessite ici un appareillage supplémentaire : capteurs de tensions, circuit de charge, condensateurs.

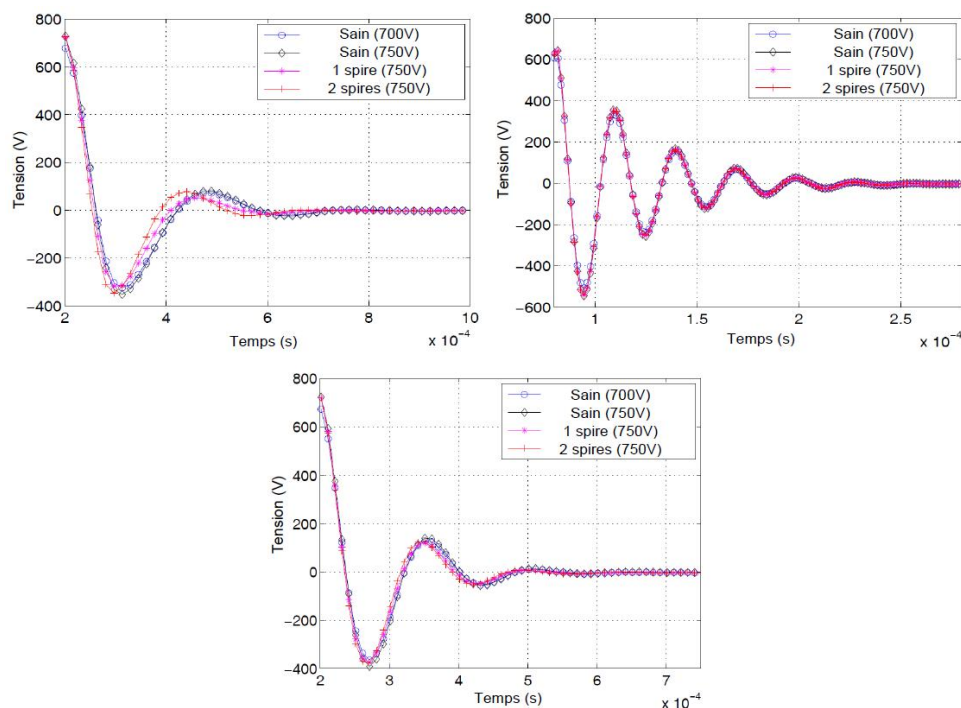


Fig. I-23: Résultats expérimentaux présentés issus de [Gub10] : haut-gauche : test offline --haut-droit : test online avec $L = 250\mu H$ --bas : test online avec $L = 9mH$

D.d.Approches de type modèles

A l'opposé des méthodes utilisant des approches basées sur l'étude des données, l'autre catégorie générale de méthode de détection concerne les méthodes basées sur les modèles (voir Fig. I-16).

D.d.1. Estimateurs de paramètres

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses commandée en boucle fermée, le système d'équation classique dans le repère de Park s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot i_d + p \cdot \Omega \cdot i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot i_q - p \cdot \Omega \cdot i_d - \frac{p \cdot \psi_f \cdot \Omega}{L_s} \end{cases} \quad \text{I-35}$$

[Boi10] a montré que l'on pouvait estimer deux paramètres au maximum comme par exemple R_s et L_s et ce en régime permanent. Ceci mène aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \widehat{L}_s(t) = \widehat{L}_s(t_0) + \int_{t_0}^t k_d \cdot \tilde{i}_d(\sigma) \cdot d\sigma & ; \quad \tilde{i}_d = \widehat{i}_d - i_d \\ \widehat{R}_s(t) = \widehat{R}_s(t_0) + \int_{t_0}^t k_q \cdot \tilde{i}_q(\sigma) \cdot d\sigma & ; \quad \tilde{i}_q = \widehat{i}_q - i_q \end{cases} \quad \text{I-36}$$

où \widehat{i}_d et \widehat{i}_q sont les estimations par un modèle de la machine synchrone saine des courants mesurés i_d et i_q . Ces estimations de paramètres peuvent également s'obtenir en utilisant un Filtre ou Observateur de Kalman Etendu (FKE ou OKE) à deux paramètres **[Dav93]**, **[Nah01]**. On considère pour cela le vecteur d'état et le vecteur commande suivants :

$$X = \begin{bmatrix} i_d & i_q & 1/L_s & R_s/L_s \end{bmatrix}^t ; U = [v_d \quad v_q \quad \Omega]^t \quad \text{I-37}$$

Le modèle de la MSAP à pôles lisses peut donc s'écrire :

$$\frac{d}{dt} X = f(X, U) \quad \text{I-38}$$

On considère un système échantillonné à la fréquence $1/T_e$. L'étape de discrétisation, en supposant une variation lente des paramètres, donne alors :

$$X_{k+1} - X_k = T_e \cdot \begin{pmatrix} U(1) \cdot X(3) - X(4) \cdot X(1) + p \cdot U(3) \cdot X(2) \\ U(2) \cdot X(3) - p \cdot U(3) \cdot X(1) - X(4) \cdot X(2) - p \cdot U(3) \cdot X(3) \cdot \psi_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}_k \quad \text{I-39}$$

Ensuite, un développement limité à l'ordre 1 autour du point X_0 donne :

$$\frac{X_{k+1} - X_k}{T_e} \approx f(X, U) + \frac{\partial f(X, U)}{\partial X} \cdot (X - X_0) \quad ; \quad \frac{\partial f(X, U)}{\partial X} = \begin{pmatrix} -X(4) \\ -X(4) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{I-40}$$

Après calcul, on obtient :

$$X_{k+1} = A \cdot X_k$$

$$\text{avec: } A = \begin{pmatrix} 1 - X(4) \cdot T_e & p \cdot U(3) \cdot T_e & U(1) \cdot T_e & -X(1) \cdot T_e \\ -p \cdot U(3) \cdot T_e & 1 - X(4) \cdot T_e & T_e \cdot (U(2) - p \cdot U(3) \cdot \psi_f) & -X(2) \cdot T_e \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{I-41}$$

L'utilisation du filtre de Kalman peut alors se résumer en plusieurs étapes :

- Calcul de A
- Calcule du vecteur d'état à l'itération suivante :

$$X_{k+1/k} = X_k + T_e \cdot f(X_k, U_k) \quad \text{I-42}$$

- Calcul de l'erreur entre $Y = [i_d \ i_q]^t$ et le vecteur estimé Y_e :

$$err = Y - Y_e ; Y_e = C \cdot X_{k+1} ; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{I-43}$$

- Le gain de Kalman est alors donné par :

$$\begin{cases} P_1 = A \cdot P_k \cdot A^t + Q_0 \\ T_{mp} = P_1 \cdot C^t \\ G = R_0 + C \cdot T_{mp} \\ G_k = T_{mp} \cdot G^{-1} \end{cases} \quad \text{I-44}$$

P_k étant la matrice de covariance à l'itération k , Q_0 et R_0 des matrices de pondérations.

- Le vecteur d'état pour l'itération suivante se corrige alors comme il suit :

$$X_{k+1} = X_{k+1/k} + G_k \cdot err \quad \text{I-45}$$

- La matrice de covariance est alors réajustée pour l'itération suivante :

$$P_{k+1} = (I_4 - G_k \cdot C) \cdot P_1 \quad \text{I-46}$$

En fait, les paramètres Q_0, R_0, P_0 et X_0 peuvent être considérés comme des paramètres de réglage du filtre. Les matrices Q_0 et R_0 caractérisent la covariance des bruits du système et de mesures. Elles dépendent donc du système à modéliser et de son évolution et elles constituent le point le plus délicat dans l'utilisation du FKE. Dans le cas d'une machine saillante pilotée à $i_d \neq 0$, on peut poser :

$$\begin{cases} a = 1/L_d \\ b = 1/L_q \\ c = R_s/L_d \\ d = \psi_f \end{cases} \quad \text{I-47}$$

Le système classique de départ devient :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = a \cdot v_d - c \cdot i_d + p \cdot \Omega \cdot \frac{a}{b} \cdot i_q \\ \frac{di_q}{dt} = b \cdot v_q - c \cdot \frac{b}{a} \cdot i_q - p \cdot \Omega \cdot \frac{b}{a} \cdot i_d - p \cdot d \cdot b \cdot \Omega \\ \frac{d^2 i_d}{dt^2} = a \cdot \frac{dv_d}{dt} - c \cdot \frac{di_d}{dt} - p \cdot \Omega \cdot \frac{a}{b} \cdot \frac{di_q}{dt} - p \cdot \frac{d\Omega}{dt} \cdot \frac{a}{b} \cdot i_q \\ \frac{d^2 i_q}{dt^2} = b \cdot \frac{dv_q}{dt} - c \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{di_q}{dt} - p \cdot \Omega \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{di_d}{dt} - p \cdot \frac{d\Omega}{dt} \cdot \frac{b}{a} \cdot i_d - p \cdot b \cdot d \cdot \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad \text{I-48}$$

La matrice Jacobienne de ce système, en considérant le vecteur paramètre $[a \ b \ c \ d]^t$, est de rang plein en considérant les hypothèses d'un régime transitoire :

$$\begin{cases} \frac{dv_d}{dt} \neq 0 \\ \frac{dv_q}{dt} \neq 0 \\ \frac{d\Omega}{dt} \neq 0 \end{cases} \quad \text{I-49}$$

On peut donc dans ce cas observer quatre paramètres à la fois. Dans le cas d'un régime permanent, on ne peut en observer que deux comme pour la machine à pôles lisses [Nah01], [Boi10], [Ezz11]. Ces estimations de paramètres ont été utilisées comme point de départ pour construire des indicateurs de défaut. Dans [Bac02], différents paramètres provenant de modèles sains et de modèles de défauts sont estimés et suivis en vue de la détection de défaut de court-circuit et de barres rotoriques cassées pour des machines asynchrones. Dans [Kho08], il est montré qu'un défaut inter-spires crée des oscillations dans l'estimation de ces paramètres pour des machines à aimants. L'amplitude de celles-ci dépend du point de fonctionnement de la machine et suppose l'absence de défaut sur l'onduleur et de défaut mécanique. Un des inconvénients de l'estimation paramétrique à partir de modèles sains réside dans le fait qu'elle repose sur un modèle de départ (qu'il soit sain ou en défaut) ce qui rend les approches moins robustes comparées aux méthodes abordées dans le paragraphe I.D.c. Si le modèle n'est pas suffisamment "proche" de la machine réelle, l'estimation absorbe le différentiel de départ et le suivi du paramètre ne permet pas de détecter un défaut lorsqu'il apparaît.

D.d.2. Approches basées sur les résidus

Toujours par rapport à la Fig. I-16, détaillons à présent les approches qui comparent l'état mesuré d'un système à l'état estimé grâce à un modèle [Liu07]. L'objectif est alors d'utiliser la différence entre les deux modèles que l'on nomme résidus pour élaborer des indicateurs de défaut.

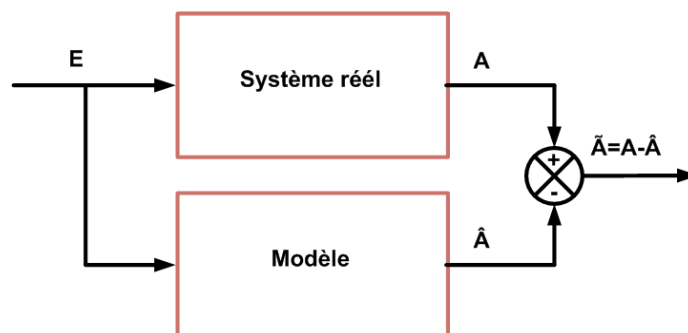


Fig. I-24: Approche par analyse des résidus

Là encore, l'approche est mise à mal de part sa définition : elle repose sur un modèle de référence et sa robustesse est moindre comparée à une approche utilisant uniquement des données. Comme pour les estimateurs de paramètres, l'ensemble des effets présents sur le système réel mais absents dans le modèle de référence estimant les grandeurs d'état peut priver les résidus de sensibilité vis à vis de défauts donnés. Une des approches fréquemment utilisée consiste par exemple à considérer

une machine et son modèle puis à générer des résidus provenant de la différence entre les grandeurs d'état mesurées et estimées. Dans [Liu06], on utilise la somme des résidus provenant des trois courants de phase et de la vitesse élevée au carré pour définir la fonction coût suivante :

$$C(\sigma, \theta_f) = \sum_{k=1}^n \left[[i_a(k) - \hat{i}_a(k)]^2 + [i_b(k) - \hat{i}_b(k)]^2 + [i_c(k) - \hat{i}_c(k)]^2 + w \cdot [\omega_r(k) - \hat{\omega}_r(k)]^2 \right] \quad \text{I-50}$$

Les paramètres σ et θ_f caractérisent alors respectivement la taille et la localisation du défaut (phase a , b ou c), w est une fonction poids propre à la vitesse définie telle que :

$$w = \left| i_{abc} / \omega_r \right| \quad \text{I-51}$$

Les résultats présentés montrent une grande efficacité de la méthode : un défaut inter-spire impliquant 4.5% des spires de la phase b est créé et la minimisation de la fonction coût $C(\sigma, \theta_f)$ fournit en quelques itérations $\sigma = 4.5\%$ et $\theta_f = 2\pi/3$. Néanmoins, ces résultats sont à pondérer car l'ensemble des non-linéarités, pertes et incertitudes d'un ensemble onduleur-machine qui sont souvent non reflétées dans le modèle permettant l'estimation des grandeurs d'état et donc de la fonction coût peuvent impacter de manière non-négligeable sur les résultats en terme de "diagnostic". Le même type d'approche est présenté dans [Far08] et discuté dans le paragraphe I.C.c.2 pour des défauts de démagnétisation des aimants permanents d'une MSAP et pour lequel les paramètres du modèle sont réactualisés grâce à une optimisation minimisant les résidus. Une approche semblable est décrite dans [Liu07] sur un modèle hautes fréquences de bobine (voir Fig. I-16).

D.d.3. Avec des capteurs et des moyens supplémentaires

Lorsque l'on peut utiliser des capteurs autres que ceux nécessaires à la commande des machines, les approches permettent d'obtenir des résultats souvent de meilleur qualité [Wer06], [Neg06], [Bui07]. Certaines méthodes requièrent l'utilisation de capteurs à large bande passante, de bobines ou spires exploratrices. Dans [Neg06], une machine asynchrone à cage est équipée de bobines supplémentaires respectivement autour du rotor, d'une dent, de deux pôles, et des axes (côté ventilateur et coté charge). Les résultats expérimentaux ont montré que pour un défaut de types court-circuit, les informations les plus pertinentes se situaient au niveau des bobines axiales bien que les bobines autour du rotor montraient une modification des harmoniques d'induction d'entrefer multiples de 3. L'étude traite également des défauts mécaniques qui peuvent être détectés en suivant l'évolution des spectres des forces électromotrices induites dans ces différentes bobines. Des informations relatives aux défauts d'excentricité dynamique et les problèmes de barres cassées peuvent facilement se retrouver sur les tensions de sortie des bobines dentaires, polaires ou rotoriques. Par contre, les défauts d'excentricité statique et les défauts de roulements peuvent être plus aisément détectés au niveau des bobines axiales. En fait, dans une machine électrique classique, un des objectifs est d'assurer un flux radial dans l'entrefer. Si la machine ne possède pas de défauts

d'assemblage et est parfaitement symétrique, les flux axiaux dans les arbres, les flux de fuites au niveau des culasses ainsi qu'au niveau des têtes de bobines sont faibles. Dès lors qu'un déséquilibre électrique intervient, la distribution du flux dans la machine est impactée ce qui a pour effet de modifier ces différents flux et donc de jouer sur les forces électromotrices induites dans des bobines exploratrices placées à ces endroits. Dans [Hen03], il est montré que les méthodes utilisant des bobines exploratrices détectent de manière plus aisée des défauts électriques pour des machines asynchrones comparées aux méthodes de recherche de fréquences spécifiques dans les courants statoriques (appelées MCSA). D'un autre côté, ces méthodes supposent souvent un environnement sain dépourvu de perturbations électromagnétiques. Dans le cas d'un système embarqué, (automobile, aéronautique) ces perturbations peuvent biaiser les résultats et donc les conclusions tirées quant à la présence de défauts qu'ils soient mécaniques ou électriques.

D.e. Méthodes sans connaissances "a priori"

Ces approches permettent directement à partir de données, de renseigner sur l'état du système. On trouve alors des approches par intelligence artificielle, réseaux de neurones, réseaux Bayésiens, logique floue, mais également des approches purement statistiques. Pour une approche par réseaux de neurones, généralement, une première phase d'apprentissage est nécessaire où le système accumule des connaissances et où les fonctions rapprochées formant le réseau de neurones s'initialisent. Ces fonctions sont généralement organisées en plusieurs couches chacune, dédiée à des tâches bien définies [Bou08]. Ensuite, une phase de test permet de vérifier si pour des entrées connues, les sorties du réseau de neurones sont capables de discerner un état sain d'un état en défaut. Les inconvénients majeurs de cette approche résident dans le fait que la base de données initiale doit être importante pour assurer des informations fiables lors de la phase de test. Les fonctions utilisées pour faire le lien entre les entrées et les sorties peuvent être plus ou moins élaborées ce qui fait que le réseau peut devenir assez complexe et le temps de calcul important [Ham11], [Med11].

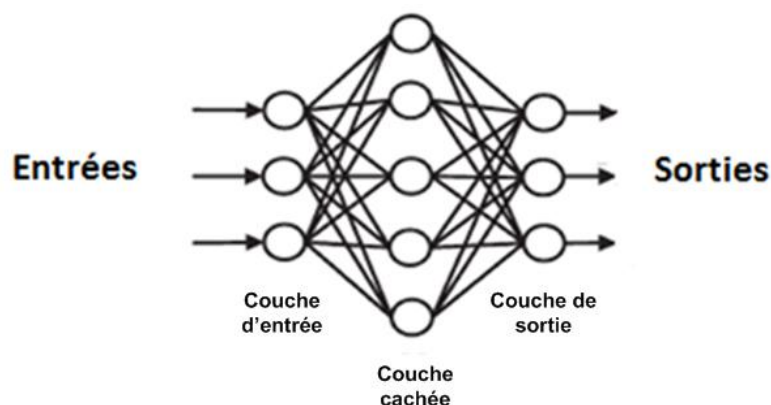


Fig. I-25: Schéma de principe d'une approche par réseaux de neurones issue de [Bou08]

D.f. Synthèse de différents indicateurs de défauts

Comme nous l'évoquons dans la partie I.D.b, la surveillance d'un actionneur électrique sera d'autant plus fiable si elle est réalisée avec plusieurs indicateurs de

défauts. Pour cela, les systèmes de supervision des actionneurs utilisent des méthodes statistiques, basées sur l'accumulation du "savoir" apporté par les indicateurs. Nous détaillons rapidement ci-après une d'entre elles qui est l'approche par reconnaissance des formes (RDF) [Cas03], [Dia05], [Ond06], [Sou11].

Cette approche comporte deux phases principales : une phase d'apprentissage et une phase de diagnostic. La première phase conduit au calcul des différents indicateurs de défaut à partir des données (vitesse, courant, position....) et à la création de différentes classes de fonctionnement, caractéristiques d'un type de comportement du système étudié. D'autre part, la recherche des classes peut se faire en utilisant plusieurs options qui reposent sur différentes méthodes d'analyses (K moyennes, arbres de décision, fourmis artificielles,...) mais chacune ayant pour but de séparer au mieux les différentes classes. Pour cela, l'objectif est de maximiser la distance inter-classe et d'optimiser la compacité intra-classe [Cas03], [Ond06].

Parmi les différents indicateurs de défauts, un vecteur contenant les indicateurs optimaux est également créé. Les indicateurs optimaux sont les plus sensibles à un défaut donné et ceux qui permettent d'identifier de façon certaine un défaut donné sans l'être vis-à-vis des autres défauts (aspect discriminant). La recherche des indicateurs optimaux se fait en utilisant plusieurs formalismes : on peut par exemple utiliser des méthodes séquentielles avant ou arrière, des algorithmes génétiques optimisant différents critères tels que le critère de Fischer [Ond06]. La phase d'apprentissage n'est pas obligatoire si les indicateurs et les classes sont déjà connus. Chaque classe est définie pour des conditions de fonctionnement données ou un certain niveau de sévérité de défaut. Si ces conditions évoluent, ces classes décrivent des trajectoires dont on peut définir les enveloppes. Ces dernières peuvent alors être utilisées pour quantifier la sévérité du défaut par exemple.

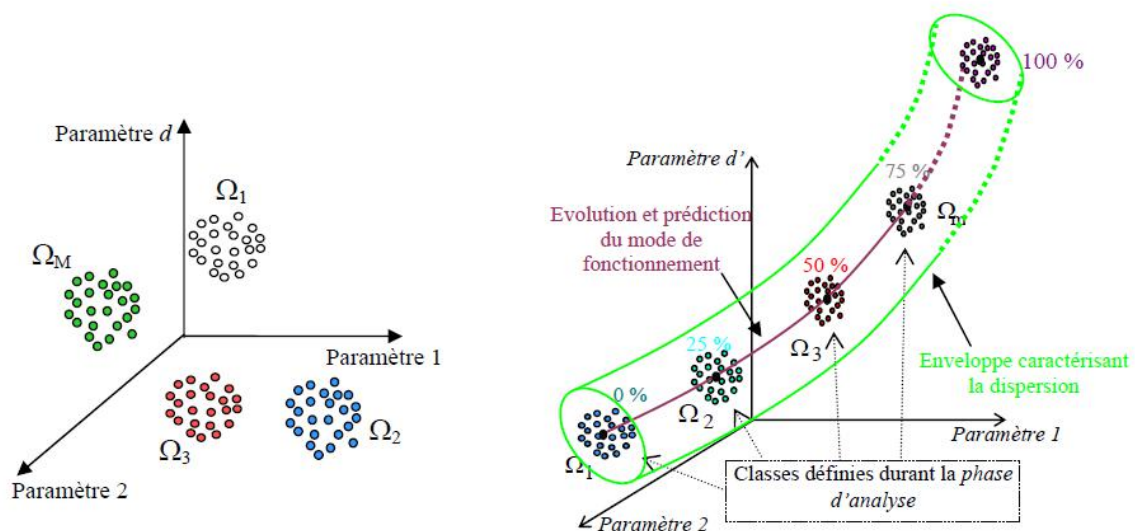


Fig. I-26: Les classes et leurs évolutions extrait de [Ond06]

La seconde phase consiste à diagnostiquer un comportement issu d'une nouvelle observation du système compte-tenu du "savoir" accumulé par la phase d'apprentissage. Cette nouvelle observation est positionnée dans l'espace de représentation créée par la phase d'apprentissage. En fonction de cette position, elle sera affectée ou non à une classe ou à une enveloppe (pour un niveau de sévérité).

S'il y a affectation, la nouvelle observation sera caractéristique d'un défaut donné avec, éventuellement, un certain niveau de confiance. On utilise pour cela des fonctions d'appartenances paramétrables.

L'affectation dépendra de :

- la distance de l'observation par rapport à la classe à laquelle elle appartient
- du nombre de plus proches voisins (méthodes des k plus proches voisins)
- la distance de l'observation par rapport à l'enveloppe des classes pour une mesure de sévérité
- des règles de rejet en distance (observations trop éloignées) ou en ambiguïté (observations proches de 2 ou plusieurs classes)

On aboutit alors au *diagnostic par reconnaissance de formes*. S'il y a rejet, et que cette observation ne se reproduit pas dans le futur, l'observation sera considérée comme non significative. En revanche, si plusieurs observations du même type sont rencontrées de manière répétées et fiables, elles constituent une nouvelle classe (moyennant des critères plus précis) et après vérification, une nouvelle phase d'apprentissage est mise en œuvre.

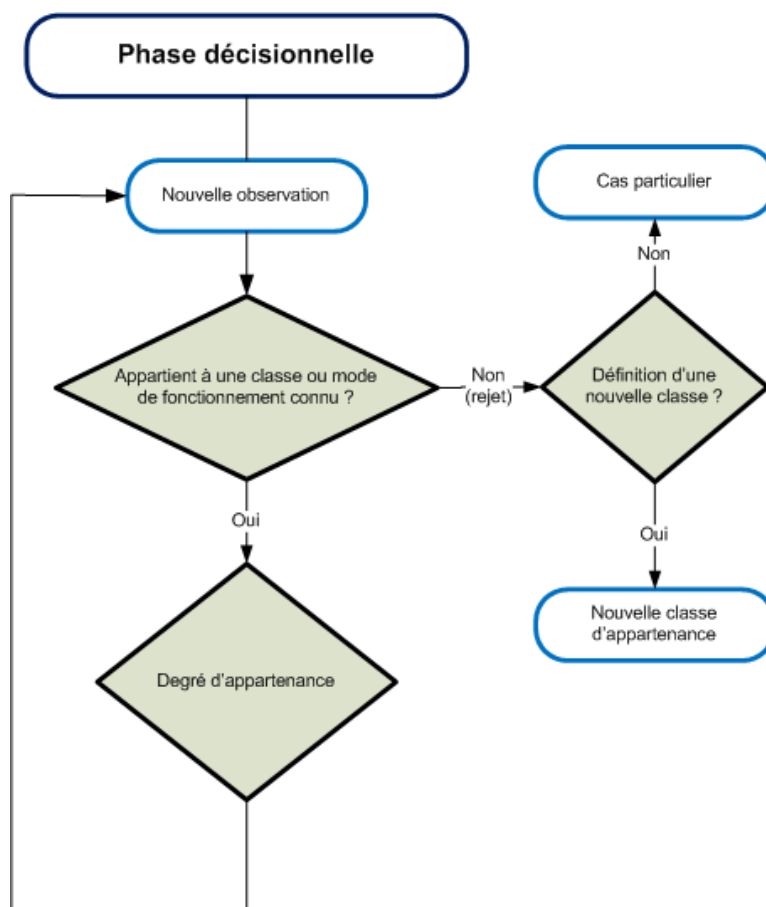


Fig. I-27: La phase décisionnelle d'une approche par RDF

E. Axes de travail

E.a. Tableau récapitulatif

Les différentes méthodes discutées au travers de ce premier chapitre ainsi que les principaux défauts rencontrés dans les machines synchrones à aimants permanents sont rassemblés dans le tableau présenté sur la figure Fig. I-28. Les défauts concernant l'électronique de puissance, les capteurs ainsi que les capacités ne sont pas mentionnés. L'objectif de ce tableau de synthèse est de préciser si les méthodes sont adaptées ou non vis à vis du défaut que l'on souhaite détecter et si possible de préciser, le cas échéant, un niveau d'adaptation sur les méthodes employées en considérant les critères évoqués sur la figure Fig. I-17. Ces niveaux sont alors les suivants: "bien adaptée", "adaptée", "envisageable" et "peu adaptée". Pour les différentes catégories de défaut recensées, des exemples de références sont donnés.

E.b. Conclusions et axes de travail

Comme nous l'avons vu dans ce premier chapitre, les points à considérer pour les défauts d'ordre électrique dans les machines synchrones à aimants sont multiples.

Pour des applications critiques comme l'aéronautique, retenons d'abord la nécessité de mettre en place des algorithmes de détection de défaut capables de détecter en ligne des court-circuits à l'état avancé afin d'éviter des scénarii catastrophes et de pouvoir mettre en œuvre des stratégies de commandes utilisant la redondance d'actionneurs. Dans ce cadre, les solutions proposées se heurtent bien souvent comme nous l'avons vu au problème de définition des "seuils" qui dépendent de la structure de l'actionneur, du point de fonctionnement, de la température, ou encore de la nature du contrôle utilisé. A cela s'ajoute aussi l'impact d'un certain nombre de défauts inhérents comme par exemple la présence de couples parasites ou de décentremments générant dans certain cas les mêmes symptômes qu'un défaut électrique même pour la machine saine. Cette variation des seuils à considérer est d'autant plus importante dans les machines récentes sont optimisées du point de vue volume ou poids conduisant par exemple aux faits que la saturation et la variation de la température selon le point de fonctionnement ne peuvent pas être négligées. Le problème posé est multi-physique : électromagnétique (comportements différents à faible et forts courants), mécanique et thermique.

Chaque actionneur étant unique, la conception de méthodes types ou universelles semble alors compromise. Nous proposons alors d'orienter nos travaux dans deux directions :

- ❖ Concevoir des modèles capables de limiter voire de déterminer précisément le "seuil d'une MSAP"
- ❖ Concevoir à partir de ces modèles, des méthodes capables de détecter en ligne et sans capteur supplémentaires, des court-circuits impliquant un nombre minimum de spires

Les méthodes de détection sont parfois limitées au régime permanent et contournent le problème du nombre limité de capteurs sur le système par des tests pré ou post-fonctionnement ou en étant invasives vis-à-vis du système à surveiller. Elles sont parfois applicables aux régimes transitoires au prix d'algorithmes lourds et difficilement intégrables. Ceci est pénalisant car les actionneurs n'évoluent pas tous continuellement en régime permanent. En termes de détection de défauts, les approches qui seront présentées dans ce mémoire sont relatives à l'étude des modèles et plus précisément aux méthodes utilisant des approches par comparaisons d'états (cellules encadrées en bleu [Fig. I-28](#)).

Principaux défauts	Etude des données		Etude des modèles		Exemples de références
	Basses fréquences (courants, tensions)	Capteurs additionnels (flux, tensions, courants,...)	Estimation de paramètres	Comparaison d'état	
Court-circuit avancé	bien adaptée	bien adaptée	adaptée	bien adaptée	[Hen03], [You07], [Ros07], [Are08], [Boi10]
Désaimantation	adaptée	adaptée	peu adaptée	peu adaptée	[Far08], [Rib09]
Défaut de construction	envisageable	adaptée	envisageable	envisageable	[Zhu12]
Décentrement statique	bien adaptée	bien adaptée	envisageable	envisageable	[Haj03], [Cru03], [Liu06], [Ler08], [Ebr10]
Décentrement dynamique	bien adaptée	bien adaptée	envisageable	envisageable	[Sch95], [Neg06], [Fer08], [Pac09]
Défaut de roulement	bien adaptée	bien adaptée	envisageable	envisageable	[Blö06], [Kia09], [Fék10]
Couples parasites	bien adaptée	bien adaptée	envisageable	envisageable	[Blö06], [Kia09], [Fék10]

Fig. I-28: Exemple de tableau récapitulatif de certains défauts et méthodes de détection associées

**Chapitre II : Modélisation des MSAP en présence
de défauts inter-spires**

A. Introduction

A.a.Motivation

Dans ce chapitre, nous allons proposer deux approches permettant de modéliser les MSAP en présence de défauts inter-spires à l'état avancé. Comme nous l'évoquons au paragraphe [I.C.c.2](#), ces travaux de modélisations ont d'abord pour objectif de comprendre l'ensemble des effets générés par ce type de défaillance. Les modèles résultants peuvent permettre de garantir par simulation et après validation, les performances d'un ensemble bus DC-onduleur-MSAP en présence de défauts inter-spires, les impacts sur la commande et la stabilité du système. Le principal avantage reste le fait que l'on puisse tester des indicateurs de défauts par simulation évitant ainsi, dans un premier temps, des tests expérimentaux qui ne sont pas toujours évident à réaliser d'un point de vue matériel compte tenu du caractère destructif des défauts simulés. Cela permet également d'améliorer leurs performances vis à vis des boucles de contrôles utilisées, du point de fonctionnement de la machine dans la mesure où les modèles sains et en défaut du système étudié sont suffisamment précis par rapport à la réalité.

A.b.Cadre et limite

Dans ce chapitre, nous nous limiterons à la modélisation des MSAP en présence de défauts inter-spires dans une même phase d'une MSAP. Les défauts inter-phase sont très brièvement abordés tandis que les défauts phase-masse ne sont pas traités (voir [I.B.b](#)). Nous nous limiterons aux défauts de court-circuit avancés. Nous entendons par "état avancé" un état de la machine tel que l'énergie consommée par le défaut est suffisante pour que les signaux accessibles sur la machine avec les capteurs classiques soient affectés.

B. Modélisation des MSAP à rotor lisse en régime linéaire en présence de défauts inter-spires

B.a.Position du problème et hypothèses

Dans cette approche, nous nous limiterons aux machines synchrones à aimants permanents en surface, à rotor lisse. Les effets de la saturation sont négligés de même que les courants induits au rotor, stator et dans les aimants. Les effets de bords et autres effets tridimensionnels ne sont pas considérés. Les flux de fuites dans les encoches sont pris en compte mais considérés comme indépendants du niveau de courant ce qui en pratique n'est pas tout à fait le cas en présence de saturation.

Dans un premier temps, l'objectif est de caractériser la matrice inductance dont la dimension correspond au nombre de bobines N_b constituant les différentes phases de la machine. Dans un second temps, en considérant un défaut inter-spires impliquant des spires, bobines ou phase complètes (configuration de défaut), nous définirons la matrice inductance de rang $(N_b + 1)$. Enfin, ramenée au nombre de phase (N_{ph}) augmenté de 1, cette matrice permettra de caractériser une machine synchrone à aimants permanent comportant N_{ph} phases sous défaut inter-spires.

B.b. Mise en équation

B.b.1. Matrice inductance des bobines élémentaires de la MSAP saine

Considérons une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse comportant N_b bobines. Nous allons dans ce paragraphe, chercher à obtenir la matrice carré de dimension N_b caractérisant les couplages entre les N_b bobines (L_{N_b}). Comme la saturation est négligée, les différentes inductances propres et inductances mutuelles sont indépendantes des courants ; dans le cas de machines lisses, elles sont également indépendantes de la position du rotor. Néanmoins, ces couplages dépendent naturellement du bobinage de la machine considérée. Prenons d'abord le cas du bobinage simple suivant, utilisé pour la MSAP à une paire de pôles:

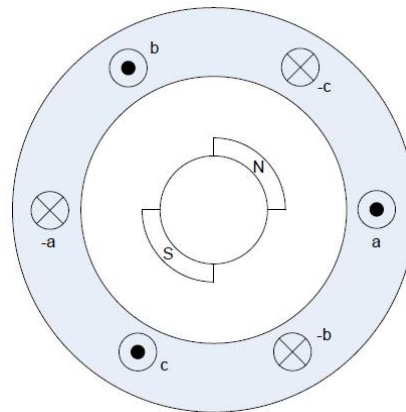


Fig. II-1: MSAP à une paire de pôles

Dans ce cas la matrice L_{N_b} est symétrique :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{1,2} & L_1 & M_{2,3} \\ M_{1,3} & M_{2,3} & L_1 \end{bmatrix} \quad \text{II-1}$$

Si la machine est à p paires de pôles, chaque phase comprend $N_b/3$ bobines élémentaires et on constitue alors la matrice inductance L_{N_b} de dimension N_b :

$$L_{N_b} = \begin{bmatrix} [L] & [M_1] & \cdots & [M_{p-1}] \\ [M_{p-1}] & [L] & \vdots & [M_{p-2}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [M_1] & \cdots & [M_{p-1}] & [L] \end{bmatrix} \quad \text{II-2}$$

Les blocs diagonaux sont symétriques et la matrice est circulante par blocs. Les éléments diagonaux de cette matrice sont les auto-inductances des bobines élémentaires. La valeur de ces inductances dans le cas des machines à rotor lisse est plus élevée que les mutuelles inductances entre les bobines élémentaires. Néanmoins parmi ces blocs, les plus prépondérants sont ceux qui sont proches de la diagonale : plus on s'éloigne de celle-ci, plus les paires de pôles au stator sont éloignées et donc moins elles sont couplées (voir Fig. II-2). Si la machine est à p pôles et à q encoches par pôles et par phase, on aboutit à une matrice du même type, la matrice étant de dimension N_b . On considère une machine dotée de $N_e = 48$ encoches, $p = 4$ paires de pôles par conséquent de $q = 2$ encoches par pôle et par

phase. On détermine les inductances et mutuelles inductances des différentes bobines en alimentant l'une d'entre elles (bobine 1 sur le schéma ci-après) et en calculant le flux à travers toutes les bobines élémentaires en régime linéaire. Il est à noter que dans ce cas, les aimants sont supposés inactifs.

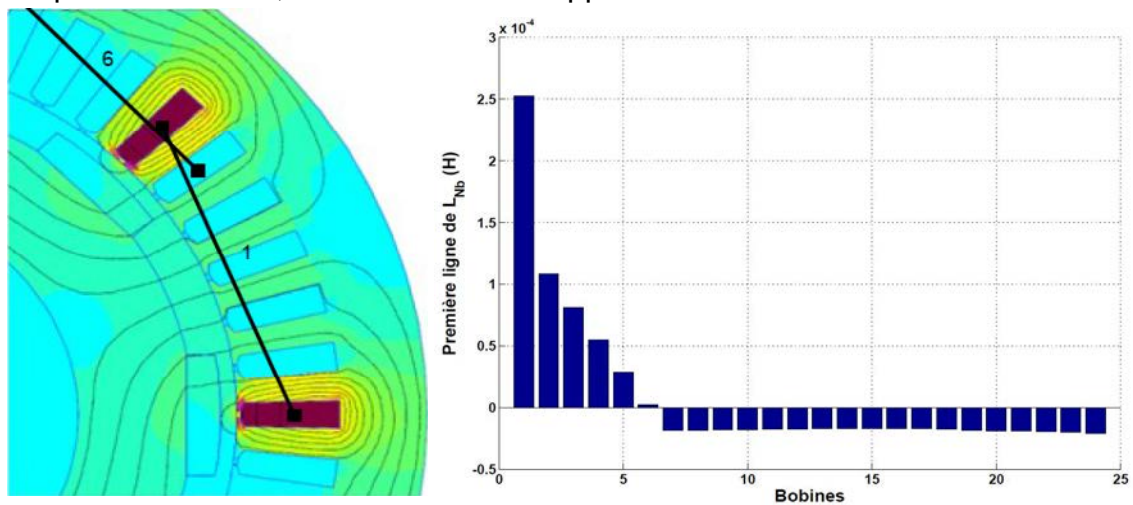


Fig. II-2: MSAP à bobinage distribué simple couche et couplage entre les bobines

Lorsque la machine est dotée un bobinage double couche, celui ci donne une matrice L_{N_b} parfaitement symétrique. La figure suivante montre une MSAP triphasée dotée d'un bobinage double couche. La machine en question est dotée de $N_e = 48$ encoches, $p = 4$ paires de pôles et donc comme précédemment de $q = 2$ encoches par pôle et par phase.

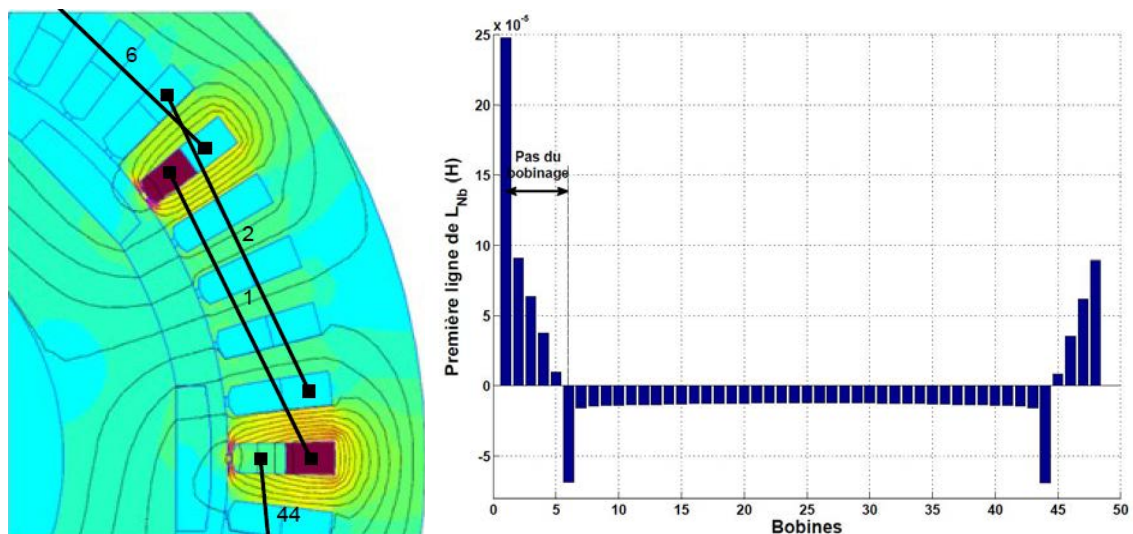


Fig. II-3: MSAP à bobinage distribué double couche et couplage entre les bobines

Si on note p_b le pas du bobinage, les coefficients sur la diagonale et sur les sur-diagonales ou sous-diagonales jusqu'au rang $p_b - 1$ sont relativement importants : ces bobines sont assez fortement couplées tandis que les autres le sont peu (voir Fig. II-3). Selon le raccourcissement utilisé, le couplage et donc la proportion de termes prépondérants sur une ligne de la matrice L_{N_b} change. Sur la figure ci-dessus, les conducteurs des bobines 1 et 44 partagent la même encoche. Le flux de la bobine 1 est vu par la bobine 44 sans qu'il traverse l'entrefer. Cette partie du flux est caractérisée par les coefficients M_σ intervenant dans II-3. Chaque bobine possède donc une inductance associée au flux canalisé par le fer (L_1) et une inductance de

fuite d'encoche L_σ . De même, les bobines sont couplées par des mutuelles $M_{1,i}$ et deux d'entre elles sont couplées par une mutuelle de fuite d'encoche M_σ [Had01]. L'introduction des termes relatifs aux fuites, permettront de tenir compte plus méthodiquement des inductances de fuites dans la définition de la matrice inductance de la machine en défaut.

$$L_{N_b} = \begin{bmatrix} L_1 + L_\sigma & M_{1,2} & \dots & M_{1,6} + M_\sigma & \dots & M_{1,44} + M_\sigma & \dots & M_{1,48} \\ M_{1,48} & L_1 + L_\sigma & \dots & M_{1,5} & \dots & M_{1,43} & \dots & M_{1,47} \\ M_{1,47} & M_{1,48} & \dots & M_{1,4} & \dots & M_{1,42} & \dots & M_{1,46} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ M_{1,2} & M_{1,3} & \dots & M_{1,6} + M_\sigma & \dots & M_{1,44} + M_\sigma & \dots & L_1 + L_\sigma \end{bmatrix} \quad \text{II-3}$$

La figure suivante présente le couplage résultant d'une bobine alimentée pour une MSAP dotée de $N_e = 18$ encoches avec 16 aimants en surface au rotor et d'un bobinage concentrique désormais fréquemment utilisé pour les MSAP.

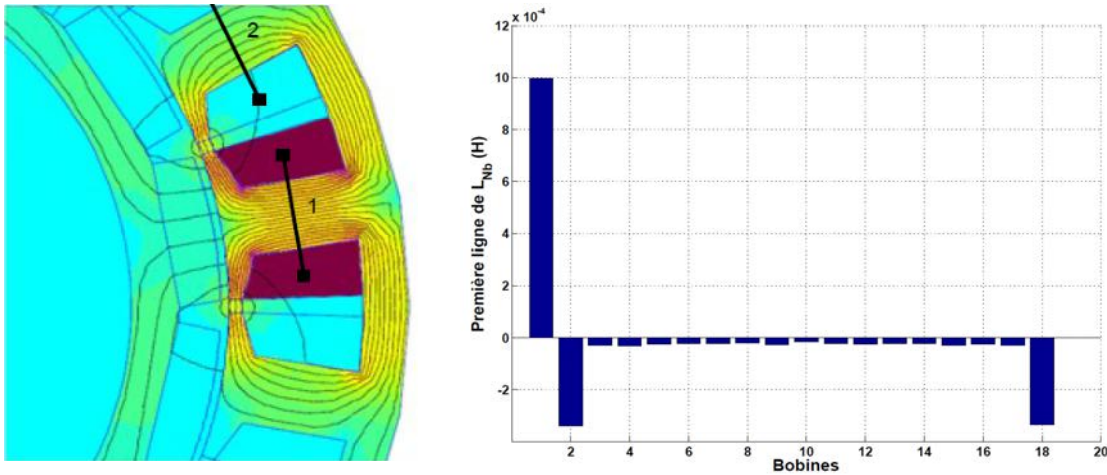


Fig. II-4: MSAP à plots et couplage résultant

Le bobinage étant parfaitement symétrique, la matrice inductance relative aux 18 bobines est alors dans ce cas symétrique et aussi circulante. Comme deux bobines partagent la même encoche, l'inductance propre de chaque bobine peut se décomposer en une inductance utile associée au flux canalisé par le plot et une inductance de fuite d'encoche L_σ . De plus, la mutuelle inductance entre deux bobines consécutives se caractérise par une mutuelle associée à un flux canalisé par le fer et par une mutuelle de fuite d'encoche M_σ . La matrice inductance des N_b bobines élémentaires de la machine 18 – 16 est donnée par II-4. Dans tous les cas, et sous les hypothèses formulées au paragraphe II.B.a, la connaissance du couplage lorsqu'une bobine est alimentée permet la construction de la matrice L_{N_b} .

$$L_{N_b} = \begin{bmatrix} L_{1,1} + L_\sigma & M_{1,2} + M_\sigma & M_{1,3} & \dots & M_{1,17} & M_{1,18} + M_\sigma \\ M_{1,18} + M_\sigma & L_{1,1} + L_\sigma & M_{1,2} + M_\sigma & \dots & M_{1,16} & M_{1,17} \\ M_{1,17} & M_{1,18} + M_\sigma & L_{1,1} + L_\sigma & \dots & M_{1,15} & M_{1,16} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ M_{1,3} & M_{1,4} & M_{1,5} & \dots & L_{1,1} + L_\sigma & M_{1,2} + M_\sigma \\ M_{1,2} + M_\sigma & M_{1,3} & M_{1,4} & \dots & M_{1,18} + M_\sigma & L_{1,1} + L_\sigma \end{bmatrix} \quad \text{II-4}$$

Le même genre de démarche peut s'appliquer pour des machines dotée de bobinages plus complexes. On peut obtenir alors la matrice inductance de la machine

saine en utilisant une matrice de connexion $C_{N_b, N_{ph}}$ dotée de N_b lignes et de N_{ph} colonnes et caractéristique du bobinage utilisé [Lap07] :

$$L_{N_{ph}} = C_{N_b, N_{ph}}^t \cdot L_{N_b} \cdot C_{N_b, N_{ph}} \quad \text{II-5}$$

B.b.2. Matrice inductance des bobines élémentaires de la MSAP en défaut

Pour pouvoir caractériser une MSAP en présence de défaut et compte-tenu des hypothèses retenues pour cette première approche, l'idée est d'utiliser le principe de superposition [Bir08]. Une ligne et une colonne supplémentaires caractérisant la portion de circuit en défaut seront ajoutées à la matrice L_{N_b} . Nous détaillons ci-après plusieurs cas de figures.

❖ Cas d'une bobine complète en défaut

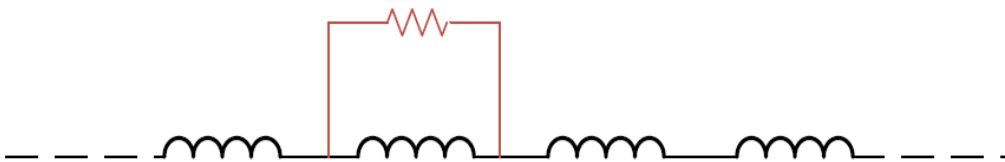


Fig. II-5: Cas d'une bobine en défaut

On considère que la bobine b complète est en défaut ($1 \leq b \leq N_b$). Dans ce cas, il n'est pas nécessaire d'augmenter la taille de la matrice inductance des N_b bobines élémentaire (L_{N_b}) et le discernement entre le flux commun et le flux de fuite n'est pas nécessaire.

Ensuite, on utilise une matrice de connexion caractérisant le bobinage utilisé et la configuration de défaut étudiée $C_{N_b, N_{ph}+1}$ pour obtenir la matrice d'ordre $N_{ph} + 1$ donnant les différentes inductances propres et mutuelles inductances entre les N_{ph} phases saines de la machine étudiée et la partie que l'on considère en défaut (une bobine complète dans ce paragraphe) :

$$L_{N_{ph}+1} = C_{N_b, N_{ph}+1}^t \cdot L_{N_b} \cdot C_{N_b, N_{ph}+1} \quad \text{II-6}$$

❖ Cas de plusieurs bobines en défaut

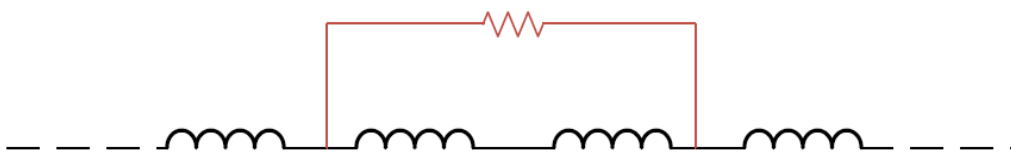


Fig. II-6: Cas de deux bobines en défaut

La démarche est identique si plusieurs bobines complètes sont en défaut et parcourues par le même courant car le nombre de bobines élémentaires ne change

pas. Seule la matrice $C_{N_b, N_{ph}+1}$ change en fonction de la configuration de défaut. Evidemment si des bobines sont en défaut et parcourues par des courants de défaut différents, on est en présence de plusieurs circuits de défauts et la matrice $L_{N_{ph}}$ sera d'ordre plus élevé. Dans ce qui suit nous ne considérerons qu'un seul circuit de défaut.

❖ Cas de quelques spires en défaut d'une même bobine



Fig. II-7: Cas de quelques spires en défaut d'une même bobine

Il s'agit du cas le plus réaliste si l'on souhaite reproduire en termes de modèle ou sur banc expérimental pour un défaut inter-spires à un stade avancé. La difficulté est de tenir compte des fuites dans les encoches qui pour certaines machines comme par exemple les machines à plots, pour lesquelles la taille des encoches est importante. De plus, contrairement à la partie utile de l'inductance, la partie relative aux fuites n'est pas directement proportionnelle au nombre de spires utilisé dans une bobine ce qui rend l'exercice plus complexe à traiter et à formaliser. C'est pourquoi les définitions proposées au paragraphe II.B.b.1 vont donc nous aider à présenter dans ce cas la démarche à suivre. Dans un premier temps, nous ignorons les termes relatifs aux inductances et mutuelles de fuites d'encoche et nous considérons N_f spires en défaut sur la bobine b tel que k soit le rapport entre le nombre de spires en défaut et le nombre de spires N_s d'une bobine de la MSAP :

$$k = \frac{N_f}{N_s} \quad \text{II-7}$$

Nous suivons ensuite la démarche suivante à partir de la matrice L_{N_b} de la machine saine (relations II-4 et II-6).

- multiplication de la ligne b et de la colonne b de la matrice L_{N_b} par $(1 - k)$ créant ainsi la matrice L_{N_b}' (avec l'élément $L_{N_b}'(b, b) = (1 - k)^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$)
- ajout d'une ligne l_{sup} et d'une colonne c_{sup} données par II-8 créant ainsi la matrice L_{N_b+1} donnée par II-9 à partir de L_{N_b}'
- ajout de l'inductance propre de la partie en défaut :

$$L_{N_b+1}(b + 1, b + 1) = k^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$$

On obtient alors les matrices suivantes :

$$\begin{cases} l_{sup} = [k \cdot L_{N_b}(b, 1) & \dots & k \cdot L_{N_b}(b, b-1) & k \cdot (1 - k) \cdot L_{N_b}(b, b) & k \cdot L_{N_b}(b, b+1) & \dots & k \cdot L_{N_b}(b, N_b)] \\ c_{sup} = [k \cdot L_{N_b}(1, b) & \dots & k \cdot L_{N_b}(b-1, b) & k \cdot (1 - k) \cdot L_{N_b}(b, b) & k \cdot L_{N_b}(b+1, b) & \dots & k \cdot L_{N_b}(N_b, b)]^t \end{cases} \quad \text{II-8}$$

$$L_{N_b+1} = \begin{bmatrix} [L_{N_b}'] & c_{sup} \\ l_{sup} & k^2 \cdot L_{N_b}(b, b) \end{bmatrix} \quad \text{II-9}$$

Le nombre de bobines élémentaires est augmenté de 1, on aboutit donc sur une matrice inductance élémentaire étendue (L_{N_b+1}) de dimension $N_b + 1$.

Nous considérons ensuite les inductances et mutuelles de fuites d'encoche. Dans le cas où une seule bobine partage une encoche ; si un défaut intervient, cette bobine se divise alors en deux parties : une partie saine et une partie en défaut.

- Dans L_{N_b}' , le terme $(1 - k)^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$ est modifié en ajoutant l'inductance propre de fuite d'encoche correspondant à la partie saine de la bobine en défaut appelée L_{f1}
- Le terme $k \cdot (1 - k) \cdot L_{N_b}(b, b)$ dans l_{sup} et c_{sup} est modifié en y intégrant la mutuelle de fuite d'encoche entre la partie saine de la bobine en défaut et la partie en défaut de cette même bobine appelée M_{f12}
- Enfin, dans L_{N_b+1} , le terme $k^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$ est modifié en ajoutant l'inductance propre de fuite d'encoche relative à la partie en défaut de la bobine b appelée L_{f2} .
- Les autres inductances propres et mutuelles de fuites sont ajoutées sur les autres bobines

On utilise ensuite la formule II-6 pour obtenir la matrice $L_{N_{ph}+1}$. Les inductances et mutuelles de fuites vérifient alors **[Had01]** :

$$L_{\sigma} = L_{f1} + L_{f2} + 2 \cdot M_{f12} \quad \text{II-10}$$

où L_{σ} est l'inductance de fuite d'encoche d'une bobine apparaissant dans II-4.

Dans le cas où plusieurs bobines partagent une même encoche (2 bobines b et c dans une encoche à l'état sain par exemple), si un défaut intervient sur la bobine b , on considère alors que celle-ci se divise en une partie saine et une partie en défaut. On peut alors considérer 3 bobines couplées dans l'encoche.

- Dans L_{N_b}' , le terme $(1 - k)^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$ est modifié en ajoutant l'inductance de fuite d'encoche correspondant à la partie saine de la bobine en défaut appelée L_{f1}
- Dans L_{N_b}' , le terme $(1 - k) \cdot L_{N_b}(b, c)$ est modifié en ajoutant la mutuelle de fuite d'encoche entre la partie saine de la bobine et la bobine saine qui partage l'encoche appelée M_{fb_1c}
- Le terme $k \cdot (1 - k) \cdot L_{N_b}(b, b)$ dans l_{sup} et c_{sup} est modifié en y intégrant la mutuelle de fuite d'encoche entre la partie saine de la bobine en défaut et la partie en défaut de cette même bobine appelée $M_{fb_1b_2}$
- Le terme $k \cdot L_{N_b}(b, c)$ dans l_{sup} et c_{sup} est modifié en y intégrant la mutuelle de fuite d'encoche entre la partie en défaut de la bobine et la bobine saine qui partage l'encoche appelée M_{fb_2c}

- Enfin, dans L_{N_b+1} , le terme $k^2 \cdot L_{N_b}(b, b)$ est modifié en ajoutant l'inductance de fuite d'encoche relative à la partie en défaut de la bobine b appelée L_{f2}
- Les autres inductances propres et mutuelles de fuites sont ajoutées sur les autres bobines

Dans tous les cas, on aboutit à la matrice $L_{N_{ph}+1}$ en utilisant II-6. Différents travaux ont abordés le problème des paramètres, notamment pour les inductances, dans les modèles de machines en défaut. Des formules approchées sont utilisées dans [Liu06] mais l'adaptation pour différents bobinages ne semble pas évidente. [Vas09] propose une approche pour les machines à une encoche par pôles et par phase et à faible nombre de paire de pôles en considérant des mutuelles identiques entre toutes les bobines (voir Fig. II-2). Dans [Bir08], on utilise la même hypothèse pour des machines à plots mais le calcul se fait à partir de réseaux de perméances sans considérer la saturation. Dans ces travaux, la modélisation des défauts n'est pas toujours transposable à plusieurs bobinages.

B.b.3. Modèle externe final

Les deux parties précédentes ont formalisé la méthode pour caractériser le flux provenant de l'induit d'une MSAP en présence de défauts inter-spires sous les hypothèses formulées au paragraphe II.B.a. Considérons une machine triphasée ($N_{ph} = 3; a, b, c$), avec un circuit comportant des spires ou des bobines en défaut (f) ; on note θ_e la position électrique du rotor, $R_i, i = a_1, a_2, b, c$ la résistance de la phase i , R_{a1} celle de la partie saine de la phase en défaut (ici la phase a), R_{a2} celle de la partie supposée en défaut.

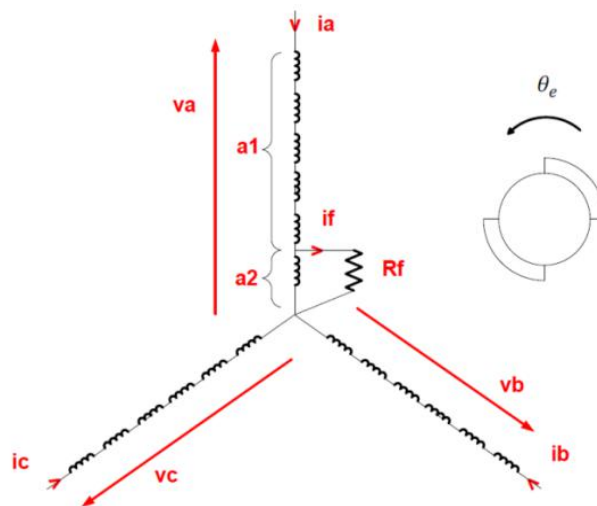


Fig. II-8: Représentation d'une MSAP et de sa configuration de défaut

Décomposons le flux dans les enroulements de la MSAP en flux provenant de l'induit et flux provenant de l'inducteur :

$$\Phi_{abcf}(i_{abcf}, \theta_e) = L_{abcf} \cdot i_{abcf} + \varphi_{aimants}(\theta_e)$$

II-11

$$\Phi_{abcf} = [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c \quad \Phi_f]^t$$

où L_{abcf} est la matrice obtenue à partir des paragraphes précédents pour une configuration de défaut donnée. Elle s'écrit :

$$L_{abcf} = \begin{bmatrix} L_{a1} + L_{a2} + 2.M_{a1a2} & M_{a1b} + M_{a2b} & M_{a1c} + M_{a2c} & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ M_{a1b} + M_{a2b} & L_b & M_{bc} & -M_{a2b} \\ M_{a1c} + M_{a2c} & M_{bc} & L_c & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2}) & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad \text{II-12}$$

Avec L_i ; $i = a, b, c, a1, a2$ l'inductance propre de l'enroulement i , M_{ij} ; $i, j = a, b, c, a1, a2$ l'inductance mutuelle entre les enroulements i et j .

En supposant que la machine saine est équilibrée, on a :

$$\begin{cases} R_{a1} + R_{a2} = R_b = R_c = R_s \\ L_{a1} + L_{a2} + 2.M_{a1a2} = L_b = L_c \\ M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} = M_{bc} \end{cases} \quad \text{II-13}$$

La somme des courants est nulle. On peut alors définir l'inductance cyclique L_{cy} de la machine saine et simplifier l'écriture matricielle pour une machine avec un neutre non-connecté :

$$L_{abcf} = \begin{bmatrix} L_{cy} & 0 & 0 & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ 0 & L_{cy} & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_{cy} & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2}) & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad \text{II-14}$$

Dans II-11 $\varphi_{aimants}(\theta_e)$ est le flux provenant des aimants à vide, il s'écrit :

$$\varphi_{aimants}(\theta_e) = C_{N_b+1,4} \cdot [\varphi_1 \quad \dots \quad \varphi_{N_b} \quad \varphi_f]^t \quad \text{II-15}$$

où $[\varphi_1 \quad \dots \quad \varphi_{N_b} \quad \varphi_f]$ est le flux dans les $N_b + 1$ bobines élémentaires de la machine en défaut.

Remarque: L'équation II-15 n'exclut pas la prise en compte d'harmoniques d'espace.

La somme des courants restant nulle, nous n'écrivons pas les équations en tenant compte de la composante homopolaire du courant au stator. L'équation électrique peut alors s'écrire dans un repère étendu ($abcf$) :

$$v_{abcf} = R_{abcf} \cdot i_{abcf} + \frac{d\Phi_{abcf}(i_{abcf}, \theta_e)}{dt} \quad \text{II-16}$$

$$\begin{cases} i_{abcf} = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f]^t \\ v_{abcf} = [v_a \quad v_b \quad v_c \quad 0]^t \end{cases}$$

$$R_{abcf} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + R_f \end{bmatrix} \quad \text{II-17}$$

R_{abcf} peut être facilement évaluée en supposant dans un premier temps que R_{a2} est proportionnelle au nombre de spires impliqué dans le défaut (N_f). La prise en compte de la température peut aussi être envisageable [Gan11].

Avec II-16 et en utilisant la force électromotrice à vide $e_{abcf}(\theta_e)$ qui s'écrit :

$$e_{abcf}(\theta_e) = \frac{d\varphi_{aimants}(\theta_e)}{dt} \quad \text{II-18}$$

On obtient le modèle de la MSAP en présence de défaut inter-spires :

$$v_{abcf} = R_{abcf} \cdot i_{abcf} + L_{abcf} \cdot \frac{di_{abcf}}{dt} + e_{abcf}(\theta_e) \quad \text{II-19}$$

Le couple électromagnétique fournit par la MSAP peut s'évaluer en premier lieu comme il suit :

$$\Gamma_m = \frac{e_{abcf} \cdot i_{abcf}^t}{\Omega} \quad \text{II-20}$$

Pour une configuration de défaut donné et une sévérité de défaut fixée, le modèle électromécanique de la MSAP à pôles lisses s'implante à partir de ces deux dernières équations.

B.c. Exemple de calcul de paramètres

B.c.1. Besoin

Le modèle électrique présenté dans II-19 suppose la connaissance d'un certain nombre de paramètres. Pour R_{abcf} , le calcul de peut se faire analytiquement ; e_{abcf} s'évalue analytiquement ou par calcul de champ ; L_{abcf} se calcule à partir du couplage entre une bobine et les autres et le cas échéant, des inductances et mutuelles de fuites qui sont supposées constantes par rapport au niveau de courant (voir II.B.a). Compte tenu des hypothèses, nous avons choisi d'évaluer ces différents paramètres (force électromotrices à vides, matrice inductance et inductances de fuites) par calcul de champ en utilisant le logiciel [FEMM] et une approche par éléments finis en résolvant des problèmes à deux dimensions.

Remarque: la prise en compte du mouvement dans les calculs par éléments finis se fait en intégrant une bande de roulement dans l'entrefer de la machine. (Ici, cela concerne uniquement la force électromotrice à vide car la machine est supposée lisse, mais cela concernera aussi d'autres paramètres dans la suite de ce document). La largeur d'un élément sur cette bande doit être un multiple du pas de rotation utilisé. De plus, le nombre d'éléments sur un pas dentaire doit être suffisamment grand devant le rang maximum de l'harmonique d'espace recherché [Dav85], [Fon07]. Les erreurs numériques sont alors limitées et des gains en temps de calculs sont obtenus.

Dans les deux paragraphes suivants, nous présentons quelques résultats de simulation montrant la cohérence de cette première approche sous les hypothèses

retenues concernant la détermination des inductances liées à un circuit de défaut donné.

B.c.2. Sur l'exemple d'une machine à plots

Nous considérons ici une MSAP triphasée dotée de 18 plots bobinés au stator et de 16 aimants permanents en surface au rotor. Pour chaque cas, nous calculons au préalable le couplage entre une bobine et les 17 autres par élément finis en linéaire sous les conditions mentionnées au paragraphe II.B.a.

❖ Cas d'une ou de plusieurs bobines en défaut

Pour 1, 2 et 3 bobines en court-circuit, nous comparons le calcul des inductances de II-14 par éléments finis (EF) et par l'approche proposée au paragraphe II.B.b.2. On note de manière évidente une très bonne corrélation.

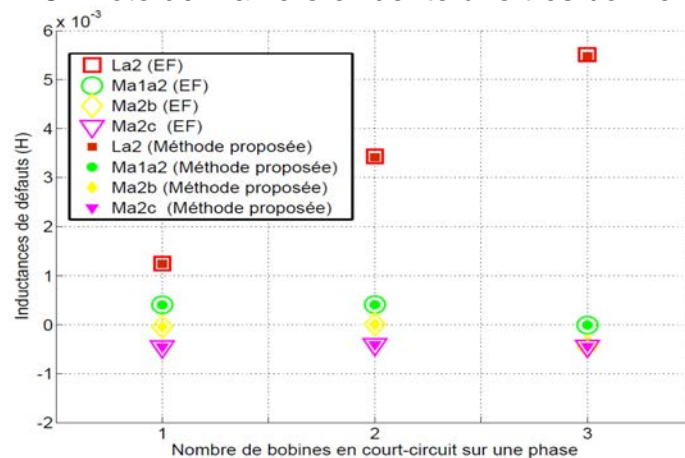


Fig. II-9: Inductances liées au circuit de défaut pour 1 à 3 bobines en défaut

❖ Cas de quelques spires en défaut sur une seule bobine

La figure ci-dessous montre le calcul des différentes inductances de défauts dans le cas de spires en court-circuit sur une seule bobine. Le pourcentage de spires en défaut varie de 10 % à 90% environ. Pour chaque cas, le calcul des inductances et mutuelles de fuites se fait par éléments finis et on utilise l'approche détaillée au paragraphe II.B.b.2. On note la bonne concordance des résultats ce qui nous montre que, sous les hypothèses retenues au paragraphe II.B.a, l'approche considérée est cohérente.

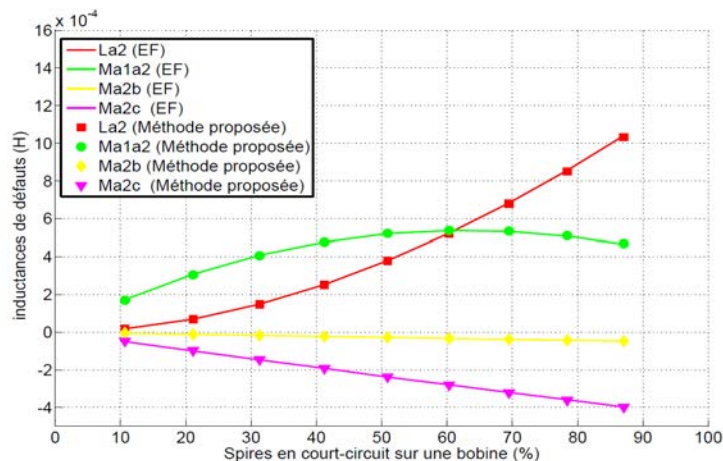


Fig. II-10: Inductances liées au circuit de défaut pour des spires en court-circuit sur une seule bobine

B.c.3. Sur l'exemple d'une machine à bobinage distribué

Nous considérons ici une MSAP triphasée à 48 encoches et à 4 paires de pôles dotée d'un bobinage double couche avec un raccourcissement de 5/6 soit avec $q = 2$ encoches par pôles et par phases. Pour chaque cas, nous calculons au préalable le couplage entre une bobine et les 47 autres par élément finis.

❖ Cas d'une ou de plusieurs bobines en défaut

Comme pour le bobinage précédent, une bonne corrélation est observée entre les deux approches lorsque l'on considère une ou deux bobines en défaut.

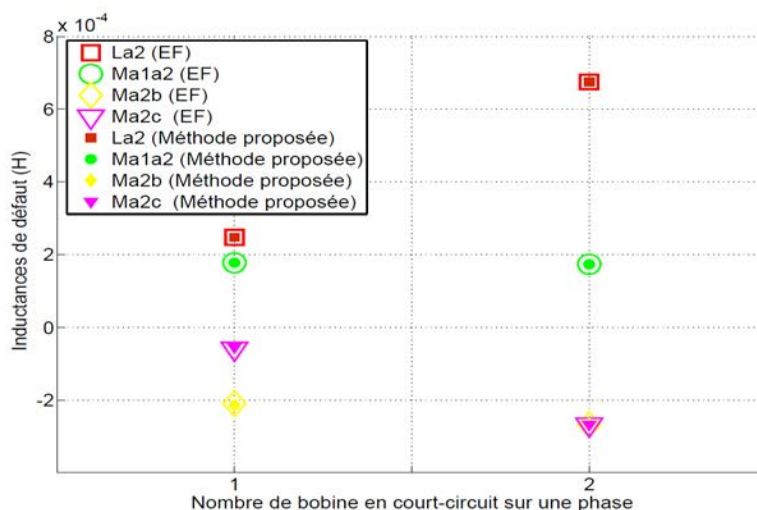


Fig. II-11: Inductances liées au circuit de défaut pour 1 et 2 bobines en défaut

❖ Cas de quelques spires en défaut sur une seule bobine

Les résultats présentés sur la figure ci-dessous montrent que l'approche présentée permet de conserver une très bonne précision sur les paramètres notamment dans le cas où plusieurs conducteurs partagent une même encoche.

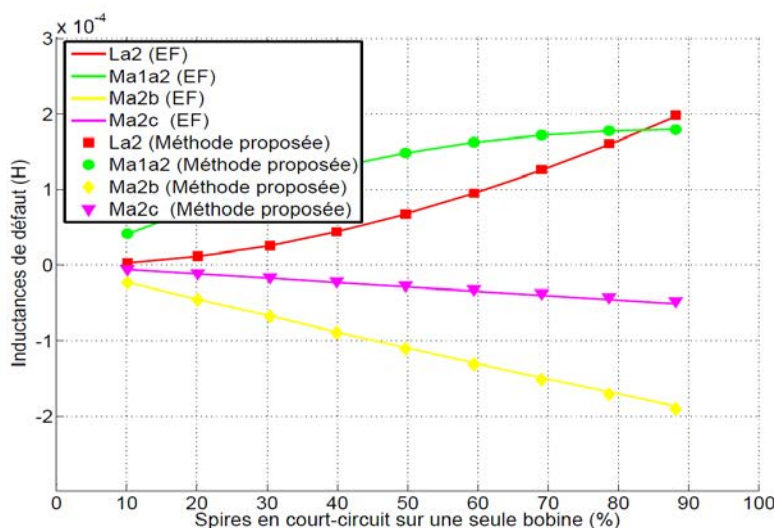


Fig. II-12: Inductances liées au circuit de défaut pour des spires en court-circuit sur une seule bobine

L'ensemble de ces résultats valident les différentes relations permettant le calcul des inductances dans la machine en défaut à partir de la matrice inductance des bobines élémentaires intégrant les fuites d'encoches dans le cas non-saturé.

C. Modélisation des MSAP à rotor lisse en régime saturé en présence de défauts inter-spires

C.a. Position du problème et hypothèses

Cette seconde approche va permettre de mettre en œuvre une méthode plus précise et plus complète prenant en compte un certain nombre d'hypothèses qui étaient nécessaires dans l'élaboration de la première méthode. Cette approche va prendre en compte la saturation et les effets croisés ainsi que les fuites dans les encoches. Les effets de bords et autres effets tridimensionnels restent négligés ainsi que les phénomènes de courants induits. Comme pour la première approche, elle sera totalement indépendante du bobinage de la machine et ne nécessitera que la connaissance des dimensions de la MSAP.

Compte tenu de ces observations, les calculs pourraient naturellement être fait en utilisant un code de calcul par éléments finis mais nous proposons ici une approche plus rapide mais néanmoins moins précise. L'objectif est ici d'utiliser un réseau de perméances (RDP) en construisant un réseau complet d'une MSAP à partir des dimensions de celle-ci et de configurations de défauts électriques donnés. Comme nous l'avons vu au paragraphe **I.C.c.2.**, cet outil a été utilisé à de nombreuses reprises pour modéliser différents types de machines car il permet un compromis entre précision des résultats et temps de calcul [**Mei86**], [**Ram06**], [**Far08**], [**Mah09**].

L'objectif est dans un premier temps de modéliser la MSAP par RDP en considérant des réseaux propres au stator, rotor et à l'entrefer moyennant un certain nombre d'hypothèses sur les lignes de champ. Cette configuration va nous permettre de calculer les flux dans les enroulements sains et en défauts de la machine pour différents courants, positions du rotor, courants de défauts et configuration de défauts en un temps limité avec une précision raisonnable. Ces flux nous donneront accès aux forces électromotrices en charge, aux différentes inductances dynamiques et indirectement au couple électromagnétique de la MSAP. Nous nous baserons sur le prototype 18 – 16 décrit en Annexes **A.b.**

Dans un deuxième temps, ceci permettra de construire un modèle de MSAP en défaut plus précis et plus complet que l'on pourra implémenter ensuite plus facilement en utilisant le logiciel [**Matlab**]. Ceci est en fait une alternative à l'utilisation de logiciel permettant des simulations pas à pas dans le temps couplés à des logiciels systèmes qui offrent plus de précision mais une moins bonne maniabilité en termes de temps de calcul et de variations paramétriques [**Flux**], [**Fai07**], [**Bir08**], [**Vas09**].

C.b. Modélisation d'une MSAP par Réseau De Perméances (RDP)

C.b.1. Hypothèses sur les lignes de champ

Une approche par RDP décompose les trajets des lignes de champ dans la MSAP en tubes de flux de formes simples [**Per02**]. Pour ce faire, des hypothèses de régularité des lignes de champ sont faites à partir de constatations préliminaires

issues de calculs par éléments finis [Ham09], [Ram06]. Les figures suivantes sont issues de calculs sur une machine dotée de 18 plots bobinés au stator et de 16 aimants en surface au rotor.

❖ Au stator

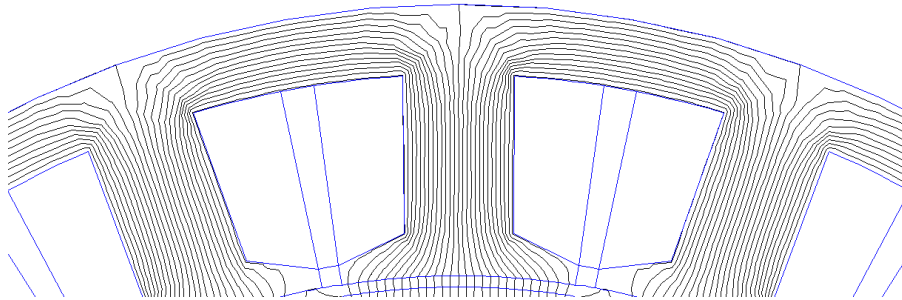


Fig. II-13: Les lignes de champ au stator (à vide)

La Fig. II-13 présente la forme des lignes de champ au stator d'une MSAP à bobinage dentaire (autour des plots, MSAP 18 – 16) à vide. Les lignes de champ dans la culasse statorique sont supposées être colinéaires au contour extérieur de la MSAP. Dans la dent statorique, elles sont supposées être rectilignes pour la partie supérieure ; pour la partie inférieure elles sont prises comme rectilignes autour du centre de la dent et parfaitement obliques sur les pieds des dents. En ce qui concerne les lignes de champ dans l'encoche qui caractérisent les flux de fuites d'encoche, d'importantes hypothèses sont faites : elles sont supposées rester parallèles au fond d'encoche et être indépendantes du niveau de courant et de la saturation ce qui en pratique n'est pas respecté. La figure Fig. II-14 illustre les cas où une demi-encoche seule est alimentée (gauche) et où l'encoche totale est alimentée avec des courants de même sens (centre) sans l'effet des aimants. Lorsque l'on se rapproche de l'entrefer, on suppose qu'elles décrivent des arcs de cercles concentriques. A l'extérieur de l'encoche, une partie de lignes de champ décrit également des cercles concentriques (droite) ; lorsque l'on se situe dans l'isthme même, elles sont prises comme étant rectilignes mais légèrement incurvées au niveau du bord de l'entrefer et de l'encoche.

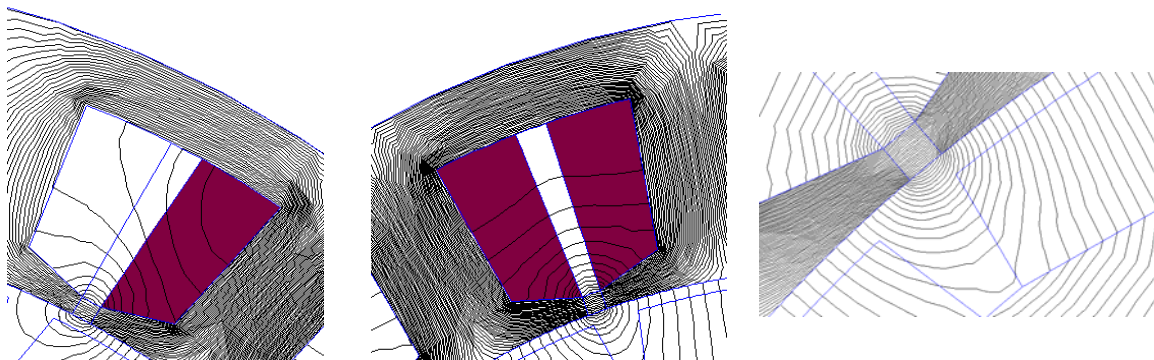


Fig. II-14: Les lignes de champ dans et en dehors des encoches (en présence du courant statorique et l'absence d'aimantation des aimants)

❖ Au rotor

Au rotor, les lignes de champ dans la culasse rotorique sont supposées être colinéaires au contour intérieur. Les aimants canalisent les lignes de champ qui sont parfaitement rectilignes et parallèles à l'intérieur de ceux-ci.

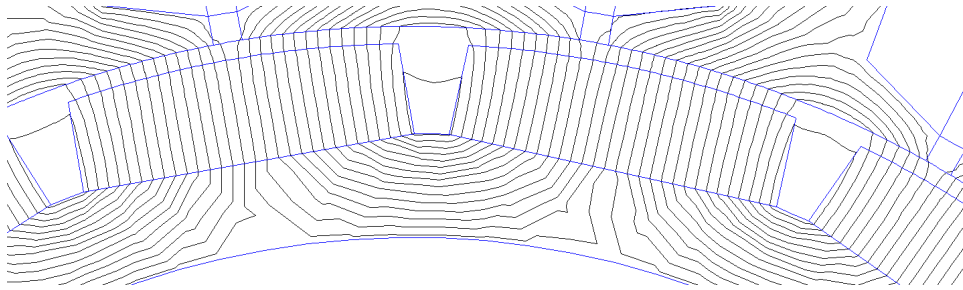


Fig. II-15: Les lignes de champ au rotor à vide

❖ Dans l'entrefer

Les lignes de champ dans l'entrefer seront modélisées suivant les hypothèses suivantes. Premièrement, lorsque l'on se situe dans l'espace limité par l'ouverture d'aimants, les lignes de champ sont supposées être parfaitement rectilignes, entre le bord d'aimant et la moitié de l'espace inter-aimants, elles peuvent être modélisées par des quarts de cercles concentriques (en vert). Il en va de même lorsque l'on se situe en face d'un isthme d'encoche : du bord de la dent jusqu'au milieu de l'isthme d'encoche, les lignes de champ peuvent être modélisées par des quart de cercles concentriques (en bleu). Les lignes de champ entre les aimants ne sont pas prises en compte (en orange). Ces hypothèses nous aideront à définir la fonction donnant la longueur des lignes de champ dans l'entrefer.

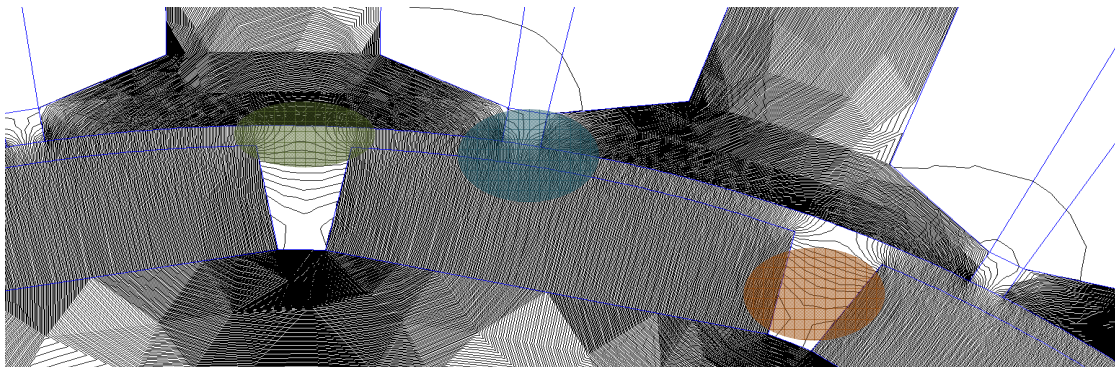


Fig. II-16: Les lignes de champ dans l'entrefer

Dans la réalité, l'ensemble de ces hypothèses de régularité ne sont pas toujours valables. La saturation, lorsqu'elle est importante, modifie le trajet ses lignes de champ et les hypothèses au niveau des fuites d'encoches et des effets de bords dans les isthmes d'encoches et autour des aimants sont alors moins cohérentes. Par ailleurs, ces hypothèses sont à adapter selon la topologie de la machine étudiée. Néanmoins, les points principaux sont abordés ici et si la modélisation d'une machine est déjà faite, les adaptations mentionnées dans la phrase précédente sont alors plus rapides à mettre en place.

C.b.2. Construction du réseau de perméances

Le réseau complet est constitué de n_b branches, et de n_n noeuds. On appelle respectivement n_{bs} , n_{ns} et n_{br} , n_{nr} les nombres de branches et de noeuds au stator et au rotor. On note n_{be} le nombre de branches dans l'entrefer ; celui-ci varie selon la position du rotor. La branche type reliant les noeuds i et $i + 1$ de potentiel V_{0_i} et $V_{0_{i+1}}$ est représentée ci-dessous.

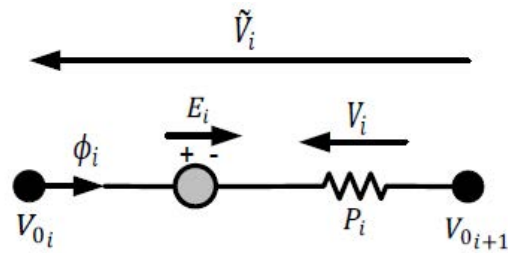


Fig. II-17: Une branche type du RDP

La branche est composée d'une force magnétomotrice E_i (E_{s_i} au stator ou E_{r_i} au rotor) et d'une perméance P_i . Elle est traversée par un flux ϕ_i et sa différence de potentiel magnétique à ses bornes est notée \tilde{V}_i . La machine que nous allons modéliser comme exemple ici est une MSAP dotée de 18 plots bobinés au stator et de 16 aimants en surface au rotor.

❖ Au stator

Compte tenu des hypothèses formulées dans le paragraphe précédent, 6 perméances différentes nous permettent de définir le réseau statorique. Des tubes de flux rectangulaires (P_{cs} , P_{dh} et P_{db}) caractérisant respectivement des tubes de flux relatifs à la culasse statorique, au haut des dents, et au bas des dents. Des tubes de formes trapézoïdales P_{de} représentent les tubes de flux au niveau de l'épanouissement des dents. Une association entre un tube de flux rectangulaire et deux tubes de flux de formes circulaires nous permet de tenir compte des flux au niveau des isthmes d'encoche et des dents coté entrefer et coté encoche. Enfin, P_l modélise les flux de fuites dans les encoches. Cette perméance se calcule analytiquement à partir de l'expression analytique de l'inductance de fuite dans une encoche. L'ensemble du détail des calculs des différentes perméances en fonction des dimensions géométriques de la MSAP ainsi que du détail du calcul analytique des inductances de fuites d'encoche sont présentés en Annexes B. On pourra également consulter les références [Per02], [Had01] traitant de ces deux sujets.

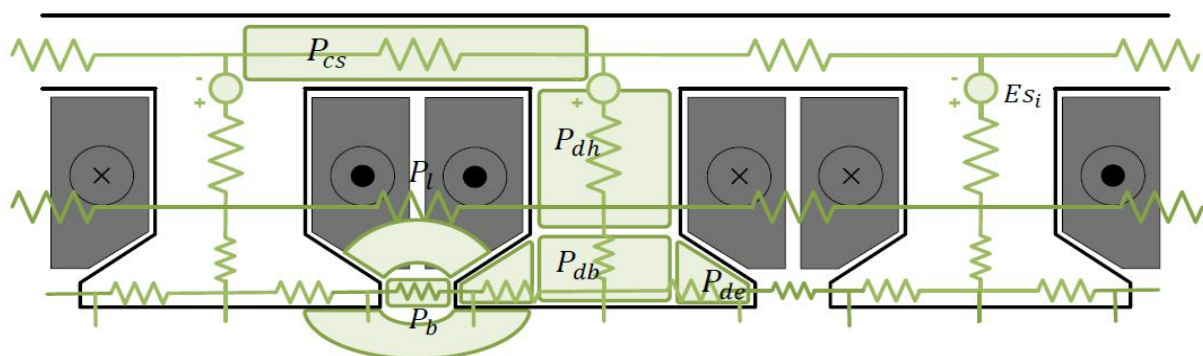
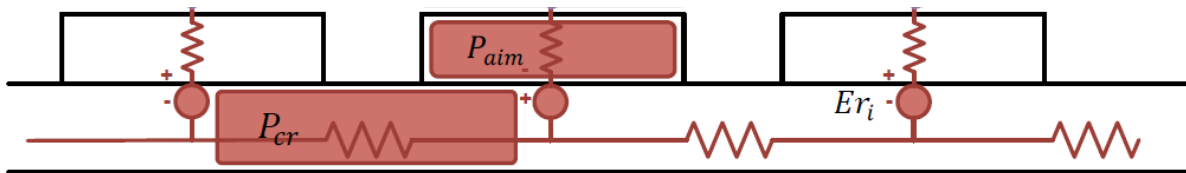


Fig. II-18: Modélisation par RDP au stator

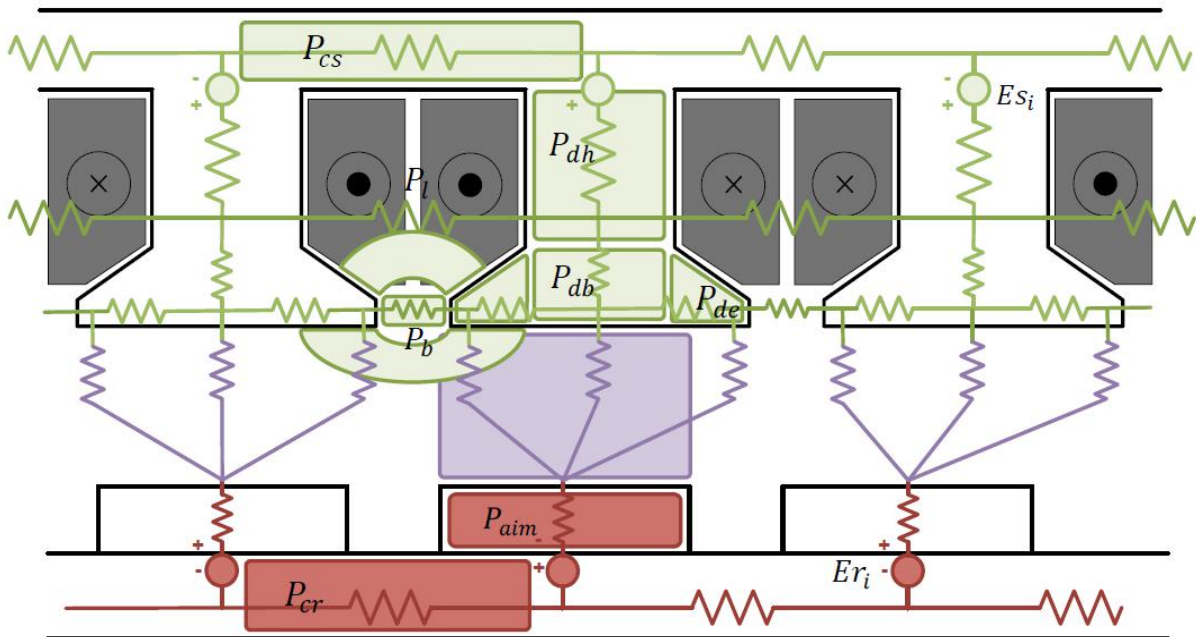
❖ Au rotor

Au niveau du rotor, on a utilisé deux perméances (P_{cr} et P_{aim}) caractérisant respectivement les tubes de flux au rotor et dans les aimants permanents. L'ensemble du détail des calculs des différentes perméances en fonction des dimensions géométriques de la MSAP de la géométrie des aimants (tuiles, bombés) sont présentés en Annexes B.

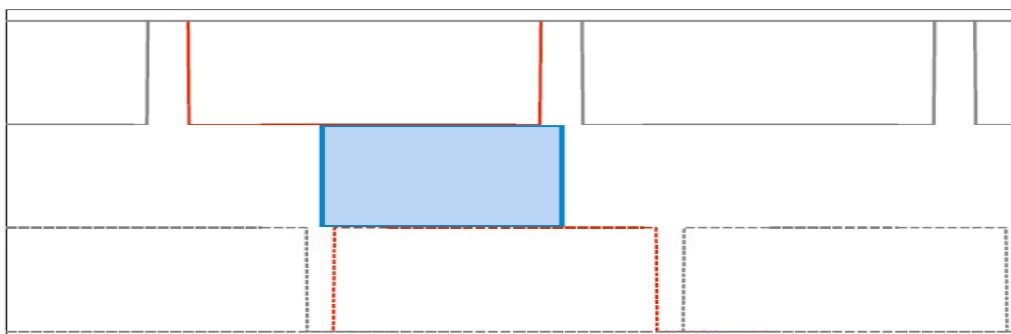

Fig. II-19: Modélisation par RDP au rotor

❖ Connexion entre les deux réseaux via un réseau propre à l'entrefer

Pour cette machine, si le rotor comporte $n_{aimants}$, le réseau rotorique comporte $n_{aimants}$ noeuds qui seront connectés au réseau relatif à l'entrefer. Si le stator comporte n_{dents} , $3.n_{dents}$ noeuds seront connectés au réseau relatif à l'entrefer. Ceci peut être variable selon les machines à modéliser et le rapport entre le pas polaire et le pas dentaire.


Fig. II-20: Réseau complet

Ensuite, pour une position donnée du rotor, la dent i et l'aimant j partagent une certaine zone décrite sur la figure ci-dessous. Selon la taille de cette zone, une à trois perméances d'entrefer P_e sont connectées entre les noeuds de la dent i du réseau statorique et l'aimant j du réseau rotorique. La largeur totale du secteur partagé peut en fait être définie comme la largeur commune entre le pas polaire et le pas dentaire.


Fig. II-21: Zone partagée (en bleu) entre une dent i (en rouge continu) et un aimant j (en rouge pointillé)

Le calcul des perméances d'entrefer se fait à partir de la largeur de la zone commune et d'une fonction donnant la longueur des lignes de champ dans cette zone [Ram06], [Ham09]. Cette fonction est une fonction par morceau qui dépend d'une position référence liée au repère du stator de la machine repérée par θ_s et de la position du rotor θ_r . Elle est désignée par $e_{sr}(\theta_s, \theta_r)$ et se décompose en une fonction propre au stator et en une autre propre au rotor :

$$e_{sr}(\theta_s, \theta_r) = e_s(\theta_s) + e_r(\theta_r) \quad \text{II-21}$$

En fait, $e_s(\theta_s)$ caractérise l'entrefer mécanique ainsi que les effets de bords au niveau des isthmes d'encoche (voir Fig. II-16). Elle est périodique de période τ_d , où τ_d est le pas dentaire angulaire statorique. Si δ est l'ouverture angulaire de l'isthme, e l'entrefer mécanique, R_a le rayon d'alésage, elle vérifie sur une période :

$$\begin{cases} e_s(\theta_s) = e & \text{pour } 0 \leq \theta_s \leq \tau_d - \delta \\ e_s(\theta_s) = e + R_a \cdot [\theta_s - (\tau_d - \delta)] \cdot \frac{\pi}{2} & \text{pour } \tau_d - \delta \leq \theta_s \leq \tau_d - \frac{\delta}{2} \\ e_s(\theta_s) = e - R_a \cdot [\theta_s - (\tau_d - \frac{\delta}{2})] \cdot \frac{\pi}{2} & \text{pour } \tau_d - \frac{\delta}{2} \leq \theta_s \leq \tau_d \end{cases} \quad \text{II-22}$$

De même, $e_r(\theta_r)$ caractérise les effets de bords au niveau des aimants ainsi que la forme des aimants (aimants tuiles, aimants bombés, voir Fig. II-16). Elle est périodique de période τ_p , où τ_p est le pas polaire angulaire rotorique. Si α est l'ouverture angulaire de l'aimant, elle vérifie :

$$\begin{cases} e_r(\theta_r) = m \cdot \sin\left(\theta_r \cdot \frac{\pi}{\alpha}\right) ; \text{ pour } 0 \leq \theta_r \leq \alpha \text{ et des aimants tuiles} \\ \text{avec } m = (R_a - e) \cdot \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \\ e_r(\theta_r) = 0 \text{ pour } 0 \leq \theta_r \leq \alpha \text{ et des aimants bombés} \\ e_r(\theta_r) = (R_a - e) \cdot [\theta_r - \alpha] \cdot \frac{\pi}{2} & \text{pour } \alpha \leq \theta_r \leq \frac{\tau_p - \alpha}{2} \\ e_r(\theta_r) = (e - R_a) \cdot \left[\theta_r - \left(\frac{\tau_p + \alpha}{2}\right)\right] \cdot \frac{\pi}{2} & \text{pour } \frac{\tau_p - \alpha}{2} \leq \theta_r \leq \tau_p \end{cases} \quad \text{II-23}$$

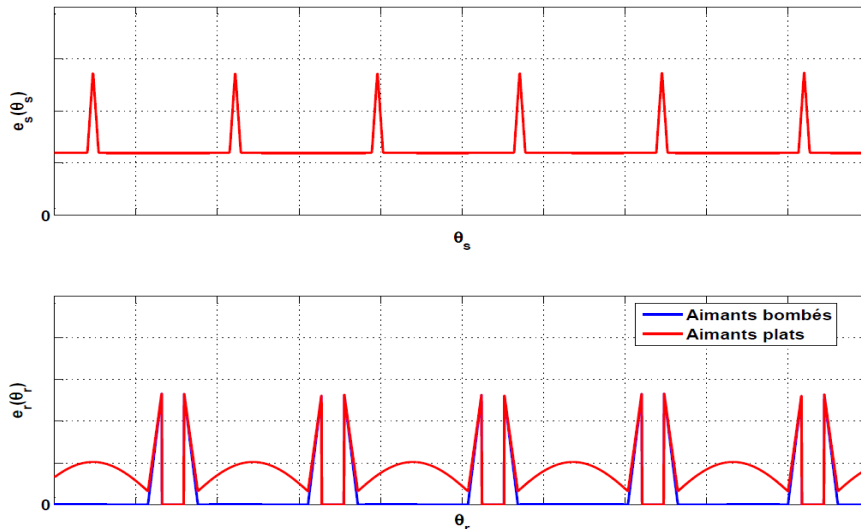


Fig. II-22: De haut en bas: $e_s(\theta_s)$, $e_r(\theta_r)$

Le calcul des perméances d'entrefer se fait alors par intégration de manière classique. On considère la zone commune entre la dent i et l'aimant j délimitée par les angles θ_{min} et θ_{max} dans le repère du stator et l'on note L_z la longueur active de la machine. Selon la position du rotor, un nombre $1 \leq n_{be} \leq 3$ de branches vient connecter un aimant et une dent. Ces branches portent des perméances d'entrefer P_e qui sont données classiquement par l'équation suivante (e_m est l'entrefer moyen, R_a est le rayon d'alésage) :

$$P_e(\theta_r) = \mu_0 \cdot L_z \cdot (R_a - e_m/2) \cdot \int_{\theta_{min}}^{\theta_{max}} \frac{d\theta_s}{e_{sr}(\theta_s, \theta_r)} \quad \text{II-24}$$

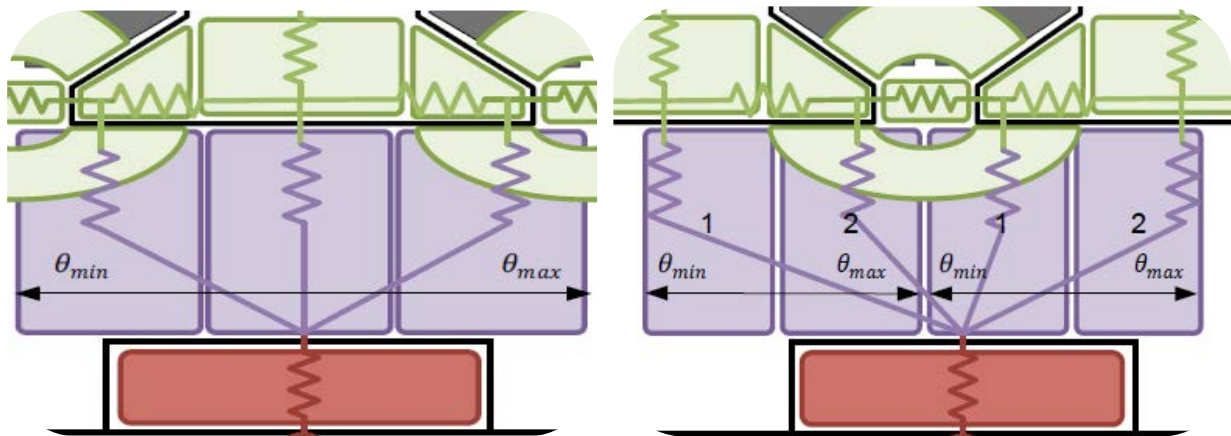


Fig. II-23: Perméances d'entrefer-gauche: dent et aimant en face avec 3 perméances droite: cas quelconque avec 2 perméances

Lorsqu'une dent est en face d'un aimant, 3 perméances se partagent de manière équitable la zone commune (figure de gauche Fig. II-23). Si ce n'est pas le cas, seules 2 sur 3 sont connectées (figure de droite Fig. II-23). La zone commune est alors divisée en 2 sous-zones (1 et 2) dont la largeur évolue en fonction de la position du rotor en suivant une loi affine : plus l'aimant est en face d'une dent, plus la sous-zone 2 est large. Inversement, plus l'aimant se désaxe par rapport à la dent plus la sous-zone 1 est large.

❖ Forces magnétomotrices statoriques et rotoriques

Nous déterminons d'abord les courants totaux dans les N_e encoches en fonction des courants de phases [Lap07]. Pour des courants direct et en quadrature i_d et i_q donnés, on peut écrire :

$$[i_1 \quad \dots \quad i_{N_e}] = C_{N_e, N_{ph}} \cdot T_{32} \cdot P(\theta_e) \cdot [i_d \quad i_q]^t \quad \text{II-25}$$

où T_{32} est la matrice de Concordia, $P(\theta_e)$ la matrice de rotation de Park, et $C_{N_e, N_{ph}}$ la matrice de connexion entre les N_{ph} phases et les N_e encoches qui tient compte du nombre de spires N_s des bobines [Lap07]. Si p est le nombre de paire de pôles de la machine, elles sont données par :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1/2 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II-26}$$

$$P(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} ; \quad \theta_e = p \cdot \theta_m \quad \text{II-27}$$

La figure ci-dessous montre la répartition des courants totaux dans les encoches pour un cas sain à θ_e fixé et un cas en défaut lorsqu'une bobine de la MSAP étudiée est en défaut pour i_f fixé.

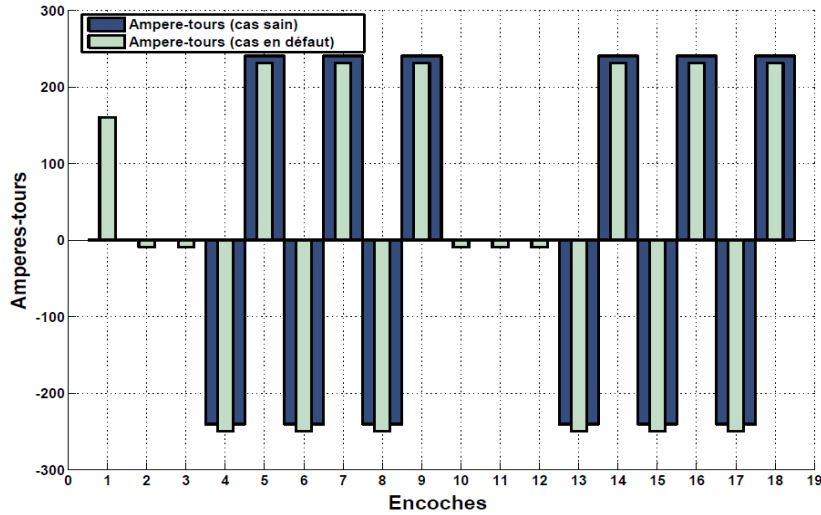


Fig. II-24: Les courants dans les encoches pour une bobine en défaut à courants fixés et à θ_e fixé

Pour une configuration de défaut fixée et un certain courant de défaut i_f , on modifie les courants dans les encoches. Par exemple, si N_f spires d'une bobine sont court-circuitées, les courants totaux aller i_n et retour i_m de la bobine concernée ($1 \leq n, m \leq N_e$) sont modifiés tel que :

$$\begin{cases} i_n' = i_n - N_f \cdot i_f \\ i_m' = -i_n' \end{cases} \quad \text{II-28}$$

On définit alors par $A_t(\theta_s)$ la répartition des ampères-tours dans les encoches qui pour un cas sain et un cas en défaut. Cette répartition $A_t(\theta_s)$ étant connue, la force magnétomotrice au stator s'obtient en intégrant $A_t(\theta_s)$:

$$Fmm_s(\theta_s) = \int_0^{2\pi} A_t(\theta_s) \cdot d\theta_s \quad \text{II-29}$$

$$Es_i = Fmm_s(\theta_i), \quad \theta_i = 2\pi \cdot i / N_e, \quad i = 1, \dots, N_e \quad \text{II-30}$$

En discrétisant celle-ci, on obtient les forces magnétomotrices Es_i de la i ème dent caractérisé par θ_i indiquant la position de l'axe de la dent correspond à la fonction présentée sur la Fig. II-24.

Les forces magnétomotrices Er_i au rotor dues aux aimants s'obtiennent quant à elles directement en utilisant l'expression générale de la force magnétomotrice d'un aimant donnée par II-31. Si on note e_{aim} son épaisseur, μ_{aim} sa permittivité relative, B_r son induction rémanente et enfin μ_0 la permittivité du vide, les potentiels sources sont donnés par :

$$Er_i = \frac{B_r \cdot e_{aim}}{\mu_0 \cdot \mu_{aim}}, i = 1, \dots, N_a \quad \text{II-31}$$

Remarque: Pour des aimants bombés, l'expression de l'épaisseur e_{aim} des aimants peut alors être corrigée par une épaisseur moyenne (voir Annexes B).

C.b.3. Matériaux utilisés

Plusieurs matériaux sont utilisés dans la conception d'une MSAP. Une modélisation par RDP doit tenir compte de ces matériaux. La nature des aimants définit l'induction rémanente B_r et la perméabilité relative μ_{aim} à utiliser. Ces caractéristiques évoluent en fonction de la température (ce qui n'est pas pris en compte ici) à l'intérieur de la machine. Deux types de matériaux sont fréquemment utilisés: le Néodyme Fer Bore ($NdFeB$) et le Samarium Cobalt ($SmCo_x$). La figure suivante montre les caractéristiques des aimants de type $SmCo_2$ données par un fournisseur de matériaux magnétiques. Elle donne les courbes $B(H)$ et les droites de démagnétisation pour différentes températures.

Par ailleurs, il faut prendre en compte les matériaux utilisés au stator et au rotor, la technologie utilisée (tôles feuilletées et assemblées, matériaux massifs). Les phénomènes de courant induits étant négligés ici, ce dernier point n'a pas été considéré.

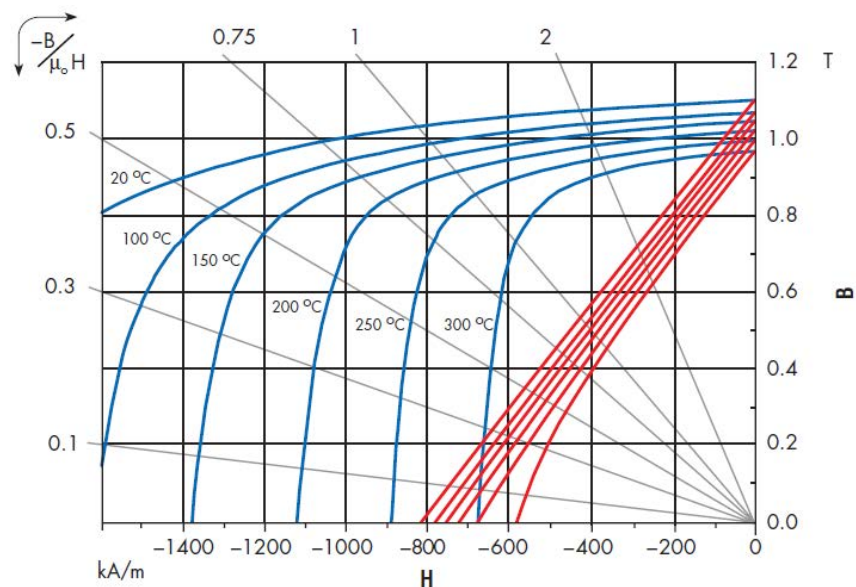


Fig. II-25: Exemple de caractéristiques $B(H)$ pour des aimants $SmCo_2$

Pour la machine étudiée, trois matériaux différents sont utilisés respectivement pour le rotor, les dents et la culasse statorique. La figure suivante donne les courbes $B(H)$ de ces trois matériaux :

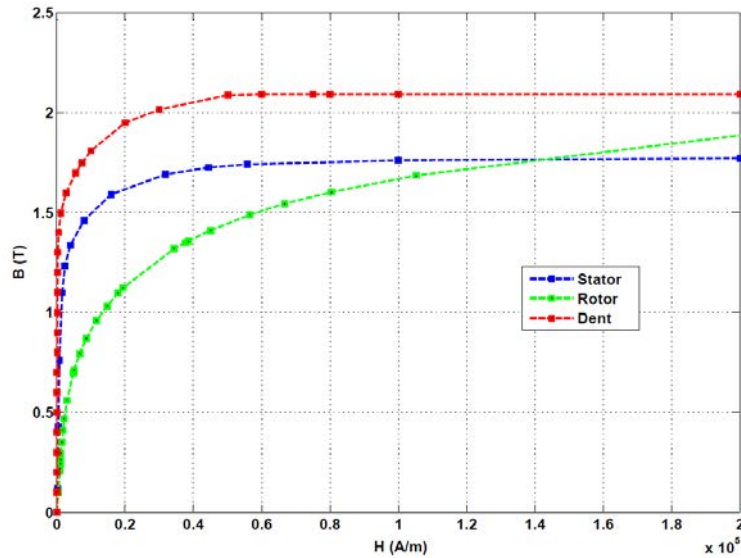


Fig. II-26: Les courbes $B(H)$ de la MSAP étudiée

C.b.4. Résolution

Le réseau de perméances mis en place pour modéliser la MSAP étudiée peut être mis en équation en suivant la démarche suivante. A partir de la branche type donnée par la Fig. II-17, on utilise la méthode de Kron décrite dans [Ram06]. On peut alors écrire :

$$\begin{cases} V = \tilde{V} + E \\ \tilde{V} = A^t \cdot V_0 \end{cases} \quad \text{II-32}$$

où A^t est une matrice incidence à n_b lignes et n_n colonnes donnant la correspondance entre les n_n nœuds et les n_b branches. E est le vecteur de dimension n_b donnant les forces magnétomotrices dans les branches ; \tilde{V} est le vecteur de dimension n_b donnant les différences de potentiels magnétiques aux bornes des branches, V est le vecteur de dimension n_b donnant les différences de potentiels magnétiques aux bornes des perméances et enfin V_0 est le vecteur de dimension n_n donnant les potentiels aux nœuds du réseau. On note par ailleurs ϕ le vecteur de dimension n_b donnant les flux dans les différentes branches du réseau qui dépend donc du potentiel aux nœuds V_0 . La loi des nœuds peut alors être écrite comme il suit :

$$\begin{aligned} G(V_0) = A \cdot \phi = 0 \\ \text{avec } \phi(A^t \cdot V_0 + E) \end{aligned} \quad \text{II-33}$$

La résolution se fait alors en utilisant un algorithme de Newton-Raphson modifié qui donne à l'itération k :

$$V_0^{k+1} = V_0^k - \delta^k \cdot [H(V_0^k)]^{-1} \cdot G(V_0^k) \quad \text{II-34}$$

où $H(V_0^k)$ est la matrice jacobienne de la fonction $G(V_0)$ à l'itération k . δ est le facteur de relaxation. Ce dernier, tout comme le point initial V_0^0 , doivent être choisis de telle sorte que la convergence de l'algorithme soit assurée. Il n'existe pas de loi donnant

les domaines de convergence en fonction des valeurs δ de et V_0^0 : il faut donc travailler de proche en proche. Par exemple, on peut travailler avec comme point initial les potentiels aux nœuds calculés en supposant un calcul en linéaire :

$$\begin{cases} A \cdot \phi(A^t \cdot V_0 + E) = A \cdot P \cdot (A^t \cdot V_0 + E) = 0 \\ V_0^0 = (A \cdot P \cdot A^t)^{-1} \cdot (-A \cdot P \cdot E) \end{cases} \quad \text{II-35}$$

P étant une matrice carrée de dimension n_b donnant les perméances dans les différentes branches du réseau en considérant des matériaux linéaires. On teste alors des valeurs de δ assurant la convergence. Une fois la convergence obtenue pour un certain couple $[\delta, V_0^0]$, il faut trouver la valeur de δ assurant un compromis entre le temps de calcul, et le nombre d'itérations [Fuj93]. Des lois empiriques sont classiquement utilisées. Ici nous avons opté pour donner une valeur de δ qui évolue pour chaque itération en suivant une loi de type :

$$\delta^{k+1} = \delta^k \cdot \gamma \quad \text{II-36}$$

La valeur initiale est telle que $\delta^0 > 1$ et on prend $\gamma < 1$ de telle sorte que le facteur de relaxation diminue à chaque itération. La procédure de calcul est alors la suivante :

Pour une configuration de défaut donnée, avec i_d, i_q, i_f donnés et une position électrique du rotor θ_e fixée (voir Annexes B.e) :

- On choisit un vecteur potentiel initial V_0^0 avec II-35
- Ensuite grâce aux courbes $B(H)$ donnée Fig. II-26 on détermine $\phi(V_0)$
- On calcule alors $H(V_0^k)$ et $G(V_0^k)$ avec II-33
- On commence le processus itératif en déterminant V_0^1 avec II-34
- On stoppe le processus lorsqu'une précision convenable est atteinte :

$$\max[G(V_0^{k+1})] < \varepsilon \quad ; \quad \varepsilon \approx 10^{-6} \quad \text{II-37}$$

C.c. Modèle externe final

C.c.1. Modèle électrique de la MSAP

Une fois les calculs effectués, nous avons donc accès aux différents flux dans la machine en fonction des courants i_d, i_q, i_f formant le vecteur et de la position du rotor θ_e et ce pour différentes configurations de défaut. Ces configurations vont de phases ou bobines complètes en défaut jusqu'à quelques spires d'une seule bobine en défaut. La sévérité des défauts varie également en fonction du courant i_f . L'écriture du modèle externe peut alors reprendre à partir de l'équation II-16. Le fait de considérer un quatrième circuit en défaut noté f nous permet d'utiliser des transformations images de celles fournies par II-26 et II-27 :

$$T_{43} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -1/2 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} ; D = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II-38}$$

$$P_f(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \theta_e = p \cdot \theta_m \quad \text{II-39}$$

Les transformations ci-dessus combinées à l'équation II-16 aboutissent à une écriture dans un repère étendu (dqf) :

$$v_{dqf} = R_{dqf} \cdot i_{dqf} + \frac{d\Phi_{dqf}(i_d, i_q, i_{af}, \theta_e)}{dt} + p \cdot \Omega \cdot D \cdot \Phi_{dqf} \quad \text{II-40}$$

Avec :

$$v_{dqf} = P_f(-\theta_e) \cdot T_{43}^t \cdot v_{abcf} \text{ avec } v_{abcf} = [v_a \ v_b \ v_c \ 0]^t \quad \text{II-41}$$

$$i_{dqf} = P_f(-\theta_e) \cdot T_{43}^t \cdot i_{abcf} \text{ avec } i_{abcf} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f] \quad \text{II-42}$$

$$\Phi_{dqf} = P_f(-\theta_e) \cdot T_{43}^t \cdot \Phi_{abcf} \text{ avec :}$$

$$\Phi_{abcf} = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c \ \Phi_f] \quad \text{II-43}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Φ_f étant le flux total dans le circuit en défaut considéré (voir Fig. II-8).

La résistance R_{dqf} est donnée à partir de II-17 par :

$$R_{dqf} = P_f(-\theta_e) \cdot T_{43}^t \cdot R_{abcf} \cdot T_{43} \cdot P_f(\theta_e) \quad \text{II-44}$$

Selon la Fig. II-8, on considère un court-circuit sur la phase a . Le courant i_{af} dans la bobine en défaut est alors donné par :

$$i_{af} = i_a - i_f = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [i_d \cdot \cos(\theta_e) - i_q \cdot \sin(\theta_e)] - i_f \quad \text{II-45}$$

L'objectif est ensuite de définir le terme $\Phi_{dqf}(i_d, i_q, i_{af}, \theta_e)$. Pour cela nous le développons par rapport à ces quatre variables :

$$\begin{cases} d\Phi_d(i_d, i_q, i_{af}, \theta_e) = \frac{\partial\Phi_d}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial\Phi_d}{\partial i_q} di_q + \frac{\partial\Phi_d}{\partial i_{af}} di_{af} + \frac{\partial\Phi_d}{\partial \theta_e} d\theta_e \\ d\Phi_q(i_d, i_q, i_{af}, \theta_e) = \frac{\partial\Phi_q}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial\Phi_q}{\partial i_q} di_q + \frac{\partial\Phi_q}{\partial i_{af}} di_{af} + \frac{\partial\Phi_q}{\partial \theta_e} d\theta_e \\ d\Phi_f(i_d, i_q, i_{af}, \theta_e) = \frac{\partial\Phi_f}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial\Phi_f}{\partial i_q} di_q + \frac{\partial\Phi_f}{\partial i_{af}} di_{af} + \frac{\partial\Phi_f}{\partial \theta_e} d\theta_e \end{cases} \quad \text{II-46}$$

On définit alors les inductances dynamiques L_{ij} pour les circuits d , q et f par :

$$L_{ij} = \frac{\partial\Phi_i}{\partial i_j} \quad ; \quad i, j = d, q, af \quad \text{II-47}$$

Comme i_{af} peut être exprimé en fonction de i_d , i_q et i_f , en le remplaçant dans l'équation II-46, on obtient l'équation en tension II-48 qui ne fait intervenir que i_d , i_q et i_f .

$$v_{dqf} = R_{dqf} \cdot i_{dqf} + L_{dqf}(i_d, i_q, i_f, \theta_e) \cdot \frac{di_{dqf}}{dt} + p \cdot \Omega \cdot B(i_d, i_q, i_f, \theta_e) \quad \text{II-48}$$

Avec :

$$L_{dqf}(i_d, i_q, i_f, \theta_e) = \begin{bmatrix} L_{dd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \cos(\theta_e) \cdot M_{df} & M_{dq} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sin(\theta_e) \cdot M_{df} & -M_{df} \\ M_{dq} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \cos(\theta_e) \cdot M_{qf} & L_{qq} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sin(\theta_e) \cdot M_{qf} & -M_{qf} \\ M_{fd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \cos(\theta_e) \cdot L_{ff} & M_{fq} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sin(\theta_e) \cdot L_{ff} & -L_{ff} \end{bmatrix} \quad \text{II-49}$$

$$B(i_d, i_q, i_f, \theta_e) = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot M_{df} \cdot (i_q \cdot \cos(\theta_e) + i_d \cdot \sin(\theta_e)) + \frac{\partial\Phi_d}{\partial \theta_e} - \Phi_q \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot M_{qf} \cdot (i_q \cdot \cos(\theta_e) + i_d \cdot \sin(\theta_e)) + \frac{\partial\Phi_q}{\partial \theta_e} + \Phi_d \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot L_{ff} \cdot (i_q \cdot \cos(\theta_e) + i_d \cdot \sin(\theta_e)) + \frac{\partial\Phi_f}{\partial \theta_e} \end{bmatrix} \quad \text{II-50}$$

Vu le réseau lié à l'entrefer proposé, nous négligerons ici les harmoniques d'espace d'ordre supérieur à 4. En conséquence, pour un cas sain, les termes L_{dd} , L_{qq} , M_{dq} et M_{qd} dans II-49 seront considérés comme indépendants de la position électrique. Dans II-48, les termes $\frac{\partial\Phi_d}{\partial \theta_e}$ et $\frac{\partial\Phi_q}{\partial \theta_e}$ seront pris comme nuls pour les mêmes raisons. En revanche, pour un cas en défaut, les harmoniques allant jusqu'au rang 4 provenant de la présence du courant de défaut peuvent être considérés dans L_{dd} , L_{qq} , M_{dq} , M_{qd} et dans Φ_d , Φ_q et par voie de conséquence dans les deux termes $\frac{\partial\Phi_d}{\partial \theta_e}$ et $\frac{\partial\Phi_q}{\partial \theta_e}$. Un réseau de perméances plus complexe notamment dans l'entrefer peut permettre de prendre en compte les rangs harmoniques plus élevés.

Remarque: On définit alors la force électromotrice en charge de la partie en défaut de la MSAP par :

$$e_f(i_d, i_q, i_f, \theta_e) = p \cdot \Omega \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \quad \text{II-51}$$

Remarque: La mise en équation diffère selon la localisation du défaut (II-48). Le principe d'écriture reste néanmoins le même.

C.c.2. Modèle mécanique

Nous cherchons à obtenir dans ce paragraphe le modèle mécanique de la machine. Pour cela, on recherche la formulation adéquate pour exprimer le couple électromagnétique de la MSAP en présence de défaut inter-spires et ce sous les hypothèses propres à la II.C.a. On considère pour cela les circuits électriques formés par les trois phases de la MSAP et par un circuit de défaut donné (voir Fig. II-8).

Le couple électromagnétique s'écrit dans le cas général en dérivant la co-énergie W_{co} par rapport à la position mécanique :

$$\Gamma_m = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} \quad \text{II-52}$$

Dans notre cas, les machines étudiées sont à aimants sur la surface. On peut calculer le couple directement par :

$$\Gamma_m = p \cdot \left(i_a \cdot \frac{\partial \Phi_{a1}}{\partial \theta_e} + i_b \cdot \frac{\partial \Phi_b}{\partial \theta_e} + i_c \cdot \frac{\partial \Phi_c}{\partial \theta_e} + i_{af} \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \right) \quad \text{II-53}$$

En considérant :

$$\begin{cases} \Phi_a = \Phi_{a1} + \Phi_f \\ i_{af} = i_a - i_f \end{cases} \quad \text{II-54}$$

Nous aboutissons à :

$$\Gamma_m = p \cdot \left(i_a \cdot \frac{\partial \Phi_a}{\partial \theta_e} + i_b \cdot \frac{\partial \Phi_b}{\partial \theta_e} + i_c \cdot \frac{\partial \Phi_c}{\partial \theta_e} - i_f \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \right) \quad \text{II-55}$$

Dans le repère étendu (dqf) et en utilisant les transformations II-34 et II-35, on peut écrire :

$$\Gamma_m = p \cdot \left([i_d \ i_q]^t \cdot \left\{ E \cdot \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \theta_e} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} \right\} - i_f \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \right) \quad \text{II-56}$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II-57}$$

On aboutit à la formulation suivante :

$$\Gamma_m \approx p \cdot \left[\begin{bmatrix} \Phi_d + \frac{\partial \Phi_q}{\partial \theta_e} \\ \Phi_q - \frac{\partial \Phi_d}{\partial \theta_e} \end{bmatrix} \cdot i_q - \begin{bmatrix} \Phi_q \\ \Phi_d \end{bmatrix} \cdot i_d \right] - p \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \cdot i_f \quad \text{II-58}$$

Comme nous le verrons par la suite, les harmoniques créés par i_f dans Φ_d et Φ_q étant relativement faibles pour des cas de défauts légers, et sachant que le courant direct

est nul et que les harmoniques d'espace de la machine saine sont faibles, le couple peut être ramené à :

$$\Gamma_m \approx p \cdot \Phi_d \cdot i_q - p \cdot \frac{\partial \Phi_f}{\partial \theta_e} \cdot i_f \quad \text{II-59}$$

Remarque: l'obtention du couple électromagnétique de la MSAP en présence de défaut inter-spores et en considérant les hypothèses relatives à cette partie aurait pu se faire à partir du réseau de perméances : on aurait pu alors calculer la co-énergie W_{co} à l'aide du flux ϕ et de la différence de potentiel magnétique V_j de chaque perméance, puis effectuer la somme sur les n_b branches comme il suit [Ram06] :

$$W_{co} = \sum_{j=1}^{n_b} \int_0^{V_j} \phi(V_j) \cdot dV_j \quad \text{II-60}$$

Puis, on aurait pu alors utiliser la relation II-52. Néanmoins, pour limiter les erreurs numériques suites aux opérations de dérivations et sachant que les harmoniques de rang élevés ne sont pas très fiables avec une approche par RDP et comme la machine étudiée est à pôles lisse, nous préférons ici obtenir directement le couple à partir des différents flux et courants en jeu.

Quel que soit le modèle électrique utilisé pour la machine, on adopte de manière classique, l'équation fondamentale de la dynamique pour le modèle mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F(\Omega) = \Gamma_m - \Gamma_r \quad \text{II-61}$$

où J est le moment d'inertie de la machine et de sa charge mécanique. La fonction $F(\Omega)$ est une fonction polynômiale de la vitesse caractérisant les frottements sec et visqueux ainsi que les couples freins propre à l'actionneur étudié. Le couple Γ_r représente le couple produit par la charge mécanique.

C.d. Exemple de calcul de paramètres et comparaisons

Dans ce paragraphe, les résultats que nous présentons concernent la machine synchrone à aimants permanents 18 – 16 qui nous sert de support pour valider les modèles établis.

C.d.1. Temps de calcul

Un des avantages d'une approche par réseaux de perméances (RDP) est le gain en termes de temps de calcul comparé à une approche par éléments finis (EF). Le tableau suivant compare ces deux approches en termes de temps de calcul. Il donne les temps de calculs nécessaires pour modéliser la machine 18 – 16 en fonction du nombre de points des différentes variables pour les deux méthodes. On remarque un net avantage de l'approche par RDP. Lorsque le nombre de points de calcul sur les 3 courants et la position augmente, les écarts sur les temps de calculs augmentent.

Nombre de points				Iterations		Temps de calcul (s)	
i_f	θ_e	i_d	i_q	EF	RDP	EF	RDP
1	1	1	1 (faible)	10	20	6	<1
1	1	1	1 (élevé)	15	25	10	<1
1	1	6	6	-	-	300	10
1	1	16	16	-	-	3000	80
20	20	6	6	-	-	200000	3000
20	20	16	16	-	-	800000	4000

Fig. II-27: Comparatif sur les temps de calcul entre les approches par réseaux de perméances (RDP) et par éléments finis (EF)

C.d.2. Sur l'exemple d'une machine à plots

Dans ce paragraphe, on considère une MSAP dotée de 18 plots bobinés au stator et de 16 aimants en surface au rotor. Les aimants sont collés sur un rotor polygonal et sont légèrement bombés coté entrefer. Les flux dans les différentes branches du réseau sont obtenus en suivant la procédure décrite au paragraphe II.C.b.4 en fonction des 3 courants i_d , i_q et i_f et de la position électrique θ_e . Les variations suivant le courant direct sont données à titre indicatifs pour valider la modélisation par RDP et ne sont pas utiles si la machine est pilotée à $i_d = 0$. Néanmoins, pour des machines à aimants insérés et dans le cas de stratégie de défluxage, ces informations sont parfois utiles. Les flux sont ensuite filtrés afin de conserver les informations sur les rangs harmoniques faibles (les rangs élevés n'étant pas assez fiables compte tenu des erreurs de modélisation) puis dérivés en fonction des courants pour obtenir les différentes inductances intervenant dans II-48. Une dérivation par rapport à la position électrique du flux de la partie court-circuitée nous donne la force électromotrice en charge du circuit en défaut dont l'expression est donnée par II-51. Des comparaisons sont données avec des calculs par éléments finis en utilisant [FEMM] dans les mêmes conditions.

❖ Machine saine:

La figure suivante montre les composantes directes et en quadrature du flux statorique pour la machine saine. Elles montrent que l'on a une bonne approximation en utilisant l'approche proposée comparé à un calcul par élément finis.

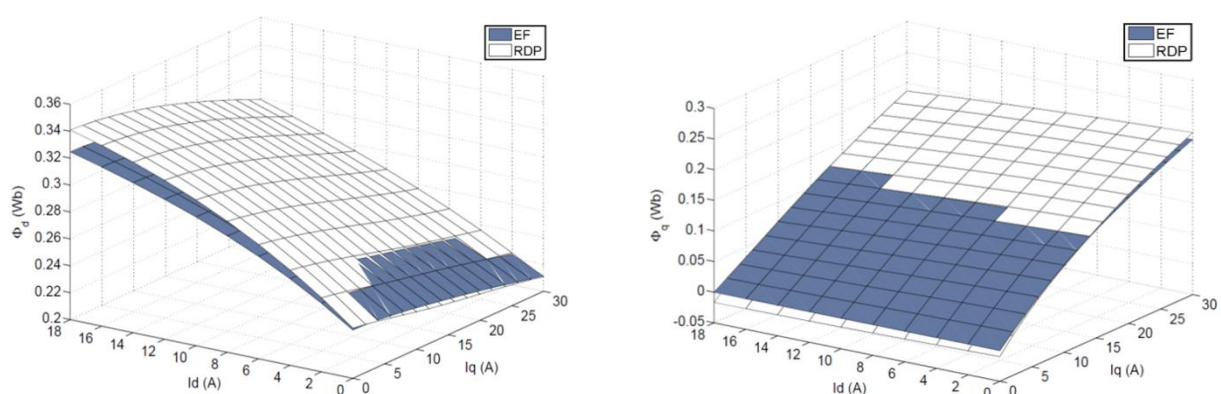


Fig. II-28: Flux direct et en quadrature

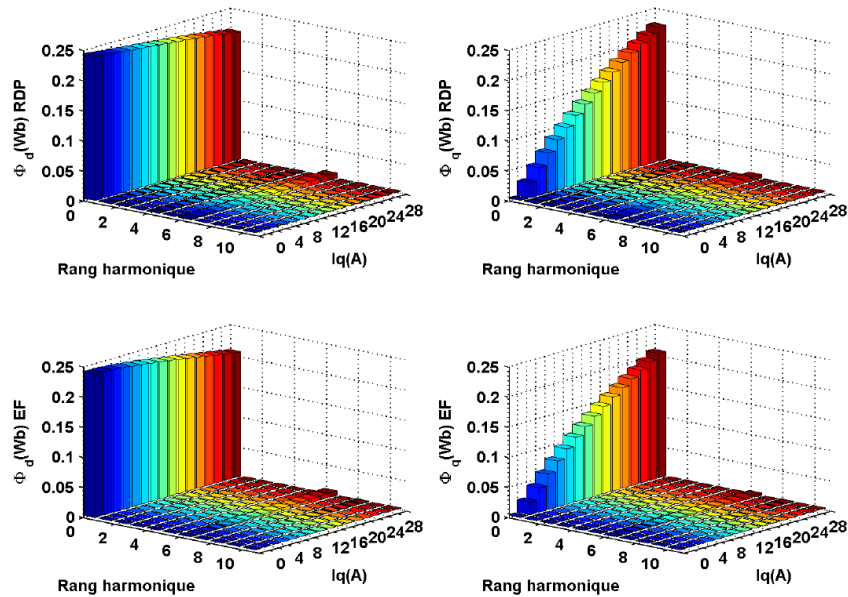


Fig. II–29: Décomposition spectrale des flux direct et en quadrature

Les figures Fig. II–29 et Fig. II–30 montrent que l'hypothèse qui consiste à négliger les harmoniques de rangs élevés (5,7 11,13,...) est a posteriori correcte. Ces harmoniques sont très faibles et l'on note la présence d'un très faible harmonique de rang 6 résultant de la combinaison des harmoniques de rangs 5 et 7. L'approche par RDP donne juste un bon ordre de grandeur mais ne permet pas d'être très précis en phase et en amplitude.

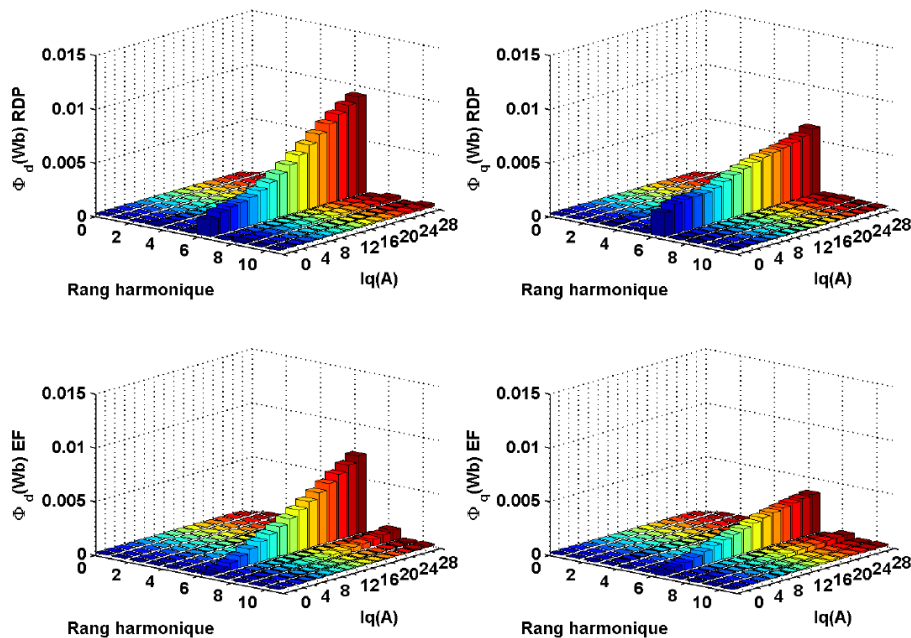


Fig. II–30: Zoom sur les harmoniques

La dérivation par rapport aux courants des flux donnent les inductances dynamiques représentées sur les figures ci-dessous :

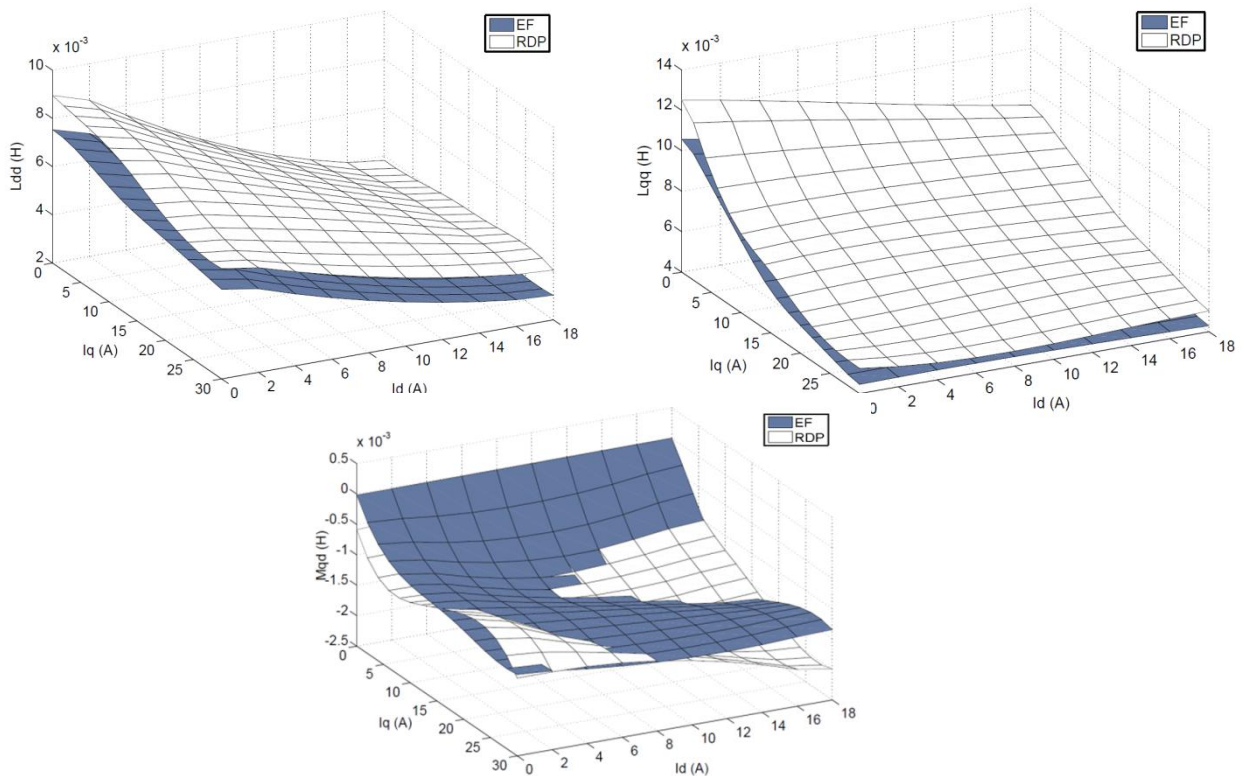


Fig. II-31: Inductances et mutuelles directe et en quadrature

On donne également ci-dessous une décomposition spectrale de ces inductances. La encore on observe une bonne concordance entre les deux approches.

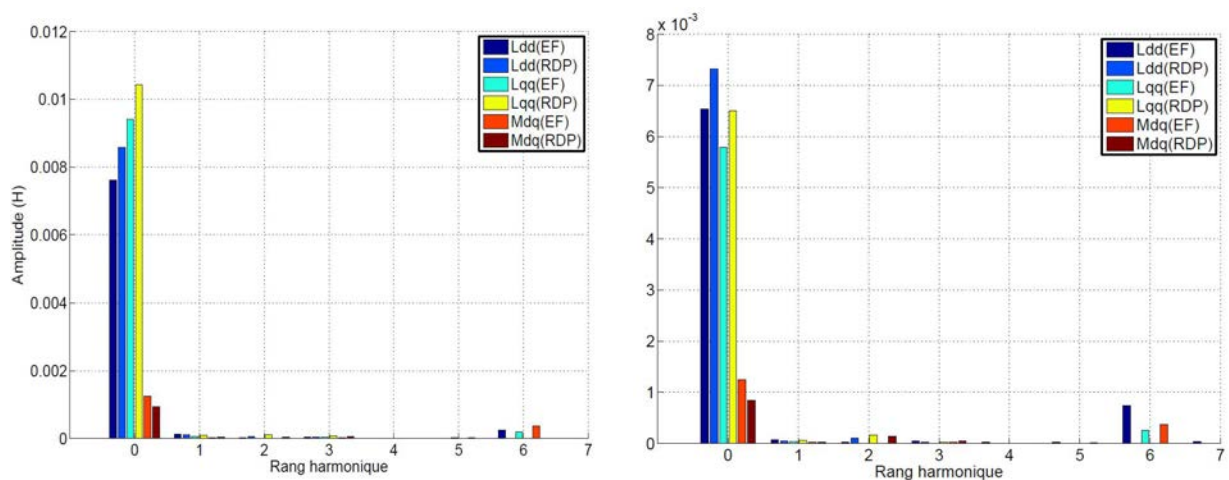


Fig. II-32: Décomposition spectrale des inductances directe et en quadrature: gauche : $i_d = 0 A$ et $i_q = 2 A$ --droite: $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$

❖ **Cas d'une ou plusieurs bobines complètes en défaut**

On considère le circuit électrique formé par une bobine que l'on suppose en défaut. La figure ci-dessus donne alors les inductances L_{ff}, M_{df}, M_{qf} dans ce cas pour $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$. Les tracés et décompositions spectrales que nous donnerons à i_f fixé pour les différentes grandeurs dans la suite de cette partie sont à prendre avec précaution : il s'agit ici de vérifier point par point la validité des paramètres calculés par RDP et de réaliser ainsi une sorte de cartographie de la machine en défaut. Il est clair qu'en réalité, le courant i_f n'est pas constant et dépend de la sévérité du défaut.

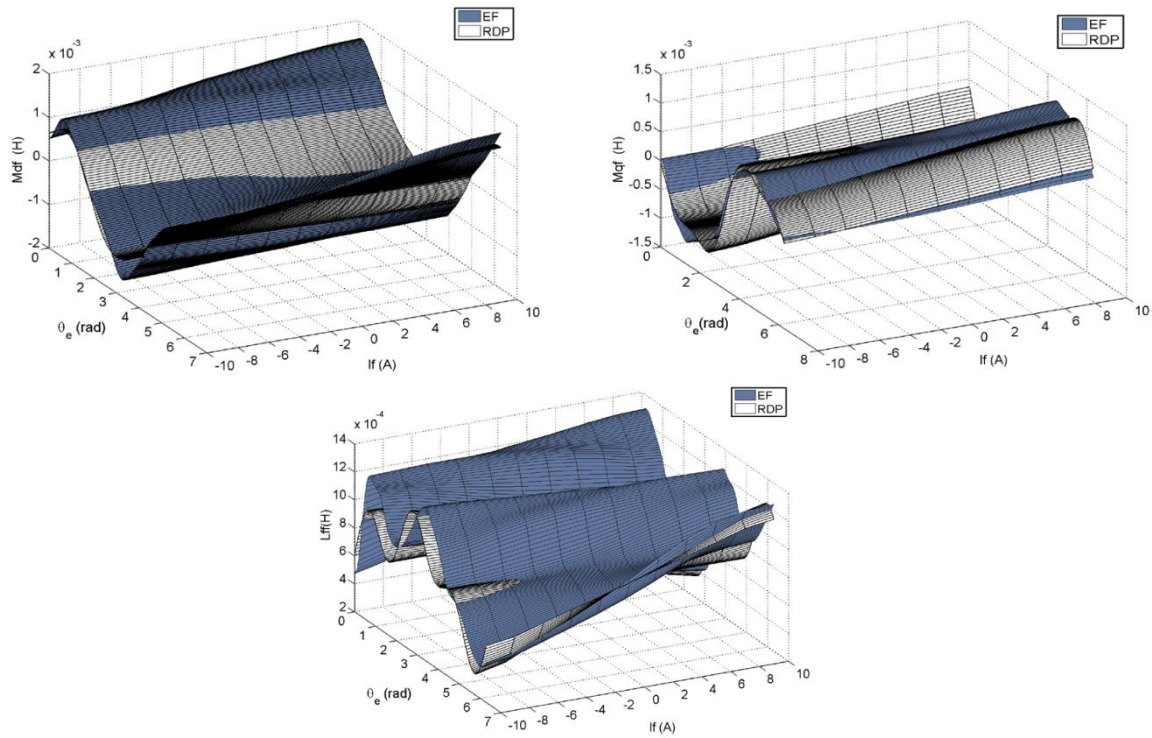


Fig. II-33: Inductances de défaut en fonction de θ_e et i_f dans le cas de la bobine 1 en court-circuit pour $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$

On observe que l'approche par RDP permet d'approximer correctement les inductances et mutuelles inductances qui concernent la bobine en défaut. La figure Fig. II-34, donne les décompositions harmoniques de la totalité des inductances et ce pour deux niveaux de courant de quadrature (le courant direct étant maintenu nul). L_{dd}, L_{qq}, L_{ff} et M_{dq} sont plutôt constantes tandis que M_{df} et M_{qf} pulsent à la fréquence électrique. De bons résultats sont visibles sur les rangs harmoniques faibles pour les deux niveaux de courants en quadrature proposés. En revanche, on observe un manque de précision sur les rangs élevés.

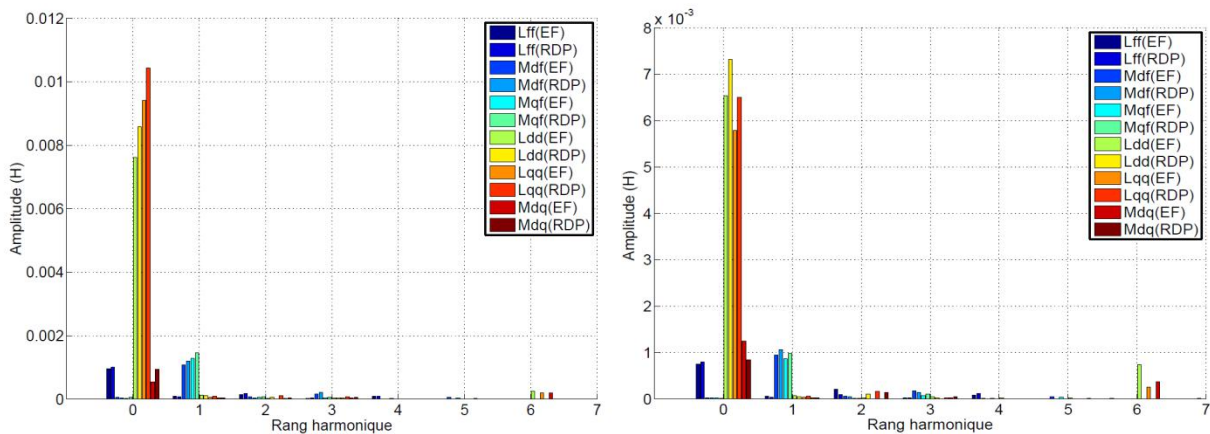


Fig. II-34: Décomposition spectrale des inductances dans le cas d'une bobine en court-circuit avec $i_f = 2 A$: gauche : $i_d = 0 A$ et $i_q = 4 A$ droite: $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$

Le même travail est réalisé en considérant que les bobines 1,2 et 3 sont en défaut. De la même manière, on observe une bonne concordance pour cette configuration de défaut pour des rangs harmoniques faibles.

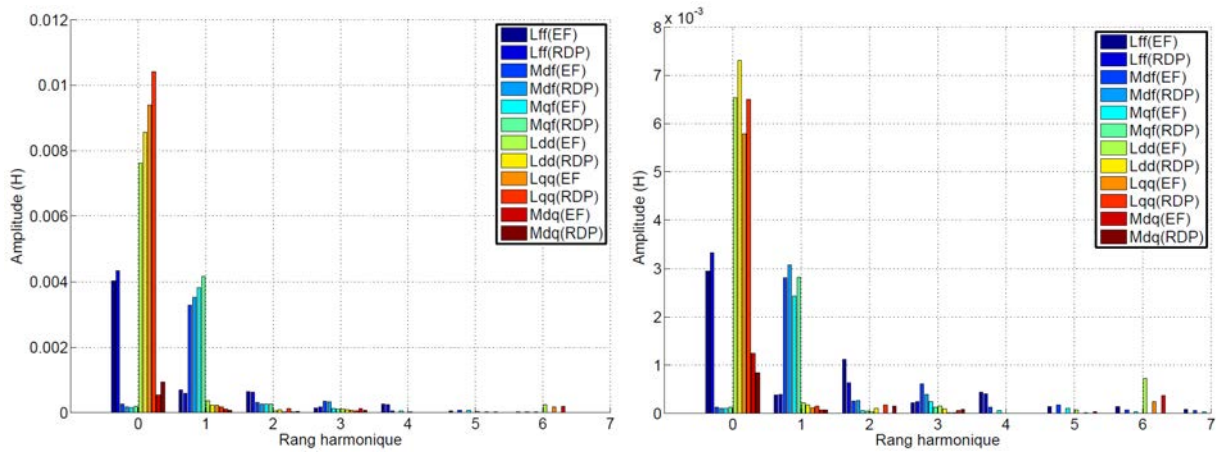


Fig. II-35: Décomposition spectrale des inductances dans le cas de trois bobines en court-circuit avec $i_f = 2A$: gauche : $i_d = 0 A$ et $i_q = 4 A$ droite : $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$

La position de la partie en court-circuit influence les résultats comme le montre la figure ci-dessous. L'évolution de l'inductance L_{ff} et des mutuelles M_{qf} et M_{df} avec la position électrique θ_e et les courants i_d , i_q et i_f changent en fonction de cette position dans l'espace. L'approche présentée permet de tenir compte de ces changements.

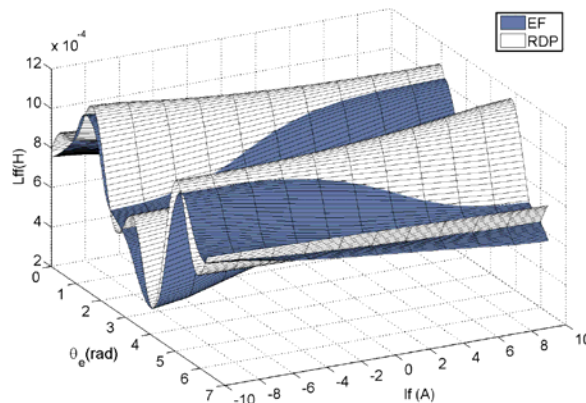


Fig. II-36: Allure de L_{ff} pour un court-circuit sur la bobine 16

Selon la valeur de i_f , la figure ci-dessous montre que ce courant engendre des harmoniques de rang 1 dans les composantes directes et en quadrature du flux statorique. Ces harmoniques sont bien pris en compte par l'approche par RDP et l'on observe une bonne corrélation avec un calcul par élément finis.

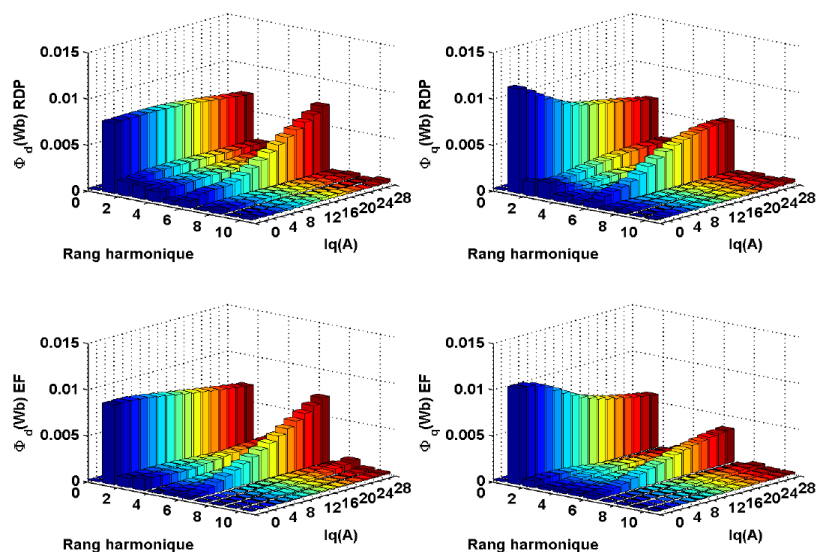


Fig. II-37: Conséquence de $i_f = 8A$ sur les flux direct et en quadrature

Comme le courant i_f crée des harmoniques dans les composantes directes et en quadrature du flux statorique, la dérivée de ces flux par rapport à la position électrique n'est plus tout à fait nulle et l'on doit considérer les termes $\frac{\partial \Phi_d}{\partial \theta_e}$ et $\frac{\partial \Phi_q}{\partial \theta_e}$ dans l'expression des forces électromotrices. Ces variations se répercutent également sur les inductances dynamiques.

Le courant i_f pulsant à la fréquence électrique, il va donc créer des harmoniques de rang 2 dans les flux direct et en quadrature et dans les inductances dynamiques L_{dd}, L_{qq}, M_{dq} et M_{qd} . Ceci peut être vu comme une première cause de la présence d'harmoniques de rang pairs dans le repère tournant en présence de défaut inter-spires mais n'est pas la cause prépondérante. En effet, l'amplitude des harmoniques de rang 1 créé dans les flux direct et en quadrature pour des valeurs de i_f instantanées est assez faible (pour des cas non catastrophiques). Par contre, les produits entre les mutuelles inductances de défaut M_{df}, M_{qf} et la dérivée de courant de défaut crée de manière plus directe et plus importante des harmoniques de rang pairs dans les tensions dans le repère dq .

Les figures Fig. II-38 et Fig. II-39 montrent la force électromotrice en charge pour une bobine (bobine 16) en court-circuit et pour trois bobines (bobines 1,2 et 3) en court-circuit. On note une bonne correspondance entre les calculs par éléments finis et ceux issus de l'approche proposée basée sur le réseau de perméance. La composante en quadrature du courant a pour effet d'augmenter le fondamental et de déphaser l'harmonique de rang 3 pour la machine considérée.

Avec i_f fixé sur les figures Fig. II-40 et Fig. II-41, on observe que la force électromotrice en charge pour des valeurs de i_q et i_f donnés présente des harmoniques de rang 2 et 4. L'approche par RDP évalue moyennement ces harmoniques qui restent, si le cas n'est pas catastrophique, assez faibles. Les harmoniques de rangs supérieurs sont relativement faibles et l'estimation sur ces harmoniques n'affectent pas l'étude de la MSAP en présence de défaut inter-spires.

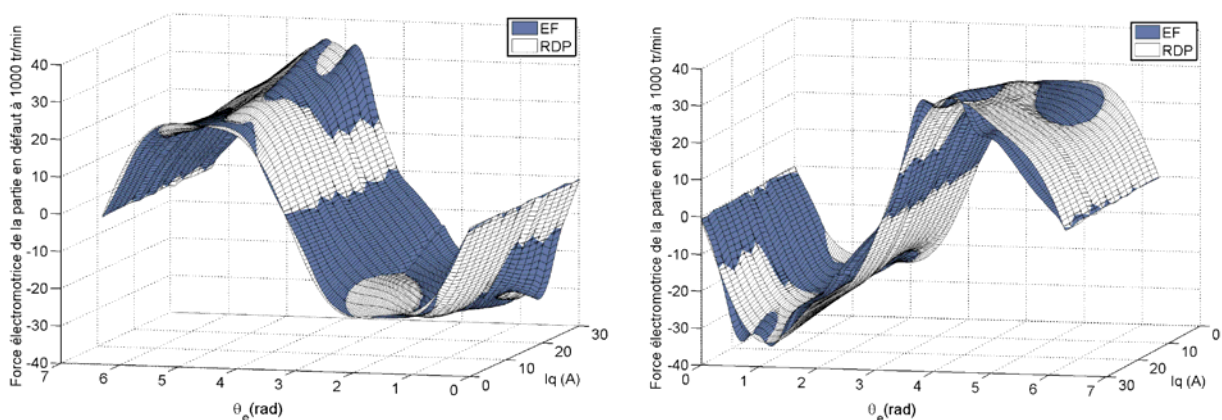


Fig. II-38: Force électromotrice en charge sur la bobine 16 en à 1000tr/min-Gauche (vue de devant)-Droite (vue de derrière)

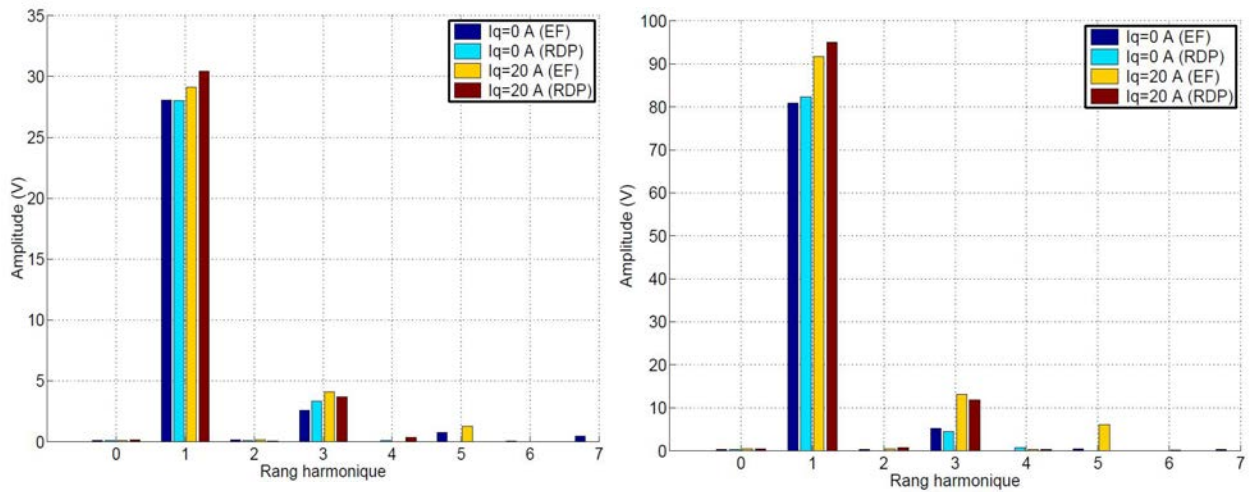


Fig. II-39: Décomposition spectrale des forces électromotrices en charge dans le cas de la bobine 16 en défaut (gauche) et de trois bobines en défaut (bobines 1, 2, 3 à droite) pour $i_d = 0$ A et $i_q = 0$ A et pour $i_d = 0$ A et $i_q = 20$ A

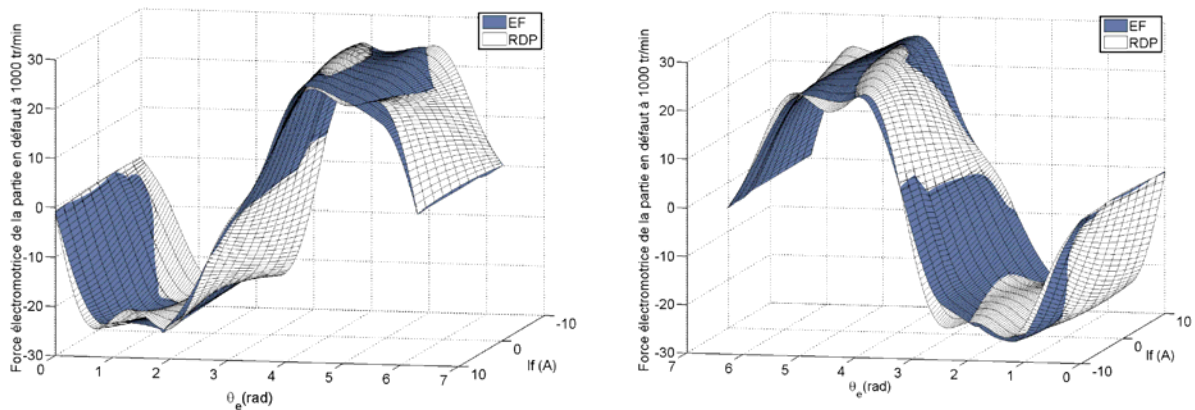


Fig. II-40: Effet de i_f sur la force électromotrice sur la bobine 16 en défaut à 1000tr/min-Gauche (vue de devant)-Droite (vue de derrière)

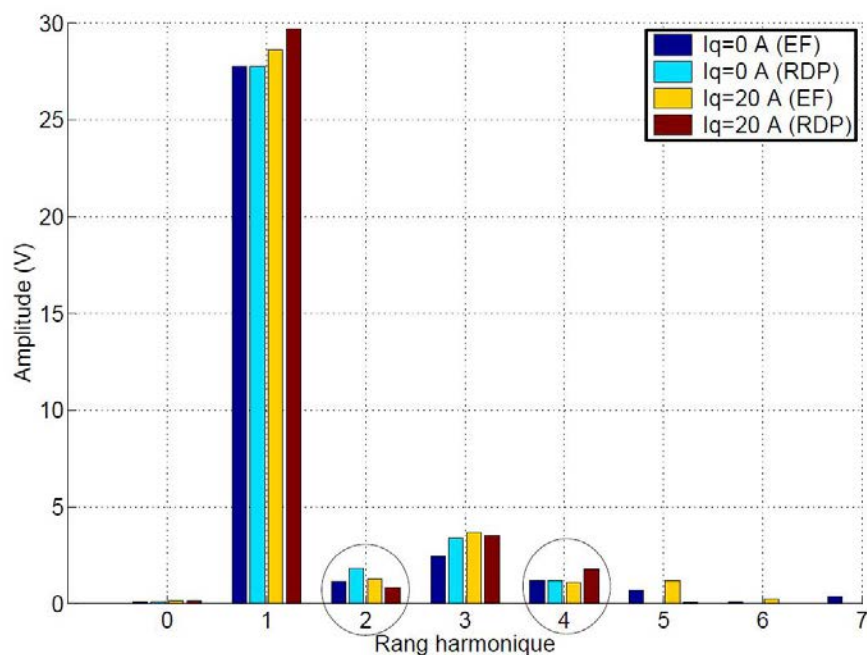


Fig. II-41: Décomposition spectrale des forces électromotrices en charge sur la bobine 16 en défaut à 1000tr/min pour $i_f = 6$ A $i_d = 0$ A et $i_q = 20$ A

La figure Fig. II-39 propose un comparatif sur le couple électromagnétique en présence de défaut inter-spires. Le point de fonctionnement de la machine est maintenu à $i_q = 2 A$ et $N = 400 \text{ tr/min}$ pour la machine saine et la machine avec une bobine en court-circuit sous $R_f = 2.8\Omega$ et $R_f = 0.9\Omega$. Un autre comparatif est donné dans les mêmes conditions pour $i_q = 8 A$ et $N = 400 \text{ tr/min}$. On observe que les couples électromagnétiques en présence de défaut donnés par II-58 et II-59 sont proches de celui calculé par élément finis en utilisant le tenseur de Maxwell et ce pour les points de fonctionnement étudiés. Les décompositions spectrales données Fig. II-43 montrent que l'harmonique 2 est bien approché par II-58 ou II-59 quel que soit le cas de figure. Bien évidemment, la valeur moyenne reste la même entre les cas $R_f = 2.8\Omega$ et $R_f = 0.9\Omega$ puisque que l'on a maintenu volontairement le point de fonctionnement. Les autres harmoniques (rang 4 et 6) restent très faibles. Dans notre cas d'étude, le couple électromagnétique en présence de défaut peut donc être raisonnablement approché par II-58 ou II-59.

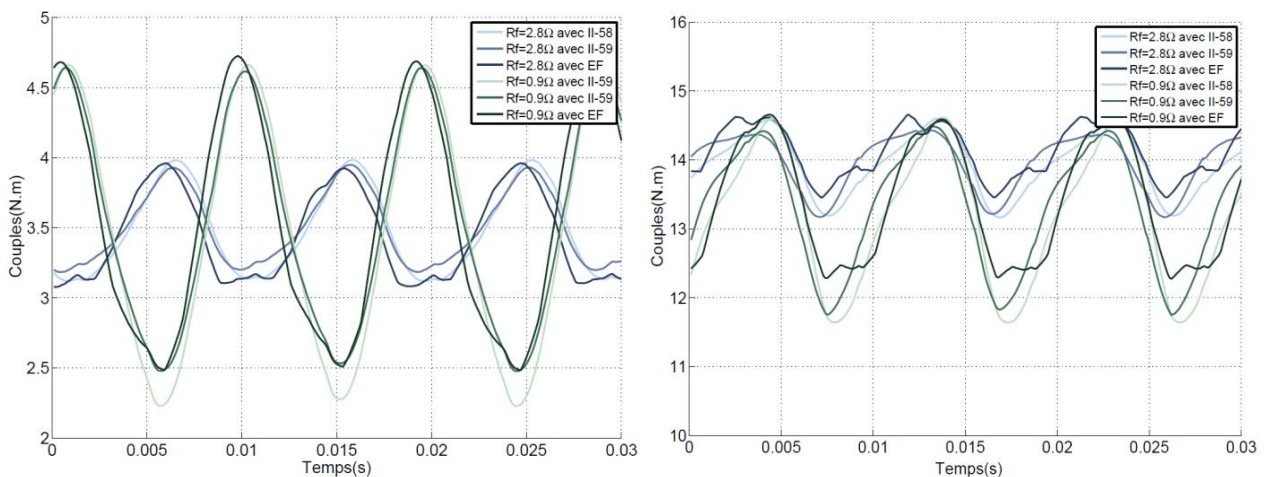


Fig. II-42: Comparaisons sur le couple électromagnétique à $N = 400 \text{ tr/min}$ pour une bobine en défaut pour le point $i_q = 2 A$ (à gauche) et $i_q = 8 A$ (à droite)

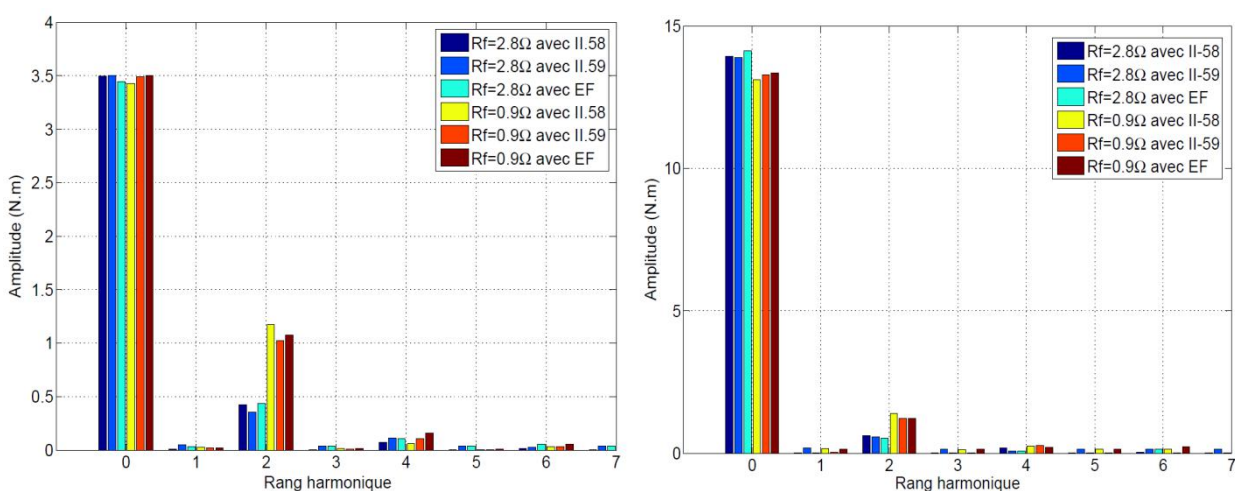


Fig. II-43: Décomposition spectrale du couple électromagnétique à $\Omega = 400 \text{ tr/min}$ pour une bobine en défaut pour le point $i_q = 2 A$ (à gauche) et $i_q = 8 A$ (à droite)

❖ Cas de quelques spires en défaut sur une seule bobine

Ce cas est sans doute le cas le plus proche d'un défaut avancé sur une machine électrique. On peut en effet imaginer qu'un défaut naissant à la base n'implique que l'isolant entre deux spires voisines d'une même bobine. Quand l'isolation devient suffisamment faible et que le défaut parvient à un stade avancé, on se retrouve alors avec quelques spires en court-circuit sur une seule bobine.

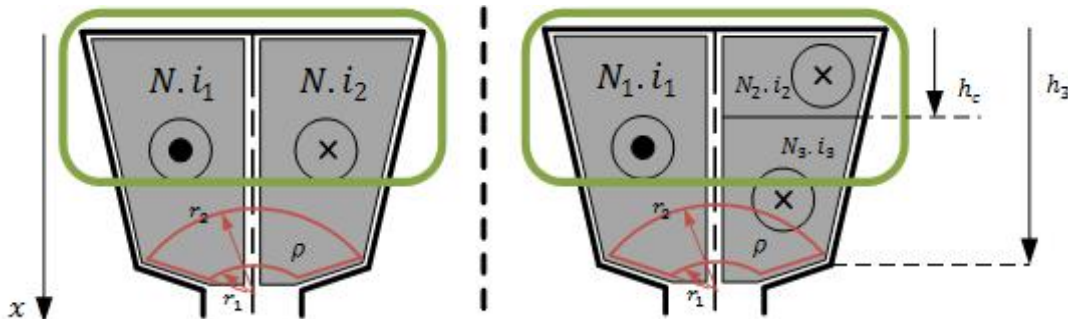


Fig. II-44: Gauche : cas sain-droite : cas en défaut

On considère alors que le tube de flux sur l'épanouissement des dents (en rouge) est commun aux spires dans l'encoche. Les lignes de champ dans l'encoche sont supposées rectilignes et indépendantes du niveau de courant. Selon la hauteur des spires en défaut h_c (voir Fig. II-44), on calcule analytiquement les inductances et mutuelles de fuites dans une encoche trapézoïdale, pour déterminer le flux dans la partie court-circuitée de la bobine et dans tous les autres enroulements de la MSAP. On détermine alors l'ensemble des inductances pour obtenir la matrice II-49. Des calculs détaillés sont donnés en Annexes B.

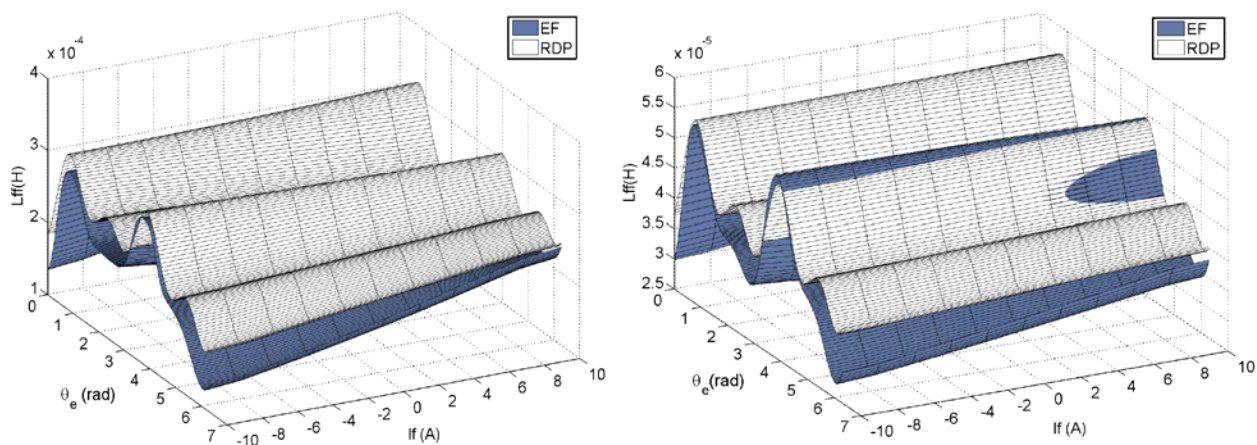


Fig. II-45: Inductances L_{ff} pour $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$ -Gauche : 50% de spires en défaut sur la bobine 1-Droite : de 20% de spires en défaut sur la bobine 1

Pour les deux configurations de défauts considérées et pour les deux niveaux de courant i_q , on observe sur la Fig. II-45 que malgré les hypothèses sur les flux de fuites, l'inductance propre L_{ff} de la partie en défaut (20% et 50% de la bobine 1) est bien approchée par comparaison avec des résultats issus d'un calcul par éléments finis. Les spectres sur les figures Fig. II-46 et Fig. II-47 montrent que les mutuelles de défaut M_{df} et M_{qf} sont également bien approchées et ce pour les deux niveaux de

courant i_q . Comme précédemment, on observe que L_{ff} est plutôt constante tandis que M_{df} et M_{qf} pulsent principalement à la fréquence électrique.

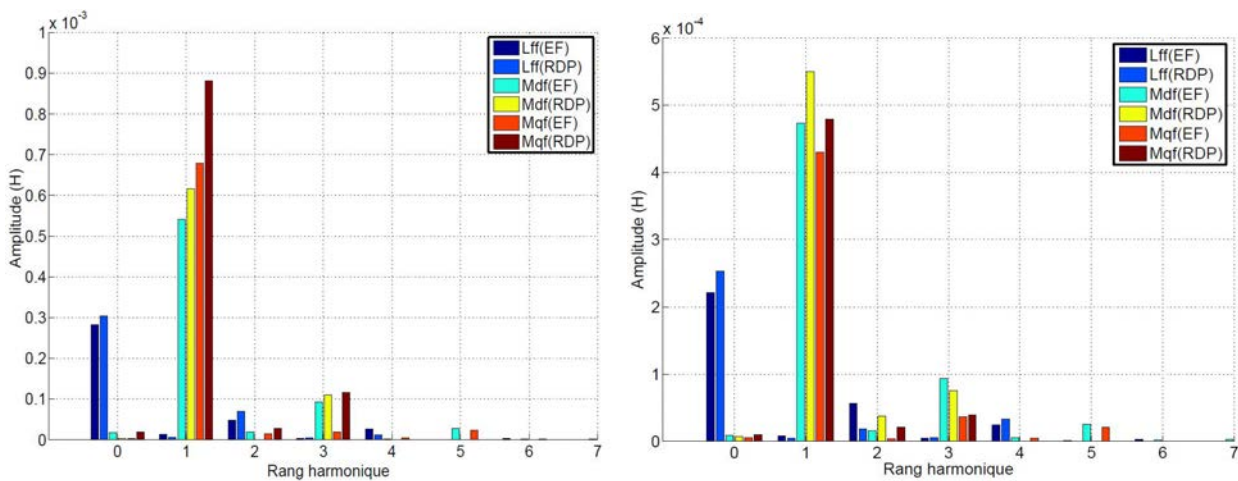


Fig. II-46: Décomposition spectrale des inductances dans le cas de 50% de spires en défaut A gauche : $i_d = 0 A$ et $i_q = 4 A$ --A droite : $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$ -- $i_f = 2 A$

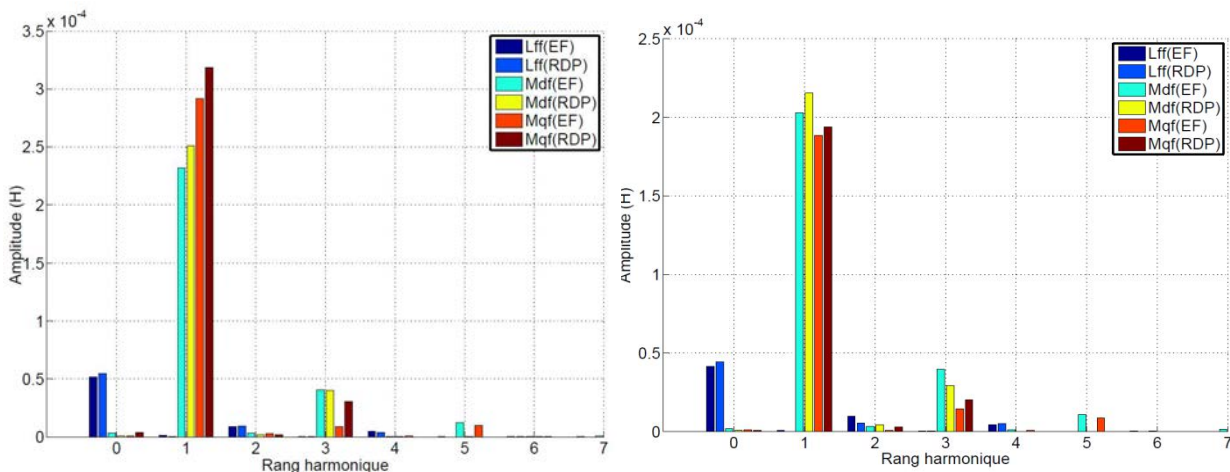


Fig. II-47: Décomposition spectrale des inductances dans le cas de 20% de spires en défaut A gauche : $i_d = 0 A$ et $i_q = 4 A$ --A droite : $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$ -- $i_f = 2 A$

D. Comparaisons des modèles et discussions

D.a. Implémentation des modèles sous Matlab-Simulink

D.a.1. Avec l'approche en régime linéaire

Les équations II-16 et II-61 issues de la modélisation présentée dans la partie II.B.a sont implémentées sous le logiciel [Matlab]. Pour une configuration de défaut donnée, les matrices inductance, résistance et la force électromotrice de la partie considérée en défaut sont déterminées.

D.a.2. Avec l'approche considérant la saturation magnétique

Les équations II-48 et II-61 issues de la modélisation présentée dans la partie II.C.a basé sur une modélisation par RDP sont implémentées sous le logiciel Matlab-Simulink. Pour une configuration de défaut donnée, les matrices inductance, résistance et leurs évolutions avec la position électrique et les différents courants sont sauves dans des tables.

Remarque: quel que soit le modèle électrique utilisé, le modèle mécanique simulé reste le même (voir II-61).

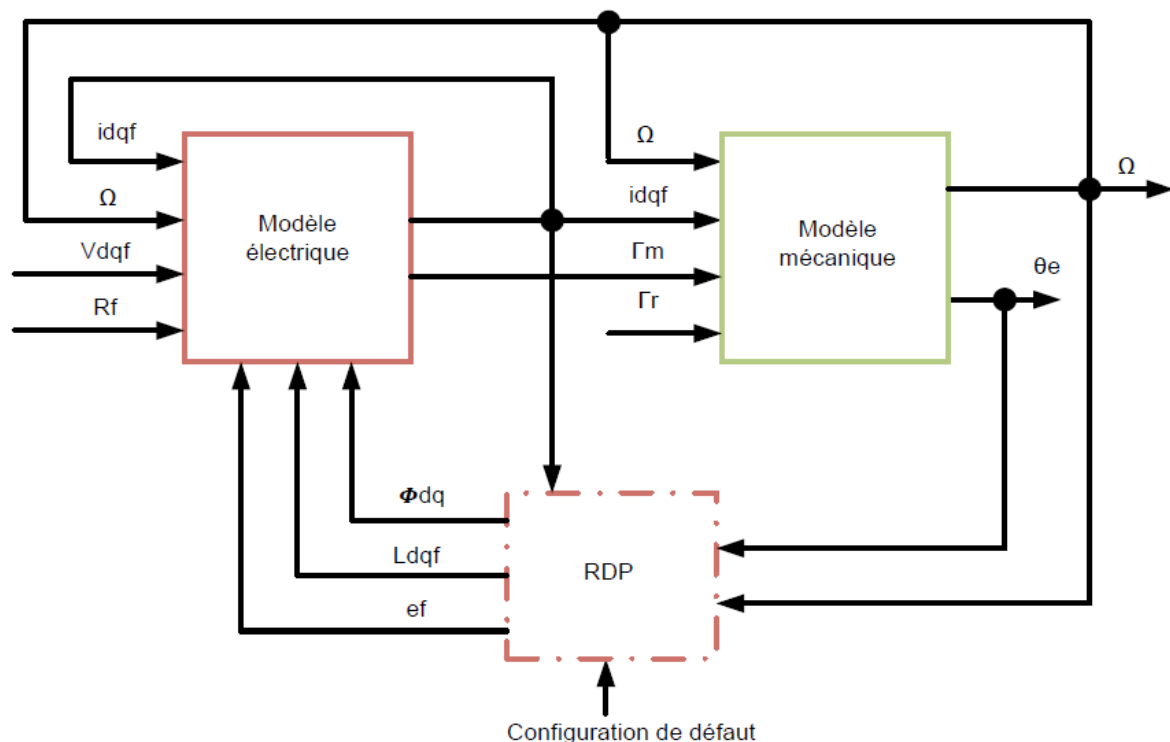


Fig. II-48: Implémentation de l'approche par RDP sous Matlab-Simulink

Les modèles développés peuvent être alors aisément associés à des modèles d'onduleurs de tension. On peut alors simuler l'ensemble Bus DC -Onduleur-Machine contrôlé par une boucle de courant, vitesse ou position. Dans le cas de la seconde approche, cette méthode permet d'avoir un modèle représentatif de la MSAP en présence de défaut inter-spires intégrant des phénomènes tels que la saturation et réaction d'induit et associé à un modèle onduleur sans avoir recours à des logiciels de couplage entre simulation pas à pas dans le temps de la MSAP du système (contrôle/onduleur).

D.b. Validation expérimentale

L'objectif de ce paragraphe est de comparer les résultats obtenus avec les modèles développés dans les parties II.B et II.C avec la réalité. Pour ce faire nous alimentons la machine avec une source de tension continue via un onduleur de tension. La charge est assurée par une machine à courant continu qui débite dans une résistance via un hacheur. Le réglage du point de fonctionnement peut s'effectuer par une modification de l'excitation de la machine à courant continu ou bien par la commande du hacheur en boucle ouverte. Le schéma ci-dessous détaille le dispositif. Le programme de contrôle de ce banc de test est réalisé sous Simulink puis compilé et transféré sur une carte de contrôle dSpace connectée à un ordinateur permettant un contrôle en ligne. Nous reviendrons dans le détail sur le banc de test dans le chapitre III.

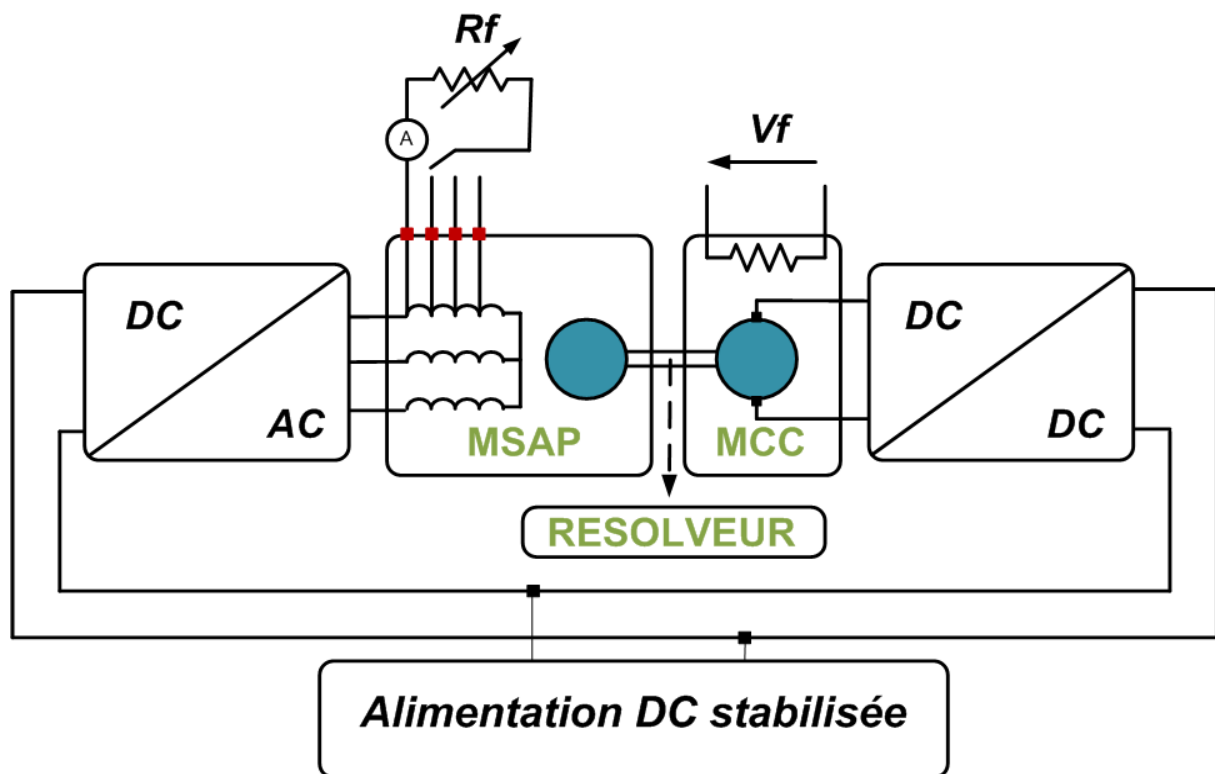


Fig. II-49: Schéma du banc de test

Les défauts de court-circuit s'obtiennent en court-circuitant par l'extérieur une portion d'une phase de la machine. Dans le cas de la MSAP à plots étudiée, le bornier permet un accès aux entrées/sorties des 6 bobines que comporte une phase permettant ainsi des courts-circuits impliquant 100% à 17% d'une phase. Nous considérons le cas d'une bobine en défaut (17% d'une phase).

Nous proposons d'abord des comparatifs sur les formes d'ondes des courants de défaut entre les résultats issus de la première approche (Modèle de Défaut en régime Linéaire MDL), les résultats de la seconde approche (Modèle de Défaut en régime Saturé MDS) et des résultats expérimentaux. Un comparatif portant sur la valeur pic du courant de défaut est ensuite donnée dans le plan $[i_q, N]$ entre la première et la seconde modélisation avec les résultats expérimentaux. La machine est pilotée grâce à une boucle de vitesse et la charge est contrôlée par l'excitation de la machine à courant continu ou par le convertisseur DC/DC placé derrière elle. Nous

utiliserons ces fonctionnalités pour modifier la charge et ainsi effectuer des comparatifs "à point de fonctionnement identique" entre les différents cas d'études.

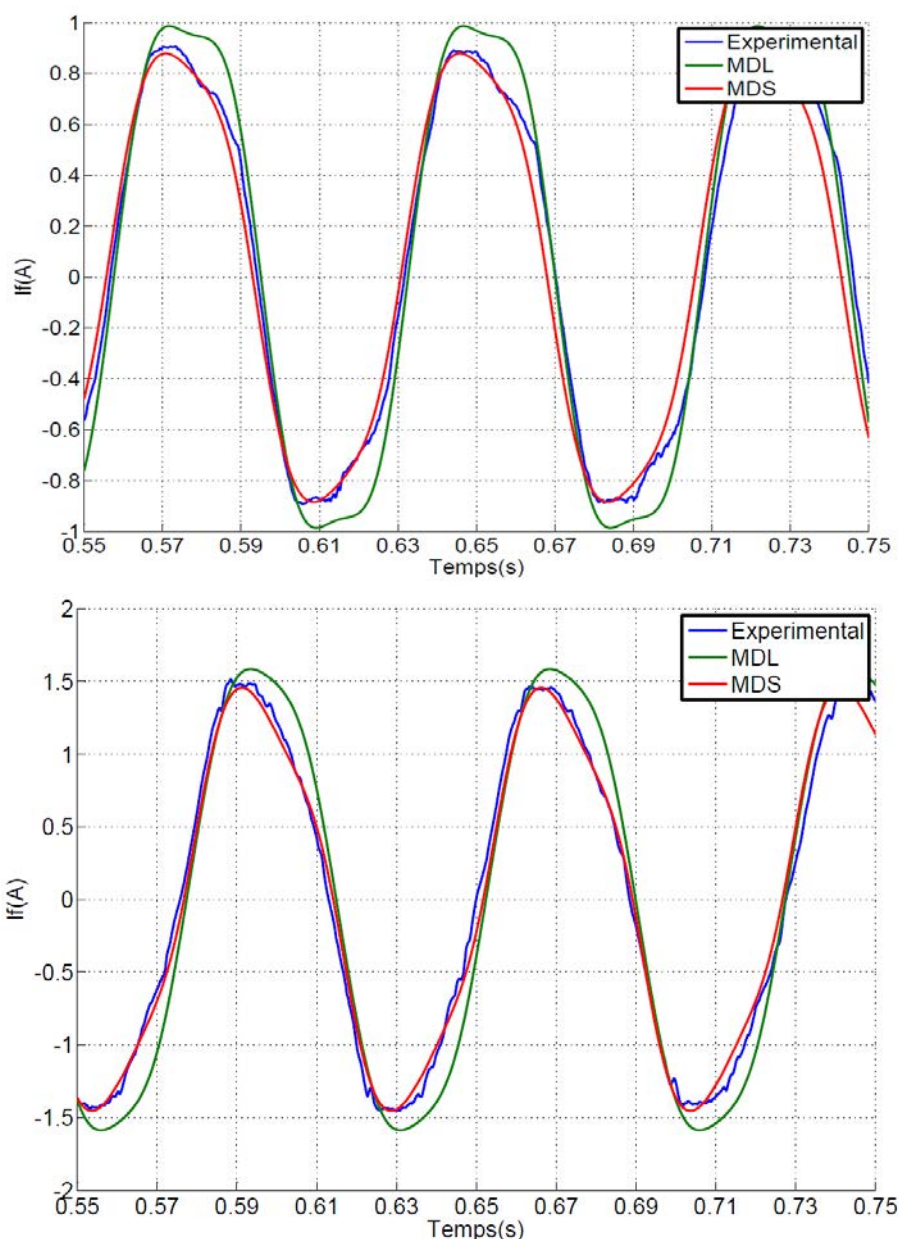
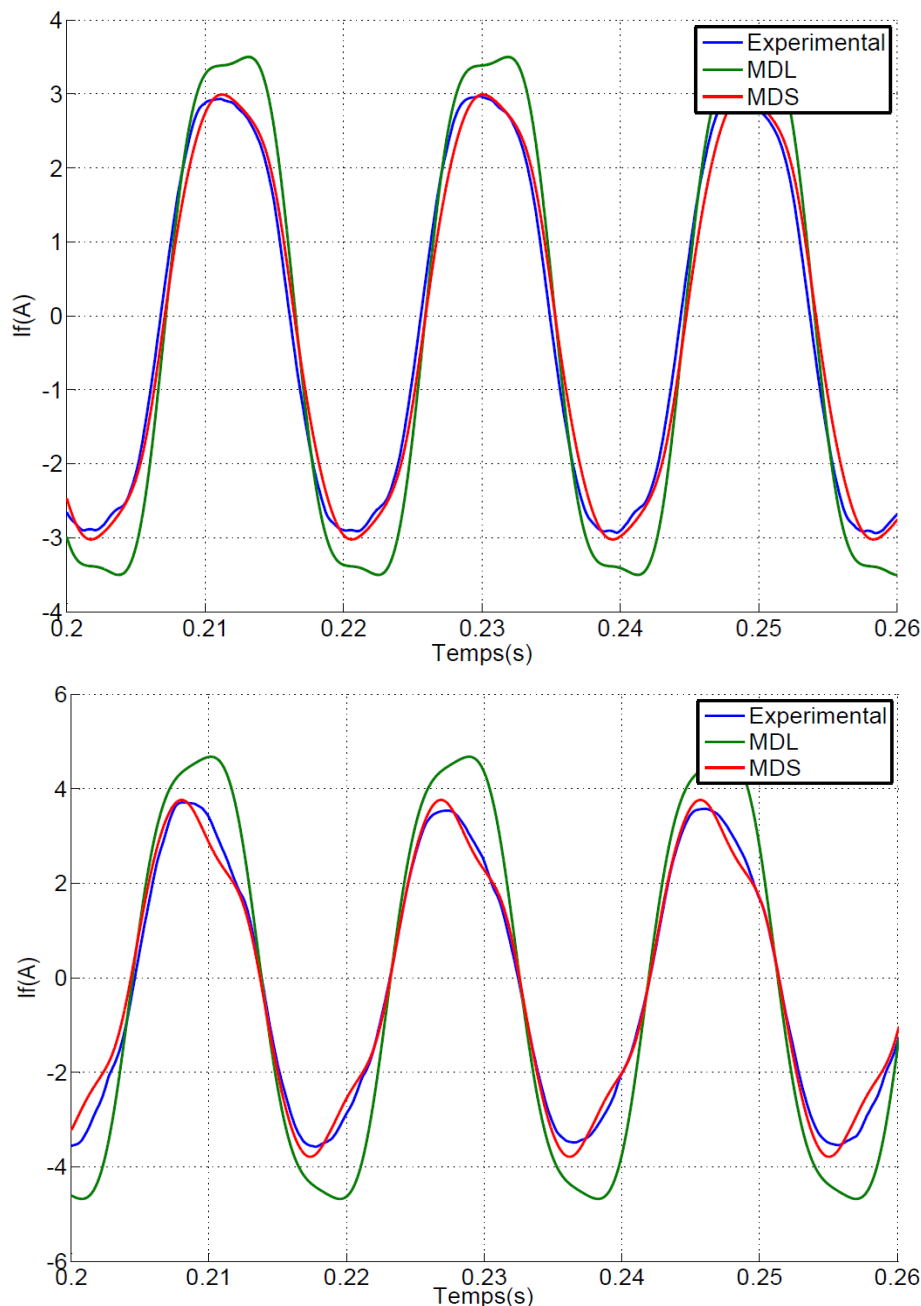


Fig. II-50: Formes d'ondes des courants de défauts pour $R_f = 2.8\Omega$ et $N = 100 \text{ tr/min}$, haut: $i_q = 2A$, bas: $i_q = 8A$

Les deux figures ci-dessus montrent l'allure des courants de défauts expérimentaux et simulés grâce aux deux modèles en considérant une bobine en défaut sous $R_f = 2.8\Omega$ à $N = 100 \text{ tr/min}$ pour $i_q = 2A$ et $i_q = 8A$. Nous observons une augmentation significative de ce courant sous l'effet de i_q . La diminution de l'inductance avec i_q (réaction magnétique d'induit dans le cas d'une machine saturée) explique ce phénomène. Dans les deux cas, le second modèle permet d'obtenir une bonne estimation de ce courant. Le premier modèle donne quand à lui un ordre de grandeur correct mais on observe déjà une légère différence. Les deux figures suivantes donnent des résultats pour le même cas de figures avec une vitesse $N = 400 \text{ tr/min}$. Naturellement et compte tenu des équations précédentes, le courant de défaut augmente fortement avec la force électromotrice de la partie en défaut et donc avec la vitesse. Les estimations basées sur l'utilisation du modèle

RDP donnent toujours de bons résultats. Une légère différence en amplitude sur le second cas pour $i_q = 8A$ est néanmoins observée. Les écarts avec le premier modèle sont quand à eux plus importants car il ne tient pas compte de l'effet de i_q et i_f .



**Fig. II-51: Formes d'ondes des courants de défauts pour $R_f = 2.8\Omega$ et $N = 400 \text{ tr/min}$,
bas: $i_q = 2A$, droite: $i_q = 8A$**

Les figures suivantes donnent les spectres en amplitude relatifs aux quatre cas donnés par les Fig. II-50 et Fig. II-51. On y a superposé les spectres donnés par les courants de défauts provenant des deux modèles. On observe une bonne concordance des composantes fondamentales quelque que soit le point de fonctionnement. L'harmonique de rang 3 présent dans les forces électromotrices des spires en défaut apparaît naturellement dans le courant de défaut et est plutôt bien estimé pour les courants forts et légèrement sous-estimé pour les courants faibles. Les autres composantes harmoniques restent négligeables. Le premier modèle donne une composante fondamentale trop élevée dans chaque cas.

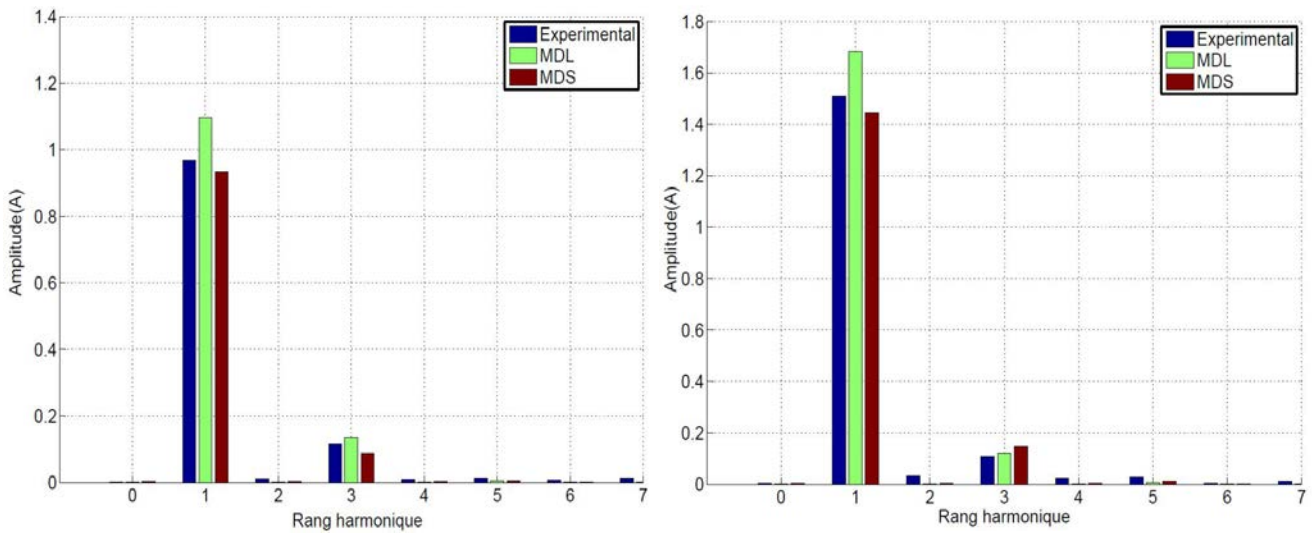


Fig. II-52: Décomposition spectrale des courants de défauts pour $R_f = 2.8\Omega$ et $N = 100\text{ tr/min}$, gauche: $i_q = 2A$, droite: $i_q = 8A$

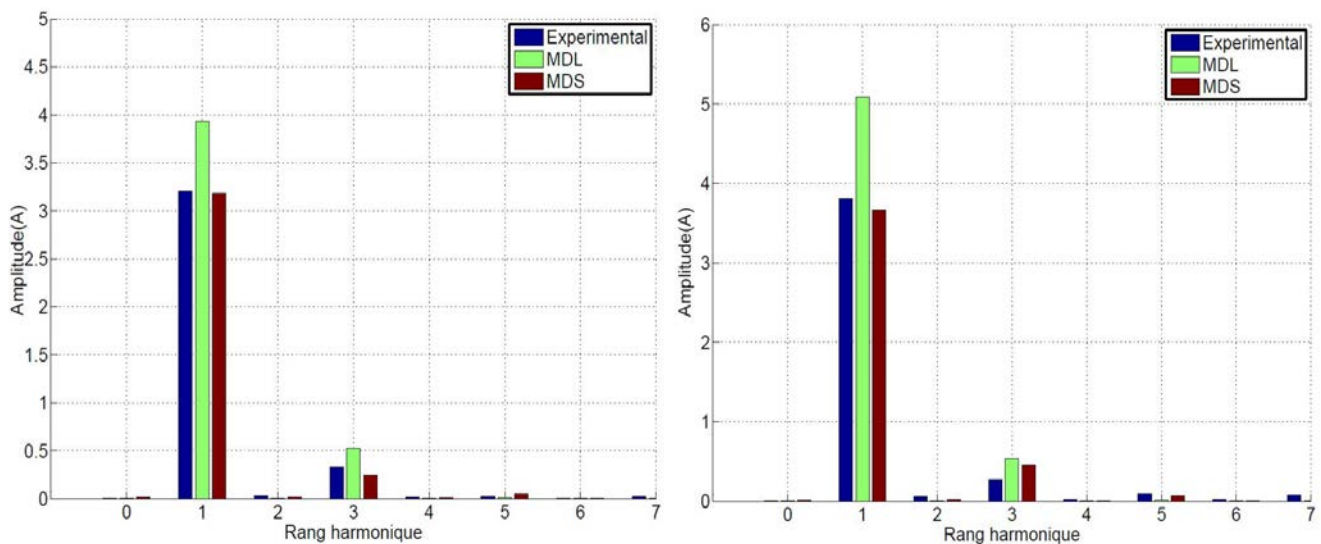
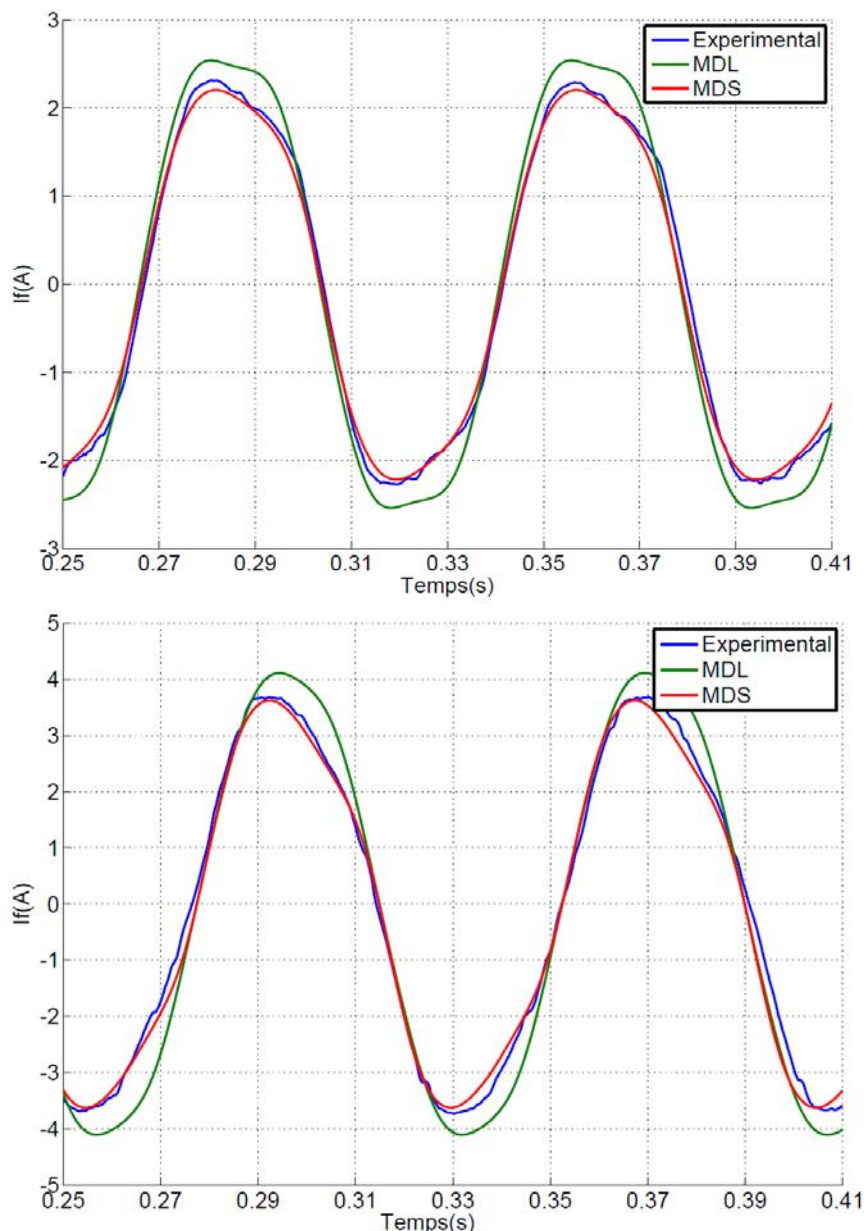


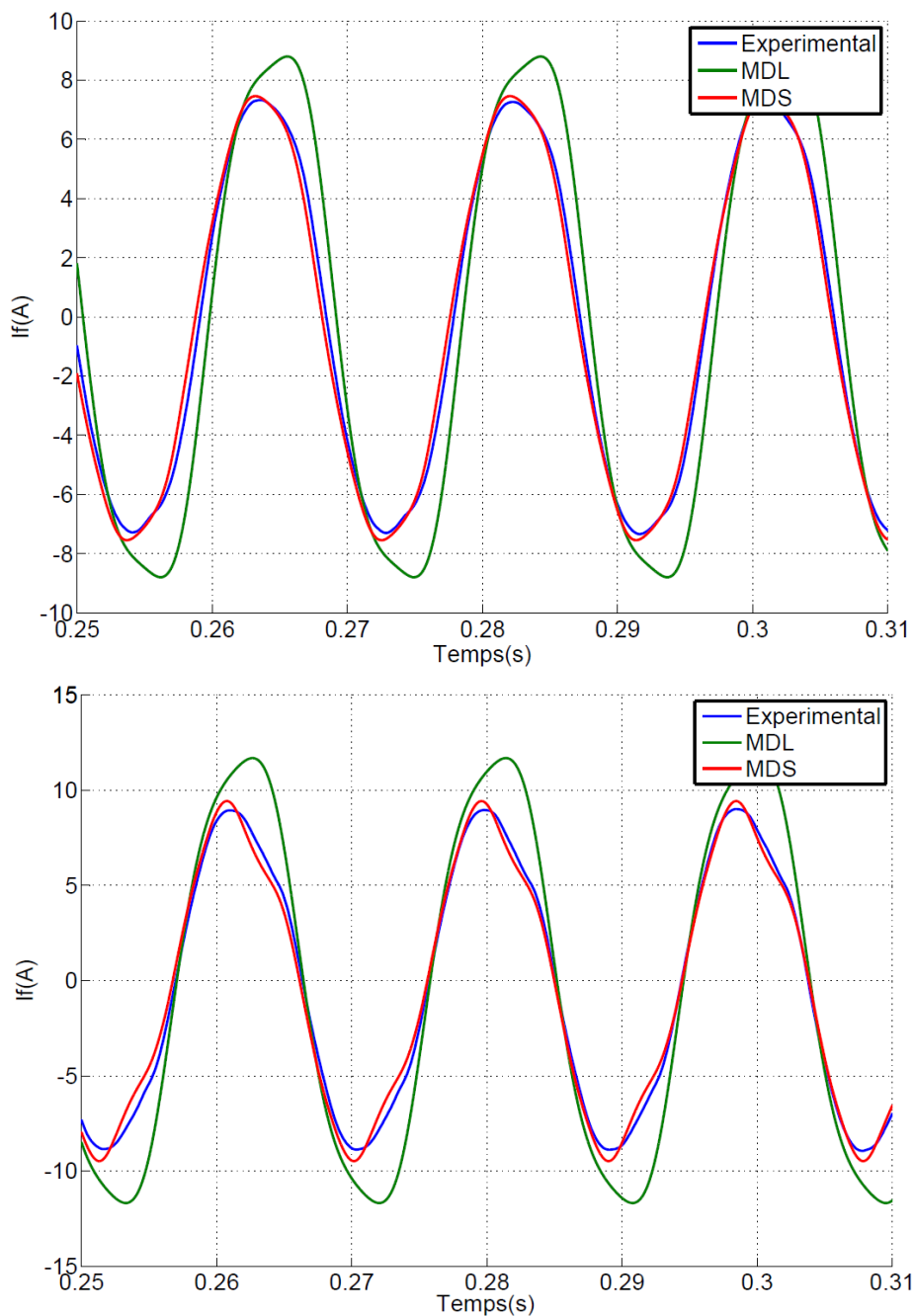
Fig. II-53: Décomposition spectrale des courants de défauts pour $R_f = 2.8\Omega$ et $N = 400\text{ tr/min}$, gauche: $i_q = 2A$, droite: $i_q = 8A$

Le même travail est reproduit pour un cas plus sévère où la résistance de défaut est plus faible: $R_f = 0.9\Omega$. Les mêmes points de fonctionnement sont traités. La figure Fig. II-51 donne les résultats pour le cas $N = 100\text{ tr/min}$, $i_q = 2A$ et $i_q = 8A$. On observe une très bonne concordance des résultats avec le second modèle. On note encore une importante déformation du courant de défaut sous $i_q = 8A$ conduisant à une augmentation importante de la valeur pic de ce courant. On peut noter que pour ce cas plus sévère, la vitesse bien que contrôlée, présente des oscillations provenant du couple généré par la MSAP en cas de défaut. Plus le défaut est sévère, plus les oscillations sont importantes et moins la vitesse est constante. On note également que le premier modèle de défaut en régime linéaire surestime légèrement le courant de défaut.



**Fig. II-54: Formes d'ondes des courants de défauts pour $R_f = 0.9\Omega$ et $N = 100 \text{ tr/min}$,
 haut: $i_q = 2A$, bas: $i_q = 8A$**

La figure Fig. II-55 donne les résultats dans les mêmes conditions pour une vitesse $N = 400 \text{ tr/min}$. On observe une bonne concordance des résultats. Une légère différence est toutefois notée pour le cas où la charge est la plus élevée. Dans ce cas précis, la fore électromotrice de la partie en court-circuit (ici une bobine) est très perturbée par le courant en quadrature et par le courant de défaut qui atteint ici des valeurs importantes (voir figures Fig. II-38 à Fig. II-41). Ces phénomènes ne sont pas retranscrits dans le modèle en régime linéaire ce qui a pour conséquence de fausser notablement l'estimation du courant de défaut.



**Fig. II-55: Formes d'ondes des courants de défauts pour $R_f = 0.9\Omega$ et $N = 400 \text{ tr/min}$,
haut: $i_q = 2A$, bas: $i_q = 8A$**

Les figures sur les pages suivantes donnent les décompositions spectrales des courants de défaut pour les cas donnés par les figures Fig. II-54 et Fig. II-55. On peut voir que les composantes fondamentales et harmoniques sont toujours bien estimées par le second modèle. Une légère différence au niveau de l'harmonique de rang 3 peut être soulignée pour les différents cas. En ce qui concerne le premier modèle de défaut, il donne une composante fondamentale trop élevée particulièrement dans le cas où le courant de défaut et le courant en quadrature sont élevés.

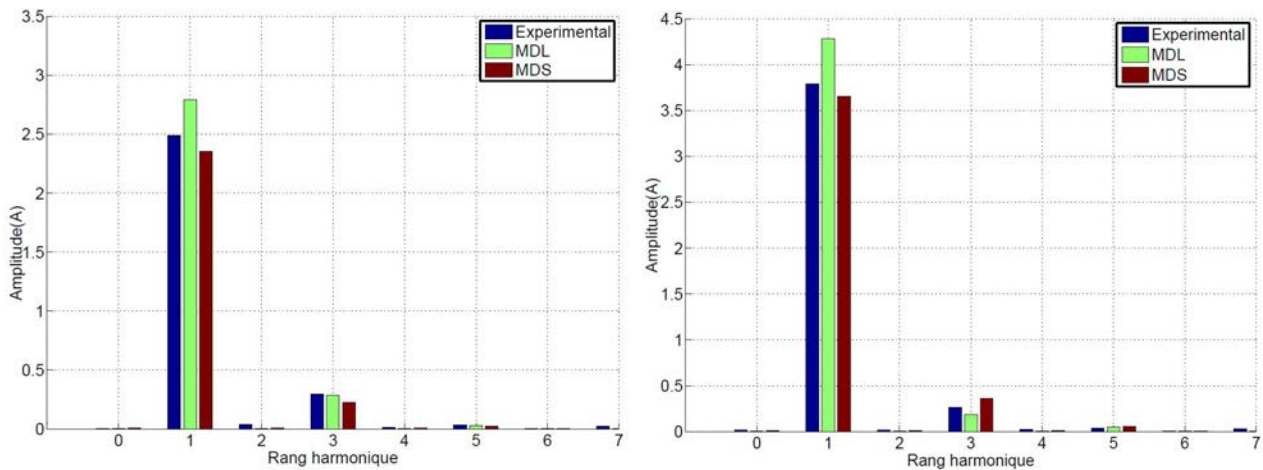


Fig. II-56: Décomposition spectrale des courants de défauts pour $R_f = 0.9\Omega$ et $N = 100 \text{ tr/min}$, gauche: $i_q = 2A$, droite: $i_q = 8A$

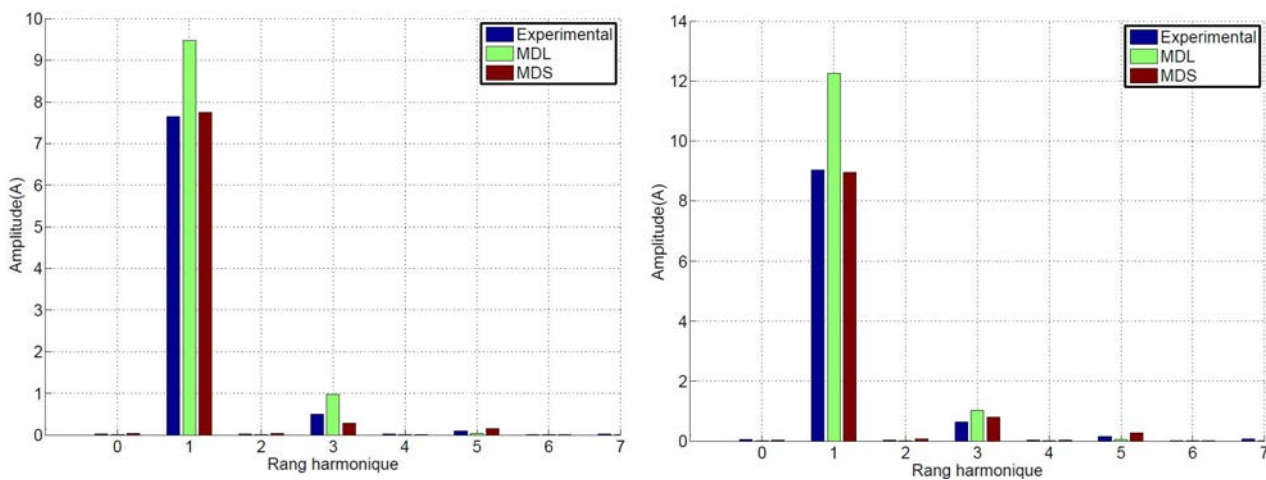


Fig. II-57: Décomposition spectrale des courants de défauts pour $R_f = 0.9\Omega$ et $N = 400 \text{ tr/min}$, gauche: $i_q = 2A$, droite: $i_q = 8A$

Les figures Fig. II-58 et Fig. II-59 qui suivent donnent des comparaisons sur la valeur pic du courant de défaut dans le plan $[i_q, N]$. La première figure donne une comparaison entre les résultats expérimentaux et le premier modèle négligeant la saturation magnétique tandis que la seconde offre un comparatif entre résultats expérimentaux et le second modèle incluant ce phénomène. Ce travail est réalisé pour un bobine en défaut avec trois résistances différentes : $R_f = 0.9\Omega$, $R_f = 1.5\Omega$ et $R_f = 2.8\Omega$. Pour cela, nous implémentons les deux modèles sous Matlab-Simulink et faisons varier le point de fonctionnement. Ces deux modèles nous permettent de réaliser des variations paramétriques de manière aisée. On peut voir que le premier modèle ne permet pas d'être très précis sur le courant de défaut. Trop de phénomènes sont négligés (saturation, réaction magnétique d'induit) pour pouvoir représenter correctement la MSAP dans les différents cas d'études. Le second modèle, permet d'être très précis quelque soit la résistance de défaut et le point de fonctionnement parce qu'il intègre des phénomènes tel que la saturation magnétique qui, globalement, conduit à une diminution des inductances donc à une augmentation des courants de défaut, ou la réaction magnétique d'induit qui, modifie l'angle entre le courant de défaut et la force électromotrice de la partie en court-circuit en présence de saturation (voir Fig. II-38 et Fig. II-40).

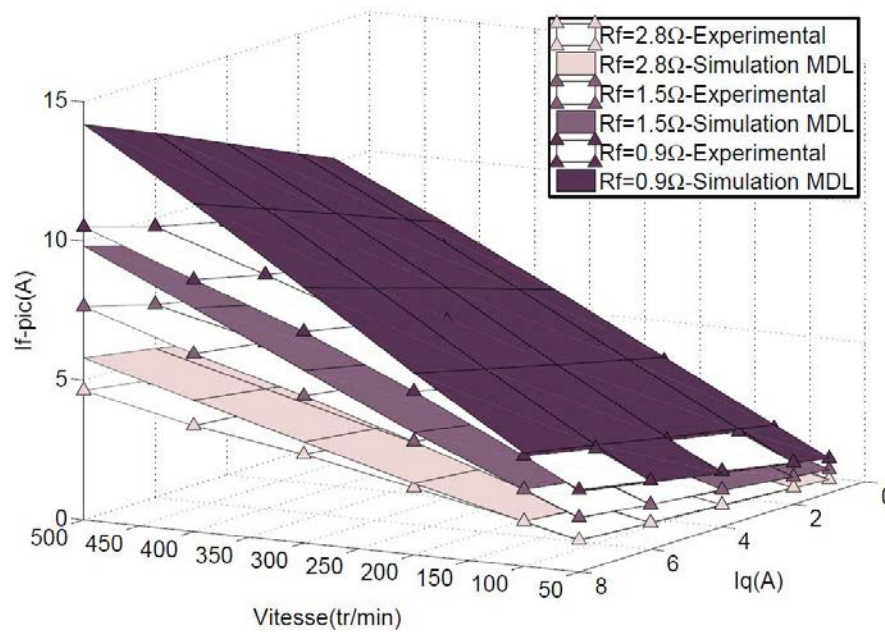


Fig. II-58: Comparaison entre la première modélisation (MDL) et les résultats expérimentaux dans le plan $[i_q, N]$ sur la valeur pic du courant de défaut pour différents R_f

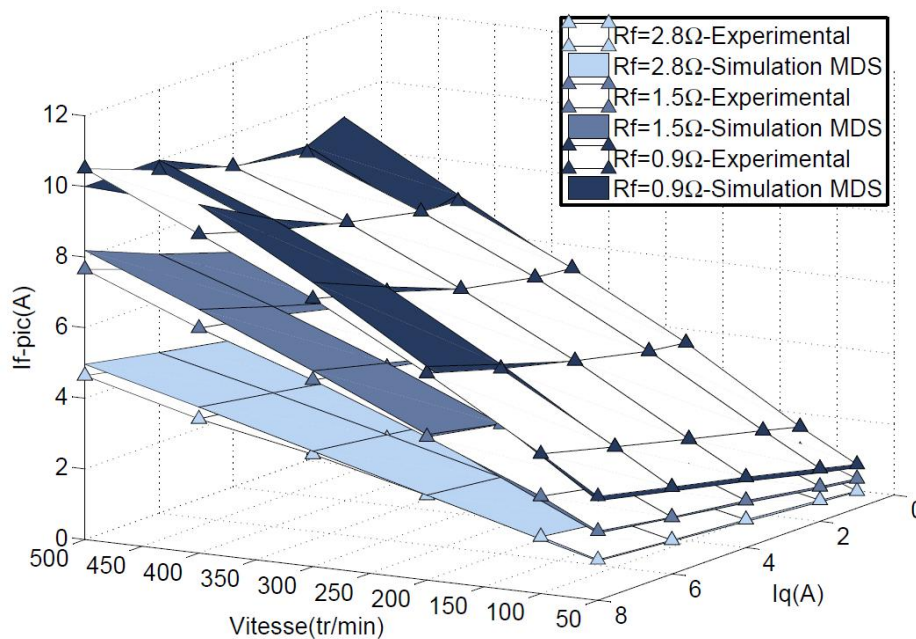


Fig. II-59: Comparaison entre la seconde modélisation (MDS) et les résultats expérimentaux dans le plan $[i_q, N]$ sur la valeur pic du courant de défaut pour différents R_f

D.c. Conclusions

Ce chapitre est consacré à la modélisation des MSAP en présence de défaut inter-spires. Comme nous l'avons signalé au chapitre I, beaucoup de travaux abordant les modèles en présence de défaut inter-spires ont été effectués ; nous proposons ici deux modèles différents et s'appliquant en fin de compte dans des situations différentes.

Le premier modèle permet un calcul précis de l'impédance du circuit formé par des spires en défaut pour des MSAP à pôles lisses et sans considérer la saturation magnétique. L'approche nécessite un premier calcul par éléments finis donnant la première ligne de la matrice inductance relatives aux différentes bobines que constitue le bobinage. Cette matrice est complétée par le biais de permutations et de symétrie. Ensuite par le biais de manipulation sur cette matrice, nous formons une matrice étendue à $N + 1$ bobines pour prendre en compte un circuit de défaut. Cette approche permet de tenir compte du couplage exact entre le circuit défaillant et le reste de la MSAP. Il repose sur le principe de superposition et permet de faire l'étude pour différentes bobines en défaut quelles que soient leurs positions dans l'espace. Pour des cas plus complexes (mais plus réaliste) tels que quelques spires en défaut dans une seule bobine, il faut tenir compte des fuites. Nous proposons pour cela une méthodologie reposant sur des calculs par éléments finis identifiant les inductances et mutuelles inductances de fuites en jeu dans ces cas. Ce modèle est complété par l'obtention par éléments finis de la force électromotrice à vide du circuit de défaut qui peut, le cas échéant, inclure certains harmoniques d'espace. Ce modèle est, sous les hypothèses retenues, très précis et repose sur des calculs par éléments finis préliminaires pour le cas de bobines complètes en défaut et pour des cas plus complexes. Les différents paramètres sont alors inclus dans un modèle externe dans le repère étendu $(abcf)$. Comme nous l'avons vu, ce modèle est peut être dans certains cas suffisant pour des machines classiques, peu saturées et à pôles lisses mais se trouve être insuffisant pour des machines saturées. Comparés aux travaux existants, il offre l'avantage de tenir compte du couplage réel entre les différentes bobines de la MSAP et dépend du bobinage utilisé.

Le second modèle développé repose entièrement sur une approche par réseau de perméances (RDP) et ne nécessite pas de calculs par éléments finis hormis à des fins de validation. Il ne dépend pas du bobinage utilisé et intègre la saturation magnétique et la réaction d'induit débouchant sur le calcul des différentes inductances en fonction des courants et sur celui de la force électromotrice en charge de la partie en défaut. Pour des cas impliquant quelques spires en court-circuit sur une seule bobine, les inductances et mutuelles de fuites sont calculées analytiquement dans une encoche trapézoïdale en supposant les flux de fuites indépendant du niveau de courant. En imposant les courants, le modèle RDP permet d'obtenir les différents paramètres intervenant dans la formulation de la machine en défaut en régime saturé. Comparé à une approche par éléments finis, il permet un gain de temps considérable mais est limité en termes de précision sur les rangs harmoniques élevés. L'ensemble des paramètres est alors intégré dans un modèle externe lié au repère tournant étendu (dqf) et pouvant être utilisé sous un environnement Matlab-Simulink et complété par des modèles d'onduleur et des stratégies de contrôle. Cette solution est alors plus maniable que les solutions de couplage entre logiciel "système" et "calcul de champ pas à pas dans le temps". Par conséquent, les variations paramétriques (relatives au point de fonctionnement par exemple) sont alors plus rapides. Nous avons aussi montré que le modèle en régime saturé est le plus proche de la réalité, il est particulièrement bien adapté aux machines à aimants compactes, sujettes à la saturation magnétique. Comparés aux travaux existants, il permet l'étude d'une MSAP en présence de court-circuit inter-

spires à l'aide d'une approche par RDP modélisant induit et inducteur en régime saturé, économe en termes de temps de calcul mais limitée en terme de précision. Ces limites résident en fait dans la précision sur les harmoniques de rang élevés ainsi que la déformation des lignes de champ avec la saturation (notamment les effets de bords). Ce dernier point n'est pas pris en compte puisque les tubes de flux utilisés dans l'approche par RDP sont de formes constantes. Ces inconvénients doivent être relativisés car les déséquilibres introduits par les défauts inter-spaires se reflètent principalement dans les rangs harmoniques faibles qui sont d'ailleurs souvent utilisés dans les méthodes de détection de défaut en ligne.

L'étude de ce second modèle est justifiée par les résultats expérimentaux qui montrent la nécessité de tenir compte de la saturation magnétique et la réaction d'induit dans la modélisation de la machine en défaut. En effet, dans notre étude, négliger ce phénomène conduit à des erreurs de rendu sur l'amplitude et la phase des courants de défauts. Ceci peut conduire à de mauvaises interprétations si l'on se base sur le modèle linéaire pour tester et évaluer des méthodes de détection de défaut par simulation.

Chapitre III : Détection de défauts inter-spires
basée sur des modèles sains

A. Principe et généralités

A.a. Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, les méthodes visant à détecter des défauts de types court-circuit inter-spires à l'état avancé sont nombreuses. Nous avons observé également qu'elles se heurtaient parfois au problème du seuil initial de la MSAP ce qui pouvait priver de sensibilité le cas échéant les indicateurs utilisés. Comme nous l'avancions dans le paragraphe I.E et au travers du tableau sur la figure Fig. I-28, nous allons pour cela développer des méthodes basées sur l'étude des modèles.

Tout d'abord, les modèles de défaut établis dans le chapitre II nous aideront alors à quantifier leurs potentiels par simulation. Selon différents cas de figures, nous tenterons également d'examiner si des améliorations au niveau des modèles onduleur-MSAP sains peuvent être utiles du point de vue "détection de défaut en ligne". Par la suite, des essais expérimentaux seront menés afin de vérifier les constatations faites d'un point de vue simulation.

Nous verrons également si des approches de type "invasive" interférant avec la commande d'un système et toujours basées sur les modèles onduleur-MSAP sains peuvent être envisagées.

Enfin, un paragraphe sera consacré à une étude dédiée à l'adaptation de méthodes basées sur ces modèles en régime transitoire lorsque des contraintes exigent un fonctionnement de ce type pour les systèmes électriques.

A.b. Comparaison des courants triphasés

Les méthodes de détection de défaut utilisées dans ce chapitre sont basées sur des comparaisons d'état ou des variables fonctions d'état. Les variables considérées sont les courants triphasés. Leurs mesures, nécessaires au contrôle des MSAP (deux des trois courants sont mesurés, le troisième est obtenu par calcul, la machine étant connectée en étoile) sont comparées aux courants estimés à partir d'un modèle onduleur-machine sain dont les variables d'entrée sont les tensions de commande de sortie des régulateurs de courant. Ce modèle estime les courants de phase indépendamment de leur commande. Les modèles évalués en ligne sont très fréquemment utilisés pour la détection voire le diagnostic de machines tournantes comme dans [Far08] où dans [Liu06] où la méthode des moindres carrés est alors utilisée entre les mesures (x) et les estimations (\hat{x}) pour construire un indicateur de défaut inter-spires. "A priori", les grandeurs nécessaires aux estimations "en ligne" sont :

- tensions de commandes issues des régulateurs de courant
- vitesse mécanique de rotation
- position électrique du rotor par rapport au stator

Une fois les estimations des courants de phase obtenues, nous formons les trois résidus suivants :

$$\begin{cases} \tilde{i}_a = \hat{i}_a - i_a \\ \tilde{i}_b = \hat{i}_b - i_b \\ \tilde{i}_c = \hat{i}_c - i_c \end{cases} \quad \text{III-1}$$

où \hat{x} représente l'estimation et x la mesure et \tilde{x} l'erreur d'estimation. La méthode présentée ici consiste à déphaser deux des trois résidus obtenus de façon à travailler avec des grandeurs synchrones ; on forme alors l'indicateur F suivant reflétant notamment le déséquilibre dans le repère (abc) entre les trois phases, caractéristique de défaut inter-spires en présence de tensions d'alimentations triphasées et équilibrées [Cru01], [Boi10], en supposant que la machine est contrôlée (boucles de courant ,de vitesse ou de position) :

$$F = |\tilde{i}_a - [\tilde{i}_b]_{t-T/3}| + |[\tilde{i}_b]_{t-T/3} - [\tilde{i}_c]_{t-2T/3}| + |\tilde{i}_a - [\tilde{i}_c]_{t-2T/3}| \quad \text{III-2}$$

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{p \cdot \Omega} \quad \text{III-3}$$

La resynchronisation peut se faire en mettant en mémoire deux des trois résidus respectivement à $T/3$ et à $2T/3$ ou bien en utilisant des filtres déphaseurs. Le suivi séparé des trois membres constituant l'indicateur F pourrait permettre "*a priori*" de distinguer la phase sur laquelle un déséquilibre est constaté et par conséquent celle où un défaut inter-spires est présent.

Cette approche permet de détecter un déséquilibre et donc un défaut de type inter-spires en considérant qu'aucune perturbation propre à la MSAP de départ (déséquilibre initial,..) ou survenant au cours de son fonctionnement (défaut mécanique,...) n'engendre de déséquilibres entre les phases.

Si l'on considère des défauts mécaniques, on peut d'abord considérer qu'en termes de fréquences leurs effets sur l'indicateur proposé ne sont pas directs spécialement si le nombre de paires de pôles de la machine est élevé.

D'autres part, si le spectre de la vitesse mécanique (et donc la position électrique) utilisée pour construire les estimations des courants contient les fréquences relatives à des défauts de décentrement ou à des ondulations de couple, alors celles-ci seront prises en compte dans l'indicateur proposé et celui-ci ne devrait pas y être sensible. Autrement dit, la modulation en phase et en amplitude engendrée par ces défauts sur la force électromotrice [Blö06], [Boi10] sera reflétée par le modèle de MSAP estimant les courants.

Les paragraphes suivants vont à présent détailler le modèle permettant d'obtenir les estimations des courants de phases à partir des mesures de vitesses et de position et des tensions de commande de sortie des régulateurs de courant.

A.c.Modélisation de la chaine de conversion d'énergie

Afin d'obtenir des résultats pertinents, il semble évident que le modèle de l'actionneur sain utilisé doit refléter le plus précisément possible la réalité de cet actionneur. Pour cela, nous devons modéliser la chaine de conversion de l'énergie

présentée Fig. I-1 au mieux, en considérant différents phénomènes. Le schéma suivant détaille ces phénomènes :

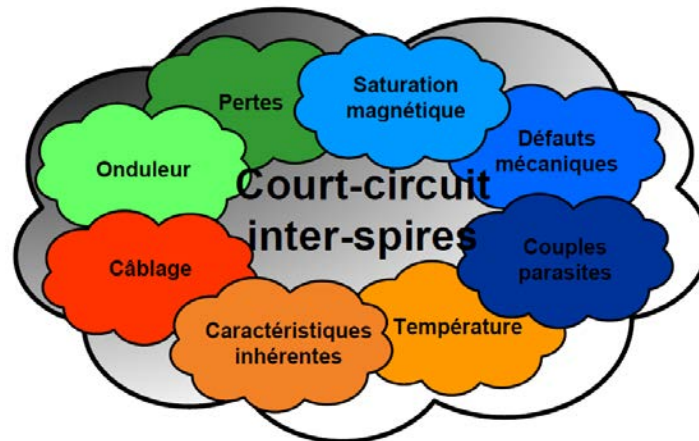


Fig. III-1: Différents paramètres influant sur la détection de défauts d'un entraînement électrique

En particulier, il conviendra de prendre en compte les effets de l'onduleur car du point de vue de la commande, il n'existe qu'un ensemble onduleur-machine et non une machine seule. En fonction du point de fonctionnement, les pertes dans l'onduleur ne sont pas toujours négligeables. Par ailleurs, les effets du câblage peuvent également influencer les résultats : l'onduleur étant placé plus ou moins loin de la MSAP, des fréquences parasites peuvent parfois intervenir. La température a bien évidemment une importance considérable : au niveau de l'onduleur elle influe sur les résistances dynamiques des composants tandis qu'au niveau de la machine, elle influe sur la valeur de la résistance des bobinages (augmentation avec la température) et sur les caractéristiques des aimants. Les récentes améliorations sur les structures compactes de MSAP dues à la réduction des masses et des volumes, amplifient l'impact de la température sur les bobinages mais également les effets de la saturation magnétique. Enfin, comme nous l'évoquions dans le paragraphe précédent, les couples parasites (comme par exemple des couples de détente ou des oscillations de couple) et défauts mécaniques peuvent occulter ou non la présence de défaut inter-spires.

Par conséquent, on peut envisager une détection performante de défaut inter-spires par une approche de type modèle et comparaison d'état dans la mesure où le modèle d'entraînement électrique utilisé tient compte de ces remarques. Dans les paragraphes B et C qui suivent, nous détaillerons l'intégration de ces différents phénomènes sur les modèles d'onduleur et de MSAP.

B. Modèle de l'alimentation par onduleur de tension à IGBT

B.a. Etage continu

L'étage continu est supposé délivrer une tension parfaitement constante. La source est également supposée non réversible d'où la présence d'une diode. On a alors les équations suivantes :

$$\begin{cases} V - V_d(i_l) - r \cdot i_l - l \cdot \frac{di_l}{dt} = U_{dc} \\ c \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = i_l - i_{dc} \end{cases}$$

III-4

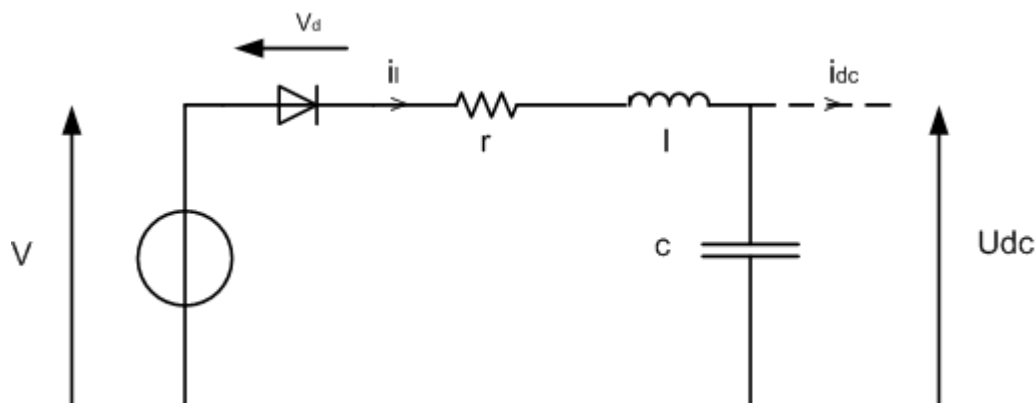


Fig. III-2: Modélisation de l'étage continu

Nous négligerons donc les ondulations de tension comme celles provenant d'un redressement de tensions triphasées. D'un point de vue expérimental, nous utiliserons une alimentation stabilisée non-réversible délivrant une tension constante $U_{dc} = 280V$. Dans le cas où l'on dispose d'une mesure précise de la tension de l'étage continu (U_{dc}), il n'est plus nécessaire d'utiliser une source stabilisée ou de prendre en compte le filtre d'entrée dans la modélisation.

B.b. Modèle de l'onduleur

B.b.1. Temps morts

Comme présenté dans [Nah01], il est possible de prendre en compte les temps morts imposés par l'onduleur pour éviter un court-circuit de bras et de définir ainsi des tensions de commande modifiées :

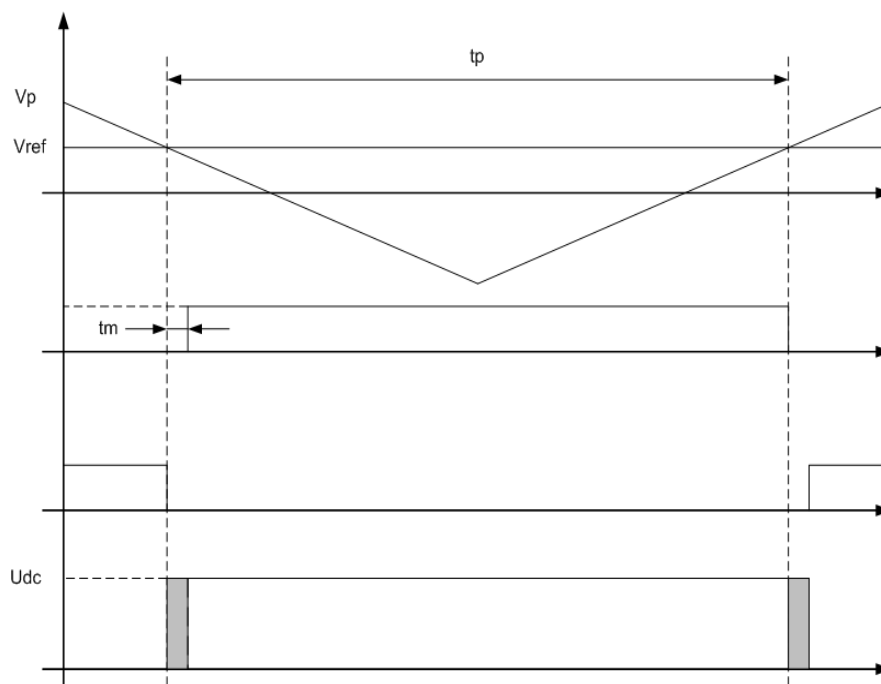


Fig. III-3: Effet d'un temps mort

La tension nécessaire à la compensation des temps morts (zones grises sur la figure ci-dessus) est à ajouter aux tensions de commande et vaut :

$$v_{temps\ morts} = \begin{bmatrix} sgn(i_a) \\ sgn(i_b) \\ sgn(i_c) \end{bmatrix} \cdot \frac{t_m}{t_p} \cdot U_{dc} \quad \text{III-5}$$

Nous pouvons également signaler que dans le cas où les trois bras de l'onduleur présentent des temps morts différents, et dans si aucune compensation n'est réalisée, la MSAP sera alimentée de manière déséquilibrée. Ainsi, lorsque l'on utilisera une boucle de courant, les tensions de références se déformeront de manière à assurer des courants sinusoïdaux (présence d'harmoniques de fréquences $2 \cdot f_{alim}$ dans le repère tournant). De même, si la compensation sur les trois phases est mal réalisée, la MSAP sera alimentée de manière déséquilibrée.

B.b.2. Pertes dans le convertisseur DC/AC

Nous considérerons des interrupteurs équivalents pouvant être représentés par une résistance série R_d et une chute de tension V_d [Hol02], [Lin02].

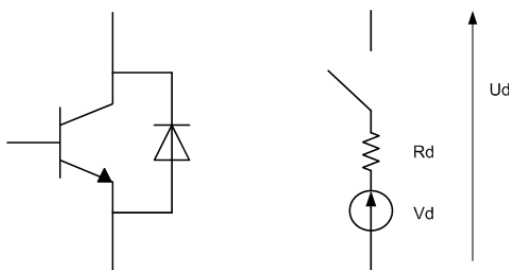


Fig. III-4: Modèle d'interrupteur

On peut alors penser à prendre R_d et V_d comme constant si l'on considère un comportement autour d'un point de fonctionnement. Nous pouvons également raisonner en termes de pertes par conduction et par commutation avec les données des constructeurs. Sans découpage nous mesurons directement $U_d(i_{dc})$ avec le montage suivant :

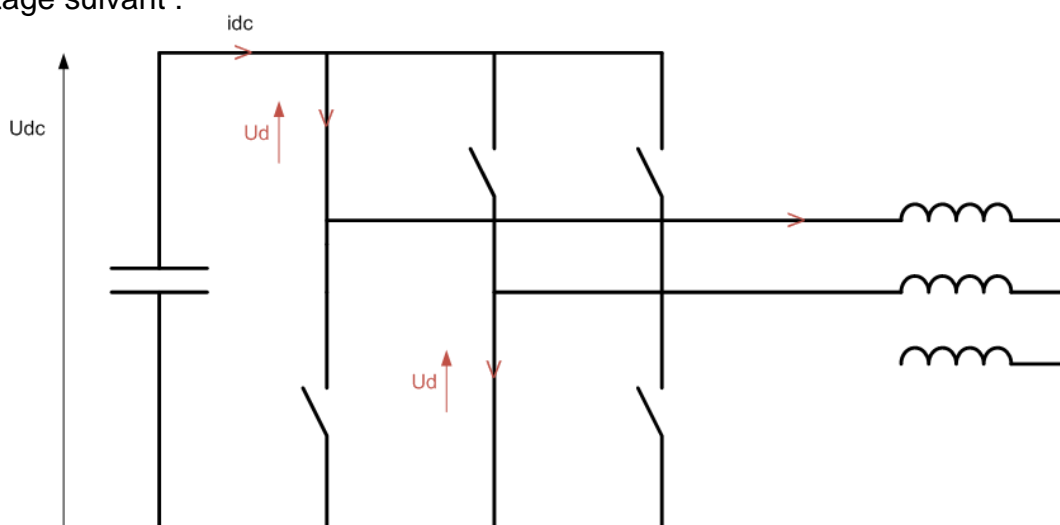


Fig. III-5: Montage pour le relevé de $U_d(i_{dc})$

Le test est effectué pour différentes valeurs de idc en faisant varier Udc . Nous supposons ensuite un comportement identique lorsque le courant est dans le sens opposé ce qui revient à considérer un comportement identique pour l'IGBT et la diode en conduction et ce pour les 6 interrupteurs. On obtient alors les résultats donnés par la figure Fig. III-6 où la tension Udc augmente avec idc .

Pour intégrer l'effet du découpage et donc les pertes par commutation, on peut s'aider des données fournies par le constructeur ou bien faire des essais donnant $Ud(idc)$ pour différentes fréquences de découpage. On aboutit alors sur :

$$P_{com} = 6 \cdot \frac{U_{dc}}{U_{dcnom}} \cdot f_d \cdot [E_{on}(idc) + E_{off}(idc) + E_{diode}(idc)] \approx V_{com}(idc) \cdot idc \quad \text{III-6}$$

Où f_d est la fréquence de découpage, E_{on} et E_{off} les énergies dissipées à l'ouverture et à la fermeture par les IGBT, E_{diode} l'énergie dissipée par la diode et U_{dcnom} la tension nominale du bus DC. Les pertes par commutation peuvent donc être modélisées par une chute de tension $V_{com}(idc)$ dépendant du courant. Les données du constructeur donnent: $V_{com} \approx 8.9 V$ constant à $10kHz$ et $U_{dc} = 280V$. On conserve donc au final :

$$v_{interrupteur} = \left[\underbrace{Ud(idc)}_{conduction} + \underbrace{V_{com}}_{commutation} \right] \cdot \begin{bmatrix} sgn(i_a) \\ sgn(i_b) \\ sgn(i_c) \end{bmatrix} \quad \text{III-7}$$

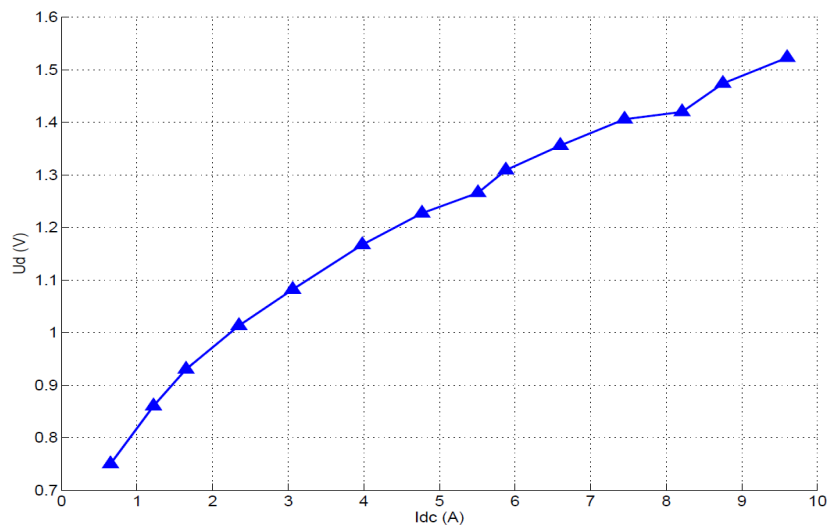


Fig. III-6: Evolution expérimentale de $Ud(idc)$

De la même manière que précédemment, une disparité des résultats selon le bras de l'onduleur entraîne par défaut une alimentation déséquilibrée et contribuera au "seuil" de l'indicateur de défaut inter-spires c'est à dire à sa valeur lorsque la machine est "saine". A partir des tensions issues des régulateurs de courant v_{abc}^* , nous définissons les tensions moyennes appliquées à la MSAP à l'aide de III-6 et de III-7 :

$$v_{abc} = v_{abc}^* - v_{interrupteur} + v_{temps\ morts} \quad \text{III-8}$$

Remarque: Le fait de tenir compte des non-linéarités de l'onduleur de tension est également renforcé par le fait que le matériel utilisé pour les résultats expérimentaux est souvent du matériel didactique. Dans le cas d'onduleurs de tension, les pertes et imperfections sont plus importantes que pour des onduleurs industriels ; il nous semble donc légitime de les modéliser.

La partie suivante détaille les modèles de machines saines utilisés pour générer les estimations des courants de phases \widehat{i}_{abc} à partir des tensions d'alimentation v_{abc} corrigées obtenues en tenant compte des temps morts et des pertes dans le convertisseur DC/AC.

C. Modèles de MSAP saines

C.a. Modèle linéaire dans le repère (abc)

Le premier modèle que l'on peut utiliser en termes de MSAP est un modèle de machines à aimants à pôles lisses en supposant un comportement linéaire des matériaux magnétiques et une répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer (Modèle MI). On a alors un modèle de type $R - L - E$ où E est la force électromotrice à vide de la MSAP :

$$v_{abc} = R_s \cdot i_{abc} + L_s \cdot \frac{di_{abc}}{dt} + e_{abc} \quad \text{III-9}$$

$$e_{abc} = -p \cdot \psi_m \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} \sin[\theta_e] \\ \sin[\theta_e - 2 \cdot \pi/3] \\ \sin[\theta_e + 2 \cdot \pi/3] \end{bmatrix} \quad \text{III-10}$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine, Ω la vitesse mécanique de rotation et ψ_m l'amplitude du fondamental de flux dans le repère (abc) . L'inductance cyclique L_s est donc prise comme constante tout comme la résistance R_s . Si l'on possède un capteur de température donnant la température des bobinages ou bien un modèle donnant la température en ligne, cette dernière peut être donnée par :

$$R_s = R_{s0} \cdot [1 + \alpha \cdot [T - T_0]] \quad \text{III-11}$$

où T la température en $^{\circ}C$, $T_0 = 20^{\circ}C$, R_{s0} est la résistance à $20^{\circ}C$, α la constante thermique du matériau utilisé en $^{\circ}C^{-1}$.

Il est également possible d'inclure un certain nombre d'harmoniques d'espace dans l'expression de la force électromotrice à vide. Les figures Fig. III-7 et Fig. III-8 donnent un exemple de la forme et de la décomposition en série de fourrier d'une force électromotrice de MSAP classique. La commande classique "sinus" de machine à aimants permanents étant effectuée sous l'hypothèse du premier harmonique d'espace, s'il y a présence d'harmoniques $6k \pm 1, k = 1,2,3 \dots$ dans la force électromotrice, les régulateurs de courant devront les compenser en créant des tensions de références v_{abc}^* comportant des harmoniques $6k \pm 1, k = 1,2,3$ dans le repère (abc) .

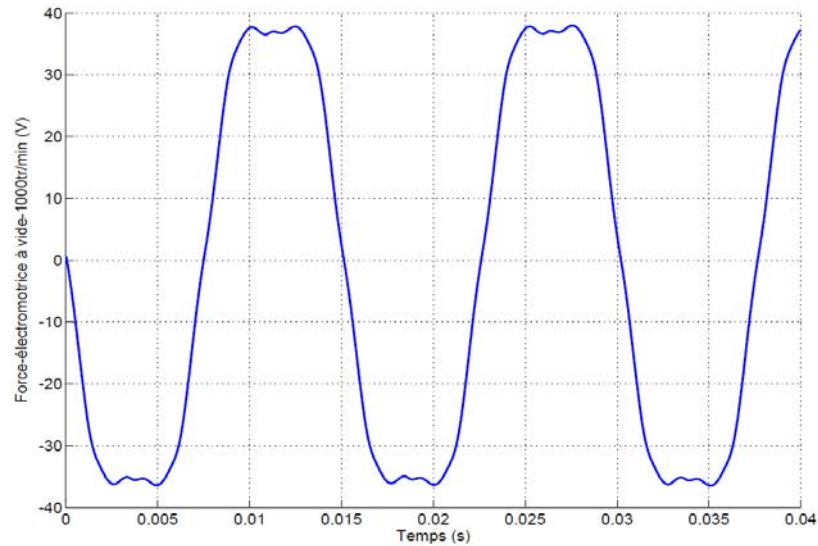


Fig. III-7: Forme d'onde d'une force électromotrice à vide pour 1000 tr/min

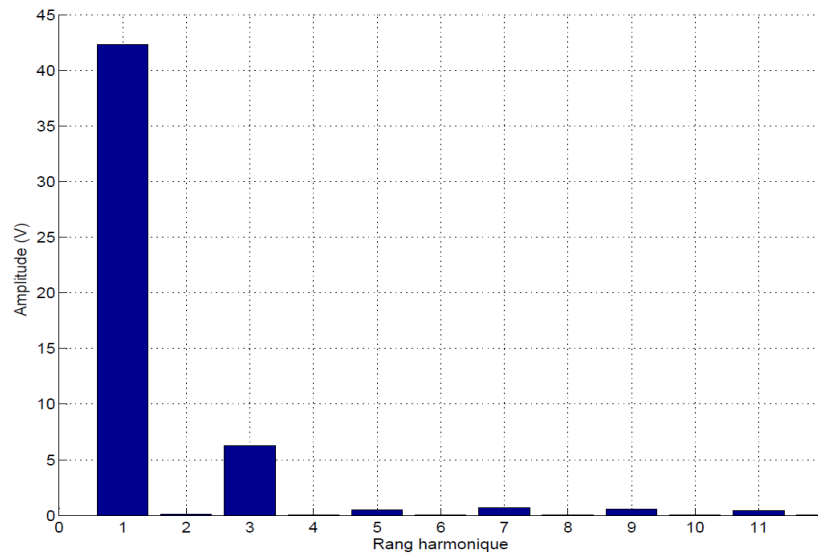


Fig. III-8: Décomposition spectrale d'une force électromotrice à vide pour 1000 tr/min

Remarque: Certains auteurs proposent d'ailleurs de considérer des transformations de Park dites "étendues" permettant d'inclure la présence d'harmoniques d'espace dans les forces électromotrices à vide. Dans [Kho08], on définit :

$$P(\theta_e + \mu) = \begin{bmatrix} \cos[\theta_e + \mu] & -\sin[\theta_e + \mu] \\ \sin[\theta_e + \mu] & \cos[\theta_e + \mu] \end{bmatrix} \quad \text{III-12}$$

$$\begin{cases} \sin[\theta_e + \mu] = -\frac{\psi_\alpha(\theta_e)}{\psi} \\ \cos[\theta_e + \mu] = \frac{\psi_\beta(\theta_e)}{\psi} \\ \psi = \sqrt{\psi_\alpha^2(\theta_e) + \psi_\beta^2(\theta_e)} \end{cases} \quad \text{III-13}$$

où: $\psi_{\alpha\beta}(\theta_e) = T_{32} \cdot \psi_{abc}(\theta_e)$, $\psi_{abc}(\theta_e)$ étant le flux des aimants à vide. Un des objectifs est alors de conserver un terme $e_{dq} = P(-(\theta_e + \mu)) \cdot T_{32}^t \cdot e_{abc}$ le plus constant possible. Ce modèle est limité et ne prend pas en compte les effets de

réaction d'induit et de saturation magnétique. Dans la suite, nous proposons des modèles permettant de prendre en compte ces effets.

C.b. Modèle en saturé limité au premier harmonique d'espace

Un des moyens de considérer la saturation magnétique et la réaction magnétique d'induit est de travailler dans le repère tournant (dq) (modèle MII) :

$$v_{dq} = R_s \cdot i_{dq} + L_{dq}(i_d, i_q) \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + p \cdot \Omega \cdot \Phi_{dq}(i_d, i_q) \quad \text{III-14}$$

$$\Phi_{dq}(i_d, i_q) = \begin{bmatrix} -\Phi_q(i_d, i_q) \\ \Phi_d(i_d, i_q) \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

$$L_{dq}(i_d, i_q) = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_d, i_q) & M_{dq}(i_d, i_q) \\ M_{dq}(i_d, i_q) & L_{qq}(i_d, i_q) \end{bmatrix} \quad \text{III-16}$$

Le fait de travailler dans le repère tournant permet de tenir compte relativement facilement de la saturation magnétique de la réaction magnétique d'induit et de l'effet croisé si le niveau de saturation reste imposé principalement par les aimants. La figure suivante montre l'effet du courant en quadrature sur le flux pour une bobine d'une machine saine. Sous l'effet du courant de quadrature, l'axe de la bobine ou de la phase en question se déplace ce qui entraîne un déphasage au niveau des flux calculés dans le repère (abc). Dans le repère dq , le flux direct diminue sous l'effet de la réaction d'induit provoquée par la composante en quadrature du courant accentuant la saturation magnétique de certaines zones statoriques (voir Fig. II-28). L'inconvénient est que le modèle est limité au premier harmonique d'espace et qu'il est plus lourd étant donné qu'il nécessite la connaissance de l'évolution des flux et inductances avec les courants i_d et i_q . Néanmoins, dans le cas de MSAP à pôles lisses, le courant direct est souvent maintenu nul, ce qui réduit la complexité du modèle. Nous conserverons, pour utiliser le modèle donné par III-14 les paramètres étant évalués par la méthode RDP (voir chapitre II).

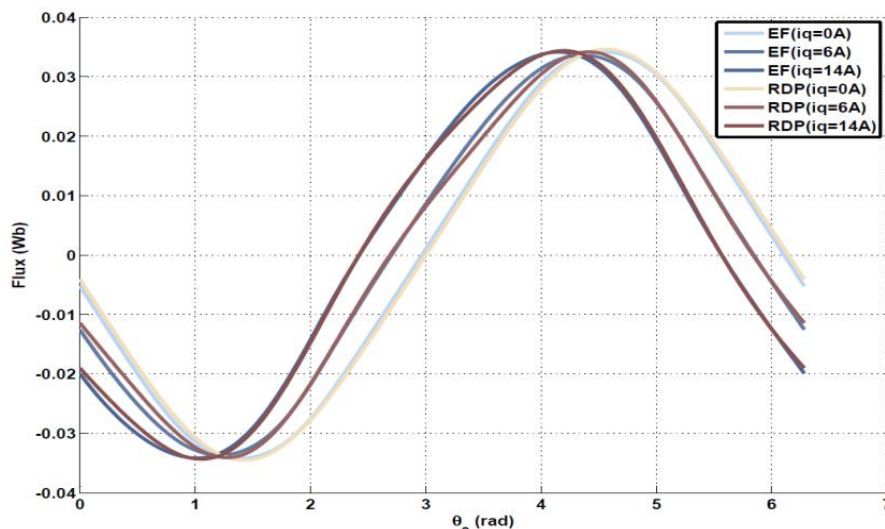


Fig. III-9: Exemple d'effet du courant en quadrature sur un flux de bobine de MSAP

C.c. Modèle en régime saturé incluant certains harmoniques d'espace

C.c.1. Modèle général

Si l'on souhaite inclure la présence d'harmoniques d'espace, il faut considérer que les composantes directe et en quadrature du flux statorique dépendent de la position électrique III.C.b. Les équations s'écrivent alors (modèle MIII) :

$$v_{dq} = R_s \cdot i_{dq} + L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + p \cdot \Omega \cdot A(i_d, i_q, \theta_e) \quad \text{III-17}$$

$$A(i_d, i_q, \theta_e) = \begin{bmatrix} A_d(i_d, i_q, \theta_e) \\ A_q(i_d, i_q, \theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Phi_q(i_d, i_q, \theta_e) + \frac{\partial \Phi_d}{\partial \theta_e}(i_d, i_q, \theta_e) \\ \Phi_d(i_d, i_q, \theta_e) + \frac{\partial \Phi_q}{\partial \theta_e}(i_d, i_q, \theta_e) \end{bmatrix} \quad \text{III-18}$$

$$L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) = \begin{bmatrix} L_{dd}(i_d, i_q, \theta_e) & M_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) \\ M_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) & L_{qq}(i_d, i_q, \theta_e) \end{bmatrix} \quad \text{III-19}$$

En ce qui concerne la détection de défaut inter-spires et plus particulièrement la recherche de déséquilibre pour un fonctionnement en ligne, la présence d'un déséquilibre initial ou inhérent à la machine (présent de fait sur la machine) peut dégrader les informations données par les indicateurs de défauts. En effet, un tel phénomène ne doit pas être interprété comme un défaut puisqu'il est propre à la machine donnée. Il constitue souvent une partie relativement importante du seuil initial d'un indicateur de défaut inter-spires (valeur de l'indicateur lorsque la machine est "saine") et est lié à un défaut de fabrication (assemblage) ou bien à l'utilisation d'un certain bobinage n'assurant pas des têtes de bobines identiques sur les différentes phases. Compte tenu de la construction des machines et de la présence des têtes de bobines, il est toutefois difficile de le rendre parfaitement nul. D'un point de vue pratique, ce déséquilibre se traduit par la présence d'harmoniques de rang 2 dans le repère rotorique [Cru01], [You07], [Boi10].

C.c.2. Prise en compte de défaut de construction

Nous donnons ici un exemple de déséquilibre initial que nous pensons avoir rencontré au cours de nos travaux. Les récentes topologies de machines aimants permanents ont fait appel à des machines utilisant des bobinages dentaires permettant ainsi de réduire la longueur des têtes de bobines et donc de rendre les MSAP plus compactes et performantes [EIR10], [For10], [Vel11]. Néanmoins, en plus des contraintes mécaniques que ces bobinages impliquent en termes d'équilibrage des forces radiales, plusieurs techniques d'assemblages ont été utilisées pour la construction de ces machines. La figure Fig. III-10 montre 2 types d'assemblage pour machines à plots bobinés (a. et b.). Un des points importants est la qualité de ces assemblages : en effet, on peut parfois retrouver la présence d'entrefers parasites ayant pour effet d'introduire des déséquilibres inhérents à la MSAP et constituant un point important vis à vis des techniques de détections de défaut appliquées à ces machines. Le modèle présenté avec III-17 permet de tenir compte de ces imperfections en incluant la présence d'harmoniques pairs.

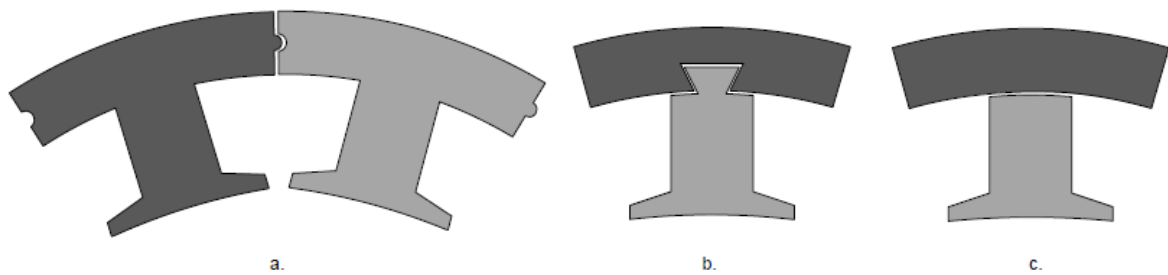


Fig. III–10: Exemple d'assemblage pour machines à plots: a. Modulaire b.Classique c.Modèle adopté

Prenons l'exemple d'une machine dotée de 18 plots bobinés et de 16 aimants en surface au rotor assemblée avec le modèle d'entrefer parasite donné en *c.* sur la figure Fig. III–10. Supposons la présence d'un entrefer parasite d'épaisseur e_p sur une seule dent (voir Annexes B.c.2). La première conséquence est la présence d'harmonique de rang 2 dans les flux direct et en quadrature comme le montre la figure suivante :

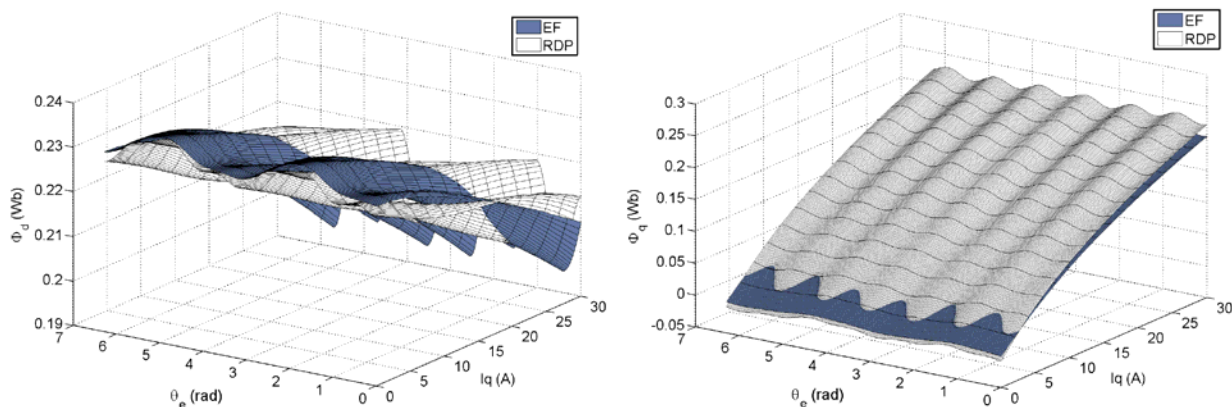


Fig. III–11: Flux direct et en quadrature en présence d'harmoniques de rang 2 obtenu par EF et RDP pour $e = 0.2mm$

On observe que le phénomène peut être approché par un modèle basé sur une identification par RDP comme dans le chapitre précédent. L'amplitude et la phase de l'harmonique de rang 2 dépend de l'épaisseur e_p de l'entrefer parasite considéré et de sa position dans la tôle. L'augmentation du courant de quadrature diminue très légèrement son amplitude. Les figures suivantes montrent l'évolution du contenu harmonique des flux direct et en quadrature en fonction du courant de quadrature pour différents épaisseurs d'entrefers parasites obtenus par éléments finis (EF) et réseau de perméances (RDP).

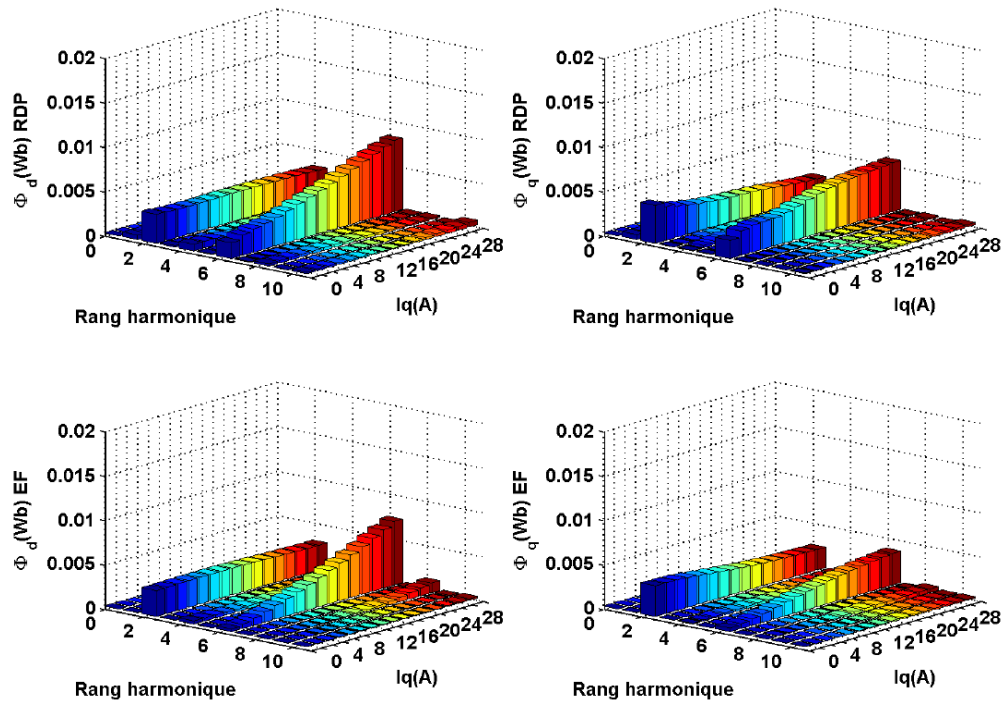


Fig. III-12: Contenu harmonique des flux directs et en quadratures en fonction i_q pour $e = 0.2mm$ obtenus par EF (en bas) et RDP (en haut)

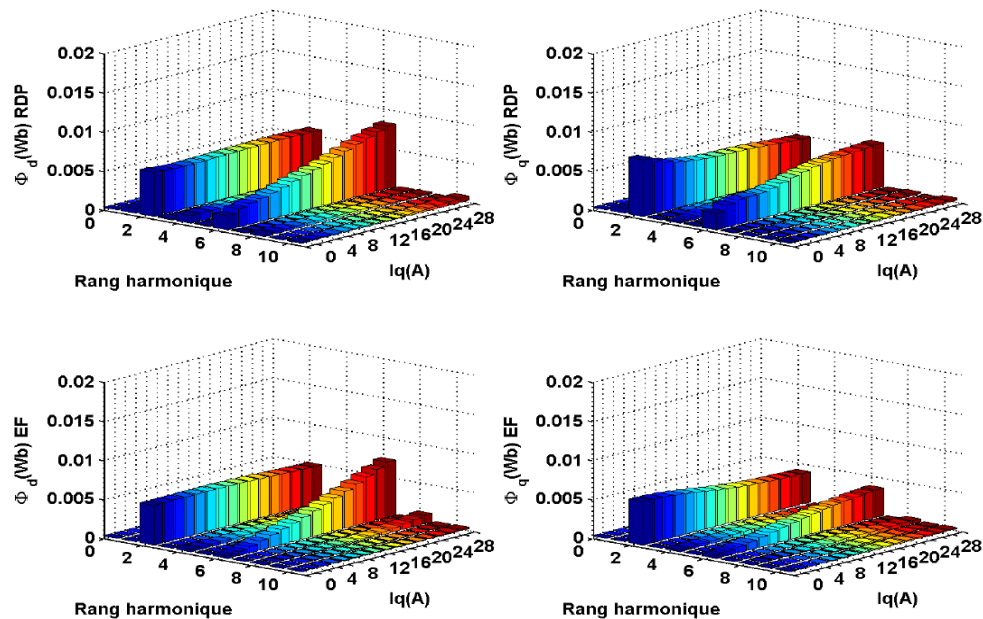


Fig. III-13: Contenu harmonique des flux directs et en quadratures en fonction de i_q pour $e = 0.4mm$ obtenus par EF (en bas) et RDP (en haut)

Les figures Fig. III-12 à Fig. III-15 montrent que le modèle RDP est capable de donner une bonne approximation des flux direct et en quadrature en fonction de i_q et de θ_e . L'harmonique de rang 2 est bien estimé tandis qu'un bon ordre de grandeur est donné pour l'harmonique de rang 6. Par dérivation, les inductances dynamiques et les dérivées des flux par rapport à la position sont relativement bien approchées par RDP. Néanmoins, vu les écarts sur l'harmonique de rang 6 notamment sur le flux en quadrature, nous conserverons, pour utiliser le modèle donné par III-17, les paramètres limités aux harmoniques de rang 3 issus de la méthode RDP. En effet, le

modèle basé sur la méthode RDP permet d'estimer assez précisément des harmoniques pour la détection de défaut.

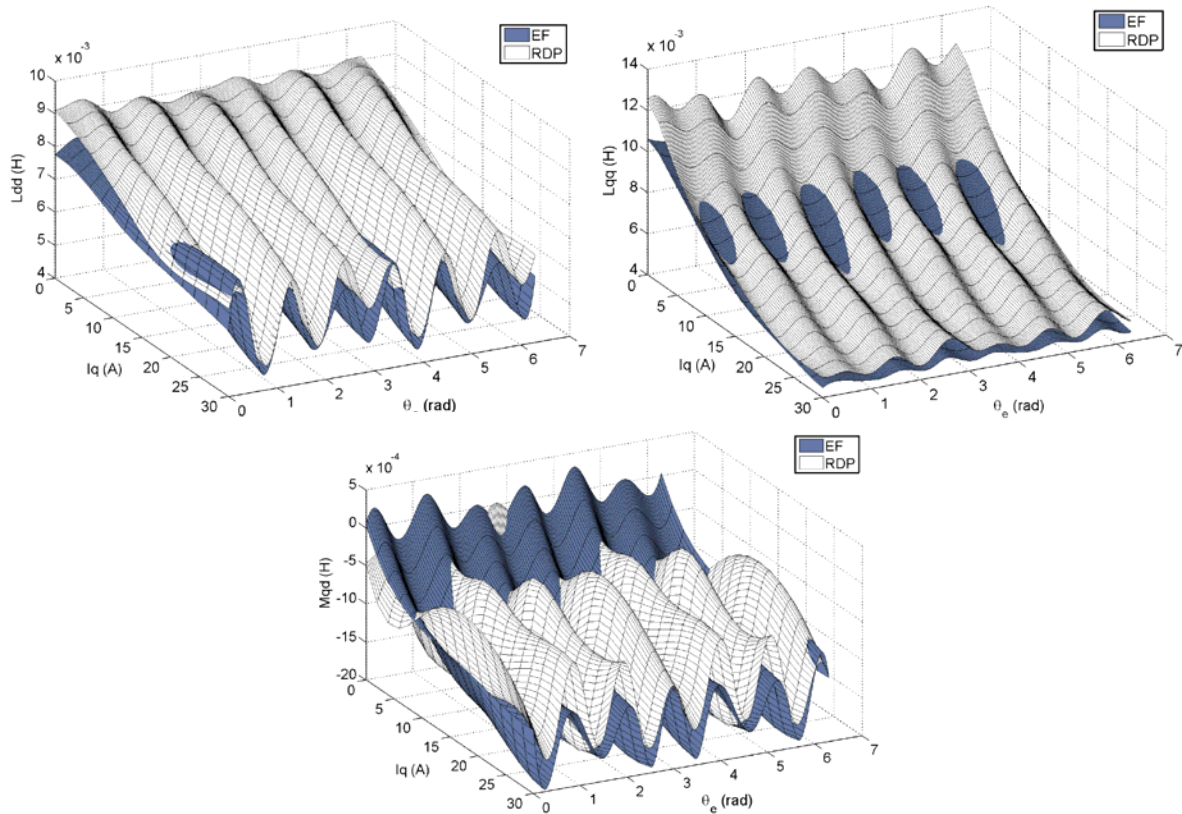


Fig. III-14: Allure des inductances dynamiques en fonction de i_q et de θ_e pour $e = 0.2mm$ obtenus par EF et RDP

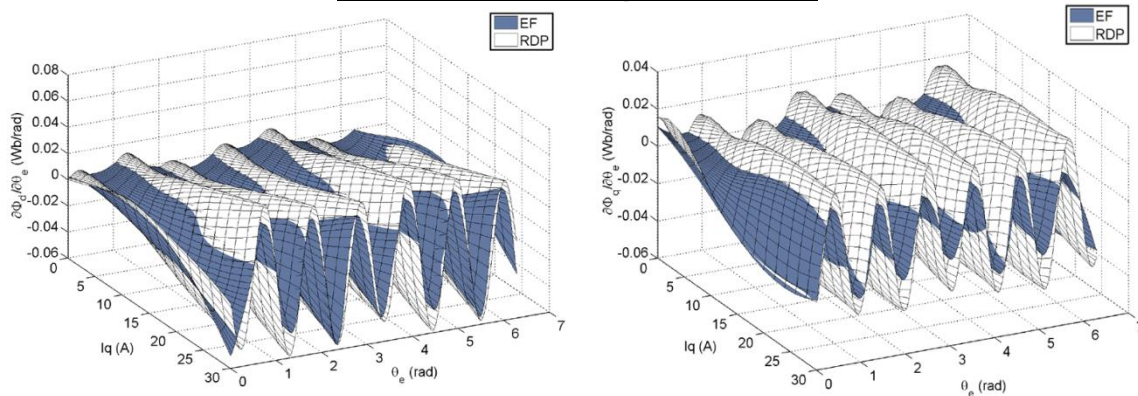


Fig. III-15: Allure de la dérivée par rapport à θ_e des flux direct et en quadrature en fonction de i_q et de θ_e pour $e = 0.2mm$ obtenus par EF et RDP

Une seconde conséquence de la présence d'entrefers parasites sur des machines à plots est la présence d'un couple de détente non-négligeable. La périodicité de ce couple de détente varie selon le nombre de plots bobinés et d'aimants en surface. Dans le cas étudié, ce couple pulse à une fréquence correspondant à deux fois la fréquence électrique, ce qui a pour effet de créer a priori des harmoniques de rang 2 dans la vitesse mécanique et dans le courant de quadrature selon la régulation utilisée (courant ou vitesse) et le réglage des régulateurs alors qu'en réalité son amplitude est très faible [Lap07]. Cela constitue là encore un facteur d'erreur pour les indicateurs de défauts inter-spires recherchant un déséquilibre. La figure Fig. III-16 montre le couple de détente sur une MSAP 18 – 16

résultant de la présence d'un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2mm$ sur une dent et sur deux dents séparées de $\gamma = 2\pi/18$.

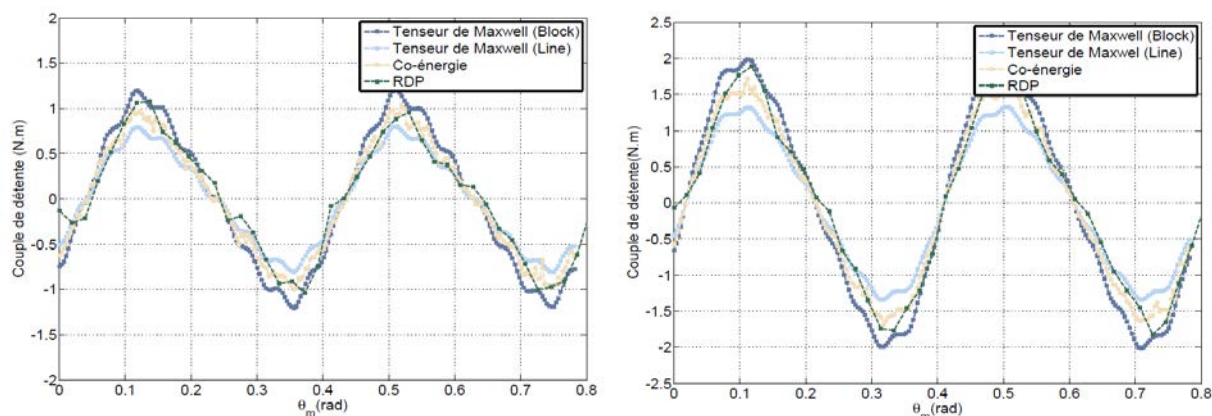


Fig. III-16: Couple de détente obtenu par EF et RDP pour $e = 0.2mm$ sur une dent (gauche) et sur deux dents séparées de $\gamma = 2\pi/18$ (droite)

Les résultats sont issus de calculs par éléments finis réalisés sous [FEMM] en utilisant différentes méthodes. La première est l'application du tenseur de Maxwell sur le rotor (block) et sur un contour fermé dans l'entrefer (line). La seconde méthode consiste à calculer la co-énergie dans la machine puis à la dériver par rapport à la position mécanique θ_m avec la fonction "gradient" de Matlab [Matlab]. La même méthode peut être utilisée avec le réseau de perméances via II-60. On observe que les résultats sont proches quelle que soit la variante utilisée et le cas de figure. Les résultats utilisant la co-énergie sont encadrés par les résultats provenant de la méthode basée sur le tenseur de Maxwell. Le fait d'avoir plusieurs dents dotées d'un entrefer parasite de valeur différente éventuellement joue sur l'amplitude et modifie assez peu la forme du couple dans le cas de la machine étudiée Fig. III-16. La figure Fig. III-17 donne la décomposition spectrale de ce couple de détente La figure ci-dessus donne le spectre du couple de détente provenant de la présence d'un entrefer parasite sur une seule dent de la machine étudiée. On a réalisé la moyenne des 3 méthodes EF et on y a superposé les résultats obtenu par RDP.

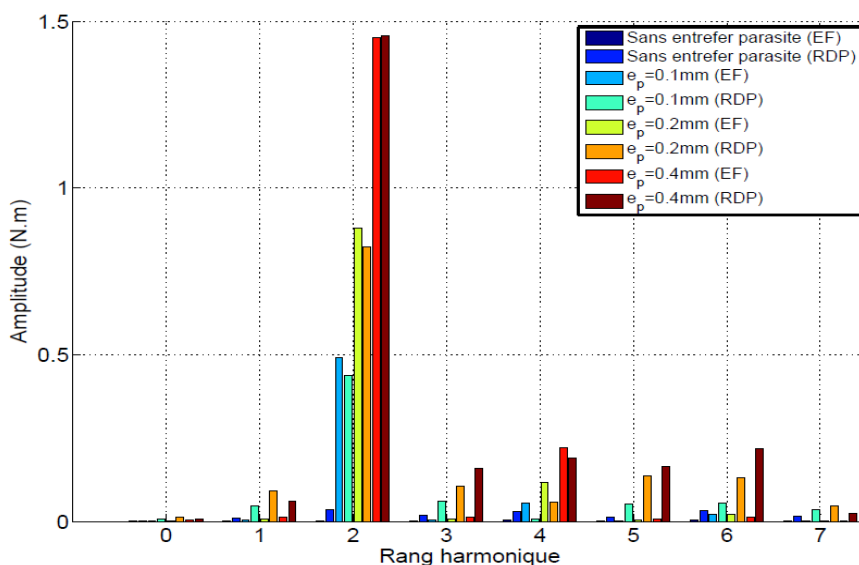


Fig. III-17: Contenu harmonique du couple de détente obtenu par EF (moyenne des méthodes) et RDP pour différentes épaisseur e_p d'entrefer parasite sur une seule dent

On observe que la fréquence principale qui ressort correspond à deux fois la fréquence électrique. Naturellement, plus l'épaisseur augmente plus l'amplitude du couple de détente augmente. On observe que les résultats fournis par RDP sont proches de ceux obtenus par EF pour le rang 2. De manière plus générale, le problème posé par la présence d'entrefers parasites est que leurs répartitions et leurs épaisseurs dans la machine sont inconnues. De plus, rien ne nous assure que, pour un déséquilibre donné (amplitude et phase des harmoniques pairs par exemple), il existe une et une seule configuration d'entrefers parasites possible. Néanmoins, nous avons vu qu'ils créaient (en ce qui concerne le cas étudié d'une MSAP 18 – 16) des harmoniques pairs dans les composantes directes et en quadrature du flux statoriques d'amplitude et de phase variables selon la configuration étudiée : on peut nommer cela comme une "conséquence magnétique" imposant un déséquilibre électrique de fait. La présence d'un couple de détente d'amplitude non négligeable est une "conséquence mécanique" qui posera des problèmes notamment à basse vitesse.

C.d.Pertes fer

C.d.1.Estimation

Les modèles de machines peuvent être complétés par la prise en compte des pertes fer. Pour une machine classique constituée d'un assemblage de tôles au stator et au rotor, les pertes fer dépendent "à priori" de la vitesse de rotation, des courants (niveau de saturation), de la nature et de l'épaisseur de la tôle utilisée. Un bon ordre de grandeur peut alors être donné par la formule de Bertotti en considérant les pertes fer à vide et en supposant une induction sinusoïdale dans le fer [**Lat06**], [**Vel11**]. Il est cependant intéressant de tenir compte de l'influence des courants surtout lorsque des stratégies de commande spécifiques (défluxage) sont utilisées [**Mag04**]. Si l'on veut tenir compte des harmoniques d'espace et des courants, le plus simple est souvent d'utiliser des logiciels de calcul de champ. L'essentiel des pertes fer se situe alors dans le stator car la culasse rotorique et les aimants ont souvent une induction plutôt constante. Dans le cas où il y a des parties massives (aimants, culasse rotorique,...), la question de la régularité des courants induits dans ces pièces est posée. Bien que des règles d'adaptation 2D/3D existent, là encore, l'utilisation de logiciels de calcul de champ 3D est requise surtout lorsque la longueur active de la machine est faible [**Gau05**].

Dans notre cas, (qui est ici le prototype aéronautique 18 – 16), la culasse statorique est aussi massive. L'objectif recherché est de créer un couple se comportant comme un frottement sec (lié aux pertes par hystérésis) et un autre se comportant comme un frottement visqueux (lié aux pertes par courants de Foucault). Nous considérerons donc que les pertes fer dans la culasse rotorique, dans les aimants et dans les dents sont négligeables devant celles dans la culasse statorique. Le constructeur nous fournit ci-après l'évolution des pertes fer à vide au stator en fonction de la vitesse mécanique de rotation pour une induction de $1.5 T$.

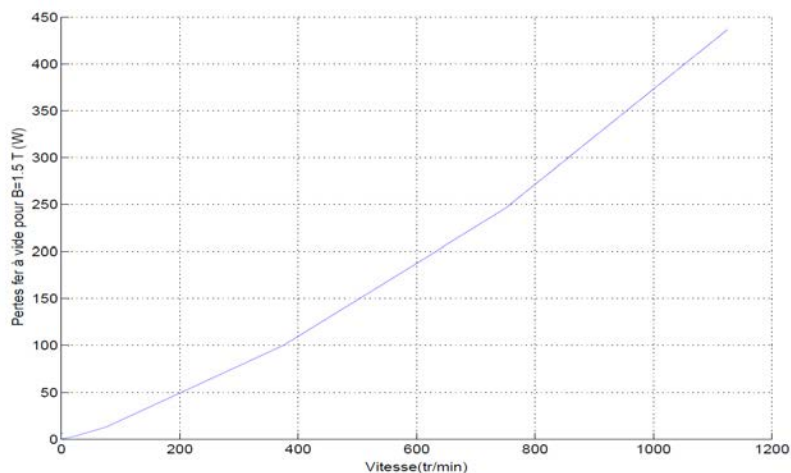


Fig. III-18: Pertes fer dans le culasse statorique massive de la MSAP 18 – 16 en fonction de la vitesse pour $B = 1.5T$ à vide

C.d.2. Intégration dans un modèle de MSAP

Plusieurs manières peuvent être envisagées pour intégrer la présence de pertes fer dans un modèle de MSAP. La première est d'utiliser une résistance fer R_{fer} en parallèle de la tension d'alimentation à l'image des machines asynchrones. Cette résistance peut alors se trouver en amont ou en aval de la résistance des bobinages de la MSAP [Vid04].

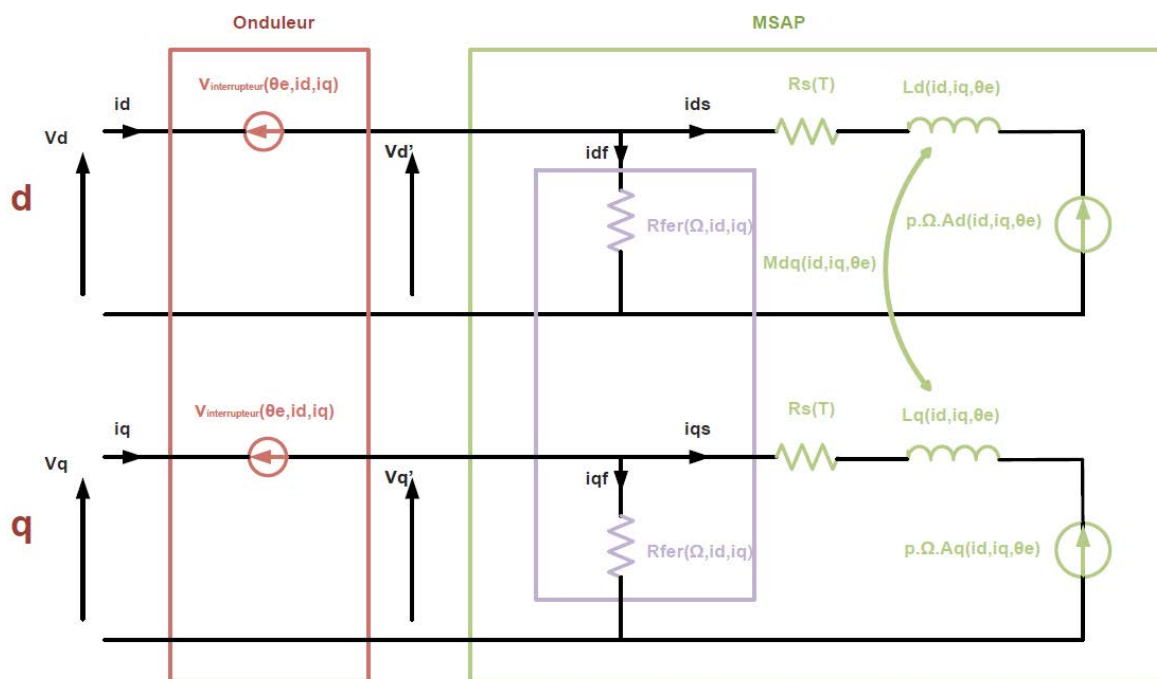


Fig. III-19: Modèle global de l'ensemble Onduleur-MSAP

On a alors le cas général où les pertes fer dépendent des courants et de la vitesse de rotation (fréquence d'alimentation).

$$\begin{cases} i_d = i_{ds} + v_d' / R_{fer}(\Omega, i_d, i_q) \\ i_q = i_{qs} + v_q' / R_{fer}(\Omega, i_d, i_q) \end{cases}$$

III-20

Elles peuvent également être vues comme un couple frein venant s'ajouter aux différents couples freins d'origine mécanique. On a alors :

$$P_{fer}(\Omega, i_d, i_q) = k_1(i_d, i_q) \cdot \Omega + k_2(i_d, i_q) \cdot \Omega^2 + \dots \quad \text{III-21}$$

$$\Gamma_{fer}(\Omega, i_d, i_q) = k_1(i_d, i_q) + k_2(i_d, i_q) \cdot \Omega + \dots \quad \text{III-22}$$

Dans le cas où seules les pertes à vide sont prises en compte et où l'on considère des pertes évoluant de manière linéaire avec la vitesse (pertes fer de type hystérésis par exemple), on a alors un "couple fer" constant. Si l'on tient compte à la fois des pertes par hystérésis (proportionnelles à la vitesse) et par courants de Foucault, (proportionnelles au carré de la vitesse), le "couple fer" comprend une composante de type frottement sec et une autre de type frottement visqueux (III-22).

D. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser les modèles développés dans les paragraphes III.B et III.C pour construire l'indicateur de défaut donné par III-2. Ensuite, par simulation et en considérant les modèles de défaut établis au chapitre II, nous allons tester le potentiel de l'approche et le comparer à des approches déjà étudiées comme par exemple celles traitées dans [Boi10].

D.a. Mise en place de l'indicateur de défaut inter-spires

Avec III-8 et le modèle linéaire standard donné par III-12, nous obtenons les estimations des courants de phases :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = [L_s]^{-1} \cdot \left[\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right] \quad \text{III-23}$$

Avec III-8 et le modèle en régime saturé au premier harmonique d'espace donné par III-14, nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = [L_{dq}(i_d, i_q)]^{-1} \cdot \left[P(-\theta_e) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - p \cdot \Omega \cdot \Phi_{dq}(i_d, i_q) \right] \quad \text{III-24}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{III-25}$$

Avec III-8 et le modèle en régime saturé intégrant certains harmoniques d'espace donné par III-17, nous obtenons finalement :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = [L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e)]^{-1} \cdot \left[P(-\theta_e) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - p \cdot \Omega \cdot A_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) \right] \quad \text{III-26}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{III-27}$$

D.b. Sur une MSAP classique peu saturée

D.b.1. Premiers résultats

Nous présentons dans ce paragraphe une série de résultats de simulation concernant une MSAP peu saturée. Pour cela, on considère un modèle de MSAP simple décrit en III.C.a. Le modèle de l'onduleur utilisé est celui présenté en III.B.b. en prenant toutefois R_d et V_d constants. L'indicateur de défaut, défini par l'équation

III-2 est implanté en parallèle de la commande, de manière non-invasive. La machine simulée est une MSAP à aimants permanents à pôles lisses sur laquelle 1/2 phase est en court-circuit Fig. II-8. La sévérité du défaut est contrôlée par la résistance de défaut R_f . Vu la configuration de défaut et sachant que la machine est peu saturée, c'est le modèle mis en place dans II.B qui est utilisé pour simuler la machine en présence de défauts. Du point de vue commande, la machine est contrôlée en courant par le biais de régulateurs de type *PI*. Le point de fonctionnement est :

$$\begin{cases} i_{dref} = 0 A \\ i_{qref} = 15 A \end{cases} \quad \text{III-28}$$

La charge est réglée de telle sorte que la vitesse mécanique de rotation soit fixée à 1000 *tr/min*, quelle que soit la valeur de la résistance de court-circuit R_f dans le but de maintenir un point de fonctionnement constant (i_d, i_q, N fixés). La figure Fig. III-20 donne les courants de phases réels et estimés. Grâce à III-1, on obtient ensuite les résidus qui semblent former un système triphasé. Puis, on resynchronise deux des trois résidus comme le montre le dernier graphe. L'indicateur final donné par III-2 est ensuite amplifié et filtré par un filtre passe-bas.

La figure Fig. III-21 donne pour plusieurs valeurs de R_f la tension de référence de la phase a , le courant de défaut i_f et la valeur de l'indicateur formé grâce aux résidus rephasés et à III-2, en régime permanent. On observe que plus R_f diminue plus la tension de référence se déforme pour maintenir des courants de phases sinusoïdaux et plus notre indicateur augmente. On observe que dès que R_f atteint 20Ω , l'indicateur passe de 0.4 à 20 ce qui permet de détecter aisément le défaut. Il atteint la valeur de 73 pour $R_f = 5\Omega$. Il convient néanmoins de prendre ces résultats avec précaution puisque sur banc d'essai, le niveau de sévérité de défaut à partir duquel nous détectons le défaut risque d'être plus élevé compte tenu des mesures et de l'incertitude sur les paramètres de la véritable machine. Il convient aussi de se rappeler que le défaut implique une demi-phase ce qui est assez conséquent. (voir Fig. II-8).

La figure Fig. III-22 représente l'amplitude de l'indicateur de défaut dans le plan courant-vitesse pour différentes valeurs de R_f toujours en considérant 1/2 phase en défaut. On observe que quelque soit le point de fonctionnement, nous détectons aisément le défaut pour $R_f = 5\Omega$. Les mêmes conclusions peuvent être tirées pour le cas où $R_f = 10\Omega$. On observe néanmoins que la détection est moins aisée lorsque la vitesse est faible. Ceci s'explique par le fait que le courant de défaut dépend fortement de la force électromotrice de la partie court-circuitée et donc de la vitesse : lorsque celle-ci est faible, le courant de défaut est limité donc le déséquilibre introduit est faible et est donc difficile à détecter.

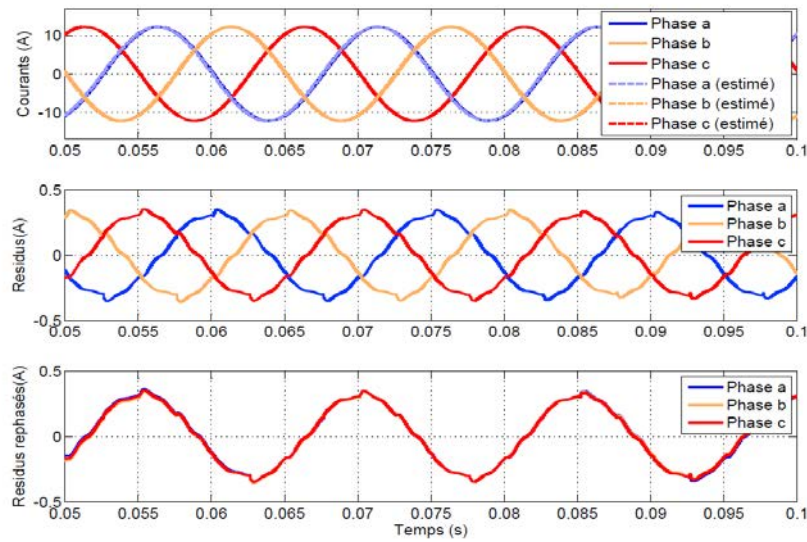


Fig. III–20: De haut en bas: courants de phases et leurs estimations, résidus et résidus rephasés

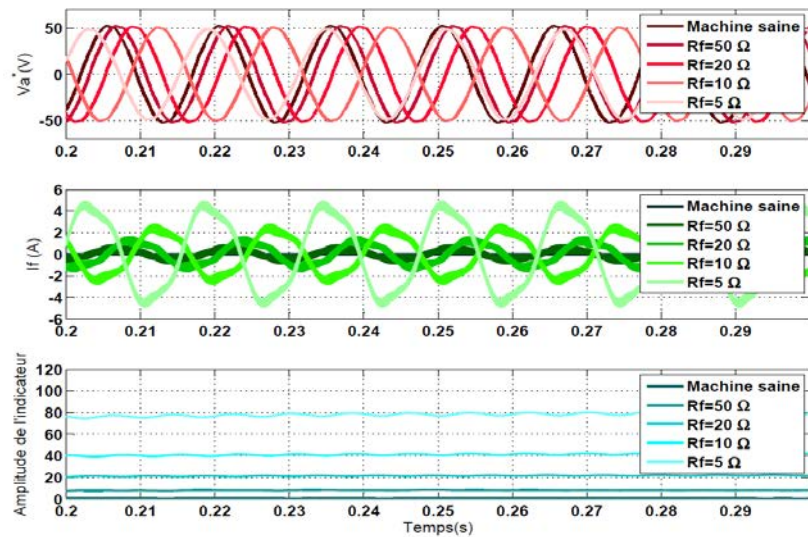


Fig. III–21: De haut en bas: tension de commande (phase a), courants de défauts et amplitude de l'indicateur de défaut pour différentes valeurs de R_f

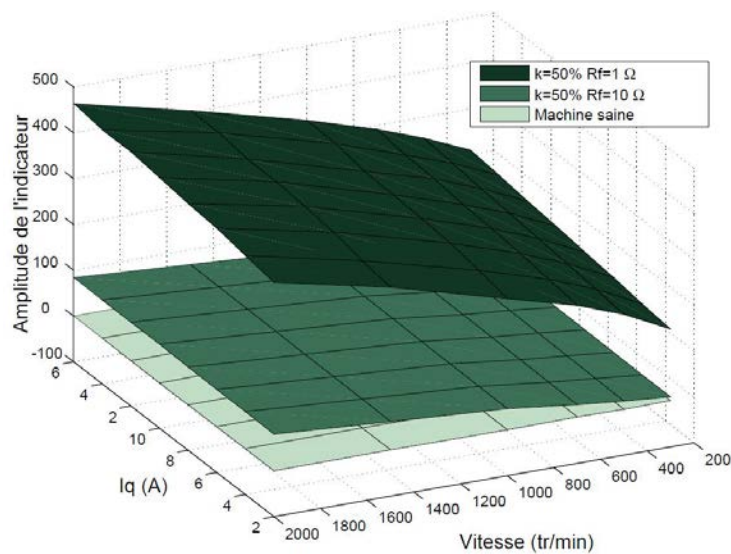


Fig. III–22: Amplitude de l'indicateur de défaut dans le plan courant-vitesse pour différentes valeurs de R_f

D.b.2. Comparaison avec une approche basée sur l'étude des données

Dans ce paragraphe, nous comparons par simulation l'approche développée à celle proposée dans [Boi10] dont l'indicateur est donné par I-24. Tout d'abord, nous évaluons les indicateurs en termes de sensibilité pour un point de fonctionnement fixé ($i_{qref} = 15 A, N = 1000 tr/min$). La figure Fig. III-23 donne l'amplitude de l'indicateur en fonction du logarithme de la résistance de défaut R_f . On observe que l'approche proposée est légèrement plus sensible que celle issue de [Boi10] utilisant I-24. La différence se fait sur les valeurs inférieures à 10Ω . La figure Fig. III-24 donne le comportement dans le plan couple-vitesse. Comparé à la Fig. III-22, il semble que l'approche développée ici permet d'être plus sensible à basse vitesse et moins dépendante du niveau du courant de quadrature.

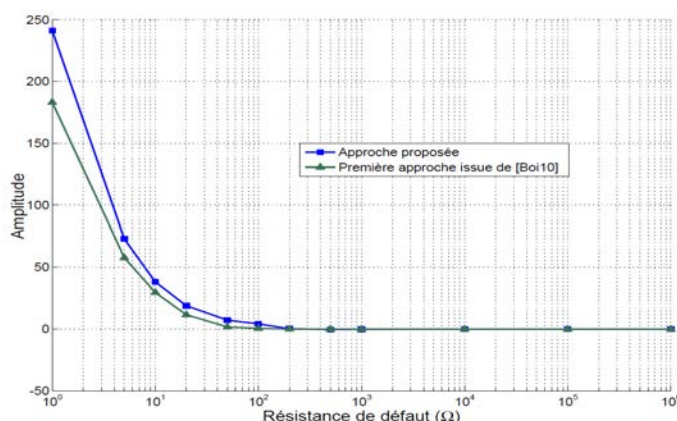


Fig. III-23 : Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10] pour différentes valeurs de R_f (échelle logarithmique) pour le point $i_q = 15A - N = 1000tr/min$

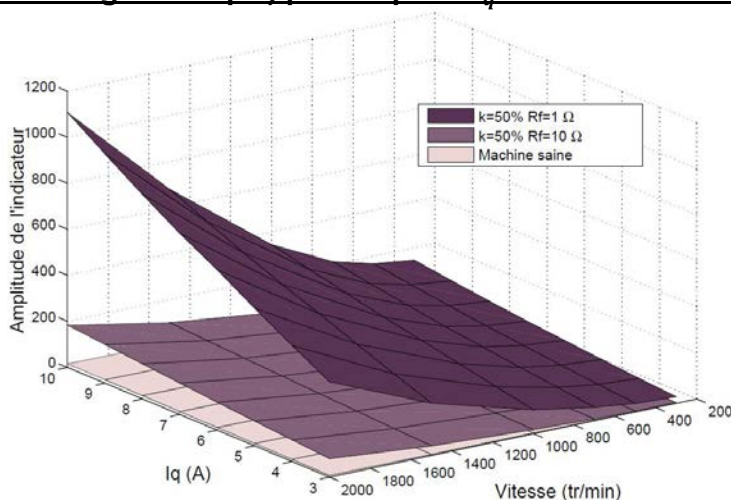


Fig. III-24: Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10] dans le plan courant-vitesse pour différentes valeur de R_f

Les résultats de simulation présentés précédemment sont encourageants vis-à-vis de la sensibilité de l'indicateur proposé et de sa capacité à détecter un défaut inter-spores pour différents points de fonctionnement. Ces résultats doivent être relativisés d'une part par le fait qu'il s'agit de simulations et d'autres part par le fait que le déséquilibre introduit par 1/2 phase en défaut est considérable. Néanmoins, comparé à une approche "data-based" (voir I.D), l'approche présente l'inconvénient majeur de dépendre d'un certain nombre de paramètres. Une étude de sensibilité est proposée dans le paragraphe suivant afin de montrer les conséquences des

incertitudes au niveau des paramètres de la MSAP sur l'indicateur de défaut inter-spores proposé.

D.b.3. Incertitudes sur les paramètres

Nous considérons le cas d'une demi-phase en court-circuit sous $R_f = 10\Omega$. L'objectif de ce paragraphe est d'examiner l'impact d'incertitudes sur les principaux paramètres de la machine dans le cas d'un modèle simple développé au paragraphe III.C.a. On considère pour cela :

$$\begin{cases} L_s = L_s \pm \Delta L_s \\ \psi_m = \psi_m \pm \Delta \psi_m \\ R_s = R_s \pm \Delta R_s \end{cases} \quad \text{III-29}$$

Nous fixons l'incertitude sur L_s et sur R_s à $\pm 20\%$ compte tenu des phénomènes tels que la saturation ou la température. Elle est fixée à $\pm 10\%$ sur ψ_m qui dans le cas d'un dimensionnement correct ne doit pas varier énormément du fait de la réaction d'induit. Les résultats sur les figures Fig. II-25 à Fig. II-27 donnent l'écart relatif provenant des incertitudes sur les paramètres. La résistance et l'inductance peuvent influencer sur l'indicateur basé sur les résidus jusqu'à 25% de sa valeur (comparé au cas où les paramètres sont exacts ou identiques) compromettant ainsi la détection de défaut.

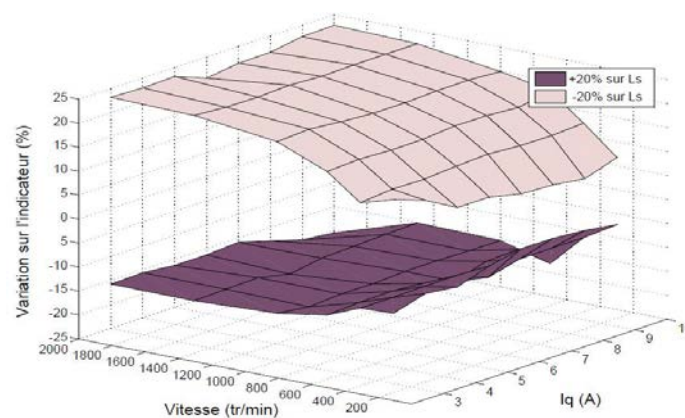


Fig. III-25: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur L_s .

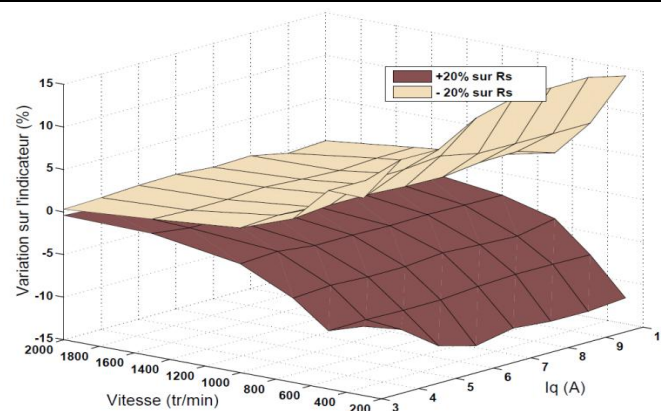


Fig. III-26: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur R_s .

La résistance a plus d'effet à basse vitesse qu'à haute vitesse. C'est l'inverse pour l'inductance qui est ici supposée constante (voir III.C.a). Les incertitudes sur ψ_m ont visiblement moins d'impact sur l'indicateur. En fait, comme l'erreur introduite

entraîne une estimation erronée des trois courants de phase et compte tenu de la formulation de l'indicateur, l'erreur sur l'indicateur est faible car l'incertitude sur ψ_m (flux des aimants à travers les bobines statoriques) introduira uniquement une erreur sur une chute de tension indépendante du courant ce qui n'est pas le cas pour R_s et L_s . Ces constatations soulignent le fait qu'un modèle plus précis peut permettre de rendre plus robuste la détection de défaut proprement dite. Ces remarques doivent tout de même être nuancées par le fait qu'il ne s'agit que d'interprétations sur de la détection de défaut par simulation dans un cas précis (une demi-phase en court-circuit, modèle de MSAP simple).

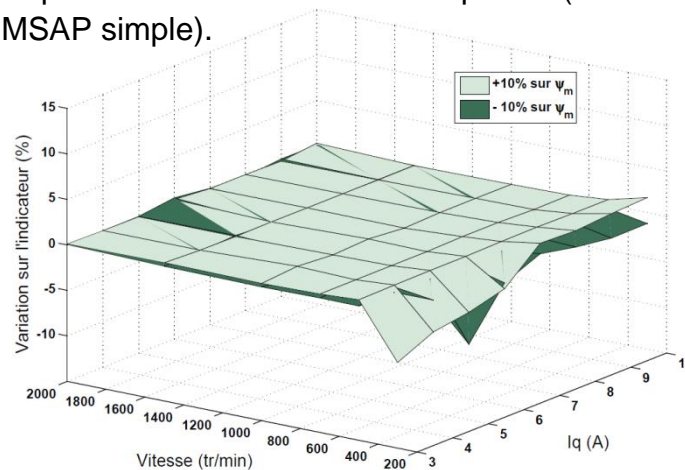


Fig. III–27: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur ψ_m

D.c. Sur une MSAP plus complexe

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser le second modèle de défaut développé dans le chapitre précédent et appliqué au prototype aéronautique pour pouvoir tester différentes méthodes de détection. Nous testerons les approches par résidus sur modèle simple (modèle MI) et sur modèle en régime saturé au sens du premier harmonique (modèle MII) d'espace avec le modèle d'onduleur issu de III–8. Comme précédemment, nous testerons également la première approche issue de [Boi10] et donnée par I–24 et la seconde donnée par I–26. La base de travail est de tester les méthodes sur un nombre significatif de point de fonctionnement en régime permanent pour un défaut impliquant une bobine (17% d'une phase) sous différentes valeurs de la résistance R_f . Afin de comparer des situations identiques, nous modifions la charge en présence de défaut pour rester au même point de fonctionnement. La Fig. III–28 propose un comparatif entre les quatre approches évoquées dans le plan $[i_q, N]$. L'indicateur P_{2max} semble être performant uniquement à forte puissance de manière plus restreinte que pour une demi-phase en défaut (paragraphe précédent). Il garde cependant la même allure générale. L'indicateur basé sur v_{dq2} semble lui être plus efficace puisqu'il semble indépendant de la charge et uniquement dépendant de la vitesse. Il semble très performant si la vitesse dépasse $250tr/min$. L'indicateur utilisant les résidus avec un modèle de machine standard (modèle MI) semble lui légèrement plus performant que l'indicateur utilisant v_{dq2} , particulièrement à basse vitesse où il semble conserver une certaine sensibilité. La même méthode testée avec le modèle intégrant la saturation et limité au premier harmonique d'espace (Modèle MII) apporte peu d'améliorations mais semble néanmoins plus intéressante à basse vitesse.

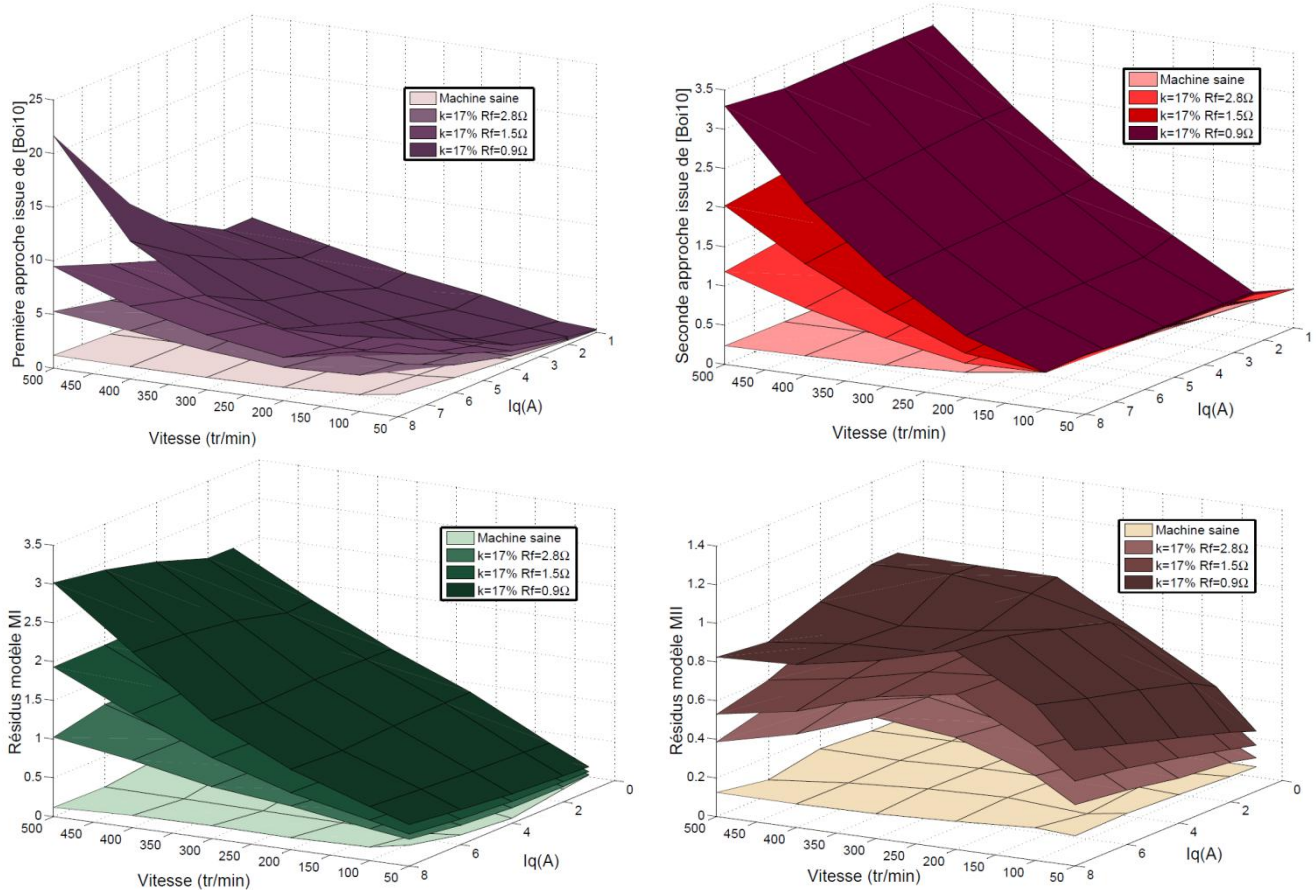


Fig. III–28: Evolution des indicateurs dans le plan couple vitesse pour une bobine en défaut

Pour chiffrer les avantages des méthodes basées sur des modèles par rapport aux méthodes basées sur les données et pour montrer l'apport éventuel du modèle MII par rapport au modèle MI, nous allons utiliser la variable définie par :

$$\Delta(\%) = \left| \frac{X - X_0}{X_0} \right| - \left| \frac{Y - Y_0}{Y_0} \right| \quad \text{III-30}$$

$\Delta(\%)$ mesure la différence entre l'écart relatif de deux indicateurs X et Y mesurés entre l'état sain et l'état en défaut relatif à une bobine en défaut (17% d'une phase) sous $R_f = 0.9 \Omega$. Sur la figure Fig. III–29, X est l'indicateur basé sur les résidus utilisant le modèle MI et Y est successivement les méthodes utilisant P_{2max} et v_{dq2} (donnés par I–24 et I–26) et le modèle MII.

Par rapport aux indicateurs utilisant P_{2max} et v_{dq2} , on observe que MI est intéressant pour des vitesses moyennes ($\Delta(\%) > 0$). P_{2max} et v_{dq2} sont plus intéressants à faible courant-haute vitesse et à forte puissance ($\Delta(\%) < 0$). On peut voir également, que le modèle MII apporte peu par rapport au modèle MI excepté à faible courant forte vitesse mais cet apport est déjà fourni par les indicateurs utilisant P_{2max} et v_{dq2} . Avec le critère défini par III–30, on peut voir qu'il n'y a pas nécessairement plus d'écart entre une machine sujette à la saturation en défaut et une machine sujette à la saturation saine d'une part plutôt qu'entre une machine sujette à la saturation en défaut et une machine peu sujette à la saturation saine d'autre part.

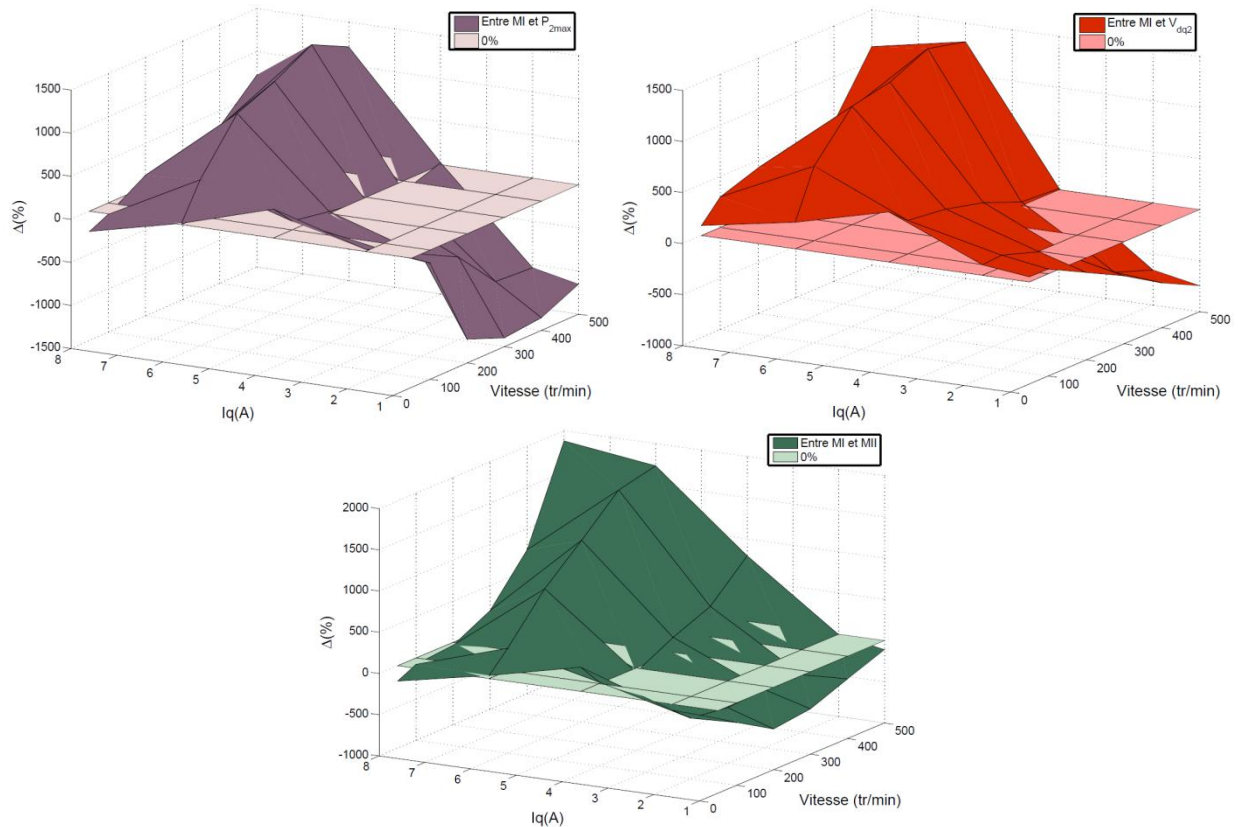


Fig. III–29: Comparatif de sensibilité entre les indicateurs dans le plan couple-vitesse

Nous reproduisons ensuite le même travail mais pour une machine initialement déséquilibrée initialement par la présence d'un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2\text{mm}$ sur une dent. Pour construire les résidus, nous utilisons un modèle standard (MI) et le modèle intégrant la présence d'harmonique de rang 2 dans les composantes directes et en quadrature du flux statorique (voir III.C.c MIII) ainsi qu'un couple de détente pulsant à deux fois la fréquence électrique (voir figures Fig. III–16 et Fig. III–17). On observe sur la figure Fig. III–30 que le seuil de détection est bien plus élevé pour les indicateurs utilisant P_{2max} , v_{dq2} et pour l'indicateur utilisant les résidus avec le modèle MI comparé aux résultats de la figure Fig. III–28. Seul le modèle MIII conserve un seuil faible et permet de distinguer les cas de défaut des cas sains excepté à forte puissance où les autres indicateurs restent tout de même intéressants. Naturellement, l'harmonique de rang 2 issu de la présence d'un entrefer parasite dans le modèle de la machine en défaut est exactement le même que celui pris dans le modèle sain intégrant ces harmoniques pris pour construire les résidus. Ceci ne sera bien évidemment pas exactement le cas si on était amené à le faire sur un banc d'essai puisqu'on ne connaîtrait pas "à priori" l'épaisseur et la position des entrefers parasites sur la machine à tester. En conséquence, si l'on compare $\Delta(\%)$ entre l'indicateur basé sur MIII et successivement à ceux basé sur P_{2max} , v_{dq2} et l'indicateur basé sur MI, on observe sur la figure Fig. III–31, que $\Delta(\%)$ est toujours positif ce qui veut dire que l'indicateur basé sur MIII est le plus performant (entre l'état sain et l'état en défaut relatif à une bobine en défaut (17% d'une phase) court-circuitée sous $R_f = 0.9\ \Omega$). On observe qu'à forte puissance $\Delta(\%)$ diminue ce qui nous laisse penser que l'apport du modèle MIII est moins important dans cette zone. Par ailleurs, l'allure de $\Delta(\%)$ est proche pour les trois cas de figures.

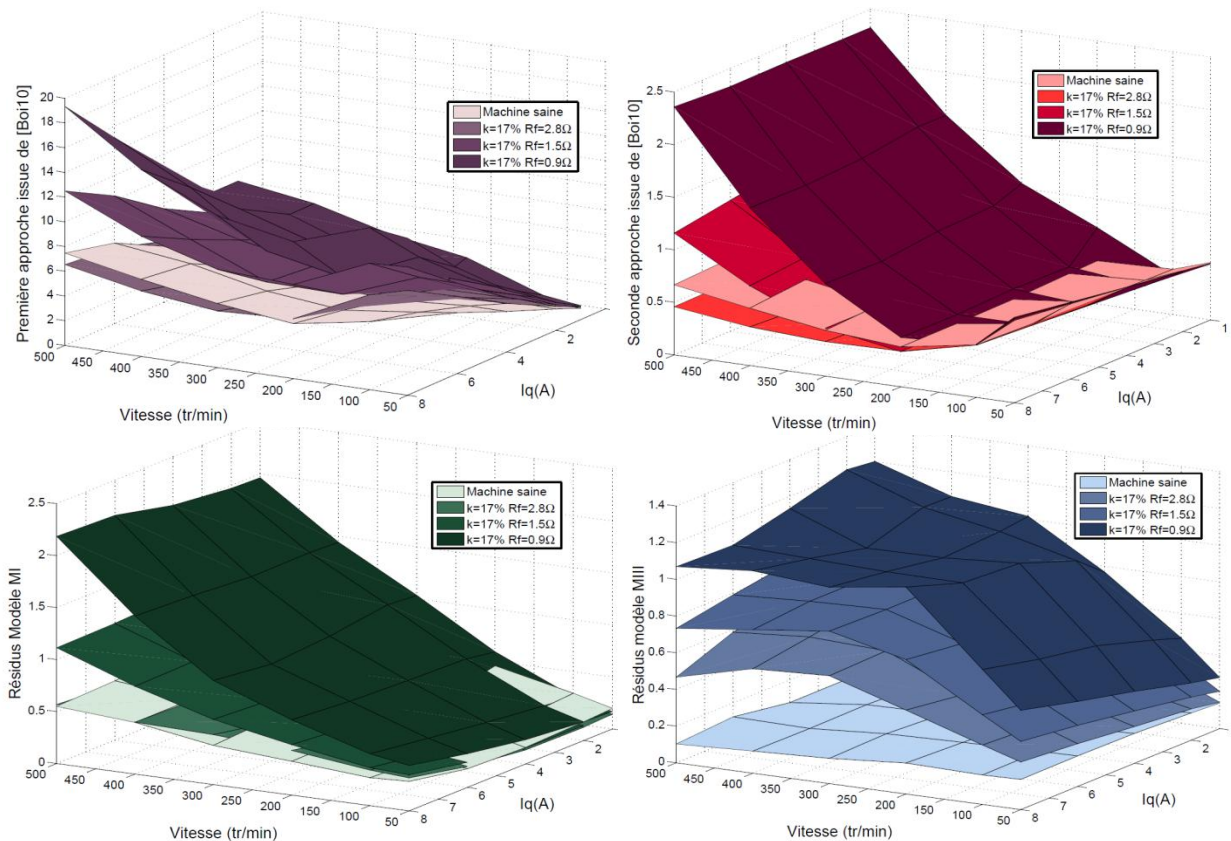


Fig. III-30: Evolution des indicateurs dans le plan $[i_q, N]$ pour une bobine en défaut en présence d'un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2mm$ sur une dent

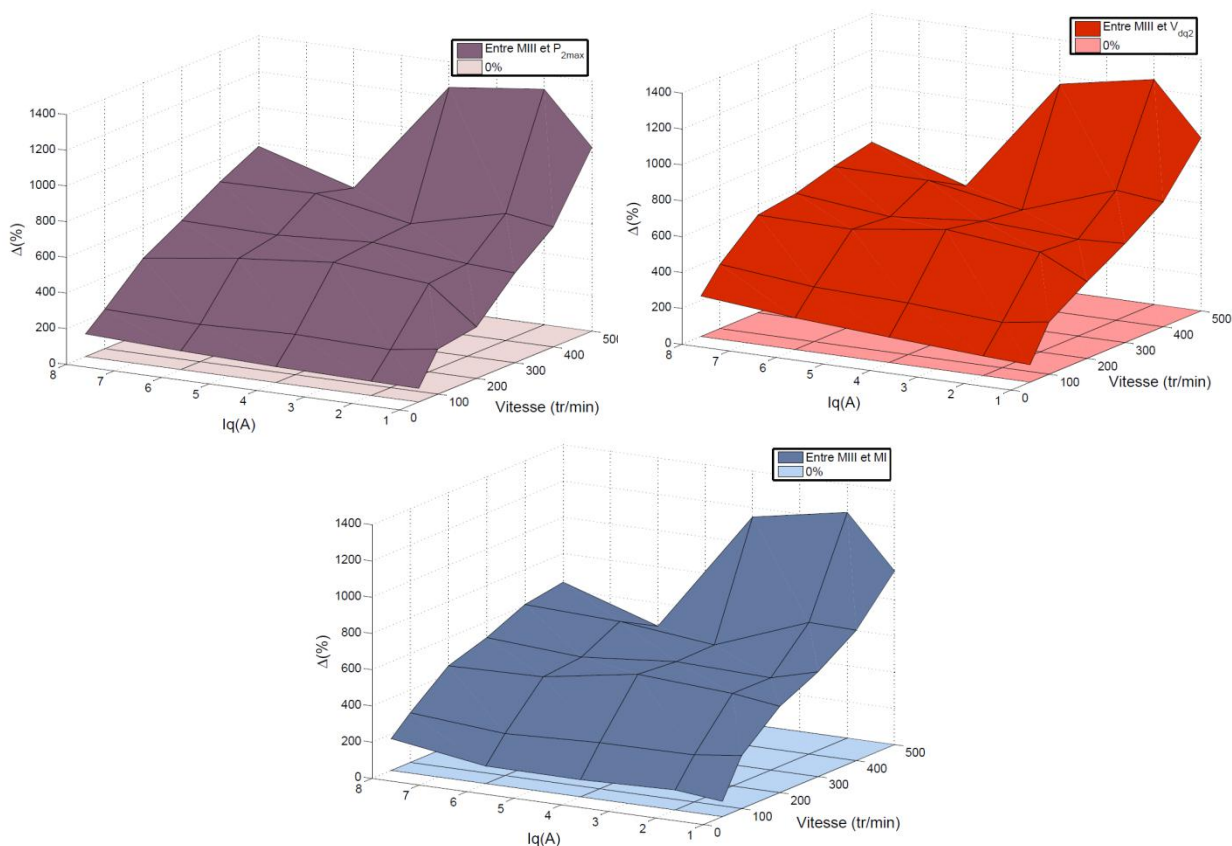


Fig. III-31: Comparatif de sensibilité entre les indicateurs dans le plan $[i_q, N]$ en présence d'un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2mm$ sur une dent

E. Résultats expérimentaux

Afin de valider les premiers résultats de simulation nous présentons dans cette partie différents résultats expérimentaux. Tout d'abord, nous utiliserons une MSAP classique à bobinage distribué et peu saturée dont les caractéristiques sont données en Annexes A.a sur laquelle nous avons court-circuité une demi-phase et qui a servi de support aux simulations des paragraphes précédents. Nous comparerons à nouveau l'approche utilisant I-24 comme pour les simulations afin de voir si les avantages de la méthode proposée sont conservés. Ensuite, des essais sur une MSAP plus complexe seront menés. Cette dernière est en réalité un prototype aéronautique : il s'agit de la MSAP 18 – 16 sur laquelle nous avons court-circuité 1/6 de phase soit 17% des spires d'une phase (ses caractéristiques sont données en Annexes A.b). Nous constaterons alors si les méthodes présentées sont capables de détecter un tel défaut et si les améliorations proposées en termes de modèle d'onduleur et de MSAP peuvent être utiles.

E.a. Banc de test expérimental

Nous détaillons ici le banc de test utilisé pour les essais expérimentaux. La MSAP à tester est alimentée par un onduleur de tension à IGBT. Du côté de l'étage continu, l'alimentation est assurée par une source de tension stabilisée de 280V. La MSAP est chargée par une machine à courant continu à excitation séparée. Un hacheur abaisseur commandé en boucle ouverte permet de piloter la MCC en moteur et de charger la MSAP. Une action sur la tension d'excitation permet également de pouvoir charger la MSAP. Par ces deux moyens, nous pouvons faire fonctionner la MSAP sur différents points de fonctionnement. En fonction des mesures de la tension du bus DC, de deux des trois courants de phase de la MSAP et de la position électrique, l'onduleur triphasé, le hacheur abaisseur et la tension d'excitation de la MCC sont pilotés par une carte de contrôle dSpace 1005 elle-même reliée à un PC gérant l'interfaçage. Une résistance de court-circuit R_f permet de reproduire de manière réversible des défauts sur le bobinage de la MSAP étudiée.

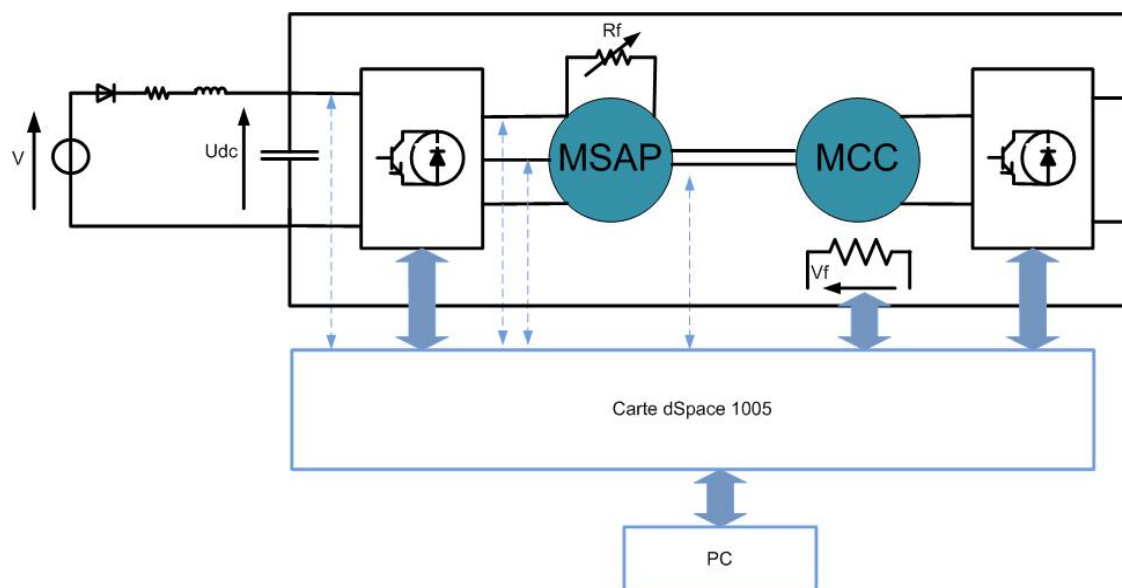


Fig. III-32: Schéma du banc de test pour les essais en court-circuit sur les MSAP

E.b. Avec une MSAP classique

E.b.1. Résultats

Nous nous positionnons ici dans les mêmes conditions que pour les premiers résultats de simulation du paragraphe précédent. La figure Fig. III-33 est donc à mettre en regard de la figure Fig. III-21. Au niveau des tensions de commande on observe qu'elles sont plus importantes en amplitude et qu'elles sont plus déformées comparé à celles obtenues par la simulation (les réglages des régulateurs de courant étant identiques). Ceci peut s'expliquer par le fait qu'un modèle simpliste de l'onduleur et de la MSAP a été utilisé en simulation et que dans la réalité, les tensions doivent se déformer davantage pour maintenir des courants sinusoïdaux à l'état sain. Quant aux courants de défauts, leur forme et amplitude sont proches mis à part le contenu hautes fréquences des simulations. En réalité, le courant de défaut est filtré par échantillonnage sur banc d'essai car il est sauvegardé via l'acquisition par dSpace. Enfin pour ce qui est de l'indicateur, la valeur de départ est bien plus haute compte tenu du "seuil" de la machine saine et par conséquent, l'augmentation relative de l'indicateur de défaut vis à vis du court-circuit est moindre qu'en simulation. Le tableau sur la figure Fig. III-34 compare les résultats de simulation et expérimentaux en termes d'augmentation ΔF par rapport à l'état sain pour l'indicateur proposé. On observe que le seuil de l'indicateur expérimental est supérieur à celui lu en simulation. Les causes principales de cette différence proviennent du fait que la véritable machine saine n'est pas parfaitement équilibrée (inégalité de la longueur des têtes de bobines sur les trois phases) et que le modèle de l'onduleur et de la machine sont trop simplistes pour permettre de diminuer le seuil de détection de la machine saine et donc de conserver une sensibilité intéressante pour l'indicateur de défaut inter-spires.

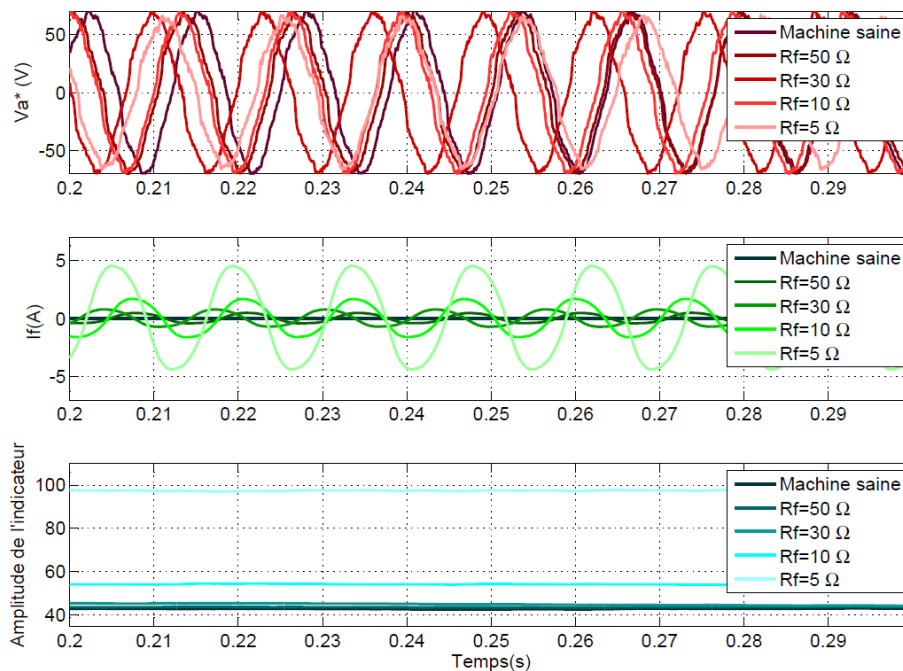


Fig. III-33: De haut en bas: tension de commande (phase a), courants de défauts et amplitude de l'indicateur de défaut pour différentes valeurs de R_f

ETAT	F		ΔF	
	Simulation	Banc d'essai	Simulation	Banc d'essai
Machine saine	0.4	32	0	0
$R_f = 50\Omega$	8	39	7.6	7
$R_f = 20\Omega$	20	48	19.6	16
$R_f = 10\Omega$	40	64	39.6	32
$R_f = 5\Omega$	73	107	72.6	75

Fig. III–34: Tableau comparatif entre simulations et résultats expérimentaux sur l'amplitude de l'indicateur proposé pour différentes valeur de R_f pour le point $i_q = 15A - N = 1000tr/min$

La figure Fig. III–35 donne l'amplitude de l'indicateur de défaut pour différents points de fonctionnement en régime permanent dans le plan $[i_q, N]$ pour la machine saine et pour le cas où $R_f = 15\Omega$. Il faut noter que le domaine d'étude est restreint comparé à celui étudié en simulation en termes de courant et de vitesse pour des raisons matérielles et que les cas de défaut ne sont pas les mêmes ($0A \leq i_q \leq 10A$ contre $0A \leq i_q \leq 5A$, $0 tr/min \leq N \leq 2000tr/min$ contre $1000 tr/min \leq N \leq 2000tr/min$ et $R_f = 15\Omega$ contre $R_f = 10\Omega$). Néanmoins, comme précédemment, on constate que le seuil de départ est plus élevé et que l'indicateur est plus sensible à haute vitesse qu'à basse vitesse. L'indicateur conserve une indépendance par rapport au niveau de courant expérimental.

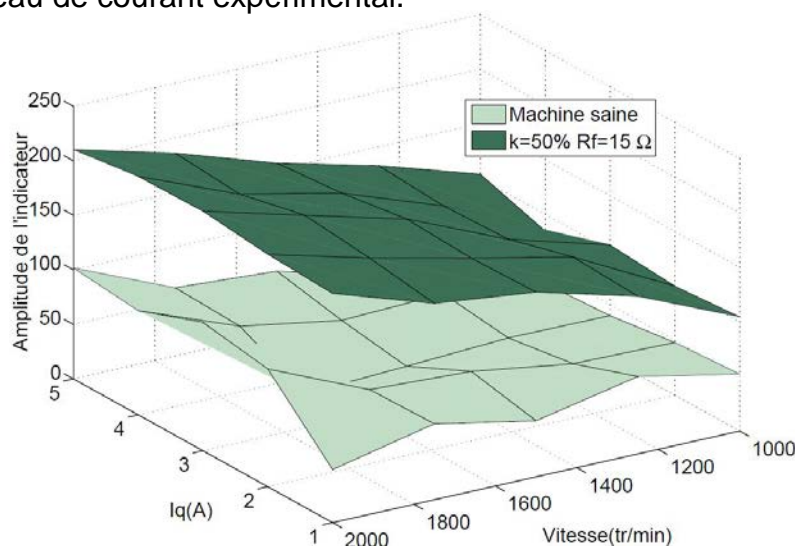


Fig. III–35: Amplitude de l'indicateur de défaut dans le plan $[i_q, N]$ pour différentes valeurs de R_f

E.b.2. Comparaison avec une approche basée sur l'étude des données

Dans ce paragraphe, nous comparons les résultats obtenus expérimentalement pour l'indicateur proposé à ceux issu de l'approche développée

dans [Boi10] avec I-24. La figure Fig. III-36 propose une comparaison en termes de sensibilité sur le point $i_q = 15A - N = 1000tr/min$ et est à comparer au cas simulé présenté sur la Fig. III-23. Un net avantage est visible pour l'indicateur basé sur le modèle et l'écart entre les deux méthodes est plus important qu'en simulation. La détection est aisée en dessous de $R_f = 20\Omega$ pour le premier indicateur tandis qu'elle n'est réellement efficace pour $R_f = 5\Omega$ pour l'approche utilisant I-24. La figure Fig. III-37 donne l'allure expérimentale de cette approche dans le plan courant-vitesse (il faut encore une fois noter la différence en termes d'espace de représentation). Les conclusions tirées au niveau de la figure Fig. III-24 restent vraies : cet indicateur n'est efficace qu'à puissance élevée et dépend fortement de la vitesse et du courant comparé aux résultats expérimentaux de l'autre indicateur donné figure Fig. III-35. Néanmoins, il est plus efficace sur les points à forte puissance. Du point de vue de la mise en œuvre, l'approche utilisant I-24 est plus avantageuse car elle ne nécessite aucun pré-requis comparé à l'approche basée sur des modèles. En revanche, en termes d'évolution, l'approche proposée ici est plus intéressante et ce sur plus de points de fonctionnement en régime permanent que l'approche utilisant I-24.

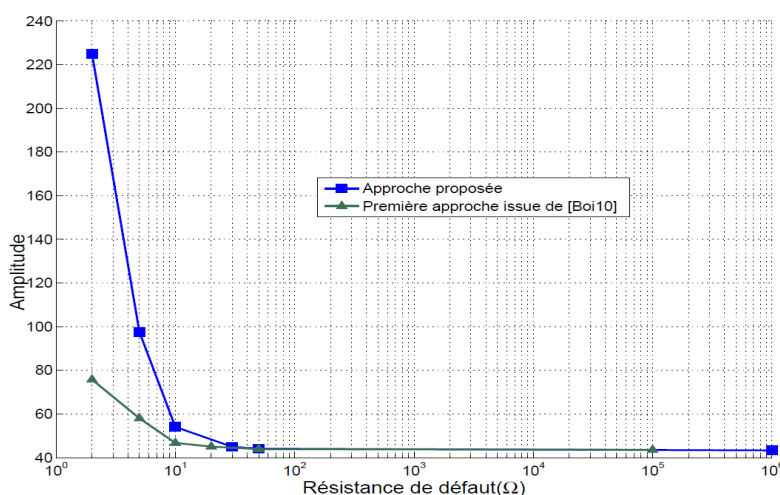


Fig. III-36: Comparaison entre les deux approches pour différentes valeurs de R_f (échelle logarithmique) pour le point $i_q = 15A - N = 1000tr/min$

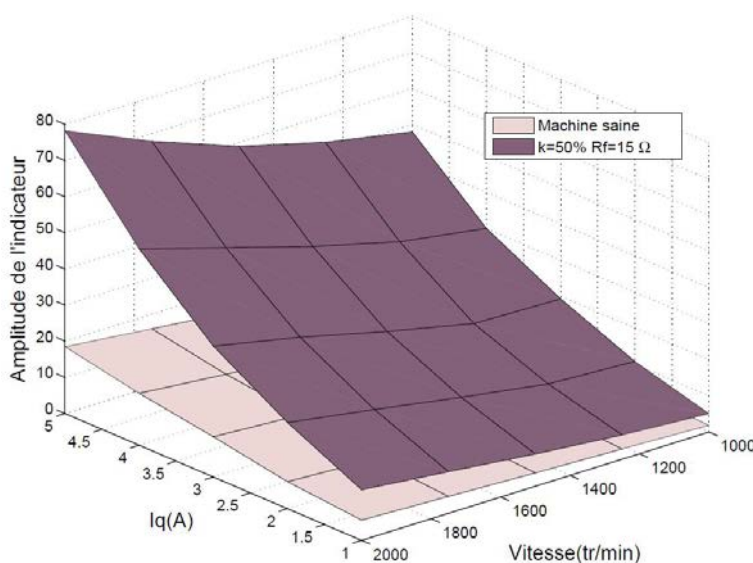


Fig. III-37: Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10] dans le plan courant-vitesse pour différentes valeurs de R_f

E.c. Avec une MSAP plus complexe

Dans ce paragraphe, nous allons présenter des résultats expérimentaux obtenus sur le prototype de MSAP 18 – 16 structurellement "plus complexe" à modéliser que la MSAP classique précédente. Nous allons également considérer des cas de défauts plus réalistes en court-circuitant uniquement une des 6 bobines qui constituent une phase uniquement. Pour ces essais, le modèle de l'onduleur de tension à IGBT présenté par l'équation III–8 est considéré. Les modèles de machines développés aux paragraphes III.C.a, III.C.b et III.C.c sont utilisés formant ainsi 3 indicateurs basés sur le même principe mais avec des modèles différents. Les deux derniers modèles intègrent des paramètres issus de la méthode RDP pour une machine saine ainsi qu'une estimation des pertes fer dans la MSAP sous les hypothèses faites au paragraphe III.C.d.1 et grâce au modèle donné par III–21. Ces indicateurs, en plus d'autres relevant de méthodes plus classiques ont été évalués en ligne, en parallèle de la commande, dans le cadre d'une large campagne d'essais. Les cas de défauts étudiés et les points de fonctionnement en régime permanent sont décrits par :

- Machine dite "saine"
- Une bobine en court-circuit soit 1/6 de phase sous $R_f = 1.5 \Omega$ et $R_f = 0.9 \Omega$
- Deux bobines en court-circuit soit 1/3 de phase sous $R_f = 1.5 \Omega$
- 5 valeurs de courants de quadrature et 6 valeurs de vitesses soient 30 points de fonctionnement en régime permanent (compte tenu des capacités du matériel) :
 - $i_q = 1, 2, 4, 6$ et $8 A$
 - $N = 50, 100, 200, 300, 400$ et $500 tr/min$
- Les boucles de régulation sur les courants et la vitesse sont testées
- La machine est pilotée en moteur et le courant direct est asservi à $0 A$
- La valeur d'un indicateur sur un point de fonctionnement donné représenté sur les figures Fig. III–38 à Fig. III–43 est la valeur moyenne prise sur $1.5s$

E.c.1. Résultats avec un modèle de machine simple (Modèle MI)

Les figures Fig. III–38 et Fig. III–39 donnent l'évolution de l'indicateur utilisant un modèle standard de MSAP à pôles lisses pour différents états de la MSAP et pour les 30 points de fonctionnement en régime permanent mentionnés plus haut pour une régulation en courant et en vitesse. Les états évalués sont l'état "sain", puis avec une bobine en défaut sous $R_f = 1.5 \Omega$ et $R_f = 0.9 \Omega$. Ces états sont représentés respectivement du vert plus clair au vert plus foncé par des triangles. Ce choix de représentation est adopté pour des raisons de lisibilité du fait du faible déséquilibre recherché.

Nous observons que la détection est aisée pour des vitesses supérieures à $300tr/min$ dès le cas $R_f = 1.5 \Omega$ et ce pour les différents niveaux de courant. En revanche, en dessous de cette vitesse, la détection est moins aisée. A $200tr/min$, seul le cas $R_f = 0.9 \Omega$ est détectable tandis qu'à $50tr/min$ et $100tr/min$, la détection

est compromise. Plusieurs raisons peuvent expliquer ces constatations. Tout d'abord, et comme nous l'avons déjà souligné, le courant de défaut est faible pour les basses vitesses, ce qui rend délicat la recherche de déséquilibre. Ensuite, les limitations du modèle de MSAP jouent spécialement si un déséquilibre initial existe de manière inhérente : le seuil de départ est plus élevé et l'apparition du défaut modifie peu l'indicateur. Dans certains cas, le défaut inter-spires fait même diminuer le seuil ($200 \text{ tr/min } i_q = 1 \text{ A}$). A très basse vitesse (50 tr/min), la détection est compromise. La faible valeur de la puissance et donc des courants comparé aux phénomènes parasites sur les mesures explique en partie les résultats à cette vitesse. Au vu de ces deux figures, la nature de la boucle de régulation a peu d'effet sur les résultats. La figure Fig. III–40 montre que pour deux plots bobinés en défaut (1/3 d'une phase) en régulation de vitesse, la détection est plus simple et ce dès $R_f = 1.5 \Omega$ pour des vitesses supérieures à 200 tr/min . En revanche, il subsiste des problèmes pour des vitesses plus faibles où l'on "rééquilibre" parfois le comportement des variables de la machine.

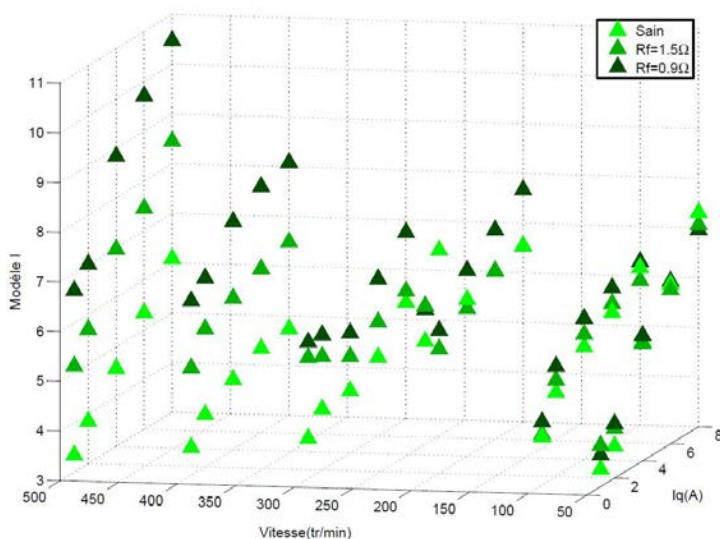


Fig. III–38: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de courant

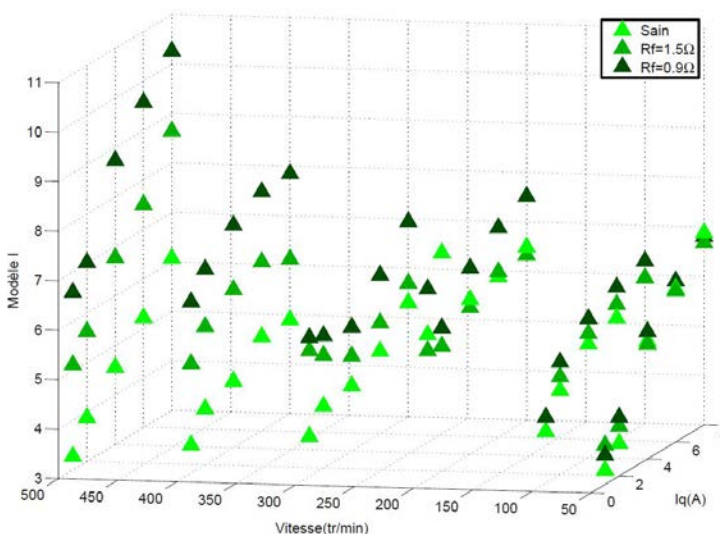


Fig. III–39: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de vitesse

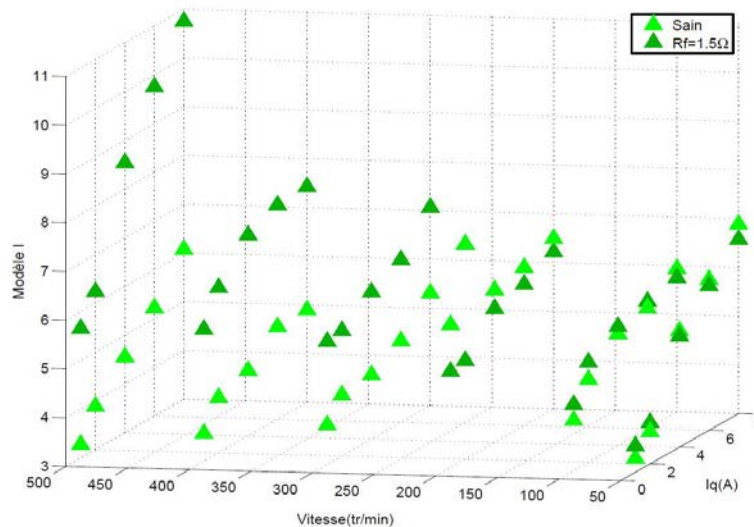


Fig. III–40: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de vitesse pour deux bobines en court-circuit (1/3 d'une phase)

E.c.2. Résultats avec un modèle en saturé au premier harmonique d'espace (Modèle MII)

Les figures Fig. III–41 et Fig. III–42 donnent l'évolution de l'indicateur utilisant un modèle de MSAP prenant en compte la saturation et limité au premier harmonique d'espace pour différents états de la MSAP et pour les 30 points de fonctionnement en régime permanent respectivement en utilisant une boucle de courant et de vitesse. Comme précédemment, les états évalués sont l'état "sain", avec une bobine en défaut sous $R_f = 1.5 \Omega$ et $R_f = 0.9 \Omega$. Ces états sont représentés respectivement du brun plus clair au brun plus foncé.

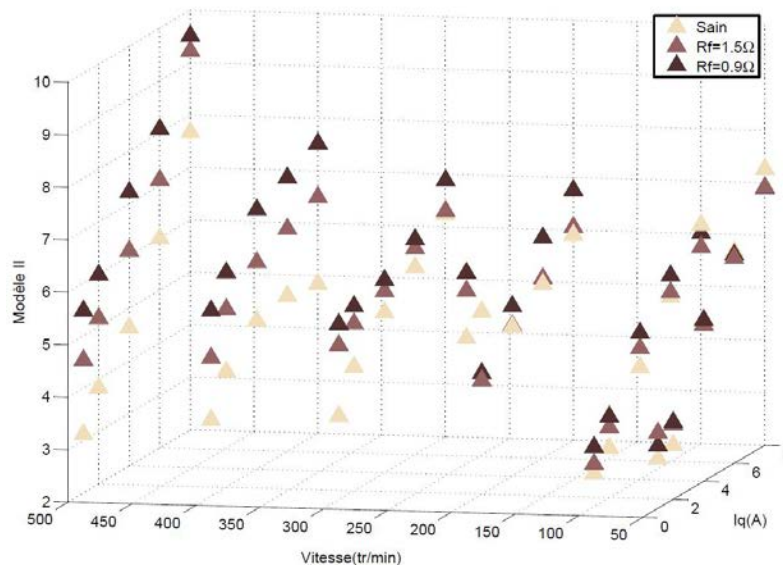


Fig. III–41: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de courant

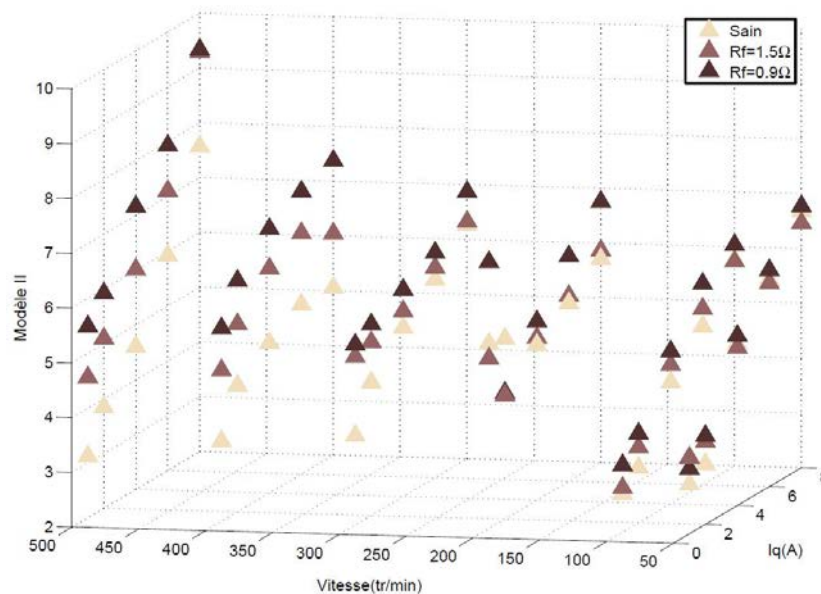


Fig. III–42: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de vitesse

On peut voir que, d'une manière générale, cet indicateur n'apporte que peu de changement tant en régulation de courant qu'en régulation de vitesse par rapport au cas précédent qui était basé sur un modèle simple de MSAP. Dans certains cas, on perd même de la sensibilité. Ceci souligne le fait que ce modèle n'est sans doute pas celui qui est le plus représentatif de la MSAP saine utilisée. Les résultats de la figure Fig. III–43 montrent que le "rééquilibrage" invoqué dans le paragraphe précédent n'a lieu que pour peu de points comparé à la figure Fig. III–40. Néanmoins, une perte de sensibilité est notée à haute vitesse.

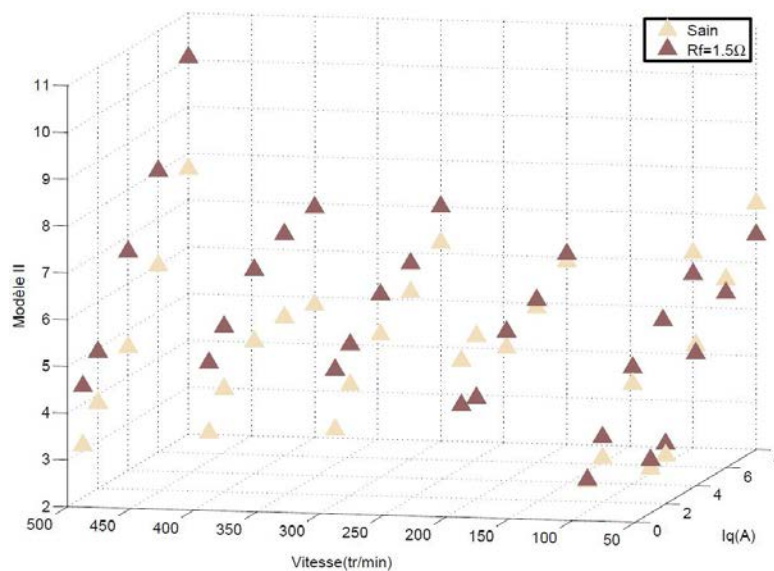


Fig. III–43: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de vitesse pour deux bobines en court-circuit (1/3 d'une phase)

E.c.3. Résultats avec un modèle incluant la présence d'harmonique de rang 2 (Modèle MIII)

Trois phénomènes nous laissent penser ici que la machine saine est sans doute loin d'être équilibrée et qu'un modèle de référence incluant la présence

d'harmonique 2 dans le flux statorique dans le repère tournant à l'image de celui proposé au paragraphe III.C.c est sans doute le plus représentatif de la MSAP 18 – 16 étudiée. Le premier élément est apporté par la figure Fig. III-44 et montre le contenu harmonique des forces électromotrices à vide pour différentes vitesses prises avec le même capteur. On peut noter une légère différence de quelque volts entre les phases sur les fondamentaux qui peut témoigner d'un déséquilibre inhérent. L'harmonique de rang 3 semble être aussi variable en fonction de la vitesse et différent sur chaque phase spécialement à 50 et 200 *tr/min* comme le montre le zoom. Le deuxième élément est apporté par le phénomène de "rééquilibrage" mentionné au regard des résultats apportés par les deux premiers indicateurs aux paragraphes précédents. Ils laissent penser que la machine "saine" n'est sans doute pas vraiment équilibrée. Ces deux premiers éléments attestent vraisemblablement de la présence d'un déséquilibre inhérent sur la MSAP qui pourrait alors provenir d'un décentrement statique ou d'un défaut de construction.

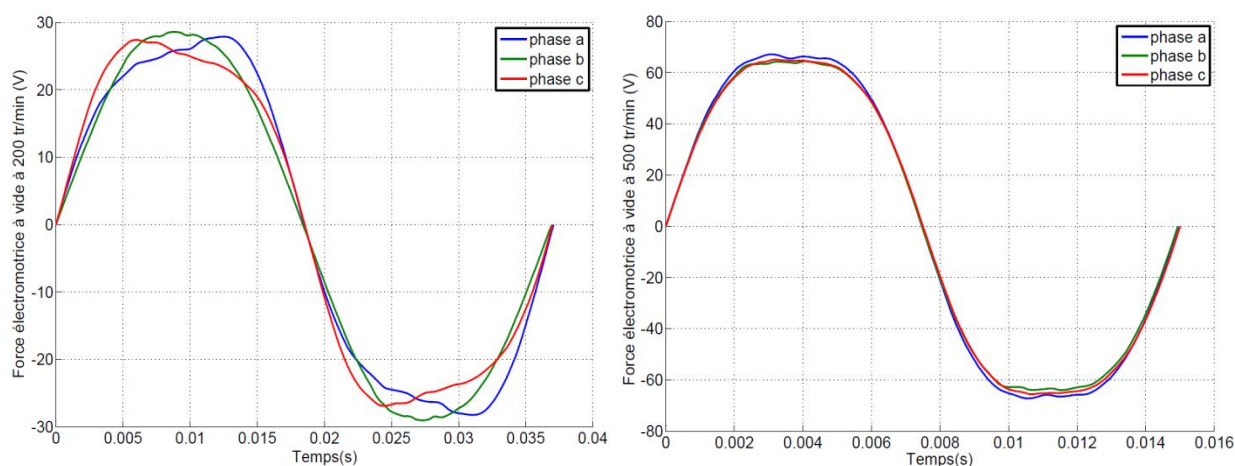


Fig. III-44: Allure des forces électromotrices mesurées à vide à 200tr/min (gauche) et 500 tr/min (droite)

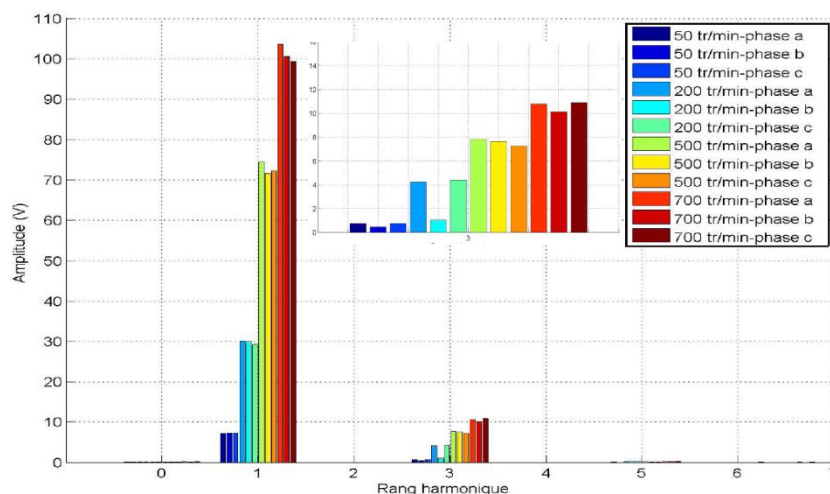


Fig. III-45: Contenu harmonique des forces électromotrices mesurées à vide pour différentes vitesses

Par ailleurs, la figure précédente montre que, malgré une culasse statorique massive (pour créer des pertes amortissant les vibrations autour des points d'équilibre lors de l'utilisation d'une régulation de position), les courants induits diminuent peu le flux inducteur puisque le fondamental de la force électromotrice évolue dans le même rapport que la vitesse mécanique au moins pour les vitesses

testées. Enfin, les deux figures suivantes apportent un troisième élément. Elles montrent la référence de courant i_q^* ainsi que la tension de référence en quadrature v_q^* (sortie du régulateur de courant i_q) et leurs décompositions spectrales pour les points $N = 100 \text{ tr/min}$ avec $i_q = 0.8 \text{ A}$. et avec $i_q = 2 \text{ A}$ pour une machine saine et un contrôle en vitesse. On observe que la tension v_q^* tente de maintenir une vitesse constante mais oscille fortement à deux fois la fréquence électrique tout comme la vitesse. Dès lors que le courant passe à 2 A , les oscillations diminuent très fortement soulignant ainsi la présence d'un couple de détente pulsant à deux fois la fréquence électrique conséquence de la présence d'un ou plusieurs entrefers parasites. Par ailleurs ces tests ont été conforté par des essais effectués par le constructeur sur la même machine soulignant la présence d'un couple de détente d'amplitude crête à crête compris entre 1 N.m et 1.5 N.m de même fréquence.

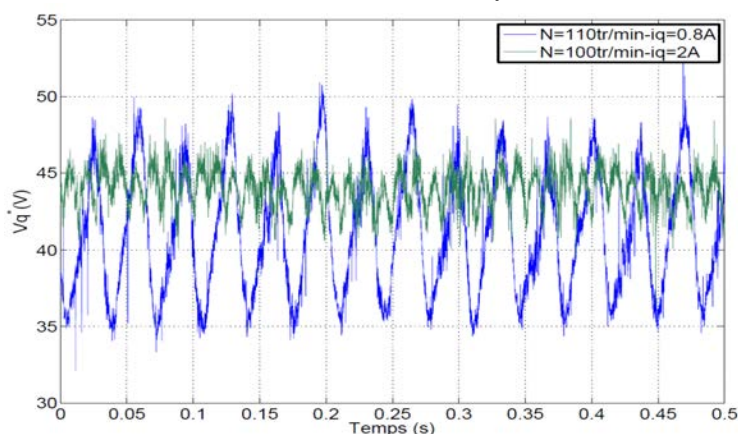


Fig. III-46: Allure de i_q^* et v_q^* pour les points $N = 100 \text{ tr/min} - i_q = 0.8 \text{ A}$ et $N = 100 \text{ tr/min} - i_q = 1 \text{ A}$ pour un contrôle en vitesse

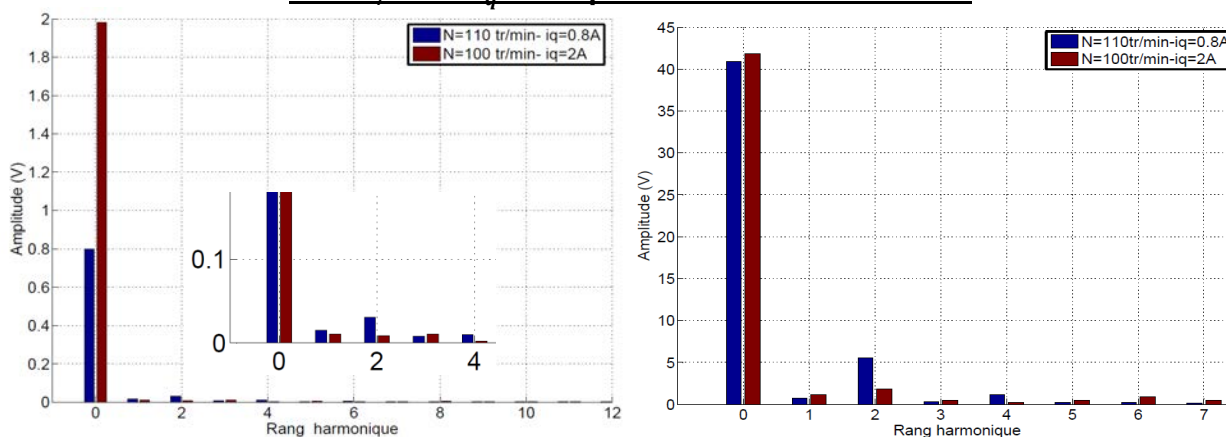


Fig. III-47: Contenu harmonique de i_q^* et v_q^* pour les points $N = 110 \text{ tr/min} - i_q = 0.8 \text{ A}$ et $N = 100 \text{ tr/min} - i_q = 2 \text{ A}$ sous un contrôle en vitesse

Ces différents points nous laissent penser qu'un problème d'assemblage entre les dents en tôle et la culasse statorique massive serait présent créant d'une part un déséquilibre d'origine magnétique et entraînant la présence d'harmonique de rang pairs dans les flux directs et en quadrature et d'autre part un couple de détente pulsant à deux fois la fréquence électrique compte tenu du nombre de dents et d'aimants en surface. Devant ces considérations, nous décidons alors de mettre en place le troisième indicateur correspondant au modèle en saturé incluant les harmoniques de rang 2 et dont les paramètres sont issus du modèle par RDP en supposant la présence de ces entrefers parasites sur la machine réelle. La difficulté

principale est que nous ne connaissons ni l'épaisseur ni le nombre et la position de ces entrefers parasites. Plusieurs combinaisons d'entrefers parasites d'épaisseurs différentes peuvent tout à fait créer un même déséquilibre et engendrer le couple de détente mesuré par le constructeur. Nous proposons de fixer une configuration d'entrefers parasite donnée.

Nous considérerons que la première dent présente un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2mm$ sur toute la largeur du plot correspondant environ au couple de détente mesuré par le constructeur. Comme on ne connaît pas la position dans l'espace de cet entrefer, nous ajouterons au terme $A(i_d, i_q, \theta_e)$ de l'équation III-17 une phase variable φ jusqu'à ce que le seuil de l'indicateur soit minimal. Il en va de même pour les inductances dynamiques qui théoriquement n'interviennent pas en régime permanent, si l'on suppose les courants directs et en quadrature constants. La valeur prise est alors $\varphi = 0.8 rad$ et dépend du réglage des régulateurs car le rejet du défaut inhérent dans les tensions de commande est conditionné par la bande passante des régulateurs. Les résultats fournis par ce troisième indicateur sont donnés sur les trois figures suivantes. Les figures Fig. III-48 et Fig. III-49 donnent l'évolution de l'indicateur pour différents états de la MSAP et pour les 30 points de fonctionnement en régime permanent respectivement sous boucle de courant et de vitesse. Comme auparavant, les états évalués sont l'état "sain", avec une bobine en défaut sous $R_f = 1.5 \Omega$ et $R_f = 0.9 \Omega$. La figure Fig. III-50 donne quant à elle les résultats pour deux bobines en défaut sous $R_f = 1.5 \Omega$ comme pour les autres indicateurs. Un net apport est constaté pour des vitesses inférieures à $200 tr/min$ pour les deux types de régulations. On note cependant quelques difficultés en régulation de courant pour $N = 50 tr/min$. Dans ce cas, la vitesse est très faible et l'amplitude du courant de défaut est limitée. Le déséquilibre introduit par le défaut inter-spires est donc difficilement décelable. Il semble que cet indicateur minimise le mieux le seuil de détection du défaut initial de la MSAP testée et que les hypothèses faites sur la présence d'entrefers parasites sont confortées. Les tableaux donnés en figure Fig. III-51 et en figure Fig. III-52 donnent la valeur des 3 indicateurs pour la machine saine (seuil F_0) ainsi que l'augmentation relative par rapport à ce seuil ($\Delta F/F_0$ (%)) des trois indicateurs pour les différentes charges à 100 et 200 tr/min . Sur cette zone du plan $[i_q, N]$, elle est en moyenne de plus de 30% pour le troisième indicateur quelle que soit la régulation tandis qu'elle est proche de 7% pour le premier indicateur en régulation de courant et en régulation de vitesse. Le second indicateur donne une augmentation proche de 12% contre 7% au premier en régulation de courant ainsi qu'en régulation de vitesse. On observe également une diminution du phénomène de "rééquilibrage" (cases à signe négatif) avec l'indicateur utilisant le modèle MIII.

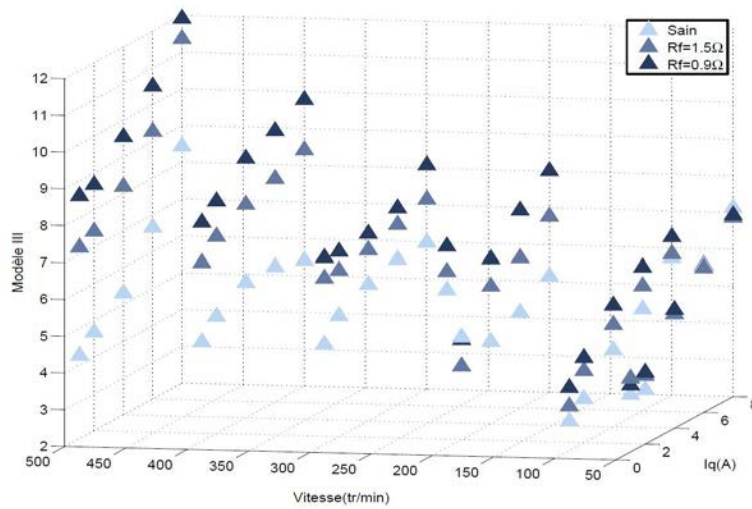


Fig. III-48: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de courant

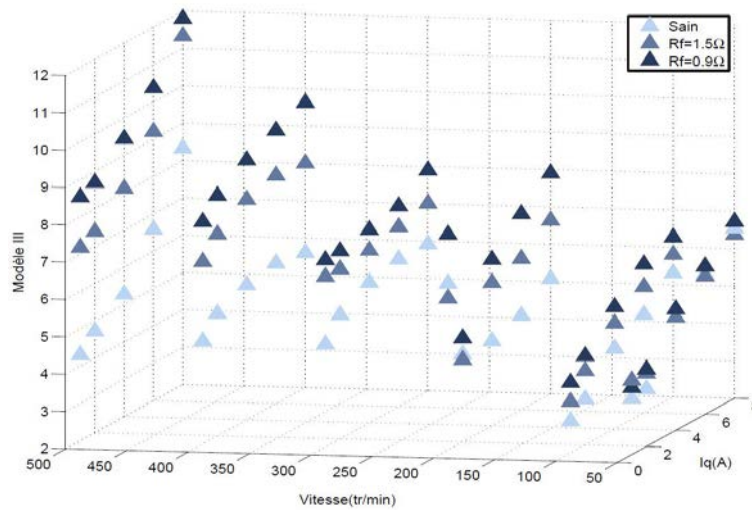


Fig. III-49: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de vitesse

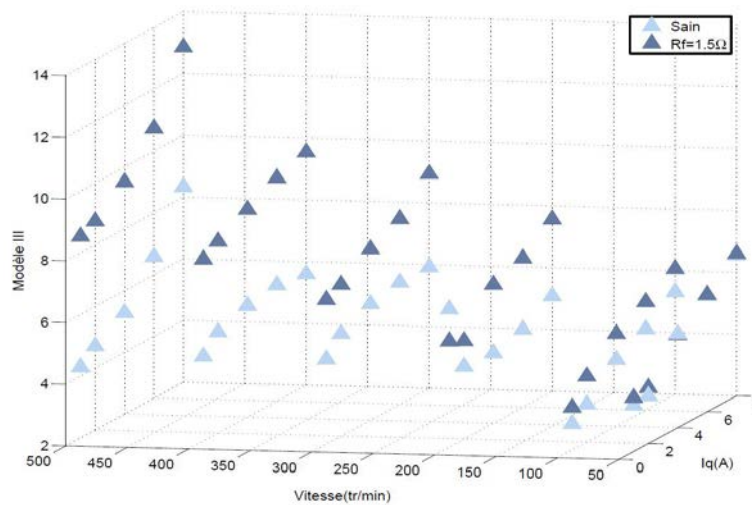


Fig. III-50: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de vitesse pour deux bobines en court-circuit (1/3 d'une phase)

Modèle		M I		M II		M III	
Vitesse	Courant	$F1_0$	$\Delta F1/F1_0$ (%)	$F2_0$	$\Delta F2/F2_0$ (%)	$F3_0$	$\Delta F3/F3_0$ (%)
$N =$ 100 <i>tr/min</i>	$i_q = 1A$	3.9	7.5	2.6	23.1	2.8	32.0
	$i_q = 2A$	4.7	10.6	2.9	20.1	3.2	38.7
	$i_q = 4A$	5.3	9.4	4.1	17.0	4.1	29.3
	$i_q = 6A$	5.6	5.1	5.1	5.8	4.8	23.1
	$i_q = 8A$	6.2	6.8	6.2	8.8	5.7	10.5
$N =$ 200 <i>tr/min</i>	$i_q = 1A$	5.8	10.3	5.1	25.5	6.3	19.0
	$i_q = 2A$	7.5	-23	5.5	-21	4.8	0
	$i_q = 4A$	6.1	11.7	4.9	6.1	4.2	58.5
	$i_q = 6A$	6.4	12.5	5.4	17.1	4.6	60.9
	$i_q = 8A$	6.5	18.5	5.9	15.2	5.1	57.1
Moyenne		5.8	6.9	4.8	12.0	4.6	32.9

Fig. III-51: Comparaison des différents indicateurs à basse vitesse pour une bobine en défaut (1/6 d'une phase) sous $R_f = 0.9\Omega$ en régulation de courant

Modèle		M I		M II		M III	
Vitesse	Courant	$F1_0$	$\Delta F1/F1_0$ (%)	$F2_0$	$\Delta F2/F2_0$ (%)	$F3_0$	$\Delta F3/F3_0$ (%)
$N =$ 100 <i>tr/min</i>	$i_q = 1A$	4.0	6.7	2.7	15.0	2.9	36.1
	$i_q = 2A$	4.7	10.6	3.0	20.0	3.2	36.0
	$i_q = 4A$	5.3	9.4	4.2	12.0	4.1	27.0
	$i_q = 6A$	5.5	10.9	4.9	14.3	4.6	18.4
	$i_q = 8A$	5.9	6.8	5.8	16.7	5.3	18.1
$N =$ 200 <i>tr/min</i>	$i_q = 1A$	5.9	21.4	5.4	28.3	6.5	28.3
	$i_q = 2A$	7.4	-34.6	5.3	-19	4.3	9.9
	$i_q = 4A$	6.1	13.0	4.8	4.0	4.3	51.1
	$i_q = 6A$	6.2	14.0	5.3	13.0	4.5	61.6
	$i_q = 8A$	6.5	19.0	5.7	13.6	5	55.6
Moyenne		5.8	7.7	4.7	11.8	4.5	34.2

Fig. III-52: Comparaison relative des différents indicateurs à basse vitesse pour une bobine en défaut (1/6 d'une phase) sous $R_f = 0.9\Omega$ en régulation de vitesse

Etant entendu que la détection est assurée pour des vitesses supérieures à 200 *tr/min*, l'indicateur basé sur le modèle MIII permet de détecter aisément le défaut comparé aux autres et assure un seuil similaire en régulation de courant et de vitesse. Il permet également d'assurer une détection à 50 *tr/min* quelle que soit la charge mais seulement en régulation de vitesse. Ces comparaisons permettent d'affirmer que l'approche utilisant le modèle MIII développée dans le paragraphe III.C.c de la MSAP permet une détection de défaut sur un nombre minimum de spires en court-circuit (1/6 de phase). L'espace de discernement dans le plan courant-vitesse est plus important et permet de détecter plus aisément un défaut et de manière plus précoce. Néanmoins des efforts restent à faire à très basse vitesse. Un tel modèle est certes plus lourd qu'un modèle classique mais l'identification de ces

paramètres par RDP prouve que l'on peut le mettre en œuvre sans utiliser de logiciels de calcul de champ et qu'il est tout à fait applicable en ligne comme nous l'avons montré.

Ces résultats expérimentaux confirment en partie les constatations faites aux paragraphes III.D.c. En effet, l'indicateur basé sur le modèle MII apporte peu par rapport celui basé sur le modèle MI. L'apport du modèle MIII est vérifié mais sur une plage plus restreinte que celle observée en simulation. En fait, en simulation, le modèle de machine déséquilibrée est exactement le même que celui utilisé pour générer l'indicateur ce qui n'est pas le cas dans la réalité. En revanche, le gain en terme de sensibilité est lui largement inférieur que celui observé en simulation. On l'explique en partie par le manque de précision sur les mesures et la présence de bruits sur banc d'essai.

E.c.4. Comparaison avec des approches basées sur l'étude des données

Dans ce paragraphe, nous comparons les résultats obtenus par les trois indicateurs développés à ceux donnés par les approches développées dans [Boi10] utilisant I-24 et I-26. Les résultats ont été pris dans les mêmes conditions que celles évoquées précédemment (voir paragraphe III.E.c) et ils sont présentés sur les figures suivantes. On peut voir que quelle que soit le mode de régulation, la méthode de recherche d'harmonique 2 dans les composantes dq du courant et de la tension de commande (I-24) ne permet pas toujours de conclure. La détection est assurée pour des vitesses supérieures à $300tr/min$ si la charge et donc la puissance est suffisamment élevée. Pour des vitesses plus faibles, l'indicateur diminue et n'est alors pas toujours monotone. Plusieurs explications peuvent être alors avancées pour expliquer ce constat. Tout d'abord, le déséquilibre recherché est faible ($1/6$ de phase) comparé aux tests sur une $1/2$ phase en défaut. Ensuite comme nous l'avons vu, la machine étudiée est complexe et est loin d'être parfaitement équilibrée sans défaut inter-spires. Une méthode "de type" I-24 ne peut alors pas distinguer la présence de déséquilibres inhérents et de déséquilibre provenant de défauts inter-spires. Elle ne tient pas non plus compte du modèle de l'onduleur ce qui peut avoir son importance du point de vue pertes et déséquilibre d'alimentation (temps morts). La seconde approche issue de [Boi10] (voir I-26) est plus performante mais ne permet pas de conclure si la vitesse est faible. Cependant si la vitesse est élevée et si la résistance de défaut R_f est suffisamment faible pour un nombre de spires en défaut donné l'approche est efficace. En effet, plus le nombre de spires en défaut est faible, plus le défaut devient détectable pour un niveau de sévérité plus important autrement dit une valeur de résistance de défaut plus faible. Ceci prouve l'avantage qu'il peut y avoir à utiliser des méthodes basées sur les "modèles" au sens large car on peut intégrer les imperfections de la machine dans son modèle. Il est évident que plus le modèle de la machine est pertinent, plus son contrôle et son diagnostic de défauts sont performants.

Les figures suivantes montrent aussi que les simulations réalisées au paragraphe III.D sont pertinentes puisque l'apport de l'indicateur basé sur le modèle

MI pour des vitesses moyennes est vérifié tandis que ses limites par rapport aux approches directes à fortes vitesses et également vérifié.

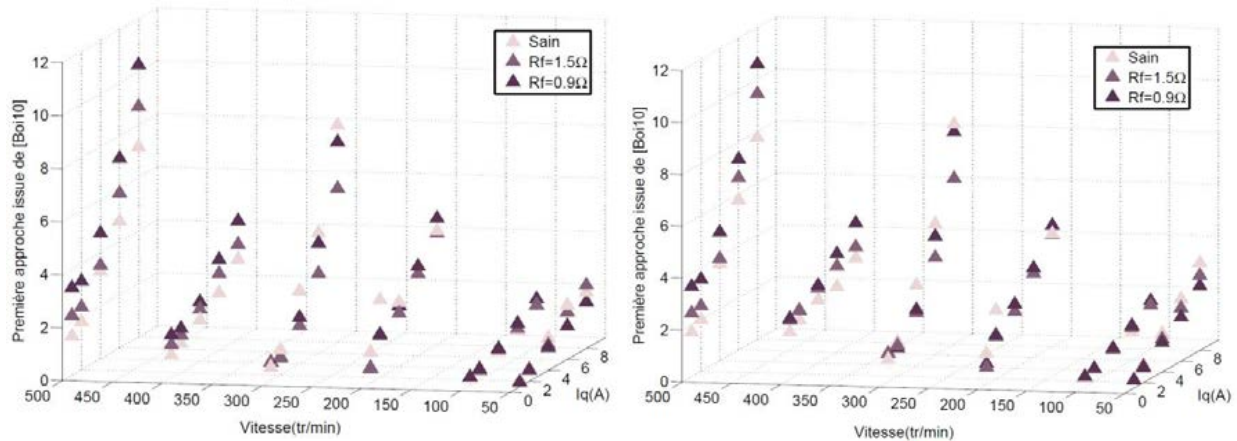


Fig. III–53: Premier Indicateur issu de [Boi10] en régulation de courant (gauche) et de vitesse (droite) pour une bobine en défaut

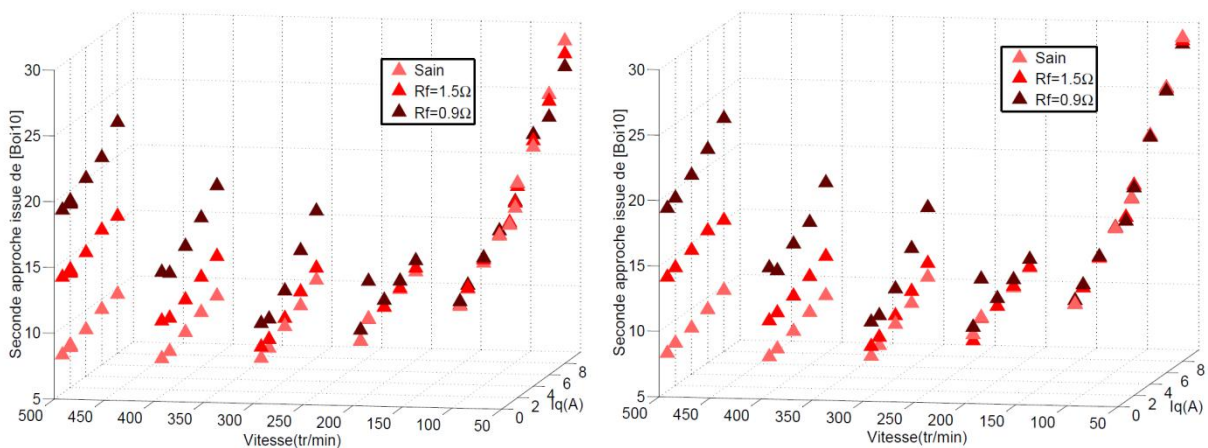


Fig. III–54: Second indicateur issu de [Boi10] en régulation de courant (gauche) et vitesse (droite) pour une bobine en défaut

Ce paragraphe a permis de vérifier que pour surveiller correctement la machine test, un modèle plus précis était utile. On peut alors penser tenir compte de ce travail pour commander autrement la machine (présence d'harmonique de rang 2 dans les composantes directe et en quadrature du flux statorique et présence d'un couple de détente à deux fois la fréquence électrique).

Nous allons tester dans la partie suivante une méthode utilisant cet apport d'abord du point de vue commande, puis ensuite du point de vue détection de défaut. Dans ce cas, nous parlerons alors d'approche "invasive".

F. Approche invasive

L'objectif de cette partie est de tester une approche fortement dépendante de la commande et qui peut être qualifiée d'invasive (Voir Fig. I-16). Compte tenu du travail effectué dans les parties précédentes, nous envisageons de traiter les tensions de commande d'axe dq de manière à leur enlever leurs composantes relatives à l'onduleur (pertes, temps morts), à la force électromotrice en charge ainsi qu'aux harmoniques témoignant d'un déséquilibre inhérent. En retirant par un découplage de type feed-back et qui n'altère en rien les performances de la commande, il ne resterait alors qu'un modèle $R - L$ simple à traiter. Nous avons ensuite testé une approche de type résidu ainsi qu'une série d'approches classiques comme l'estimation de la résistance statorique par estimateur de paramètre ou bien par filtre de Kalman étendu (FKE) [Nah01], [Kho08], [Boi10] ainsi que les deux approches issues de [Boi10]. Cette partie sera aussi l'occasion de traiter la conséquence "mécanique" de la présence d'entrefers parasites à savoir la présence d'un couple de détente important à faible charge et faible vitesse.

F.a. Utilisation d'un découplage feed-back

Les approches développées jusqu'alors avaient pour principe de traiter la modélisation rapprochée d'onduleur-MSAP de manière indépendante de la commande à partir des tensions de sorties des régulateurs des composantes dq du courant. Nous proposons de modifier ces tensions de références en tenant compte des apports évoqués aux paragraphes III.B et III.C qui concernaient :

- Une modélisation plus précise de l'onduleur (voir III-8)
- Les forces électromotrices en charge (voir III-17)
- La présence d'harmonique de rang 2 à l'état sain dans les composantes directes et en quadrature du flux statorique témoignant de la présence d'un déséquilibre inhérent (voir III-17)

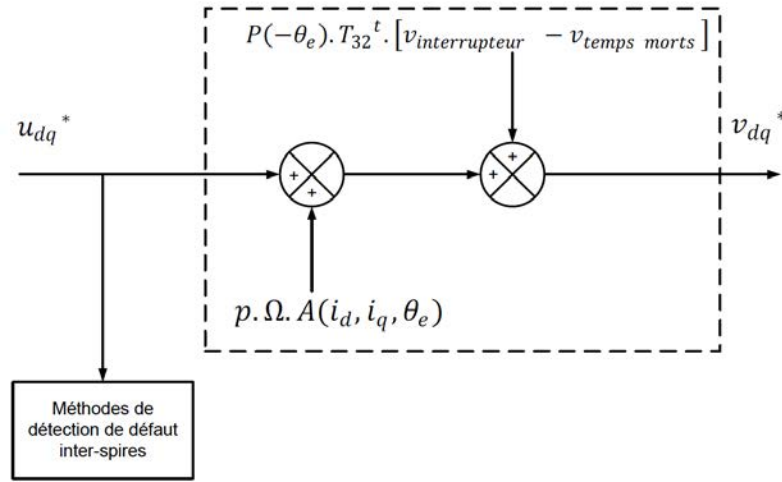
En pratique nous partirons de (voir III-17) :

$$v_{dq} = R_s \cdot i_{dq} + L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + p \cdot \Omega \cdot A(i_d, i_q, \theta_e) \quad \text{III-31}$$

Nous signalons que l'onduleur idéal est modélisé par un gain unitaire et pour l'onduleur réel on compense ses imperfections liées aux pertes par conduction et commutation ainsi qu'aux temps morts :

$$v_{dq}^* = u_{dq}^* + P(-\theta_e) \cdot T_{32}^t \cdot [v_{interrupteur} - v_{temps\ morts}] + p \cdot \Omega \cdot A(i_d, i_q, \theta_e) = R_s \cdot i_{dq} + L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e) \cdot \frac{di_{dq}}{dt} \quad \text{III-32}$$

où u_{dq} sont les tensions de sorties des régulateurs. Pratiquement, nous compensons les non-linéarités du système pour ne conserver qu'un modèle $R - L$ simple à traiter qui, si nous sommes en régime permanent, peut même être simplifié en supprimant le terme relatif aux inductances dynamiques. Plus précisément, nous utilisons un découplage de type feed-back :


Fig. III-55 : Principe du découplage feed-back utilisé

Ce découplage n'a pas pour but premier d'améliorer la dynamique de la commande de la machine mais plutôt de séparer tout ce qui diffère d'un circuit $R - L$ de machine électrique. Il ne détériore pas les performances de commande et ne nécessite pas de modifications particulières. Les courants estimés, nécessaires pour la définition de l'indicateur basé sur les résidus, donnés par III-2, sont exprimés de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = [L_{dq}(i_d, i_q, \theta_e)]^{-1} \cdot \left[P(-\theta_e) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \right] \quad \text{III-33}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{III-34}$$

F.b. Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux qui suivent ont été pris sur la MSAP 18 – 16 en régime permanent pour une bobine en défaut et dans les mêmes conditions qu'au paragraphe précédent. En particulier, le calage angulaire pour le terme $A(i_d, i_q, \theta_e)$ reste le même : $\varphi = 0.8 \text{ rad}$. Les deux figures suivantes Fig. III-56 et Fig. III-57 donnent l'allure de l'indicateur basé sur les résidus dans le plan couple-vitesse en régulation de couple puis en régulation de vitesse pour une machine saine, avec court-circuit d'une bobine sous $R_f = 1.5\Omega$ et $R_f = 0.9\Omega$. Quelle que soit la nature de la régulation, nous observons que la détection est assurée pour tous les points de fonctionnement excepté pour le point $N = 50 \text{ tr/min} - i_q = 8 \text{ A}$. On peut voir cependant que l'état $R_f = 1.5\Omega$ se situe parfois sous l'état sain et qu'il faut attendre l'état $R_f = 0.9\Omega$ pour assurer une détection confortable dans tout le plan courant-vitesse en particulier pour les points à faible charge. Cette approche donne une augmentation relative entre l'état sain et l'état en défaut sous $R_f = 0.9\Omega$ plutôt constante comparé à l'approche sans découplage dont les résultats sont présentés au paragraphe III.E.

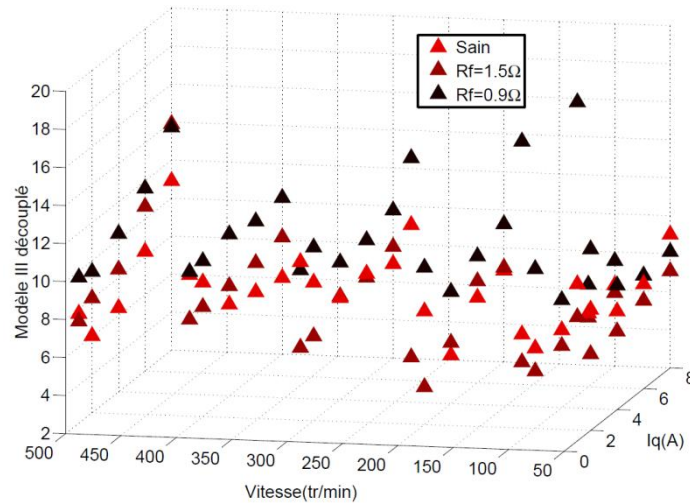


Fig. III–56: Indicateur basé sur les résidus en régulation de courant

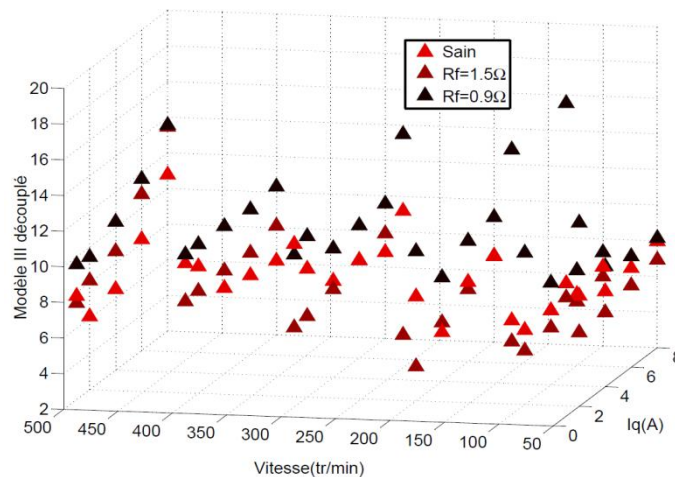


Fig. III–57: Indicateur basé sur les résidus en régulation de vitesse

Les figures présentées Fig. III–58 donnent l'allure du premier l'indicateur issu de [Boi10] avec et sans découplage pour les deux modes de régulation. On observe que le découplage permet d'obtenir une détection pour 100 et 200 tr/min si la charge est suffisamment élevée. Des difficultés semblent persister à 300 tr/min où seul le point à plus forte charge donne de bons résultats. Pour 50 tr/min , le découplage n'apporte pas de changement significatif. Globalement, cette méthode est avantageuse pour des puissances élevées. Les termes de découplage relatifs à la présence d'harmonique de rang 2 dans la machine saine permettent un gain en sensibilité (e_p et φ supposés constants pour les mesures) pour certains points de fonctionnement mais le fait de ne pas connaître précisément ce déséquilibre inhérent nous permet d'améliorer les résultats que pour certains points de fonctionnement (cela pourrait expliquer le comportement à 300 tr/min). L'apport est plus intéressant sur la seconde approche issue de [Boi10] où l'indicateur final est intéressant excepté à 100 tr/min et 50 tr/min .

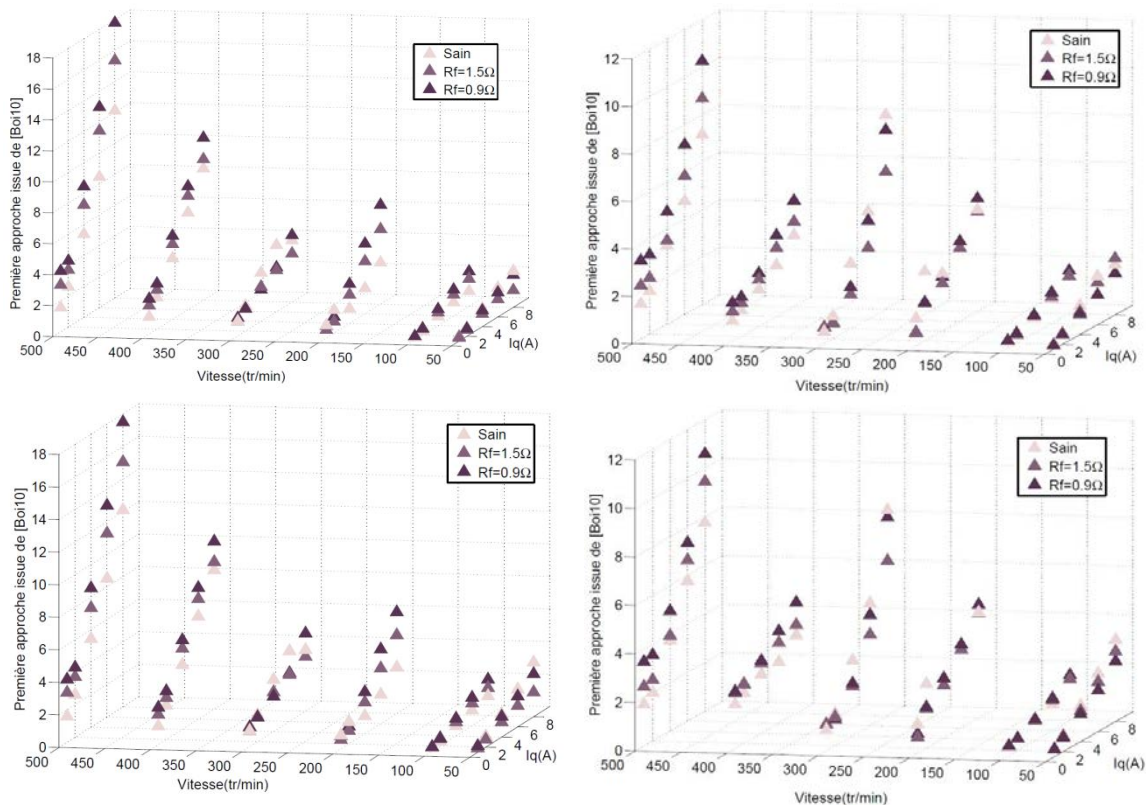


Fig. III-58: Approche issue de [Boi10]-De gauche à droite: avec découplage, sans découplage-De haut en bas : régulation de courant, régulation de vitesse

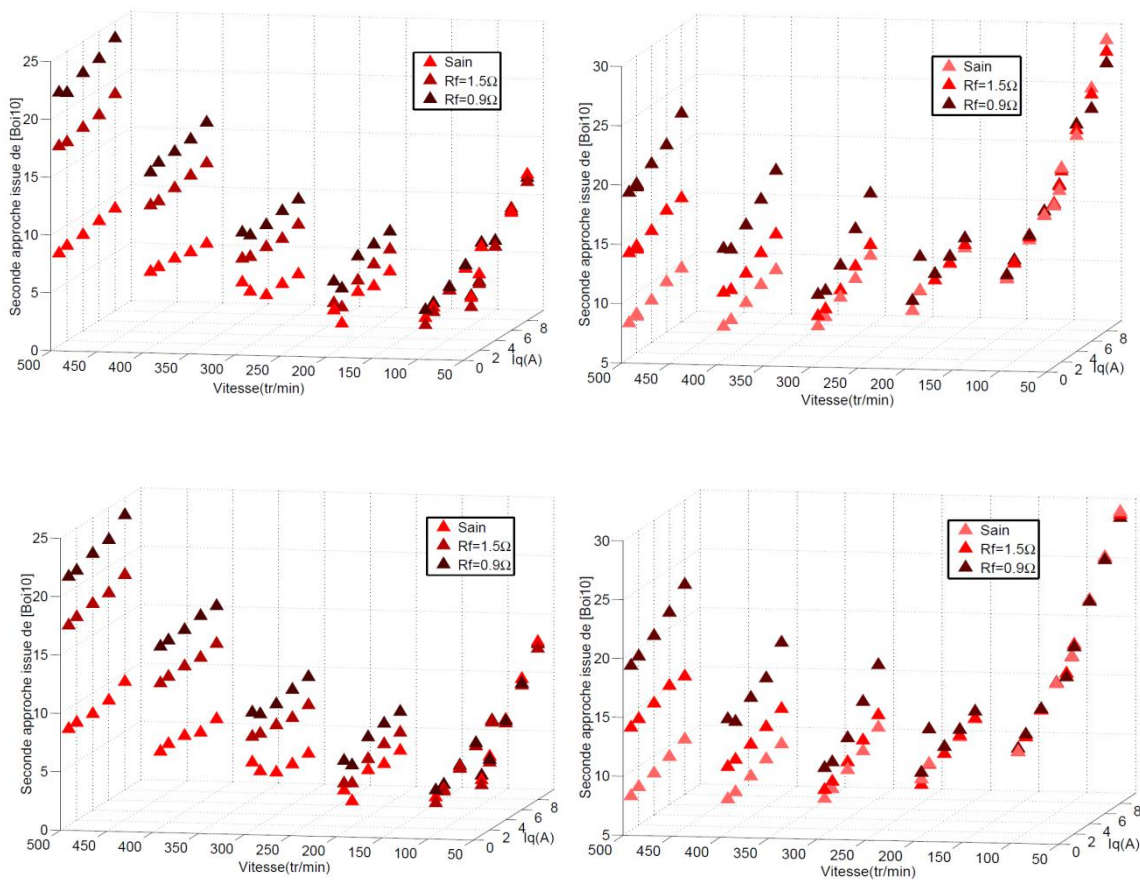


Fig. III-59: Seconde approche issue de [Boi10]-De gauche à droite : avec découplage, sans découplage-De haut en bas : régulation de courant, régulation de vitesse

Les résultats présentés Fig. III-60 et Fig. III-62 donnent l'allure des estimations de la valeur moyenne de la résistance statorique obtenues respectivement par estimateur de paramètre ([Boi10], [Kho08]) et par filtre de Kalman Etendu (FKE) dans le cas d'un découplage des termes non-linéaires au niveau de la commande (voir Fig. III-55). Nous avons considéré une inductance dynamique L_s commune aux deux axes et constante ce qui en théorie ne doit pas avoir de conséquence puisque les courants sont plutôt constant. Pour ces indicateurs, nous avons supposé que l'inductance était constante. De précédentes études ont montré que cette estimation est sensée diminuer en présence de défaut inter-spires [Kho08]. Si l'on regarde les résultats obtenus par ce type d'observateur, on peut s'apercevoir que le découplage apporte peu. Tout d'abord les valeurs des résistances obtenues sont moindres avec découplage : ceci s'explique par le fait que l'on a dissocié l'onduleur de la machine et que la résistance statorique n'est sensée contenir, avec découplage, que la véritable résistance du stator. Les estimations diminuent en présence de défaut et le découplage réduit la sensibilité pour certains points ($i_q = 1A$) et augmente dans d'autres cas ($i_q = 2,4A$). On peut dire que le découplage permet de distinguer le défaut sur plus de points de fonctionnement mais avec une sensibilité plus faible et ce indépendamment du mode de régulation.

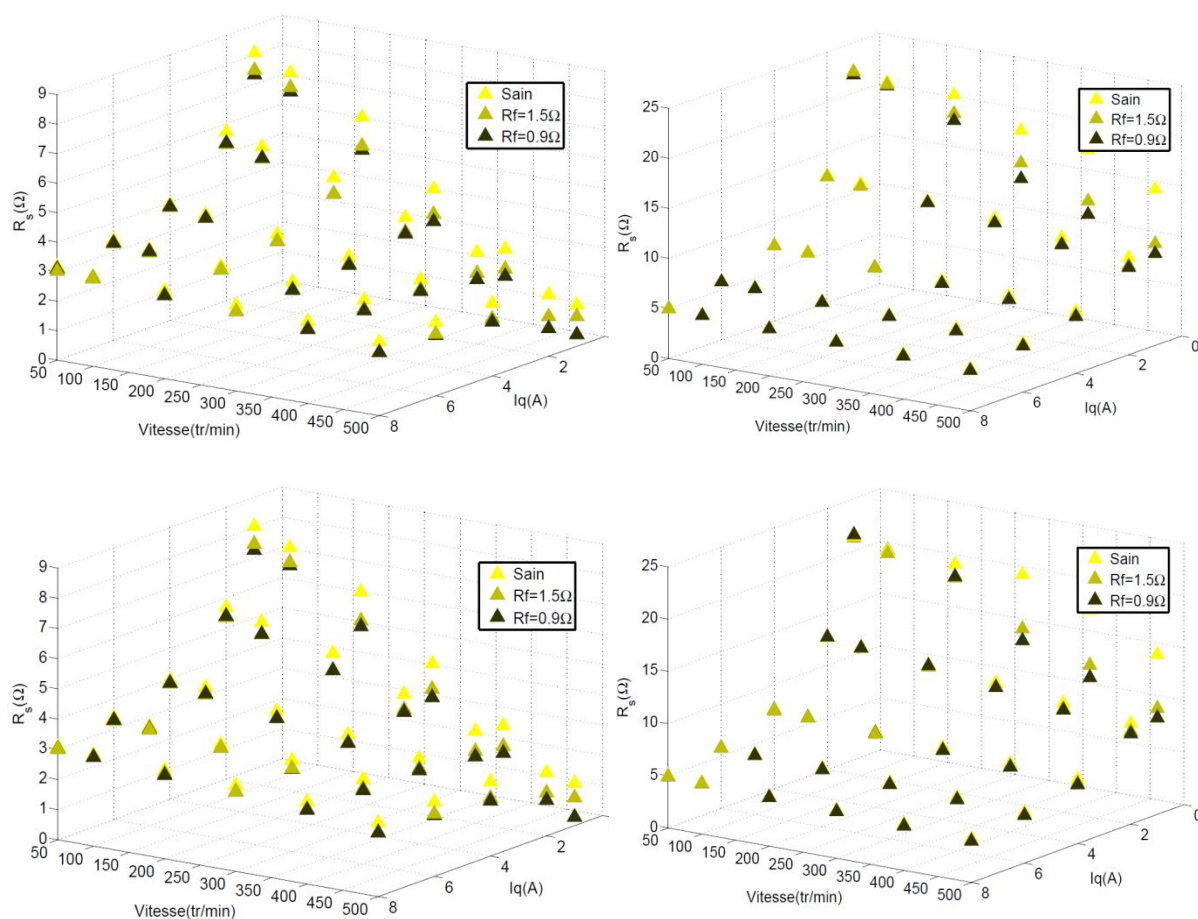


Fig. III-60: Estimation de la résistance statorique par estimateur de paramètre -De gauche à droite : avec découplage, sans découplage-De haut en bas : régulation de courant, régulation de vitesse

Prenons à présent le cas du filtre de Kalman. Les réglages du filtre sont :

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100 \end{bmatrix} \quad \text{III-35}$$

$$Q_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 500 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 500 \end{bmatrix} \quad \text{III-36}$$

$$R_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{III-37}$$

$$X_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad \text{III-38}$$

Ces réglages doivent en théorie influencer sur des résultats en régime permanent surtout en ce qui concerne le calage de P_0 et Q_0 .

La figure Fig. III-61 montre l'effet du découplage sur l'estimation temporelle de la résistance statorique par Filtre de Kalman. D'une part, on observe que la valeur moyenne de l'estimation est plus proche de la réalité ($R_s \approx 1.9\Omega$ à $20^\circ C$) avec découplage. D'autre part, nous observons que le contenu haute fréquence de cette estimation est moindre avec découplage ce qui nous laisse penser que le filtre converge plus aisément si on utilise ce découplage pour le point de fonctionnement considéré ($N = 100tr/min - i_q = 2A$).

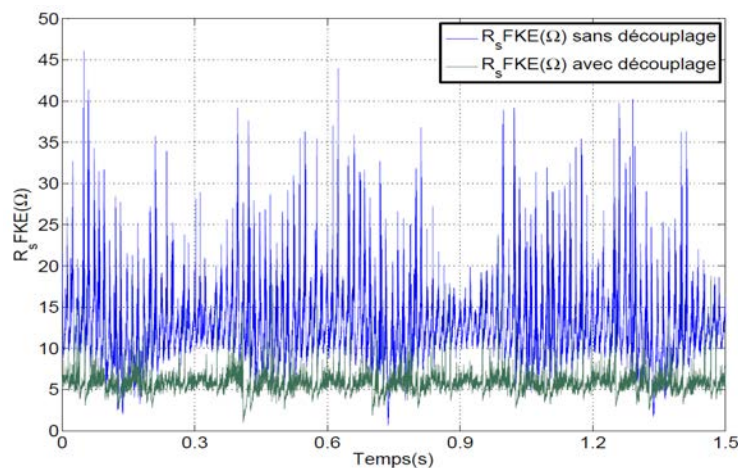


Fig. III-61: Allure de l'estimation de la résistance statorique par FKE pour une machine saine au point $N = 100tr/min - i_q = 2A$ avec et sans découplage

Dans le plan $[i_q, N]$, les améliorations sont plus importantes que pour l'autre observateur puisque le découplage permet une détection de défaut à la fois pour les faibles charges et fortes charges si la vitesse est élevée. En effet, au regard des résultats présentés sur la figure Fig. III-62, l'estimation sans découplage ne permet pas de tirer de conclusions quant à la présence de défaut inter-spires. Avec découplage des termes non-linéaires au niveau de la commande (voir Fig. III-55), on obtient une diminution croissante de l'estimation avec la sévérité du défaut et sur un espace légèrement plus large qu'avec l'estimateur précédent. En effet, un des points forts du FKE est de rejeter les bruits de mesures ou les imperfections de modèles.

Comme précédemment, les estimateurs convergent vers une valeur plus proche de la résistance d'une phase de la MSAP saine avec découplage. La nature de la régulation n'a que peu d'impact sur les résultats. L'évolution de la résistance avec la température réduit également la sensibilité de tous les indicateurs.

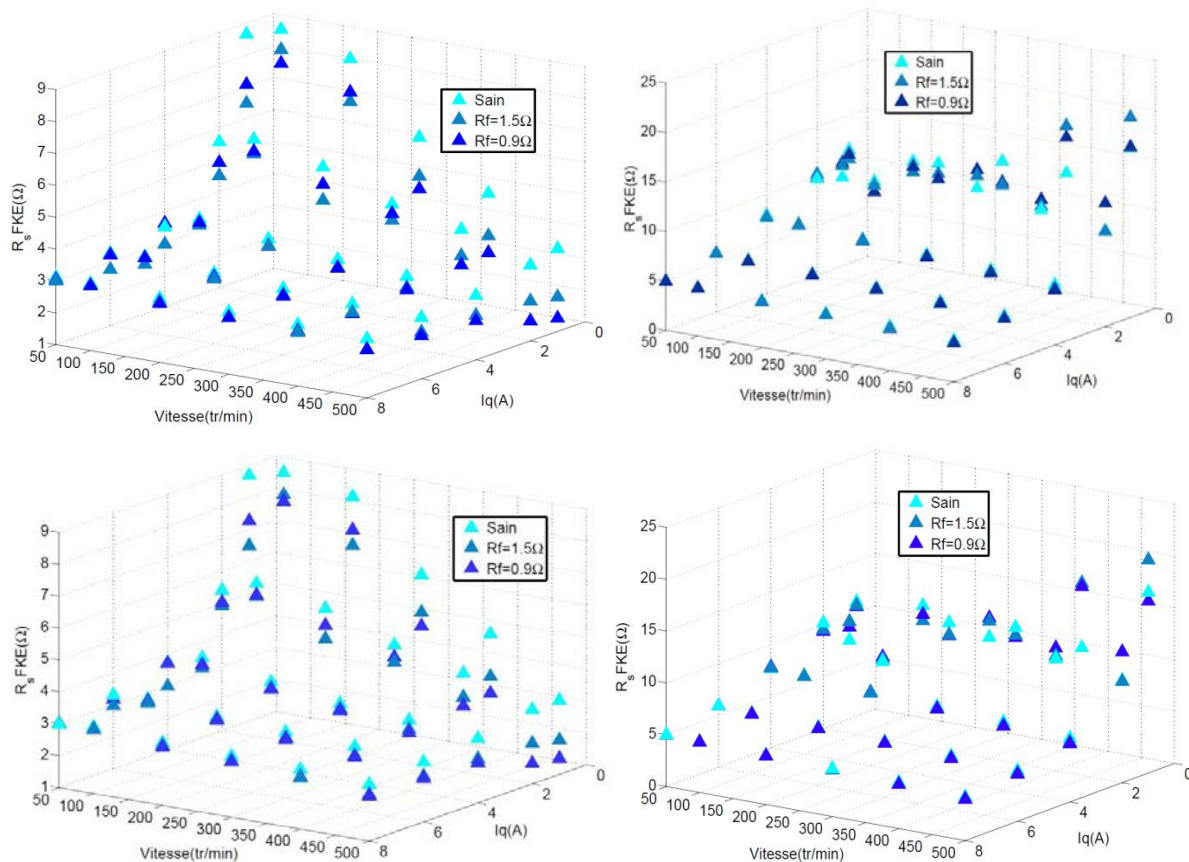


Fig. III-62: Estimation de la résistance statorique par observateur FKE-De gauche à droite: avec découplage, sans découplage De haut en bas: régulation de courant, régulation de vitesse

F.c. Compensation du couple de détente dans le cas étudié

En complément du découplage de type feed-back introduit, nous pouvons aussi traiter de manière invasive le volet "mécanique" d'un défaut de construction de type entrefer parasite à savoir la présence d'un couple de détente important pulsant à une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation. L'idée est de compenser ce couple de détente par la commande et de tirer les conclusions sur les indicateurs de défaut par la suite. Pour cela nous utiliserons une compensation classique qui consiste à introduire une référence de couple oscillante de même amplitude mais en opposition de phase avec celle de la perturbation que l'on souhaite "annuler" [Mar03], [Ham09]. Dans notre cas, le couple de détente sur la MSAP 18 – 16 peut être modélisé en première approximation (voire figure Fig. III-17) par une onde sinusoïdale d'amplitude pulsant à deux fois la fréquence électrique :

$$\Gamma_d = \alpha \cdot \sin[2 \cdot \theta_e + \beta]$$

III-39

Les courants à injecter pour annuler ce couple de détente doivent satisfaire :

$$p \cdot [\Phi_d \cdot \Delta i_q - \Phi_q \cdot \Delta i_d] = \Gamma_d \quad \text{III-40}$$

Si l'on souhaite maintenir un courant direct nul de manière instantanée, on peut agir uniquement sur le courant de quadrature pour annuler le couple de détente. Dans ce cas, on a :

$$\Delta i_q = \frac{\Gamma_d}{p \cdot \Phi_d} \quad \text{III-41}$$

Les figures suivantes montrent d'abord l'efficacité de la compensation du couple détente sur la vitesse en régulation de courant et sur la référence de courant en régulation de vitesse. On observe aussi l'effet de la compensation sur la tension de sortie du régulateur de courant v_q^* et d'autre part, l'effet sur les indicateurs de défaut. Nous considérons le point $N = 110 \text{ tr/min} - i_q = 0.8A$ où le couple de détente a une influence et une commande intégrant le découplage présenté au paragraphe précédent ainsi qu'une compensation avec $\beta = 2.8 \text{ rad}$ pour une régulation en vitesse. On considère $\alpha = 0.5 \text{ N.m}$ correspondant à un entrefer parasite d'épaisseur $e_p = 0.2 \text{ mm}$ sur une seule dent. Comme annoncé au paragraphe III.E.c.3, la vitesse et la tension de commande en quadrature contiennent des harmoniques de rang 2. Ces ondulations semblent être compensées par l'injection de Δi_q : la vitesse, i_q^* et u_q^* oscillent moins à cette fréquence. L'harmonique de rang 2 dans v_q^* est réduit de manière significative comme on peut le voir sur la figure Fig. III-65. Les mêmes constatations peuvent être formulées sans découplage. Il faut noter que cette compensation avec α et β donnée n'est efficace que pour le point de fonctionnement considéré. Pour d'autres points de fonctionnement, il faut réévaluer les valeurs de ces deux paramètres car l'amplitude et la phase des ondulations de couple dépendent aussi de la charge et de la saturation locale au niveau des dents : les amplitudes à vide (couple de détente) sont différentes de celle en charge (ondulations de couple). Pour montrer le potentiel de cette approche pour notre machine, nous avons testé cette approche pour le point $N = 110 \text{ tr/min} - i_q = 0.8A$.

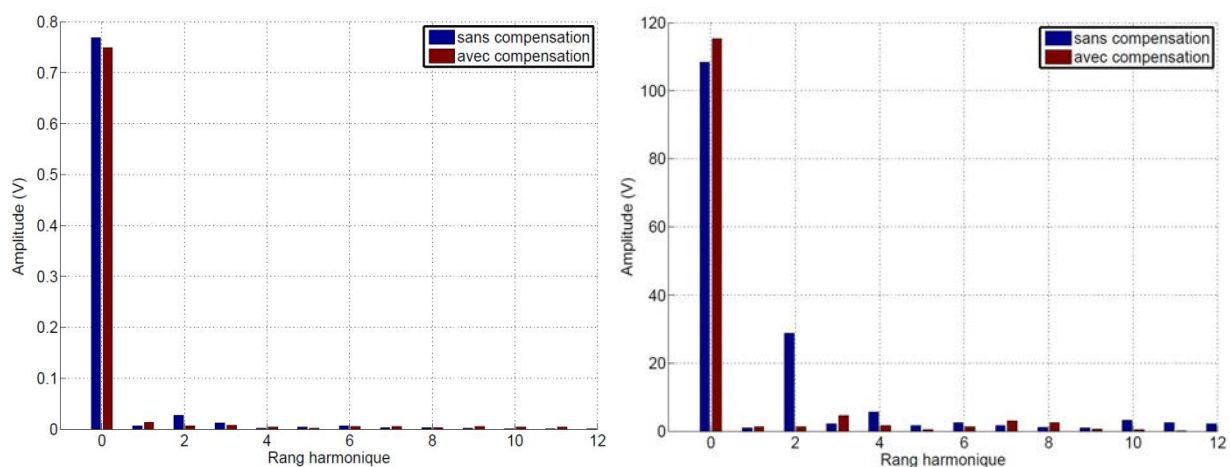


Fig. III-63: Contenu harmonique de i_q^* en régulation de vitesse et de N en régulation de courant en présence de couple de détente avec et sans compensation avec découplage

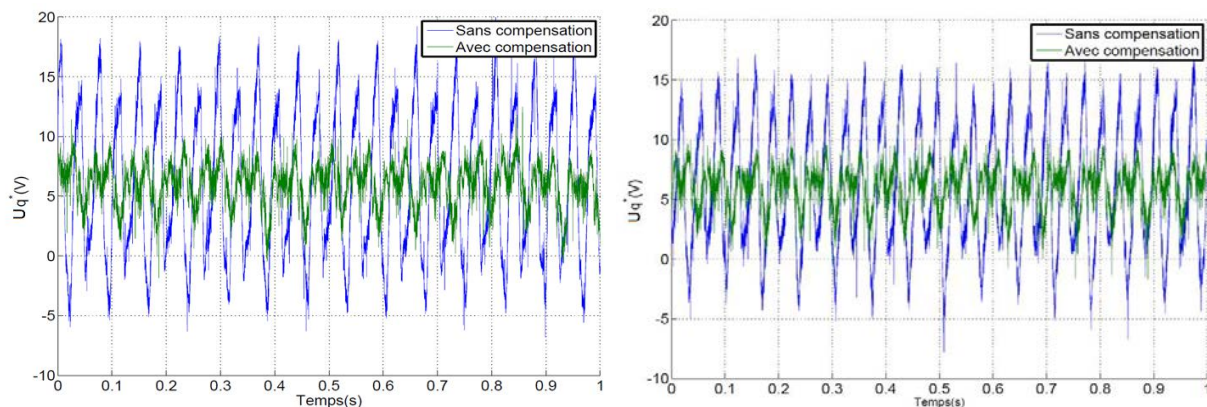


Fig. III-64: Tension de commande u_q^* en présence de couple de détente avec et sans compensation en régulation de courant (gauche) et de vitesse (droite) avec découplage

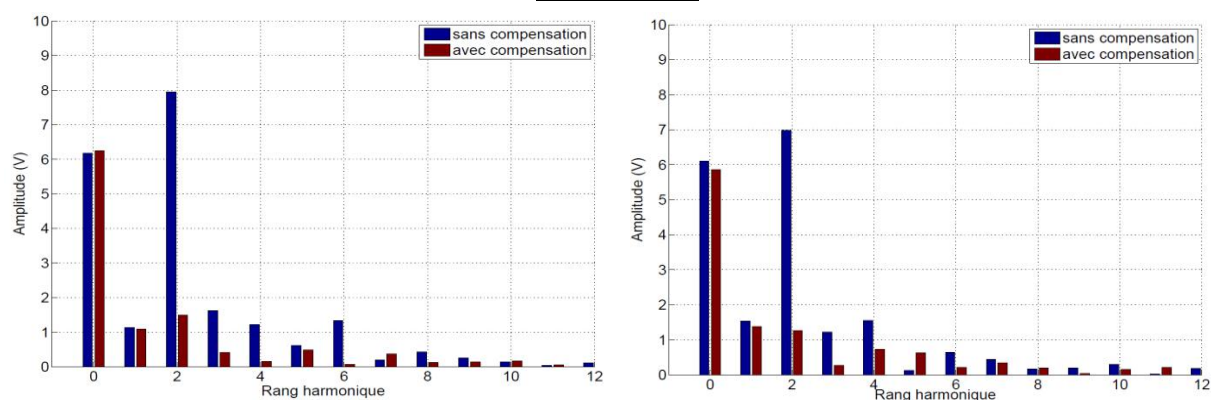


Fig. III-65: Contenu harmonique de la tension de commande u_q^* en présence de couple de détente avec et sans compensation en régulation de courant et de vitesse avec découplage

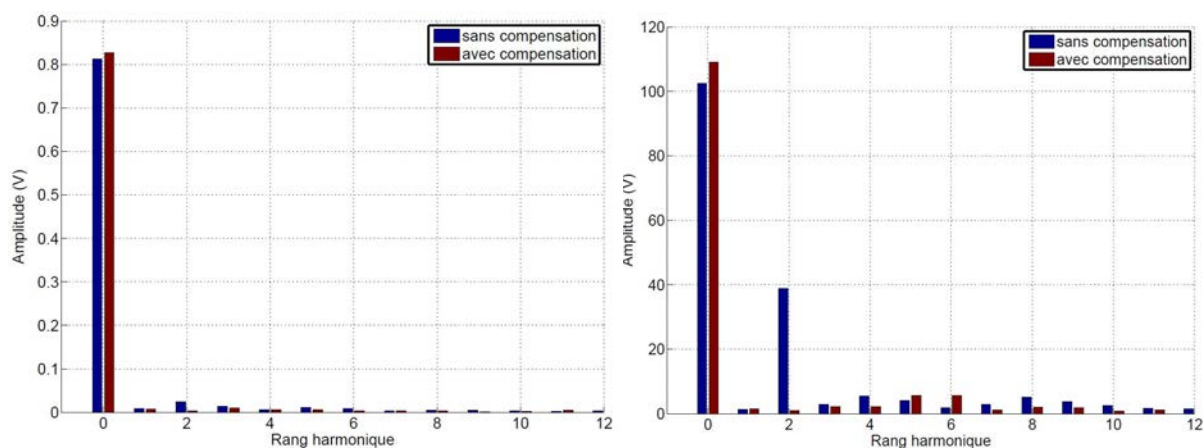


Fig. III-66: Contenu harmonique de i_q^* en régulation de vitesse et de N en régulation de courant en présence de couple de détente avec et sans compensation sans découplage

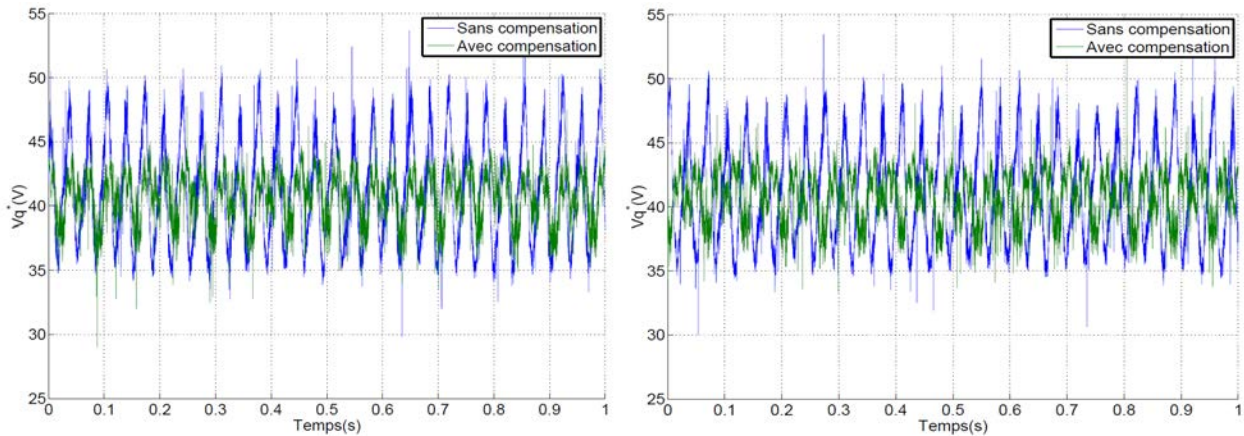


Fig. III-67: Allure de la tension de commande v_q^* en présence de couple de détente avec et sans compensation en régulation de courant et de vitesse sans découplage

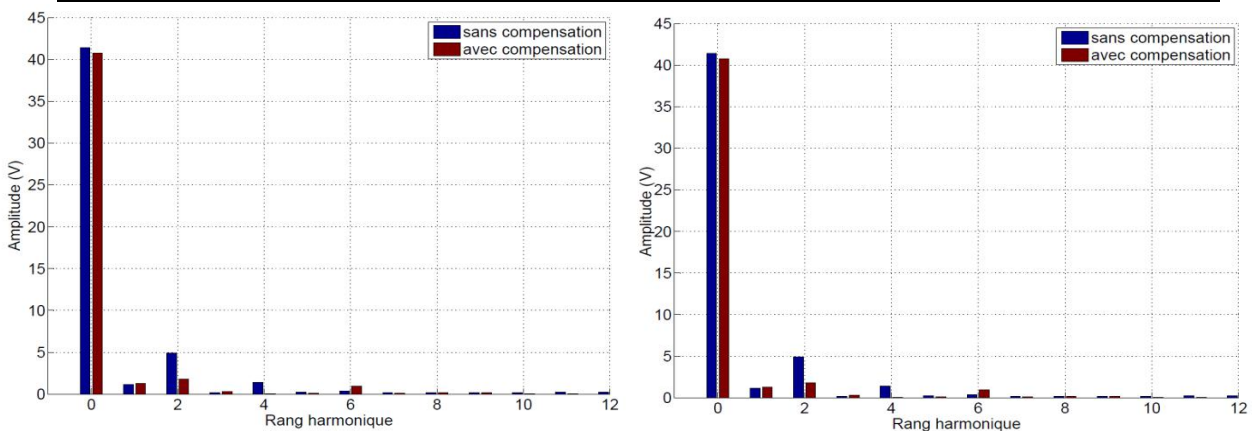


Fig. III-68: Contenu harmonique de la tension de commande v_q^* en présence de couple de détente avec et sans compensation en régulation de courant et de vitesse sans découplage

La compensation n'est cependant pas parfaite du fait de la connaissance incertaine et très approximative du couple de détente et de la configuration du déséquilibre initial de la MSAP. Les figures Fig. III-69 et Fig. III-70 donnent respectivement l'amplitude de l'indicateur basé sur les résidus et issu de I-24 en présence de couple de détente pour un cas sain et un cas où une bobine est en défaut avec $R_{f1} = 0.9\Omega$. On observe que la compensation permet de rendre "cohérente" l'évolution des indicateurs (en cas de défaut inter-spires, ces indicateurs doivent augmenter). Les deux indicateurs augmentent si la compensation est active et ils diminuent si elle n'est pas utilisée aux points de fonctionnement considérés : les harmoniques de rang 2 dans les tensions de commande et provenant de la présence du couple de détente font augmenter les indicateurs. Ces constatations peuvent également être faites dans le cas où le découplage n'est pas utilisé. Les résultats pour l'approche issue de I-24 sont meilleurs avec découplage : en effet, le découplage permet de rendre dominant le terme $|v_{q2} \cdot i_{q0}|$ par rapport aux autres termes dans I-24 et la compensation du couple de détente rend sensible ce terme au défaut inter-spires. La figure Fig. III-71 donne les résultats pour l'estimation de la résistance par estimateur de paramètre et par filtre de Kalman (FKE). On observe que la compensation ne permet pas de distinguer le défaut : les états ne sont pas assez éloignés pour tirer des conclusions fiables que cela soit avec ou sans découplage.

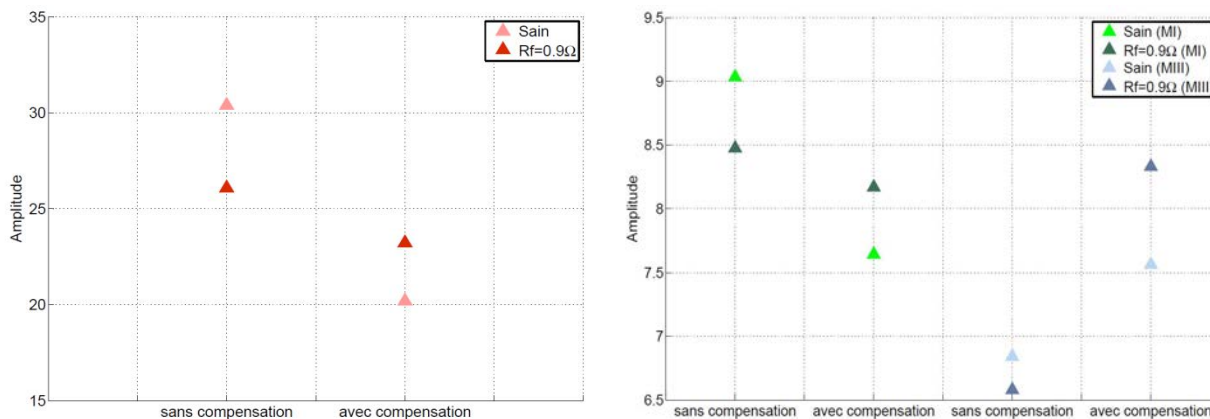


Fig. III-69: Amplitude de l'indicateur basé sur les résidus en présence de couple de détente avec découplage (gauche) et sans découplage (droite) en régulation de vitesse

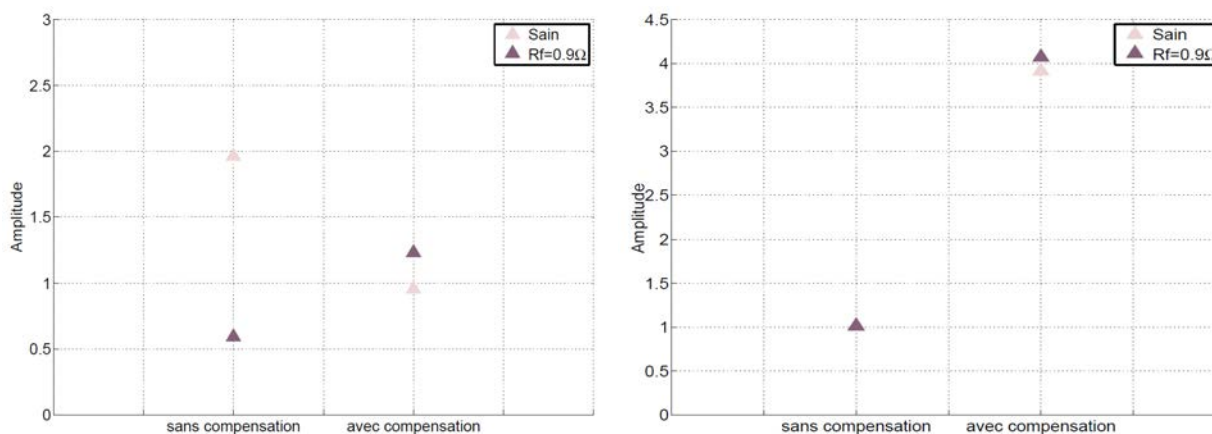


Fig. III-70: Amplitude du premier issu de [Boi10] en présence de couple de détente avec découplage (gauche) et sans découplage (droite) en régulation de vitesse

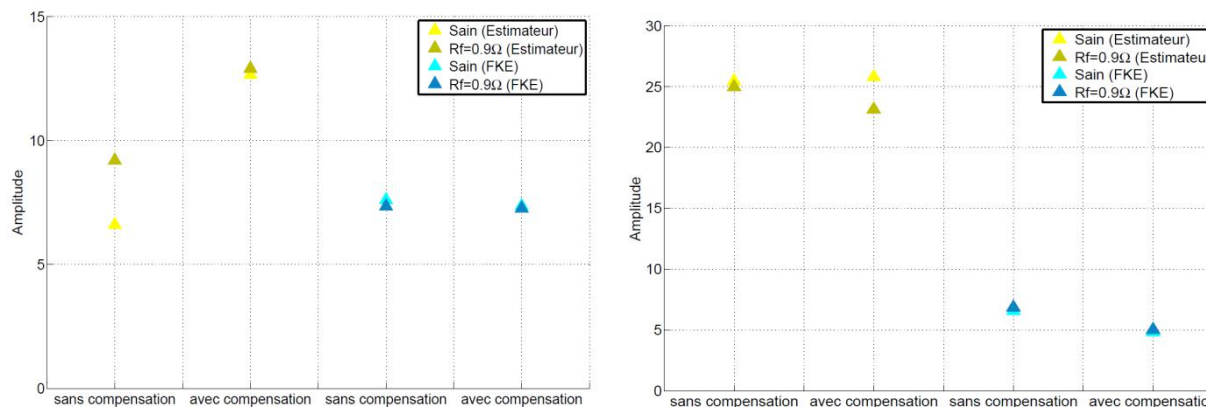


Fig. III-71: Amplitude de l'estimation de la résistance en présence de couple de détente avec découplage (gauche) et sans découplage (droite) en régulation de vitesse

Enfin, nous regardons l'effet de la compensation sur la seconde approche issue de [Boi10] (voir I-26) dont le principe est évoqué aussi dans [You07]. Sur la figure Fig. III-72, et dans le cas sans découplage, on montre que cet indicateur diminue légèrement en présence de couple de détente et que sa compensation permet de conserver un indicateur quasi-constant. Avec découplage, les améliorations apportent peu même si l'indicateur augmente très légèrement en présence de défaut inter-spires malgré le fait que la compensation augmente le seuil de détection. Ceci est probablement dû au fait que le découplage de la chute de tension de l'onduleur (qui dépend du courant) réintroduit des harmoniques de rang 2.

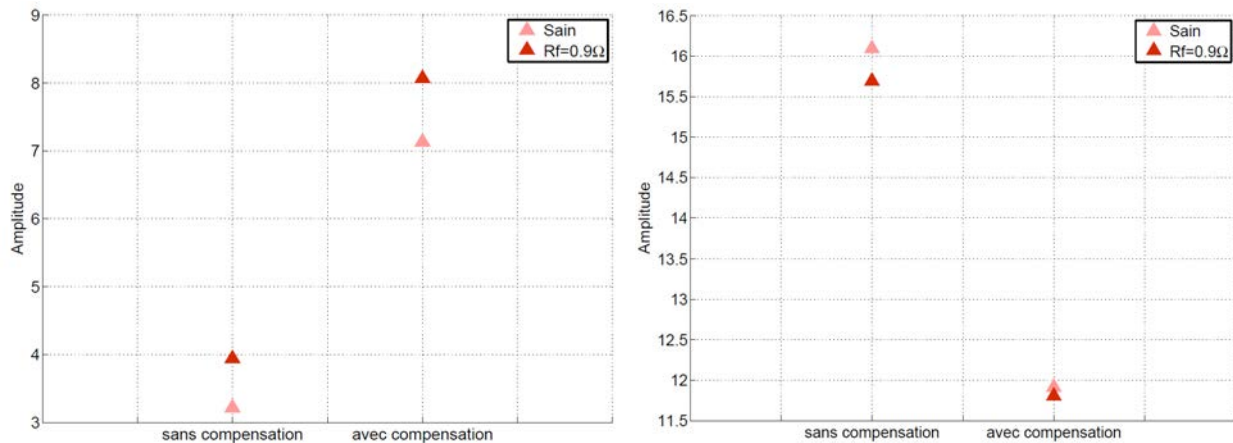


Fig. III-72: Amplitude de l'indicateur G en présence de couple de détente avec découplage (gauche) et sans découplage (droite) en régulation de vitesse

Les figures Fig. III-69 à Fig. III-72 ont montré que dans notre cas particulier, qui est celui d'un couple de détente probablement dû à la présence d'entrefer parasites, le couple de détente doit être pris en compte pour éviter le problème des "fausses alarmes" et de détecter un défaut qui n'existe pas ou de ne pas le détecter. La compensation du couple de détente est nécessaire pour les approches développées dans ce manuscrit que cela soit avec ou sans découplage. L'estimation de la résistance statorique par estimateur de paramètre ou par filtre de Kalman reste peu pertinente malgré nos améliorations. Les approches issues de [Boi10] nécessitent un découplage et une compensation du couple de détente pour rester pertinente dans ce cas précis.

Enfin, de manière générale, cela implique qu'il faut savoir à l'avance à quel moment il faut compenser ce couple de détente : nos travaux ont concerné ici un seul point de fonctionnement où ce couple était gênant.

F.d. Distinction entre un défaut mécanique de même fréquence qu'un défaut électrique

Comme nous l'avons vu au travers du paragraphe précédent, il semble délicat de distinguer un couple parasite pulsant à deux fois la fréquence électrique d'un défaut de type inter-spires.

Dans les deux cas, la nature des régulations et leurs réglages (avec des régulateurs de type PI) peuvent rejeter les harmoniques de rang 2 dans les courants ou tensions dans le repère dq . Dans le cas d'un défaut mécanique pur à cette fréquence (n'entraînant pas de déséquilibre électrique comme dans le cas d'un entrefer parasite), les harmoniques de rang 2 dans v_{dq2} provenant de la vitesse ne représentent pas forcément un déséquilibre.

Pour un défaut électrique pur, il y a création de système équilibré direct et inverse comme l'a montré [Boi10] entraînant des composantes dq pulsant à deux fois la fréquence électrique. Le problème vient du fait que le défaut de court-circuit crée aussi des ondulations de couple correspondant à cette fréquence car le produit de la force électromotrice de la partie en défaut et du courant de défaut donne des harmoniques de rang 2 (voir I-26, défaut dont l'importance est naturellement fonction des caractéristiques mécaniques du système) : un défaut de court-circuit inter-spires

a donc aussi les mêmes propriétés qu'un défaut mécanique à deux fois la fréquence électrique.

Dans notre cas, l'existence potentielle d'un entrefer parasite dans le circuit magnétique crée de fait un déséquilibre et un couple de détente pulsant à deux fois la fréquence électrique ce qui complexifie encore la détection de défaut inter-spires. Cela nous amène en fait à pouvoir détecter les défauts électriques à un stade avancé et à une vitesse relativement élevée entraînant un impact énergétique fort dû au défaut électrique. D'un autre côté, le rejet des perturbations dans les tensions de commande est lié au réglage des régulateurs ce qui altère les constatations faites d'un point de vue théorique pour le cas de défaut électrique avancé ou de défaut mécanique pur à deux fois la fréquence électrique.

Dans la partie suivante, nous allons tester les approches développées dans ce travail en régime transitoire. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre I, beaucoup d'approches sont limitées au régime permanent. Les méthodes efficaces en régime permanent sont parfois pénalisées en régime transitoire car elles font appel à des filtres. Le fait d'utiliser des indicateurs pertinents en régime transitoire est justifié par le fait que les actionneurs à surveiller peuvent avoir des modes de fonctionnement impulsionnels.

G. Régime transitoire

G.a. Type de régimes transitoires étudiés

L'objectif de cette partie est d'étudier la faisabilité d'une application des différentes méthodes testées dans ce document pour un régime transitoire de fonctionnement. En effet, pour certaines applications, la MSAP à surveiller n'évolue pas forcément en régime permanent ce qui ne facilite pas la détection de défaut "en ligne". Dans notre cas, nous nous intéresserons à la MSAP 18 – 16 qui devrait motoriser en fait un actionneur aéronautique relié à une vis à rouleau et pouvant actionner par exemple un aileron sur un avion.

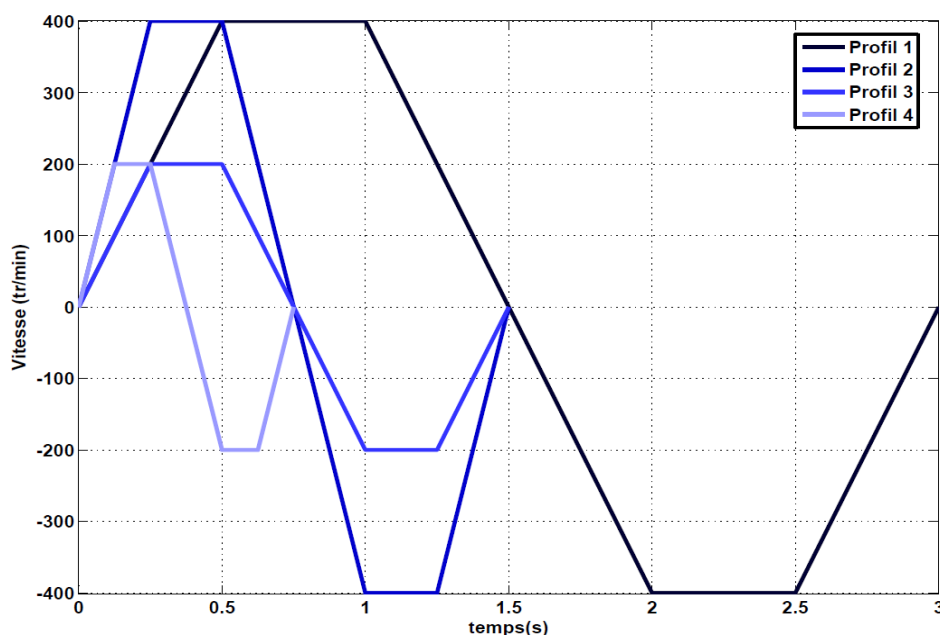


Fig. III-73: Profils étudiés en régime transitoire

Lors de la phase de pré-vol, le système de contrôle impose des profils types à base de phases d'arrêts et de régimes permanents tandis qu'en vol l'actionneur est évolue la plupart du temps sur des régimes transitoires plus ou moins élevés.

Concernant les phases en régime permanents, nous pouvons nous appuyer sur les résultats des paragraphes précédents. Pour le cas de l'arrêt, les méthodes développées dans ce document ne semblent pas pertinentes car les courants et résidus ne pulsent pas dans ce cas précis et les imprécisions sur les mesures et sur les modèles d'alimentations peuvent impacter de manière conséquente sur les conclusions tirées quant à la présence de défauts.

L'objectif est d'étudier si les approches présentées peuvent être pertinentes sur les profils de régimes transitoires plus ou moins rapides dont l'allure est donnée sur la figure Fig. III-73. De manière générale, le régime transitoire étant imposé en général par le fonctionnement en vol, les méthodes de détection de défaut doivent s'adapter. Si les profils ne sont pas imposés, alors programmer des phases de régimes permanents semble écarter une partie des problèmes et permet d'utiliser un plus grand nombre de méthodes.

G.b.Limites des indicateurs proposés en régime transitoire

G.b.1.Variation de vitesse

Les indicateurs de défaut électrique présentés aux paragraphes III.A.b utilisent une resynchronisation des résidus formés entre une mesure des courants d'une part et une estimation de ceux-ci d'autre part. En régime permanent, comme la vitesse moyenne est la même sur une période électrique l'approche fonctionne et on recherche bien un déséquilibre dans le repère *abc*. En régime transitoire, l'approche reste pertinente de manière assez évidente si la vitesse ne varie pas trop rapidement sur $2/3$ d'une période électrique (déphasage maximum). Dans le cas contraire, le seuil de l'indicateur augmente et les cas de défauts ne seront plus distingués des cas sains. On peut alors formaliser ces limites ; si $\Delta\Omega_{max} = \alpha \cdot \Omega$ est la variation de vitesse, on a :

$$\frac{d\Omega}{dt} \leq \frac{\Delta\Omega_{max}}{\frac{2}{3} \cdot \frac{2\pi}{p \cdot \Omega}} \leq \frac{\alpha \cdot \Omega}{\frac{2}{3} \cdot \frac{2\pi}{p \cdot \Omega}} \quad \text{III-42}$$

Si on utilise la vitesse N en *tr/min* on aboutit à :

$$\frac{dN}{dt} \leq \frac{\alpha \cdot p \cdot N^2}{40} \quad \text{III-43}$$

De manière graphique, pour une rampe de vitesse donnée, on peut délimiter la zone du plan $\left[\frac{dN}{dt}, N \right]$ dans laquelle notre approche reste valable et pertinente. La figure Fig. III-74 montre les zones de ce plan qui sont favorables théoriquement pour notre indicateur en régime transitoire : les rampes de pentes élevées sont défavorables si la vitesse finale est faible (profil 4 sur la figure Fig. III-73) ; elles peuvent être acceptables si la vitesse finale est suffisamment élevée (profil 2 sur la figure Fig. III-73).

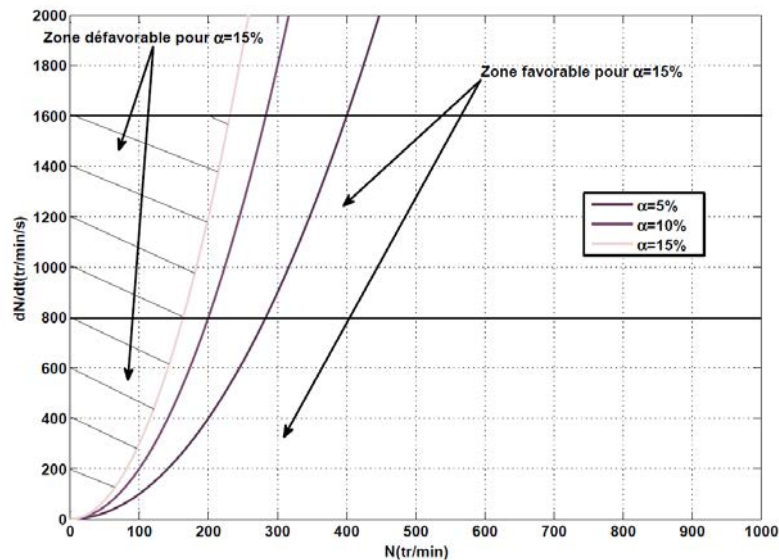


Fig. III-74: Limite de l'approche présentée pour les régimes transitoires testés- en hachuré: zone défavorable

Les rampes de pentes faibles seront plutôt favorables même si les vitesses finales élevées seront préférées (profil 1 comparé à profil 3 sur la figure Fig. III-73).

G.b.2. Resynchronisation

L'autre point faible pour un régime transitoire est en fait l'outil réalisant la resynchronisation. Si elle est réalisée par une mise en mémoire, il faut que la taille limite des mémoires tampons ne soit pas atteinte lors des régimes transitoires ce qui paraît délicat surtout au niveau de l'inversion de vitesse où la période électrique est grande. La détection de défaut à très basse vitesse par ce moyen est donc contraignante c'est pourquoi nous avons opté pour l'utilisation de filtres déphaseurs du premier ordre dont la fonction de transfert est donnée par :

$$T = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{III-44}$$

Dans le cas où la vitesse ne varie pas trop sur $2/3$ d'une période électrique et si la vitesse est positive, il faut assurer, pour resynchroniser deux des trois résidus, un déphasage de $-2\pi/3$ ce qui donne en partant de III-44 :

$$\omega_0 = \frac{p \cdot |\Omega|}{\tan \left[\frac{\pi}{3} \right]} \quad \text{III-45}$$

Par exemple, dans le cas où la vitesse est positive, nous déphaserons le résidu de la phase a deux fois consécutivement tandis que nous déphaserons celui de la phase b une seule fois. Inversement, si la vitesse est négative, nous déphaserons le résidu de la phase b deux fois consécutivement tandis que nous déphaserons celui de la phase a une seule fois.

Le temps de réponse des filtres déphaseurs doit être négligeable devant le temps correspondant au déphasage réalisé de manière à pouvoir resynchroniser les résidus efficacement. Les figures Fig. III-75 et Fig. III-76 montrent le rephasage pour deux profils tests : la première avec le profil 1 et la seconde avec le profil 4. Dans le

premier cas, on peut voir que les trois signaux sont bien rephasés et d'amplitude proches car on se situe dans le cas d'une rampe de 800 tr/min/s pour une vitesse allant jusqu'à 400 tr/min . Dans ce cas, une plage assez favorable existe pour notre approche et la vitesse varie assez peu sur la durée correspondant au $2/3$ d'une période électrique (déphasage maximum réalisé) excepté à l'inversion de la vitesse où il subsiste un problème. Pour le second cas, les zones où l'amplitude des trois signaux est différente sont assez importantes puisque l'on utilise une rampe rapide (1600 tr/min/s) pour une vitesse maximum fixée à 200 tr/min . La vitesse varie de manière non-négligeable sur les $2/3$ d'une période électrique et les zones relatives aux inversions de vitesse prennent une part considérable sur le profil transitoire testé. Ceci fera donc inévitablement augmenter le seuil de l'indicateur lorsque la machine est saine ce qui nous handicapera vis à vis de la recherche de déséquilibres et donc de défauts inter-spores sur ce type de profil.

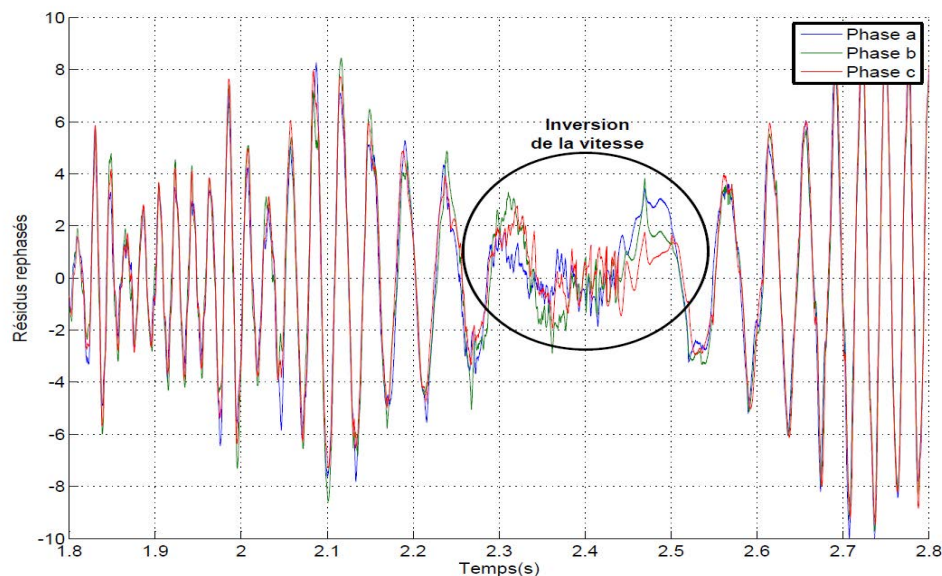


Fig. III-75: Resynchronisation des résidus pour le profil test 1

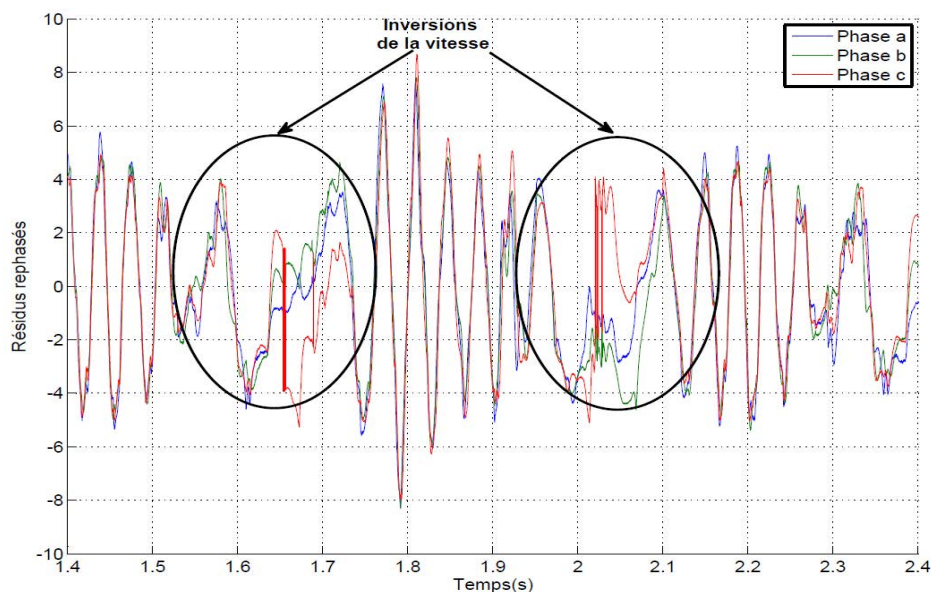


Fig. III-76: Resynchronisation des résidus pour le profil test 4

G.c. Résultats expérimentaux

G.c.1. Réponse en courant

Nous proposons dans ce paragraphe d'observer les réponses en vitesses et en courant pour une approche basée sur les résidus non-invasive présenté au paragraphe III.A et invasive en modifiant la commande présenté au paragraphe III.F. Le montage expérimental est celui présenté sur la figure Fig. III-32. Vu l'application visée au travers de ce paragraphe, nous nous limiterons à des essais à faible charge étant donné que l'objectif de ces profils est d'être utilisé avant le vol et donc à faible charge. La figure Fig. III-77 présente les réponses en courant et en vitesse pour une approche non-invasive et invasive.

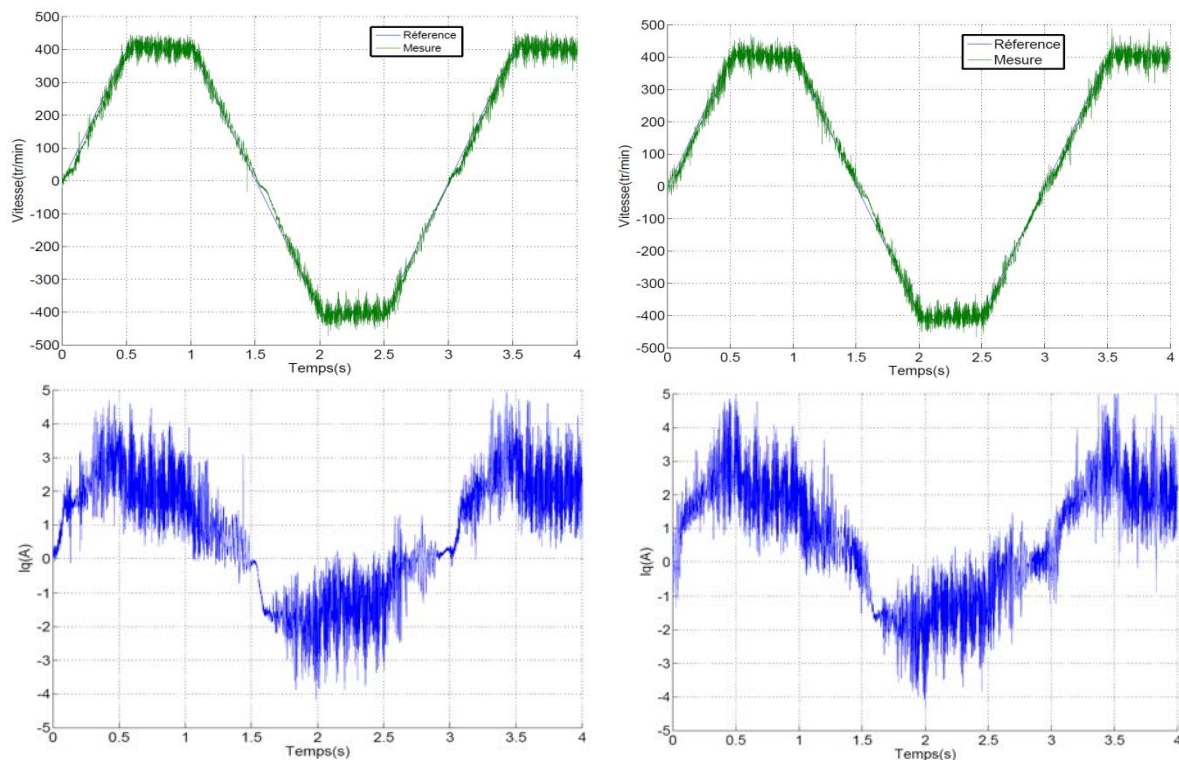


Fig. III-77: Réponses en courant et vitesse pour le profil 1 : De haut en bas: réponse en vitesse, réponse en courant-De Gauche à droite : approche non-invasive, approche invasive

Sur la figure Fig. III-77, les réponses en vitesse sont satisfaisantes; on observe néanmoins une légère dérive à l'inversion de la vitesse qui correspond au fait que la charge imposée par la MCC est variable avec la vitesse. On peut voir également que l'approche invasive modifie assez peu la réponse en courant.

G.c.2. Résultats sur les indicateurs

Dans ce paragraphe, nous présentons quelques résultats sur les quatre profils testés. La charge est toujours assurée par une machine à courant continu. Nous présentons d'abord des résultats pour une commande classique avec les indicateurs issus des modèles MI et MIII développés au paragraphe III.C qui sont les plus pertinents vis à vis des conclusions précédemment tirées. Trois états de la machine sont testés : un état sain, un état avec une bobine en court-circuit sous $R_f = 0.9\Omega$ et un état avec une bobine en court-circuit sous $R_f = 0.3\Omega$, proche d'un court-circuit franc. Notons au passage que l'excitation de la machine à courant continu est

modifiée pour les cas de défaut de façon à conserver une charge faible mais identique quel que soit l'essai, de la même manière qu'en régime permanent. Ensuite les mêmes résultats sont présentés pour une commande modifiée intégrant le découplage présenté dans le paragraphe III.F. On présente alors les résultats pour l'indicateur créé à partir du modèle MIII mais limité à un circuit $R-L$ du fait du découplage.

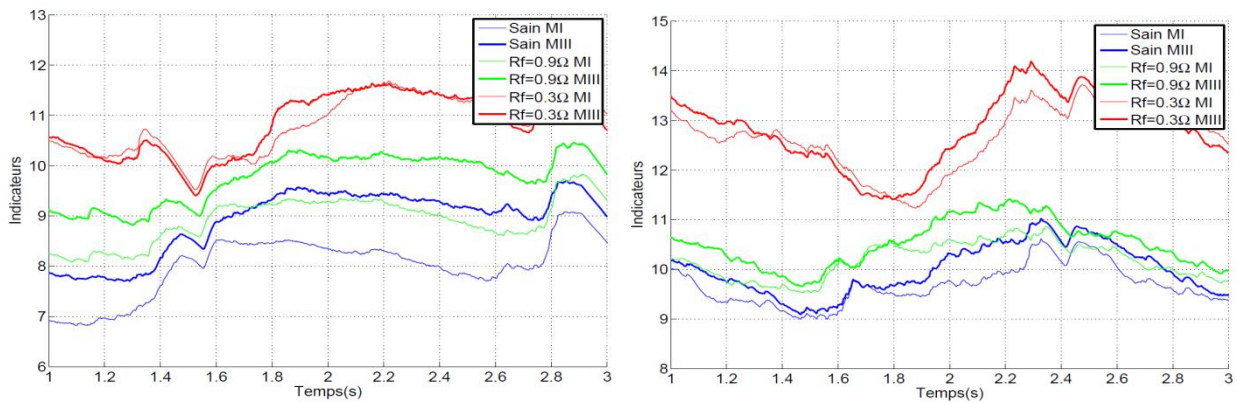


Fig. III-78: Evolution des indicateurs pour une commande classique - Gauche : profil 1- Droite: profil 3

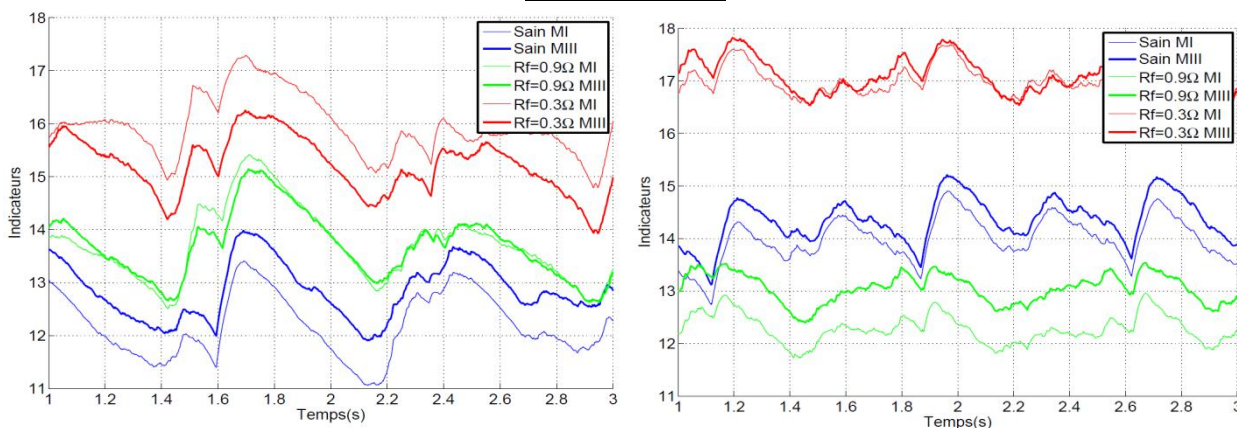


Fig. III-79: Evolution des indicateurs pour une commande classique - Gauche: profil 2- Droite : profil 4

Les résultats présentés sur les figures Fig. III-78 et Fig. III-79 concernent une commande classique. Pour les cas avec des rampes de pentes faibles (profils 1 et 3 Fig. III-78) on observe que l'on distingue mieux les trois états avec des vitesses maximum élevées (profil 1) qu'avec des vitesses maximum plus faibles (profil 3). Néanmoins le cas du court-circuit franc peut aussi être détecté dans le cas du profil 3. Globalement, les deux indicateurs sont proches.

Pour les cas avec des rampes fortes (profils 2 et 4 Fig. III-79), les résultats sont globalement moins bons comme nous pouvions nous y attendre. En effet si la vitesse est faible, on observe que les deux indicateurs diminuent pour le cas à $R_f = 0.9\Omega$ avant d'augmenter à nouveau pour le cas $R_f = 0.3\Omega$. Comme nous l'évoquons au paragraphe III.G.b., ce cas se situe dans la zone défavorable (faible vitesse pour une forte pente), le seuil des indicateurs augmente et il faut un cas plus sévère pour voire une réaction des indicateurs. Si la vitesse est plus élevée (profil 4), les indicateurs conservent une légère sensibilité mais uniquement vis à vis du cas le plus sévère.

Les figures Fig. III-80 et Fig. III-81 détaillent les mêmes cas pour une commande intégrant le découplage présenté au paragraphe III.F.

Intéressons-nous d'abord aux cas avec rampes de pentes faibles (profil 1 et 3) présentés sur la figure Fig. III-80. Globalement, nous observons que les cas les plus pertinents sont ceux observés avec les vitesses maximum les plus élevées (profil 1). On y distingue aisément le cas le plus sévère. Avec le profil 3, la distinction est plus délicate.

Pour les cas à pentes plus élevées (profil 2 et 4) présentés sur la figure ci-dessus, on observe que le fait d'utiliser le découplage permet de conserver un indicateur cohérent malgré le fait que l'on se situe dans des zones défavorables. On distingue quasiment les trois états si la vitesse est élevée.

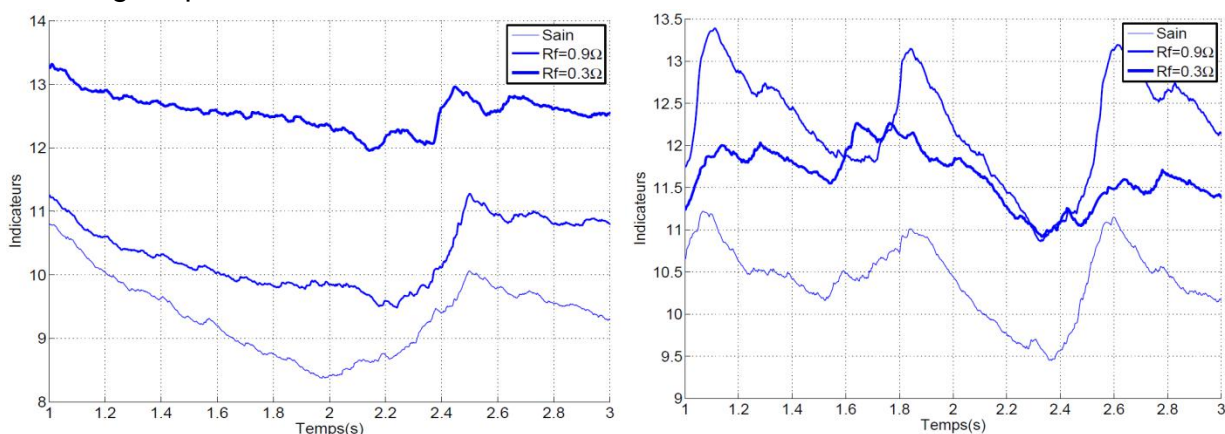


Fig. III-80: Evolution des indicateurs pour une commande intégrant le découplage - Gauche: profil 1-Droite: profil 3

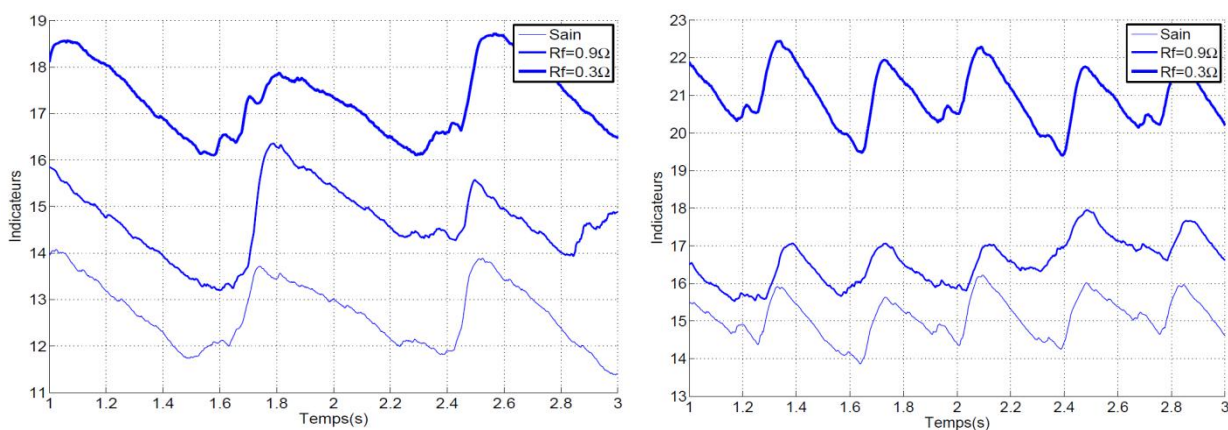


Fig. III-81: Evolution des indicateurs pour une commande intégrant découplage - Gauche: profil 2-Droite: profil 4

Globalement, l'apport du modèle III est peu visible car la charge est assez faible et le régulateur de vitesse a été adapté de manière à fournir une réponse correcte. Sa bande passante a été élargie ce qui fait que les tensions de commande et les courant ont un contenu harmonique riche ce qui rend moins évident le réglage de la phase φ de l'harmonique de rang 2 présent dans les composantes directes et en quadrature du flux dans modèle présentés au paragraphe III.C.c.2.

Par ailleurs, il faut noter que si la charge était plus élevée, les comparatifs entre les enregistrements des cas sains et des cas en défaut ne seraient pertinents qu'à charge donnée et pour le type de charge utilisée.

H. Conclusions

H.a. Sur l'approche de détection non invasive de départ

Dans ce chapitre, nous avons d'abord étudié la faisabilité d'une méthode de détection de défaut inter-spores en régime permanent basé sur un modèle Onduleur-MSAP "simple". La génération de résidus rephasés issus de mesures de courant et d'estimation en ligne grâce au modèle Onduleur-MSAP permet de construire un indicateur capable de détecter facilement des déséquilibres importants (une demi-phase en défaut) et d'être moins sensible au point de fonctionnement en régime permanent dans le plan courant-vitesse ainsi qu'au mode de régulation (courant/vitesse) par rapport à la première approche développée dans [Boi10] et servant d'élément de comparaison tout au long du chapitre. Les résultats expérimentaux sont proches en termes d'allure par rapport aux simulations utilisant le premier modèle de MSAP en défaut développé au chapitre II. Néanmoins et de manière assez évidente, l'amplitude et l'augmentation relative des indicateurs sont très différentes par rapport à la simulation compte tenu des bruits de mesures, de l'incertitude sur les paramètres et du déséquilibre initial de la MSAP saine. La méthode développée est néanmoins moins facile à mettre en œuvre comparée à l'approche basée sur I-24 du fait de l'importance du choix des paramètres. L'avantage est qu'elle permet une bonne sensibilité et une détection selon le point de fonctionnement plus précoce en termes de sévérité de défaut tandis que l'approche basée sur I-24 est pertinente à forte puissance. L'avantage des méthodes développées est plus important encore lorsque la machine à étudier est complexe et surtout lorsque le défaut à détecter implique moins de spires sur le bobinage. Trois indicateurs reposant sur trois modèles plus ou moins évolués d'ensemble Onduleur-MSAP sont alors élaborés. L'onduleur est alors modélisé en incluant des pertes en conduction variables en fonction du courant et les pertes par commutation ce qui permet même avec un modèle de MSAP simple (modèle MI) d'assurer une détection sur 1/6 de phase pour des vitesses supérieures à 200 *tr/min*. Le courant de défaut étant limité de fait pour des vitesses inférieures, les deux modèles de MSAP plus poussés sont alors mis en place pour espérer un gain en sensibilité. Le modèle en saturé au premier harmonique d'espace apporte un léger gain mais tandis que le modèle en saturé incluant la présence d'harmonique de rang 2 dans les composantes directes et en quadrature du flux statorique à l'état sain (modèle de référence de l'actionneur) présente le meilleur bilan en assurant une détection de défaut pour l'ensemble des points de fonctionnement excepté en régulation de courant pour les points à forte charge et à très basse vitesse. L'utilisation de ce modèle est justifiée par des mesures de forces électromotrices à vide et de couple de détente (recoupées par ailleurs par le constructeur) débouchent sur la présence possible d'entrefers parasites dans la MSAP. On montre alors qu'un modèle de référence de l'actionneur traitant le volet "déséquilibre" du problème, permet une détection plus précoce de défaut inter-spores à la fois du point de vue sévérité (R_f) que du point de vue du nombre de spires en défaut. En l'état donné dans [Boi10], les méthodes développées ne permettent pas quant à elles de détecter des défauts impliquant 1/6 de phase sur tous les points de fonctionnement ce qui montre, là encore, les avantages d'une modélisation poussée des ensembles onduleur-MSAP du point de vue de la détection

de défaut inter-spires "en ligne". Il faut également noter que toutes ces constatations sont faites dans l'hypothèse de l'absence de défauts dans l'onduleur et avec une alimentation équilibrée.

Les tendances observées par simulation grâce au modèle de défaut du chapitre II intégrant la saturation et la réaction d'induit sont à posteriori exactes. En effet, sur le prototype aéronautique, le modèle linéaire MI apporte beaucoup par rapport aux approches existantes pour des vitesses moyennes tandis que le modèle saturé au premier harmonique d'espace MII apporte peu. Enfin, l'apport à vitesses moyennes et à basses vitesses par le modèle incluant la saturation ainsi que ces harmoniques d'espace MIII est également vérifié. Cependant, la zone où ce modèle est intéressant est plus étroite sur banc d'essai ce qui s'explique par le fait qu'en simulation, le déséquilibre initial est précisément celui utilisé dans l'indicateur de défaut alors que ce n'est pas le cas dans la réalité.

Nous avons pu voir également que ces modèles ne sont pas forcément très lourds puisque, en ce qui concerne les MSAP, les modèles les plus élaborés ont été estimés par une approche basée sur les réseaux de perméances RDP. Côté onduleur, le modèle utilisé n'est pas forcément le plus précis puisqu'il repose encore sur des hypothèses assez fortes.

H.b. Sur l'approche invasive

Dans ce chapitre, nous avons d'abord testé, sur les bases des constatations du paragraphe III.E, une approche qui soustrait des termes relatifs à l'onduleur, la force électromotrice en charge de la MSAP ainsi que des termes relatifs à la présence d'un déséquilibre initial dans les tensions de commandes dans le repère tournant. En supposant une alimentation saine et équilibrée, nous avons vu que ce découplage permettait d'une part de former un indicateur basé sur les résidus qui permet de distinguer un état sain d'un état en défaut et ce pour une majorité de points de fonctionnement. Néanmoins, cet indicateur discerne moins bien un état peu avancé de défaut d'un état sain et nécessite d'attendre un état sévère pour observer une différence nette. Pour un cas avancé (à $R_f = 0.9\Omega$), la différence avec l'état sain est néanmoins importante et plutôt constante dans le plan $[i_q, N]$ et semble indépendante du type de contrôle utilisé (courant et vitesse). Nous avons également vu, que ce découplage pouvait avoir un effet bénéfique sur des approches classiques comme par exemple les approches proposées dans [Boi10] : pour certains points de fonctionnement, il permet de gagner en sensibilité notamment pour les points à vitesses moyennes. Il permet un gain également sur l'indicateur basé sur l'estimation de résistance. Cet apport est faible pour un estimateur de paramètre mais assez conséquent si l'estimation est réalisée par FKE. En effet, un des points forts du FKE est de rejeter les bruits de mesures ou les imperfections de modèles ; ici une partie de ce travail est accomplie par le découplage ce qui rend plus pertinente l'observation de la résistance statorique comme indicateur de défaut. En effet en présence de défaut, la diminution de la résistance estimée est plus nette. Cette approche invasive est également complétée par une compensation de couple de détente à basse vitesse permettant de traiter le volet "mécanique" provenant du déséquilibre inhérent évoqué au paragraphe III.E.c.3. En effet, une seconde conséquence de la présence

d'entrefers parasites est la présence de couple de détente qui, dans notre cas, pulse à deux fois la fréquence électrique. Nous avons montré qu'il est nécessaire de compenser ce couple de détente afin d'éviter d'être confronté au problème des fausses alarmes ou des défauts non-détectés car nos approches et certaines approches évoquées dans ce document ne permettent pas de distinguer un couple oscillant à cette fréquence, d'un défaut électrique.

H.c. Sur le régime transitoire

Nous avons montré dans le paragraphe III.G que les méthodes développées dans ce mémoire sont applicables pour certains régimes transitoires. La limite est en fait liée à la nature de celles-ci. Dans le cas de rampes de vitesse, il faut que ces dernières ne soient pas trop rapides pour que la vitesse ne varie trop sur une durée correspondant à $2/3$ d'une période électrique qui est en fait la durée correspondant au déphasage maximum exigé par les méthodes. Dans ce cas, nous avons pu voir qu'on pouvait détecter un défaut électrique assez avancé de manière correcte. Si le défaut est non-franc, la distinction est plus délicate. Les résultats présentés ne concernent néanmoins que le cas "faible charge" pour un type de charge donné. Le principal avantage est que la méthode est simple à mettre en œuvre, comparée aux méthodes fréquentielles faisant appel à des transformées temps-fréquences. Même si les moyens en termes de calcul sont de plus en plus performants, et dans le cas de détection de défaut avancé en temps réel, les systèmes à surveiller ne laissent parfois que peu de place en termes de ressources de calcul aux algorithmes de surveillance.

Chapitre IV : Comparaison des différentes
méthodes de détection de défauts inter-spires par
Reconnaissance De Formes (RDF)

A. Cadre d'utilisation

Comme nous l'avons vu, les différents indicateurs proposés et discutés dans le chapitre III ont des comportements différents dans le plan couple-vitesse et sont parfois complémentaires. L'objectif de cette partie est de comparer les performances des différents indicateurs de défaut proposés dans ce travail et ceux issus d'autres approches en utilisant une approche par reconnaissance de formes. Cette approche est fréquemment utilisée dans le diagnostic en général [Cas03], [Dia05], [Ond06]. Elle permet, comme nous l'avons vu au chapitre I, de sélectionner le ou les indicateurs les plus pertinents vis à vis de la détection et de l'isolation de défauts sur un système donné. Les références mentionnées nous servent de base : nous ne détaillerons pas à nouveau ici l'ensemble des moyens et des méthodes utilisées dans le domaine de la reconnaissance de formes.

A.a. Protocole

Nous considérerons la MSAP 18 – 16 alimentée par onduleur de tension en régime permanent. Le plan courant-vitesse sera discrétisé sur 30 points de la même manière que précédemment et pour les deux modes de régulation (courant et vitesse). Trois cas de défauts sont examinés en plus de la machine "saine" :

- Une bobine en court-circuit soit 1/6 de phase sous $R_f = 1.5 \Omega$
- Une bobine en court-circuit soit 1/6 de phase sous $R_f = 0.9 \Omega$

Les indicateurs suivis sont :

- Résidus basés sur un modèle sain simple (modèle MI)
- Résidus basés sur un modèle sain en saturé au premier harmonique d'espace (modèle MII)
- Résidus basés sur un modèle de référence en saturé avec prise en compte de certains harmoniques d'espace (modèle MIII)
- Puissance instantanée issue de [Boi10] avec I-24
- Indicateur utilisant v_{dq2} issu de [Boi10] avec I-26
- Résistance estimée issue de [Kho08], [Boi10]
- Résistance estimée par FKE
- Inductance estimée issue de [Kho08], [Boi10]
- Inductance estimée par FKE

Au total la campagne d'essais regroupe 9 indicateurs de défauts évalués sur :

$$3 \text{ états} \times 2 \text{ régulations} \times 30 \text{ points de fonctionnement} \\ \times 15 \text{ répétitions} = 2700 \text{ points}$$

IV-1

La valeur de chaque indicateur est moyennée sur un intervalle de 1.5s et 15 répétitions sont effectuées pour chaque cas.

Sur les 15 répétitions, 10 serviront pour la phase d'apprentissage, les 5 autres pour la phase de tests ce qui fait, pour un contrôle donné, 900 points pour l'apprentissage et 450 pour la phase de test. Une série de tests est effectuée pour une commande classique III.A (premier jeu de données), l'autre pour une commande intégrant le découplage présenté au paragraphe III.F (second jeu de données). Dans ce cas les indicateurs suivis seront :

- Résidus basés sur un modèle de référence en saturé avec prise en compte de certains harmoniques d'espace (modèle MIII)
- Puissance instantanée issue de [Boi10] avec I-24
- Résistance estimée issue de [Kho08], [Boi10]
- Résistance estimée par FKE
- Inductance estimée issue de [Kho08], [Boi10]
- Inductance estimée par FKE
- Indicateur utilisant v_{dq2} issu de [Boi10] avec I-26

Remarque: les 30 points de fonctionnements ne comprennent que des points de fonctionnement où la puissance est suffisante et les mesures répétitives (au delà de 50 *tr/min* et de 1A).

A.b. Méthodes de traitement utilisées

A.b.1. Visualisation des classes d'appartenance supposées connues

Nous nous positionnerons dans le cas "supervisé" où les classes de fonctionnement sont connues et où nous chercherons le où les indicateurs qui permettent de séparer au mieux ces classes. Les trois états (classes) testés sur banc d'essai doivent donc être séparés au mieux. Pour visualiser ces différentes classes, on peut observer leur répartition dans l'espace formé par les z indicateurs optimaux si $z \leq 3$ ou bien utiliser une analyse en composantes principales (ACP) qui en fait une projection dans le repère (de rang 3 au maximum) qui permet de discerner au mieux les classes [Ond06].

A.b.2. Recherche des indicateurs les plus pertinents

Il existe plusieurs méthodes de traitement des données lorsque l'on souhaite utiliser une approche par reconnaissance de formes. Nous présentons ici très brièvement quelques-unes, déjà utilisées dans [Cas03], [Ond06].

Soit N_p le nombre total de points expérimentaux issus d'une campagne d'essais donnée. On suppose que ces points regroupent au total M classes de N_c points. On note m et m_c les centres de gravité respectivement de l'ensemble des points et de la classe Ω_c . On note X_c le vecteur contenant les valeurs des différents indicateurs pour les différentes classes, X_{cv} son $v^{ième}$ élément. La matrice de variance intra-classe est définie par :

$$\sum_w = \frac{1}{N_p} \sum_{c=1}^M \sum_{v=1}^{N_c} [X_{cv} - m_c] \cdot [X_{cv} - m_c]^t \quad \text{IV-2}$$

La matrice de dispersion inter-classe est définie par :

$$\sum_B = \frac{1}{N_p} \sum_{c=1}^M [m - m_c] \cdot [m - m_c]^t. \quad \text{IV-3}$$

Selon [Ond06], on peut alors utiliser les valeurs propres de la matrice $\Sigma_w^{-1} \cdot \Sigma_B$ pour quantifier le rapport entre la dispersion inter-classe et de la dispersion intra-classe. On définit alors le critère :

$$J_1 = \text{trace}[\Sigma_w^{-1} \cdot \Sigma_B] \quad \text{IV-4}$$

D'autres critères existent également :

$$J_2 = \frac{\det[\Sigma_B + \Sigma_w]}{\det[\Sigma_w]} \quad \text{IV-5}$$

On peut également mentionner le critère de Fischer défini comme il suit :

$$J_3 = \sum_{c=1}^M \sum_{r=1}^{M-1} \frac{m_c - m_r}{N_c \cdot \sigma_c^2 - N_r \cdot \sigma_r^2} \quad \text{IV-6}$$

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{v=1}^{N_c} [X_{cv} - m_c]^2 \quad \text{IV-7}$$

On présente alors quatre méthodes permettant de sélectionner les indicateurs (éléments du vecteur X_c) les plus pertinents, c'est à dire ceux qui sépare au mieux différents états ou classes du système à étudier :

- La méthode *S.F.S (Sequential Forward Selection)* qui sélectionne, au cours d'un processus itératif, le paramètre qui optimise un critère J donné. On part pour cela d'un ensemble vide. A chaque étape à partir du $n - 1$ -uplet optimal, on rajoute le paramètre (qui n'appartient pas au $n - 1$ uplet) qui donne le n -uplet optimal
- La méthode *S.B.S (Sequential Backward Selection)* qui élimine, au cours d'un processus itératif, le paramètre qui pénalise le plus un critère J donné ; c'est l'inverse de la méthode *S.F.S*
- Les méthodes *G.S.F.S (Generalised Sequential Forward Selection)* et *G.S.B.S (Generalised Sequential Backward Selection)* généralisation des deux méthodes précédentes et qui permettent de sélectionner respectivement, en une étape les paramètres qui optimisent ou pénalisent le plus un critère J donné

Dans notre cas, nous utiliserons uniquement la méthode *S.B.S* qui permet de mieux séparer les données que la méthode *S.F.S*. Compte-tenu du faible nombre d'indicateurs testés, elle est assez peu pénalisante et est également moins lourde que les méthodes utilisant des algorithmes génétiques. En ce qui concerne la phase de test ou de diagnostic par RDF, plusieurs méthodes existent pour quantifier l'appartenance d'observations à une classe de fonctionnement. On peut mentionner entre autres la méthode *des k plus proches voisins* qui affecte une observation à la classe majoritairement représentée parmi ces *k* plus proches voisins. Ce procédé d'affectation repose sur des calculs de distance mettant en jeu des distances dite *Euclidiennes* d_E^2 qui ne prend en compte la dispersion à l'intérieure de la classe et des distances dites *de Mahalanobis* d_M^2 prenant en compte cet effet. Soient *X* et *Y* deux vecteurs de dimension donnée, on définit alors :

$$d_E^2(X, Y) = [X - Y]^t \cdot [X - Y] \quad \text{IV-8}$$

$$d_M^2(X, Y) = [X - Y]^t \cdot \Sigma^{-1} \cdot [X - Y] \quad \text{IV-9}$$

où Σ^{-1} est l'inverse de la matrice de covariance totale prenant en compte la dispersion des points [Ond06]. Par ailleurs des règles de rejet en distance (points trop éloignés des classes) et en ambiguïté (points ambigus entre deux classes) sont définies. L'affectation à une classe donnée peut être également assortie d'un pourcentage d'affectation. Il est défini à partir de la distance entre une observation et le centre de gravité de la classe et du nombre de plus proches voisins. L'objectif ici étant d'utiliser une configuration de traitement donné, nous choisirons la méthode des *k* plus proches voisins, associée à la distance *de Mahalanobis*. Plus de précisions et de détails sur les méthodes de traitement des points pour la phase de test sont disponibles dans [Cas03], [Ond06].

B. Résultats

B.a. Phase d'apprentissage

Nous présentons dans ce paragraphe des résultats concernant la phase d'apprentissage avec le premier et second jeu de données en considérant les critères J_1 et J_3 et les cas relatifs aux deux modes de contrôle (vitesse et courant). Le vecteur $[1 \times 11]$ indicateurs de départ est constitué respectivement de la vitesse, du courant de quadrature (caractérisant le point de fonctionnement), des deux approches issues de [Boi10], des résistances et inductances estimées par estimateur de paramètre ou par FKE ainsi que des résidus obtenus par les modèles développés au chapitre précédent :

$$\left[\Omega \quad i_q \quad P_{2max} \quad \widehat{L}_{S_{FKE}} \quad \widehat{L}_{S_{OBS}} \quad \widehat{R}_{S_{FKE}} \quad \widehat{R}_{S_{OBS}} \quad \text{residus}_{MI} \quad \text{residus}_{MII} \quad \text{residus}_{MIII} \quad v_{dq_2} \right] \quad \text{IV-10}$$

Pour le second jeu de donnée avec une commande utilisant le découplage, ce vecteur est ramené au vecteur $[1 \times 9]$:

$$\left[\Omega \quad i_q \quad P_{2max} \quad \widehat{L}_{S_{FKE}} \quad \widehat{L}_{S_{OBS}} \quad \widehat{R}_{S_{FKE}} \quad \widehat{R}_{S_{OBS}} \quad residus_{MIII} \quad v_{dq_2} \right] \quad \text{IV-11}$$

Les figures ci dessous présentent les résultats sur le premier jeu de données avec les critères J_1 et J_3 . En ce qui concerne J_3 , il sélectionne les trois approches développées ainsi que la seconde approche issue de [Boi10]. Quel que soit le mode de régulation, on observe que le meilleur compromis est atteint avec l'indicateur utilisant le modèle de référence de l'actionneur développé au paragraphe III.C.c. Les mêmes constations peuvent être faites avec J_1 pour qui le meilleur compromis est cette fois obtenu avec l'indicateur reposant sur le modèle en saturé au premier harmonique d'espace et avec celui reposant sur le modèle de référence. La vitesse semble être un critère intéressant quel que soit la nature du contrôle. Vu l'évolution de la sévérité du défaut avec la vitesse (voir chapitre I), ce résultat n'est pas surprenant. De manière générale et comme nous l'avons vu en traçant simplement les points dans l'espace $[i_q, N]$, les approches issues de [Boi10] (P_{2max} et v_{dq_2}) ne sont pas les plus pertinentes et ne sont donc pas sélectionnées par les deux critères. La plus pertinente est néanmoins celle reposant sur l'amplitude du vecteur relatif à l'harmonique 2 dans les tensions de commande du repère tournant.

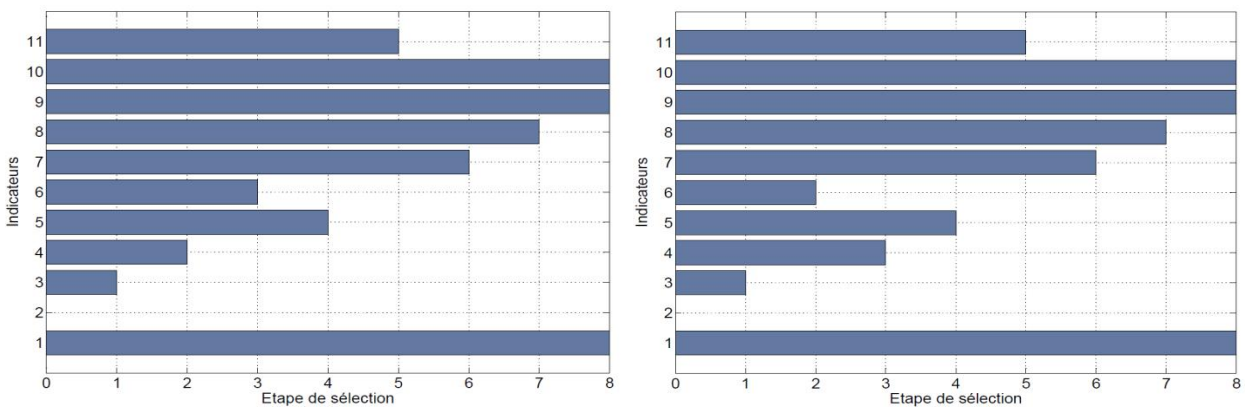


Fig. IV-1: Variation de J_1 pour les différents indicateurs sur le premier jeu de données
 Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

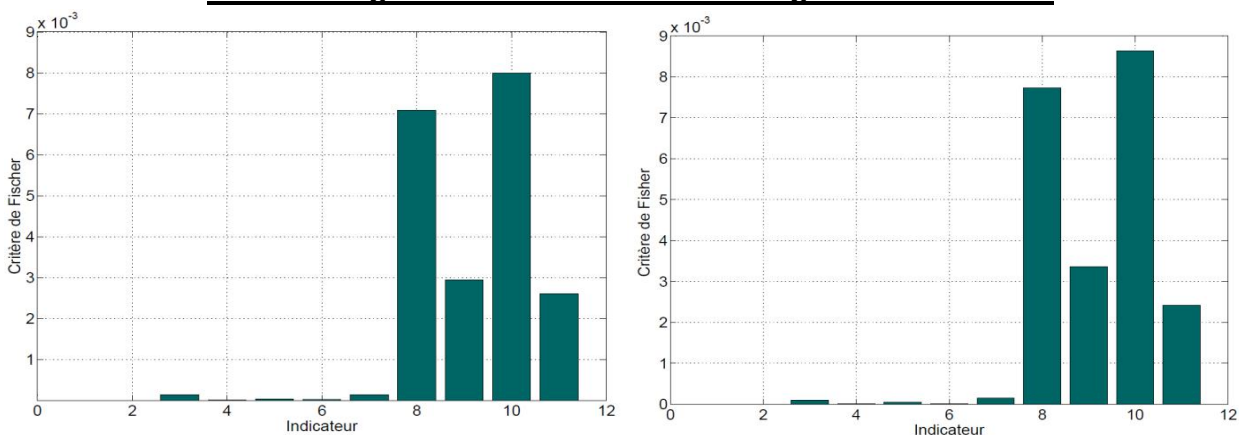


Fig. IV-2: Variation de J_3 pour les différents indicateurs sur le premier jeu de données
 Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

Les figures suivantes donnent la répartition des classes obtenues avec les paramètres sélectionnés avec les critères J_1 et J_3 combinée à une analyse par composantes principales (ACP). Suite à ce travail de projection sur trois axes appelés "axes factoriels", on peut voir que le critère J_1 est celui qui, avec ces

réglages, offre la meilleure séparation des classes. Les repères rouges représentent la classe relative à la machine saine, les repères noirs celle relative au court-circuit sur une bobine avec $R_f = 1.5\Omega$ et les repères verts à celle relative au court-circuit d'une bobine avec $R_f = 0.9\Omega$. Nous rappelons qu'une bobine en défaut équivaut à 17% d'une phase en défaut. Le fait d'intégrer le point de fonctionnement de l'actionneur complexifie le problème puisqu'il semble difficile d'obtenir trois classes compactes comme c'est le cas dans certains travaux [Cas03]. On peut voir également qu'avec J_1 les paramètres optimaux ([1 9 10] dans ce cas) permettent d'être peu dépendants du mode de régulation car le rendu est quasi identique pour les deux contrôles dans ce cas sur les figures Fig. IV-3 et Fig. IV-4.

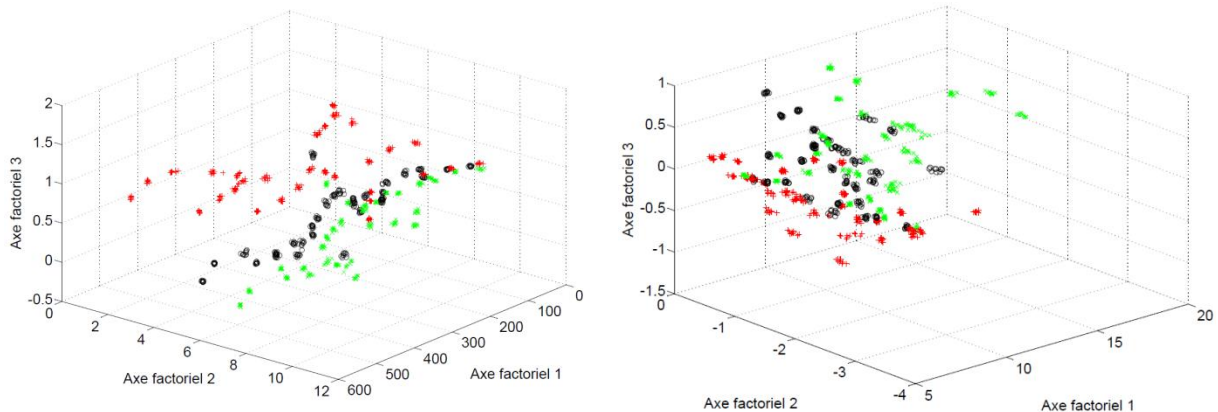


Fig. IV-3: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le premier jeu de données en régulation de vitesse : Gauche : avec J_1 Droite: avec J_3

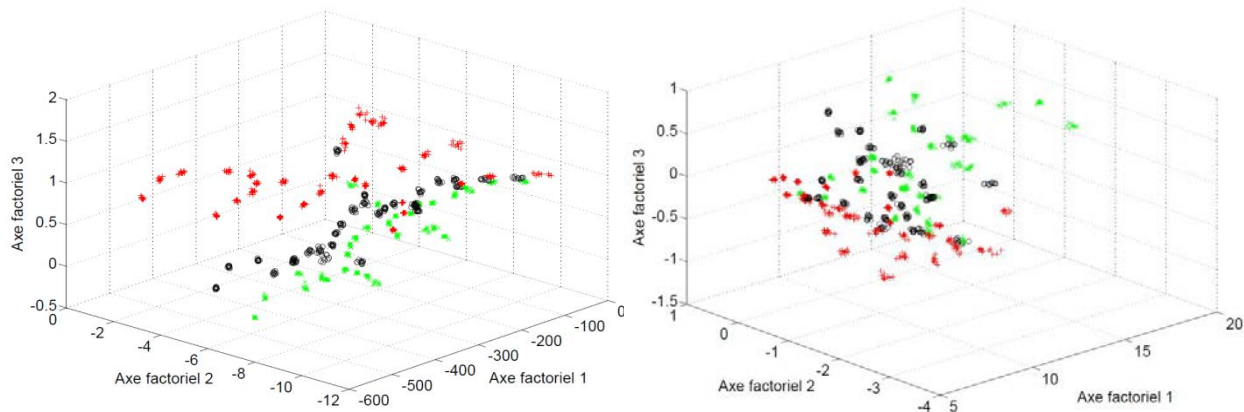


Fig. IV-4: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le premier jeu de données en régulation de courant avec : Gauche : avec J_1 Droite : avec J_3

En ce qui concerne le second jeu de données, on peut observer que l'approche résiduelle est sélectionnée comme paramètre pertinent que cela soit avec J_3 ou avec J_1 . Ensuite on peut observer l'apport du découplage sur les approches classiques comme la seconde approche issue de [Boi10] sur les figures Fig. IV-5 et Fig. IV-6, la résistance et l'inductance estimée par filtre de Kalman ou par estimateur de paramètre. J_1 traduit clairement ces améliorations tandis que J_3 traduit de façon plus distincte la pertinence de l'indicateur utilisant v_{dq2} . En revanche, les améliorations sur la première approche issue de [Boi10] ne sont pas retranscrites par les deux critères. Peu de différences sont observées entre les modes de contrôle testés. Au vu de ces constatations, il semble clair que l'utilisation de méthodes hybrides

"data based/model based" (méthode hybride avec l'indicateur utilisant v_{dq_2} avec découplage) semble être un compromis intéressant en termes d'indicateur de défauts. L'ACP présentée sur les figures de la page suivante montre que le critère J_1 permet de mieux séparer les classes. Pour la suite de notre analyse, notamment pour la phase de diagnostic nous conserverons les indicateurs classés par le critère J_1 ([19 10] et [18 9]). En effet, il semble qu'il permette de sélectionner plus d'indicateurs et de séparer mieux les trois classes dans l'espace que cela soit pour le premier jeu de données ou le second jeu de données pour différents types de régulation.

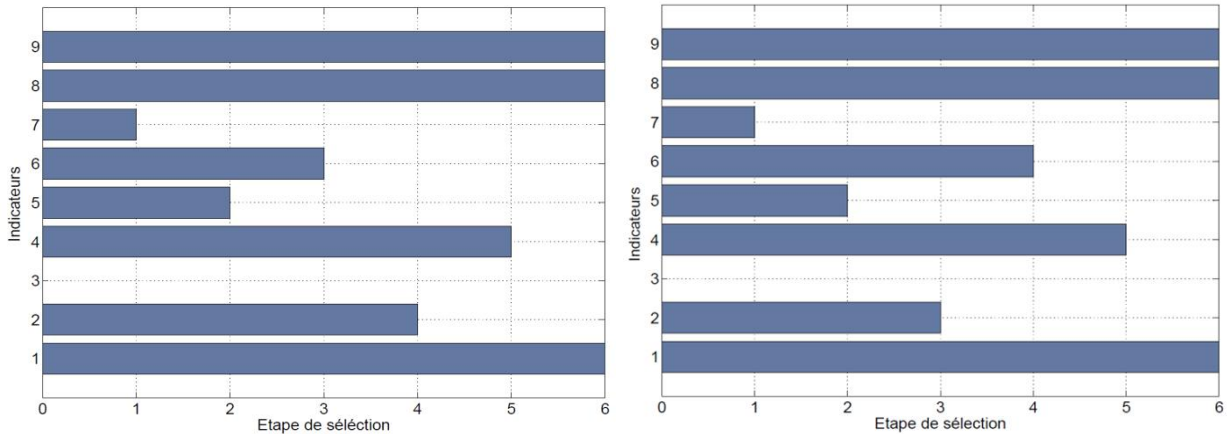


Fig. IV-5: Variation de J_1 pour les différents indicateurs sur le second jeu de données
Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

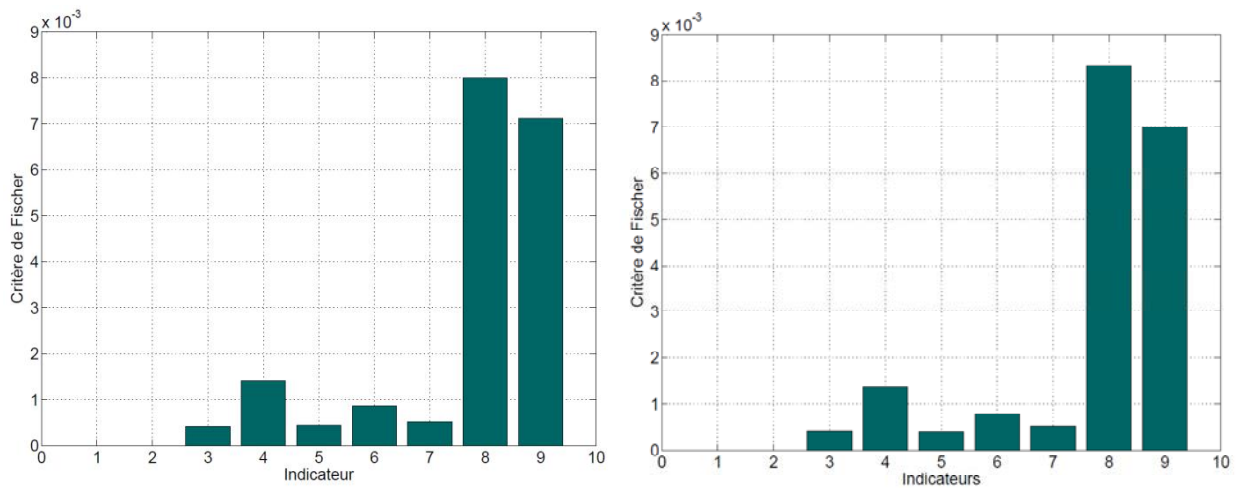


Fig. IV-6: Variation de J_3 pour les différents indicateurs sur le second jeu de données
Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

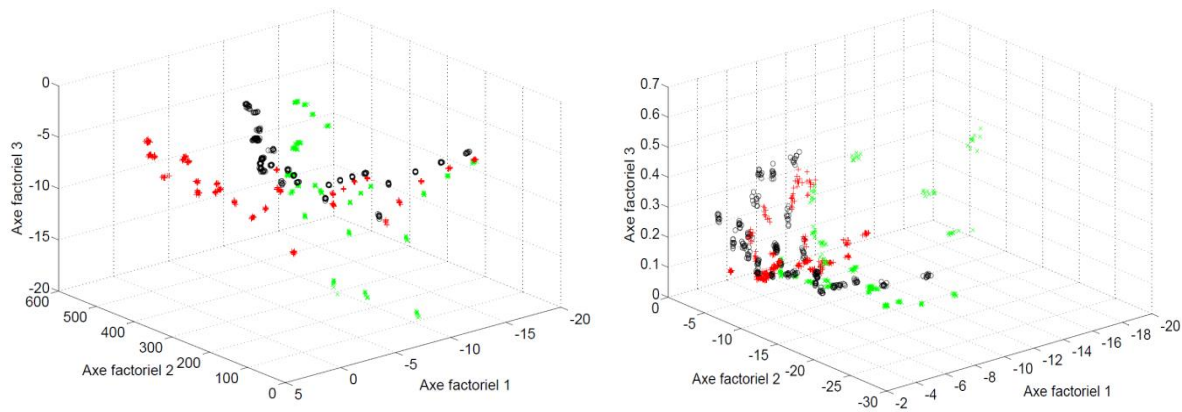


Fig. IV–7: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le second jeu de données en régulation de vitesse : Gauche : avec I_1 Droite: droite avec I_3

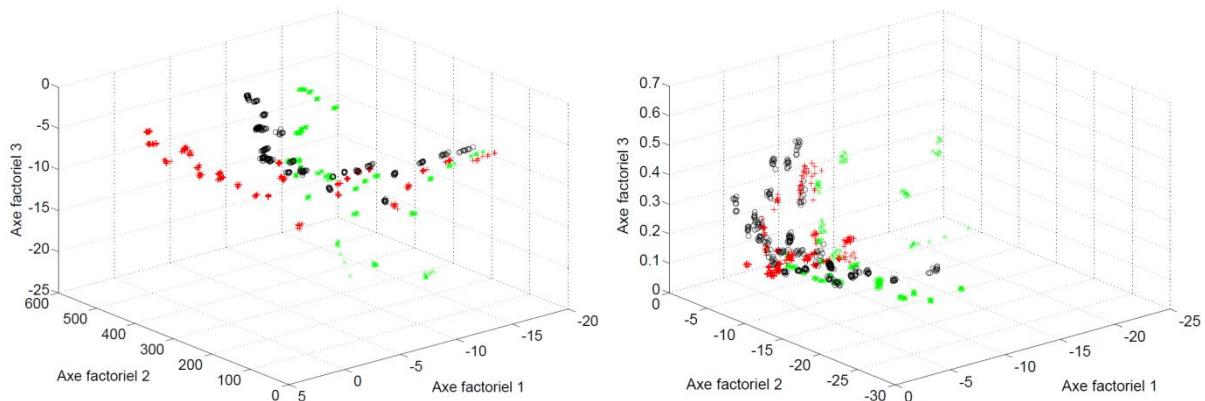


Fig. IV–8: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le second jeu de données en régulation de courant : Gauche : avec I_1 Droite : droite avec I_3

B.b.Phase de test (diagnostic par RDF)

Nous présentons ici les résultats de la phase de test à partir des échantillons dédiés au diagnostic. Le tableau sur la figure Fig. IV–9 donne le nombre de données mal classées pour différents vecteurs paramètres optimaux. Selon la régulation, nous observons qu'il n'est pas forcément nécessaire d'étendre ce vecteur pour minimiser ce nombre de mal classés. On peut aussi voir qu'il reste malgré tout très limité puisque sur 450 échantillons, il s'élève au pire à 8 mal classés soit 1.8% des points tests.

Vecteur paramètre optimal	Nombre de données mal classées	
	Régulation courant	Régulation vitesse
[1 9 10]	3	3
[1 8 9 10]	2	3
[1 8 9 10 11]	5	3
[1 7 8 9 10 11]	8	2
[1 5 7 8 9 10 11]	6	8

Fig. IV–9: Nombre de données mal classées en fonction du vecteur paramètre optimal sur le premier jeu de données Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

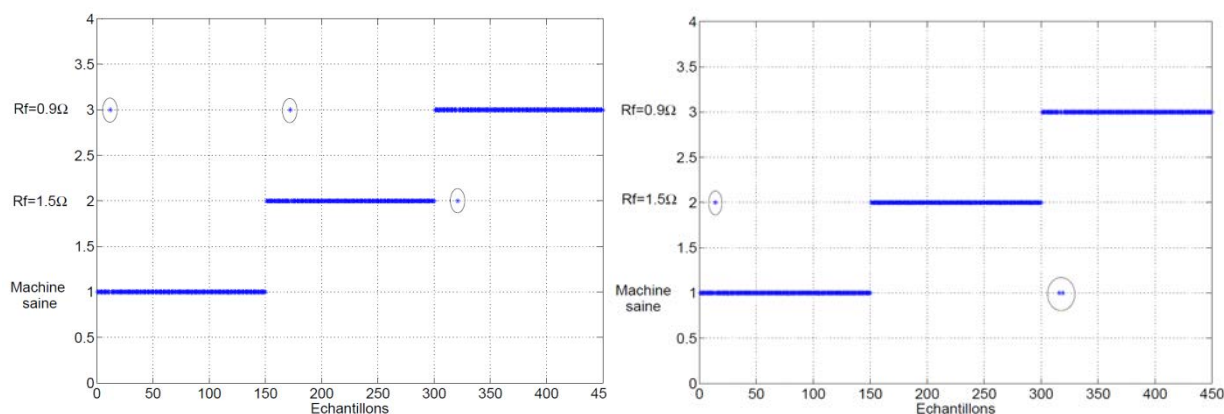


Fig. IV–10: Répartition entre les différentes classes par la méthode « Kppv simple » des observations sur le premier jeu de données avec [1 9 10] Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

Nous pouvons voir qu'en régulation de courant, le nombre minimum de données mal classées est atteint avec la combinaison [1 8 9 10] et qu'en régulation de vitesse, deux indicateurs supplémentaires sont requis : [1 7 8 9 10 11]. Nous présentons ci-après les résultats concernant le second jeu de données. Là encore nous observons que le nombre de données mal classées est limité (7 au maximum soit 1.6% des points tests).

Vecteur paramètre optimal	Nombre de données mal classées	
	Régulation courant	Régulation vitesse
[1 8 9]	7	3
[1 4 8 9]	2	5
[1 2 4 8 9]	3	
[1 6 4 8 9]		4
[1 2 4 6 8 9]	1	4

Fig. IV–11: Nombre de données mal classées en fonction du vecteur paramètre optimal sur le second jeu de données Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

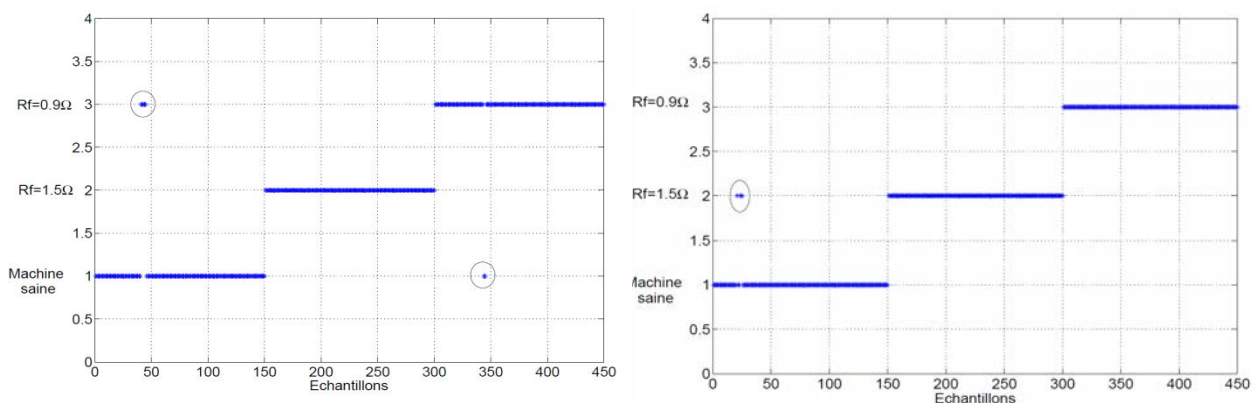


Fig. IV–12: Répartition entre les différentes classes par la méthode « Kppv simple » des observations sur le second jeu de données avec [1 8 9] Gauche : régulation de courant-Droite : régulation de vitesse

On peut voir également que la configuration réalisant le nombre minimum de mal classés ne nécessite que 3 indicateurs [1 8 9] pour la régulation de vitesse, mais qu'il en faut 7 [1 2 4 6 8 9] en régulation de courant. Ces constatations montrent donc qu'il est parfois nécessaire de combiner plusieurs indicateurs de défaut mais que si l'on dispose déjà d'indicateurs performants, augmenter le vecteur indicateur détériore les résultats.

B.c.Conclusions

Le travail de comparaison des performances des indicateurs dans le plan courant-vitesse à partir de la RDF a permis de confirmer la majorité de nos constatations établies dans les parties précédentes. Sur le premier jeu de données, on a pu voir que les indicateurs formés à partir des modèles de MSAP sont les plus performants quel que soit le mode de régulation et le critère de comparaison utilisé dans notre cas d'étude qui est celui d'un actionneur non-conventionnel. Ainsi en sélectionnant ces indicateurs, on parvient à limiter le nombre de mal classés dans les phases de test et obtenir des résultats corrects. Pour le second jeu de données, on observe l'intérêt qu'il y a à utiliser le découplage proposé dans le paragraphe III.F. La méthode permet d'obtenir un indicateur basé sur le modèle intéressant et des indicateurs hybrides basés sur les données et les modèles pertinents également. Nous pouvons donc estimer être en possession d'indicateurs pertinents capables de déceler la présence de défaut inter-spires à l'état non-franc et ce pour un espace courant-vitesse relativement étendu même si des problèmes subsistent à très basse vitesse. Ces résultats sont à pondérer avec le fait qu'il faudrait également tester la phase diagnostic avec d'autres points que ceux issus de nos campagnes d'essais et observer si ces points sont toujours bien classés.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux exposés dans ce document ont traité de la surveillance et de la continuité de service des Machines Synchrones à Aimants Permanents. Cette technologie de machine électrique est aujourd'hui très utilisée car elle permet de réaliser des actionneurs compacts, à fort couple massique et aisément contrôlable par une alimentation de type onduleur de tension. Ces machines sont donc utilisées pour de multiples applications en particulier dans le domaine de l'aéronautique. Vu les contraintes exigées par l'environnement et le type de fonctionnement, ces machines sont fortement sollicitées (température, couples) et sont parfois assez éloignées de la MSAP classique. Dans le cas des machines à aimants, le défaut inter-spires constitue un des défauts majeurs. La criticité des applications exige une surveillance en ligne de ces actionneurs afin d'éviter les scénarii catastrophes, de basculer sur des chaînes de conversion redondées en cas de panne et de déterminer, si possible, l'origine des avaries. La première partie nous a permis de voir que les méthodes de détection "en ligne" sans capteurs supplémentaires, se heurtaient souvent au problème de sensibilité vis à vis d'un défaut donné, à la définition des "seuils" de détection et de l'évolution des informations données par les indicateurs de défaut sur différents points de fonctionnement en régime permanent.

Compte tenu des travaux existants, nous avons d'abord choisi d'approfondir la modélisation de MSAP en présence de défauts inter-spires pour pouvoir tester différents modèles et vérifier leur validité notamment par rapport à un actionneur non-conventionnel. Nous avons alors développé deux modèles. Le premier repose sur des calculs préliminaires par éléments finis et est réservé aux machines à aimants à pôles lisses peu saturées. Il présente l'avantage de tenir compte du couplage réel entre les différentes bobines d'une MSAP donnée. Une méthodologie permettant de tenir compte des fuites d'encoches pour le cas de quelques spires en défaut sur une seule bobine est proposée. Ce modèle est toutefois très limité puisqu'il n'intègre pas des effets tels que la saturation magnétique et la réaction d'induit parfois non négligeable dans le cas des MSAP compacts. Pour cela, nous avons développé un second modèle basé sur une approche par réseau de perméances modélisant induit et inducteur en régime saturé. Des tests sur un banc d'essai bâti autour du prototype aéronautique ont montré que le premier modèle était peu représentatif tandis que le second permettait d'être assez précis sur l'amplitude du courant de défaut en fonction du point de fonctionnement en régime permanent. L'approche par réseau de perméances permet alors un compromis intéressant puisque le calcul des paramètres pour une configuration de défaut donnée est assez précis et plus rapide qu'une approche par éléments finis. Le modèle final peut alors facilement être implémenter dans un logiciel "système" formant ainsi une alternative au calcul par couplage "logiciel de calcul de champ-simulation système" sous les hypothèses retenues. Il nous permet également d'évaluer, par simulations, la faisabilité de méthodes de détection de défaut inter-spires.

Compte tenu de notre application précise et de l'étude des travaux existant, nous avons choisi d'étudier une famille de méthodes de détection de défauts précise constituée par les approches par modèle et comparaison d'états. Nous avons alors étudié une méthode basée sur les résidus formée à partir des courants estimés par un modèle d'onduleur-MSAP en ligne d'une part et mesurés d'autre part. Une resynchronisation permet alors la recherche de déséquilibre dans le repère triphasé dans l'hypothèse d'une alimentation équilibrée sans défauts sur l'onduleur de puissance. La simulation à l'aide des modèles de défauts élaborés au chapitre précédent a montré la faisabilité de l'étude et sa pertinence comparée à des approches existantes. Les conclusions obtenues sont vérifiées par des premiers essais sur une machine classique. Nous avons alors choisi d'améliorer le modèle onduleur-MSAP sain pour observer le gain en terme de détection de défaut sur le prototype de MSAP 18 dents-16 aimants mis à notre disposition par la société SAGEM. Nous avons alors vu l'apport d'un modèle plus précis d'onduleur fournissant un premier indicateur pertinent avec un modèle de MSAP classique non saturé. L'analyse du prototype, recoupée par des tests constructeur, a également permis d'identifier relativement précisément une possibilité de déséquilibre initial de cette MSAP résidant en fait dans la présence plausible d'entrefers parasites entre la culasse et les dents, phénomène parfois rencontré dans la fabrication de machines à plots modulaires. Un modèle de MSAP plus précis élaboré à partir d'une approche par réseau de perméances et intégrant la présence de déséquilibre inhérent nous a alors permis de concevoir un indicateur plus performant, assurant une détection de défaut inter-spires sur une large zone courant-vitesse, pour une bobine en défaut (17% d'une phase) à un état non-franc (résistif). Comparées à des approches existantes, les méthodes testées sont plus efficaces en termes de sensibilité, et permettent de détecter un défaut impliquant moins de spires en court-circuit. Elles sont plus sensibles à basse vitesse mais dépendent des paramètres relatifs au modèle Onduleur-MSAP utilisé. Cette dépendance est assez forte puisqu'un mauvais réglage de ceux-ci ne garantit pas la pertinence de l'approche. Néanmoins les méthodes restent assez légères et nous avons montré leur pertinence avec des paramètres évaluées par RDP. Vu les résultats de l'analyse du "seuil" du prototype étudié dans le chapitre III, nous avons alors pensé aussi à traiter le problème par une approche "invasive" influant sur la commande. Une partie des termes du modèle Onduleur-MSAP est alors soustraite aux tensions de commande pour ne conserver que des modèles simples à traiter pour l'élaboration des résidus grâce à un découplage des termes non-linéaires au niveau de la commande. Les termes soustraits peuvent alors être assimilés à un découplage et permettent d'obtenir un indicateur performant dans le plan courant-vitesse. Cette approche nous a permis également d'améliorer les approches existantes basées sur la recherche d'harmonique de rang 2 et sur l'estimation de la résistance statorique par filtre de Kalman ou par estimateurs de paramètres.

L'ensemble des résultats expérimentaux issus des approches développées dans ce chapitre sont alors analysés par reconnaissance de formes mis au point par le laboratoire AMPERE. Les résultats confirment les constatations faites auparavant et montrent l'intérêt des méthodes basées sur les modèles comparées aux approches basées sur des recherches d'harmoniques en particulier pour des actionneurs non

conventionnels. Ils ont également montré que des approches hybrides basées sur les modèles et l'analyse des données invasives permettent de réaliser un compromis intéressant ; l'invasivité étudiée n'ayant que peu de conséquences en régime permanent. Enfin, un dernier paragraphe montre qu'il est possible d'utiliser les approches basées sur les résidus en régime transitoire sous réserve que les variations de vitesses soient faibles sur la durée correspondant au déphasage maximum des résidus. Des tests sur des profils transitoires types ont montré que l'on peut seulement détecter un déséquilibre associé à un défaut inter-spires assez avancé que ce soit avec une approche invasive ou non.

On peut par ailleurs dégager quelques perspectives associées à ce travail. Il nous semble intéressant de poursuivre le travail de construction d'indicateurs de défaut par des modèles de références prenant en compte de nouveaux paramètres. Intégrer des facteurs comme la température au niveau de la machine et de l'onduleur permettrait de réaliser une sorte de cartographie propre à un exemplaire de système électrique à l'état sain et permettrait par comparaison la détection de défaut inter-spires à l'état avancé.

Par ailleurs, des moyens de commande et d'acquisition de signaux par carte de type FPGA permettrait également un gain en termes de précision sur les grandeurs du système comparé aux moyens fournis par le prototypage rapide utilisant des plates-formes de type dSpace.

Une autre perspective intéressante serait également d'utiliser des modélisations précises à des fins de conception de machines ainsi que pour faciliter la surveillance des actionneurs.

En revanche, les approches développées dans ce document ne semblent pas adaptées à la détection de défaut inter-spires à l'état naissant puisque nos approches nécessitent que le ou les défauts absorbent suffisamment d'énergie pour impacter les grandeurs de mesures à disposition. Une étude de faisabilité concernant la pertinence d'indicateurs utilisant des signaux hautes fréquences quant à la détection de défaut inter-spires à l'état naissant pourrait également constituer une perspective.

Bibliographie

- [And09] R. N. Andriamalala, "Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone. Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques," Université Henri Poincaré Thèse de doctorat, 2009.
- [Are08] J. Arellano-Padilla, M. Sumner, and C. Gerada, "On-Line Detection of Stator Winding Short-Circuit Faults in a PM Machine using HF Signal Injection," in *ICEM*, Vilamoura, 2008, pp. 1-8.
- [Bac02] S. Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique," Université de Poitiers Thèse de doctorat, 2002.
- [Bel08] C. Belalahy, "Dimensionnement d'une machine synchro-reluctante a excitation homopolaire par reseaux de permeances," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2008.
- [Bir08] D. Birolleau, "Etude d'actionneurs électriques pour la tolérance aux fautes," Institut National Polytechnique de Grenoble Thèse de doctorat, 2008.
- [Bis99] D. Bisault, et al., "Pourquoi et comment mesurer l'isolement électrique?," *Contact*, no. 52, pp. 8-12, 1999.
- [Blö06] M. Blödt, "Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives," Institut National Polytechnique de Toulouse Thèse de doctorat, 2006.
- [Boi10] T. Boileau, "Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents-Tolérance au défaut de capteur mécanique-Detection de défauts électriques," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2010.
- [Boi11] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Online Identification of PMSM Parameters: Parameter Identifiability and Estimator Comparative Study," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1944-1957, Jul. 2011.
- [Boi12] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Stator winding inter-turn fault detection using control voltages demodulation," in *ITEC*, Dearborn, 2012, pp. 1-6.
- [Bou08] M. B. K. Bouzid, G. Champenois, N. M. Bellaj, L. Signac, and K. Jelassi, "An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Inter-turn Faults in Induction Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4277-4289, Dec. 2008.
- [Bou11] A. Bouzida, et al., "Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines Through Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4385-4395, Sep. 2011.
- [Bri03] F. Briz, M. W. Degner, A. Zamarron, and J. M. Guerrero, "Online Stator Winding Fault Diagnosis in Inverter-Fed AC Machines Using High-Frequency Signal Injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1109-1117, Jul. 2003.
- [Bui07] V. P. Bui, "Diagnostic des machies électriques par analyse du champ magnétique de fuite. Applications à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide," Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [Cai02] C. Caironi, "Contribution à la maintenance prévisionnelle en ligne des machines électriques tournantes par l'analyse des signaux liés aux phénomènes physiques s'y rapportant," Université Henri Poincaré Thèse de doctorat, 2002.
- [Cas03] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," Université Claude Bernard Lyon, 2003.
- [Ché07] L. Chédot, G. Friedrich, J. M. Biedinger, and P. Macret, "Integrated Starter Generator: The need for an Optimal Design and Control Approach. Application to a Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 551-559, Mar. 2007.
- [Che11] S. Cheng, P. Zhang, and T. G. Habetler, "An Impedance Identification Approach to Sensitive Detection and Location of Stator Turn-to-Turn Faults in a Closed-Loop Multiple-Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1545-1554, May 2011.
- [Cho12] V. Choqueuse, M. E. H. Benbouzid, Y. Amirat, and S. Turri, "Diagnosis of Three-Phase Electrical Machines Using Multi-dimensional Demodulation Techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 4, no. 59, pp. 2014-2023, Apr. 2012.
- [Cru01] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1227-1233, Sep. 2001.

- [Cru03] S. M. A. Cruz, J. M. Cardoso, and H. A. Toliyat, "Diagnosis of stator, Rotor and Airgap Eccentricity Faults in Three-Phase Induction Motors Based on the Multiple Referenecs Frames Theory," in *IAS*, Salt Lake City, 2003, pp. 1340-1346.
- [Dav85] B. Davat, Z. Ren, and M. Lajoie-Mazenc, "The movement in Field Modeling," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 21, no. 6, pp. 2296-2298, Nov. 1985.
- [Dav93] M. David-Pietrzak, *Filtrage et estimation*. Toulouse, 1993.
- [Deh05] A. B. Dehkordi, A. M. Gole, and T. L. Maguire, "Permanaent Magnet Synchronous Machine Model for Real Time Simulation," in *IPST*, Montreal, 2005.
- [Deh07] A. B. Dehkordi, A. M. Gole, and T. L. Maguire, "Real time simulation of internal faults in synchronous machines," in *IPST*, Lyon, 2007.
- [Dia05] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, "Fault Detection and Diagnosis in an Induction Machine Drive: A Pattern Recognition Approach Based on Concordia Stator Mean Current Vector," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 512-519, Sep. 2005.
- [Did04] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance," Université Henri Poincaré Thèse de doctorat, 2004.
- [Ebr10] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Feature Extraction for Short Circuit Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Motors Using Stator-Current Monitoring," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2673-2682, Oct. 2010.
- [EIR10] A. M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 107-121, Jan. 2010.
- [Ezz11] M. M. M. Ezzat, "Commande non-linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents," Ecole cenrale de Nantes, 2011.
- [Fai07] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliyat, and Akin.B., "Diagnosis of a mixed Eccentricity Fault in a Squirrel-cage Three-phase Induction Motor using Time Stepping Finite Element Technique," in *IEMDC*, Antalya, 2007, pp. 1446-1450.
- [Far08] J. A. Farooq, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," Univrsité de Technologie de Belfort-Montbéliard Thèse de doctorat, 2008.
- [Fék10] N. Féki, G. Clerc, and P. Velez, "Modeling of gear-motor dynamic interactions-Applications to the tooth faults by electric measurements," in *VDI International Conference on Gears*, Munich, 2010.
- [FEMM] FEMM. Finite Element Medthod Magnetics. [Online]. <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [Fer08] F. J. T. E. Ferreira, J. P. Trovao, and A. T. De Almeida, "Motor Bearings ans Insulation System Condition Diagnosis by Means of Common-Mode Currents and Shafts-Ground Voltage Correlation," in *ICEM*, Vilamoura, 2008, pp. 1-6.
- [Flux] Flux. Cedrat Group. [Online]. <http://www.cedrat.com/en/software-solutions/flux.html>
- [Fon07] J. Fonchastagner, "Résolution du problème inverse de conception d'actionneurs électromagnétique par association de méthodes déterministe d'optimisation globale avec des modèles analytiques et numériques," Institut National Polytechnique de Toulouse Thèse de doctorat, 2007.
- [For10] E. Fornasiero, L. Alberti, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Considerations on Selecting Fractionnal-Slot Windings," in *ECCE*, Atlanta, 2010, pp. 1376-1383.
- [Fuj93] K. Fujiwara, T. Nakata, N. Okamoto, and K. Muramatsu, "Method for Determining Relaxation Factorfor Modified Newton Raphson Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1962-1965, Mar. 1993.
- [Gai10] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service," Université Henri Poincaré Thèse de doctorat, 2010.
- [Gan11] A. Gandhi, T. Corrigan, and L. Parsa, "Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1564-1575, May 2011.
- [Gau05] T. Gautreau, "Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis loss surface et applications aux machines synchrones à aiaments permanents," Institut National Polytechnique de Grenoble Thèse de doctorat, 2005.
- [Ger05] C. Gerada, K. Bradley, and M. Sumner, "Winding Turn to Turn Faults In Premanent Magnet Synchronous Machines Drives," in *IAS*, Hong-Kong, 2005, pp. 1029-1036.

- [Gub08] S. Gubric, J. M. Aller, and B. H. T. G. Lu, "A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4127-4136, Dec. 2008.
- [Gub10] S. Gubric, T. G. Habetler, and J. Restrepo, "A New Concept for Online Surge Testing for Detection of Winding Insulation Deterioration," in *ECCE*, Atlanta, 2010, pp. 2051-2058.
- [Gup90] B. K. Gupta, B. A. Lloyd, and D. K. Sharma, "Degradation of Turn Insulation in Motor Coils Under Repetitive Surges," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 5, no. 2, pp. 320-326, Jun. 1990.
- [Had01] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine synchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure," Université Henri Poincaré, 2001.
- [Haj03] M. Hajiaghajani, L. Hao, S. M. Madani, and T. Toliyat, "A Method for Detection of Eccentricity in Permanent Magnet Machines," in *IAS*, Salt Lake City, 2003, pp. 1833-1838.
- [Ham00] R. J. Hamilton, "DC Motor Brush Life," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1682-1687, Nov. 2000.
- [Ham09] M. O. Hamiti, "Réduction des oscillations de couple d'une machine à reluctance variable-Approche par la structure et par la commande," Université Henri Poincaré Thèse de doctorat, 2009.
- [Ham11] S. Hamdani, O. Touhami, R. Ibtouen, and M. Fadel, "Neural Network Technique for Induction Motor Rotor Faults Classification-Dynamic Eccentricity and Broken Bar Faults," in *SDEMPED*, Bologne, 2011, pp. 626-631.
- [Hen03] H. Henao, C. Demian, and G. A. Capolino, "A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machines Using External Flux Sensor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1272-1279, Sep. 2003.
- [Hen05] H. Henao, H. Razik, and G. A. Capolino, "Analytical Approach of the Stator Current Frequency Harmonics Computation for Detection of Induction Machine Rotor Faults," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 801-807, May 2005.
- [Hol02] J. Holtz and J. Quan, "Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed using a Nonlinear Model and Parameter Identification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, Jul. 2002.
- [Kat09] T. Kato, K. Inoue, and D. Okuda, "Diagnosis of Multi-Phase Turn Faults of Induction Motor Stator Windings," in *PEDS*, Taipei, 2009, pp. 1047-1054.
- [Kau96] M. Kaufhold, G. Borner, M. Eberhardt, and J. Speck, "Failure Mechanism of the Interturn Insulation of Low Voltage Electric Machines Fed by Pulse-Controlled Inverters," *IEEE Electrical Insulation*, vol. 12, no. 5, pp. 9-16, Sep. 1996.
- [Key11] K. Keyong-Hwa, "Simple Online Fault Detecting Scheme for Short-Circuited Turn in a PMSM Through Current Harmonic Monitoring," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2565-2568, Jun. 2011.
- [Kho08] M. Khov, J. Faucher, and J. Regnier, "Surveillance en ligne de défauts de court-circuits statoriques d'une machine synchrone à aimants permanents par suivi paramétrique," Institut National Polytechnique de Toulouse Thèse de doctorat, 2008.
- [Kia09] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Analytical and Experimental Study of Gearbox Mechanical Effect on the Induction Machine Stator Current Signature," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1405-1415, Jul. 2009.
- [Küt11] S. Küttler, et al., "Modèle analytique prenant en compte la saturation croisée pour le dimensionnement optimal des machines à aimants internes," in *EF*, Belfort, 2011.
- [Lap07] B. Laporte, *Electrotechnique, machines électriques tournantes, conception, dimensionnement, fonctionnement*. Nancy: ellipses, 2007.
- [Lat06] R. Lateb, "Modélisation des machines asynchrones synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2006.
- [Leb08] A. Lebaroud and G. Clerc, "Diagnosis of Induction Motor Faults Using Instantaneous Frequency Signature Analysis," in *ICEM*, Vilamoura, 2008, pp. 1-5.
- [Leb10] N. Leboeuf, et al., "Fault Detection in a Current Controlled PM Drive Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis," in *IAS*, Houston, 2010, pp. 1-6.
- [Leb11a] N. Leboeuf, et al., "Modelling of Permanent Magnet Synchronous Machines Under Inter-turn Fault," in *Compumag*, Sydney, 2011.
- [Leb11b] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and G. Clerc, "Real-Time

- Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2402-2412, Nov. 2011.
- [Leb11c] N. Leboeuf, et al., "Modélisation des machines à aimants permanents en présence de défauts inter-spires," in *EF*, Belfort, 2011.
- [Leb12a] N. Leboeuf, et al., "Estimating Permanent-Magnet Motor Parameters Under Inter-Turn Fault Conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 963-966, Feb. 2012.
- [Leb12b] N. Leboeuf, et al., "On Inductance Calculations in PM Motors Under Fault Conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 10, no. 48, pp. 2605-2616, Oct. 2012.
- [Leb12c] N. Leboeuf, et al., "Taking into Account Manufacturing Faults in PMSM," in *CEFC*, Oita, 2012.
- [Ler08] W. Le Roux, R. G. Harley, and T. G. Habetler, "Detecting Faults in Rotors of PM Drives," *IEEE Industry Applications magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 23-31, Mar. 2008.
- [Lin02] J.-L. Lin, "A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 49, no. 4, pp. 476-483, Apr. 2002.
- [Liu06] L. Liu, "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motor," Florida State University, 2006.
- [Liu07] W. Liu, E. Schaeffer, L. Loron, and P. Chanemouga, "High frequency Modelling of Stator Windings Dedicated to Machine Insulation Diagnosis by Parametric Identification," in *SDEMPED*, Cracovie, 2007, pp. 480-485.
- [Mag04] F. Magnussen, et al., "Iron losses in Salient Permanent Magnet Machines at Field weakening Operation," in *IAS*, Seattle, 2004.
- [Mah09] A. Mahyob, P. Reghem, and G. Barakat, "Permeance Network Modeling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 3, pp. 1820-1823, Mar. 2009.
- [Mar03] J. P. Martin, "Contribution à l'alimentation en tension des machines synchrones à aimants à nombre de phase élevé: fonctionnement normal et dégradé," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2003.
- [Matlab] Matlab-Simulink. [Online]. <http://www.mathworks.fr/>
- [Med11] A. Medoued, A. Lebaroud, A. Boukadoum, T. Boukra, and G. Clerc, "Back Propagation Neural Network For Classification of Induction Machine Faults ," in *SDEMPED*, Bologne, 2011, pp. 525-528.
- [Mei86] F. Meibody-Tabar, "Etude d'une machine synchrone à reluctance variable pour des applications à grande vitesse," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 1986.
- [Mul11] J. L. Muller, et al., "3D FE Modelling of Interlamination Short-circuits Taking into Account the Building Bar," in *Compumag*, Sydney, 2011.
- [Nah01] B. Nahid-Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique de machine synchrone à aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres," Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.
- [Naj10] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani, "Speed, DC-link Voltage and Current Sensor Fault Detection and Isolation in IPM Synchronous Motor Drives using an Extended Kalman Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1662-1672, May 2010.
- [Nan99] S. Nandi and H. A. Toliyat, "Fault Diagnosis of Electrical Machine-A Review," in *IEMDC*, Seattle, 1999, pp. 219-221.
- [Neg06] D. M. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," Helsinki University of Technology, 2006.
- [Net08] P. Neti, A. B. Dehkordi, and A. M. Gole, "A New Robust Method to Detect Rotor Faults in Salient-Pole Synchronous Machines Using Structural Asymmetries," in *IAS*, Edmonton, 2008, pp. 1-8.
- [Ond06] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance de formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone," Université Claude Bernard Lyon Thèse de doctorat, 2007.
- [Ost89] V. Ostovic, "Computation of Saturated Permanent Magnet AC Motor Performance by Means of Magnetics Circuits," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 1A-23, no. 5, pp. 836-841, Sep. 1987.
- [Pac09] M. Pacas, S. Villwock, and R. Dietrich, "Bearing Damage Detection in Permanent Magnet

- Synchronous Machines," in *ECCE*, San José, 2009, pp. 1098-1103.
- [Pen94] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyds, and W. T. Fink, "Detection and Location of Inter-turn Short-circuits in the Stator Windings of Operating Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, pp. 652-658, Dec. 1994.
- [Per02] J. Perho, "Reluctance Network for Analysing Induction Machine," Helsinki University of Technology, 2002.
- [Pet07] D. Petrichenko, "Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance," Ecole Centrale de Lille Thèse de doctorat, 2007.
- [Rah11] M. M. Rahimian, S. Choi, and K. Butler-Purry, "Modeling and Analysis of Synchronous Machines with broken damper bars," in *Compumag*, Sydney, 2011.
- [Raj06] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of Rotor Faults in Brushless DC Motors Operating Under Non Stationary Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 6, pp. 1464-1477, Nov. 2006.
- [Raj061] S. Rajagopalan, T. G. Habetler, R. G. Harley, T. Sebastian, and B. Lequesne, "Current/Voltage-Based Detection of Faults in Gears Coupled to Electric Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 6, pp. 1412-1420, Nov. 2006.
- [Ram06] T. Raminosa, "Optimisation des machines synchro-reluctante par réseaux de perméances," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2006.
- [Raz03] H. Razik and G. Didier, "Note de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone," Université Henri Poincaré, 2003.
- [Rei00] P. Reichmeider, C. A. Gross, D. Querrey, D. Novosel, and S. Salon, "Internal fault in synchronous machines Part I: The machine model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 4, pp. 376-379, Dec. 2000.
- [Rep85] IEEE, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, part I+II," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 853-872, Jul. 1985.
- [Rib07] J. Ribrant and L. M. Bertling, "Survey of Failures in Wind Power Systems With Focus on Swedish Wind Power Plants During 1997-2005," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 167-173, Mar. 2007.
- [Rib09] J. R. Riba-Ruiz, J. A. Rosero, A. G. Espinosa, and L. Romeral, "Detection of Demagnetization Faults in Permanent-Magnet Synchronous Motors Under Nonstationary Conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 7, pp. 2961-2969, Jul. 2009.
- [Rom11] L. Romeral, J. C. Urresty, J.-R. Riba Ruiz, and A. G. Espinosa, "Modeling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Stator Winding Interturn Faults," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1576-1585, May 2011.
- [Ros07] J. A. Rosero, L. Romeral, J. Cusido, A. Garcia, and J. A. Ortega, "On the short-circuiting fault detection in a PMSM by means of stator current transformations," in *PESC*, Orlando, 2007, pp. 1936-1941.
- [Ros09] J. Rosero, J. Ortega, J. Urresty, J. Cardenas, and L. Romeral, "Stator Short Circuits Detection in PMSM by Means of Higher Order Spectral Analysis (HOSA)," in *APEC*, Washington, D.C., 2009, pp. 964-969.
- [Sch06] N. Schachter, "Slip rings Inductions Motors- Brush holder and solutions," CIMENTEC ENGINEERING LTD, 2006.
- [Sch95] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, and R. G. Bartheld, "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1274-1279, Nov. 1995.
- [Sch99] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," Université de Nantes, 1999.
- [Sha07] M. A. Shamsi-Nejad, "Architecture d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérant aux défauts-Régulateur de courant non-linéaire à large bande passante," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2007.
- [Sin03] G. K. Singh and S. A. S. Al Kazzaz, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research - a survey," *Electric Power Research ELSEVIER*, vol. 64, pp. 145-158, Aug. 2003.
- [Sot93] J. Sottile and J. L. Kohler, "An On-line Method to Detect Incipient Failure of Turn Insulation in Random-Wound Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 4, pp. 762-768, Dec. 1993.
- [Sou11] A. Soualhi, G. Clerc, and H. Razik, "Faults classification of induction machine using an

- improved ant clustering technique," in *SDEMPED*, Bologne, 2011, pp. 316-321.
- [Sun08] Z. Sun, J. Wang, D. Howe, and G. Jewell, "Analytical Prediction of the Short-Circuit Current in Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4210-4217, Dec. 2008.
- [Tak08] A. Takorabet, "Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques.," Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2008.
- [Tal02] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 632-637, May 2002.
- [Tho95] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A Survey of Faults on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals and Oil Refineries," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1186-1196, Sep. 1995.
- [Tol02] H. A. Toliyat, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Machinery," Texas A&M University, 2002.
- [Tra08] B. Trajin, "Détection automatique et diagnostic des défauts de roulements dans une machine asynchrone par analyse spectrale des courants statoriques," in *JCGE*, Lyon, 2008.
- [TuX05] X. Tu, L. A. Dessaint, M. El Kahel, and A. Barry, "Modeling and Experimental Validation of Internal Faults in Salient Pole Synchronous Machines Including Space Harmonics," in *Electrimacs*, Hammamet, 2005.
- [Vas09] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2009.
- [Vel11] N. Velly, "Contribution à l'étude des machines multi-enroulement pour l'aéronautique: Machine synchrone à aimants permanents pour la tolérance aux défauts-Machine asynchrone pour la traction," Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat, 2011.
- [Ven07] P. Venet, "Amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs de stockage d'énergie," Université Claude Bernard Lyon Habilitation à Diriger les Recherches, 2007.
- [Vid04] L. Vido, "Etude d'actionneurs à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrones," Ecole Normale Supérieure de Cachan Thèse de doctorat, 2004.
- [Wer06] P. Werynski, "Vieillessement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques," Ecole centrale de Lille Thèse de doctorat, 2006.
- [Whe05] J. C. G. Wheeler, "Effects of Converter Pulses on the Electrical Insulation in Low and Medium Voltage Motors," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 21, no. 2, pp. 22-29, Mar. 2005.
- [Wie03] E. Wiedenburg, G. Frey, and J. Wilson, "Impulse testing and turn insulation deterioration in electric motors," in *Pulp and Paper Industry Technical Conference*, Charleston, 2003, pp. 50-55.
- [Xia05] L. Xiangning, T. Qing, P. Liu, and C. Li'an, "Investigation of internal fault modeling power-former," in *PES*, Dalian, 2005, pp. 1-7.
- [Yaz04] B. Yazici, "Statistical Pattern Analysis of Partial Discharge Measurements for Quality Assessment of Insulation Systems in High-Voltage Electrical Machinery," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1579-1594, Nov. 2004.
- [You07] L. Youngkook, "A stator turn fault detection method and a fault tolerant operating strategy for interior PM synchronous motor drives in safety critical applications," Georgia Institute of Technology, 2007.
- [Zha08] Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control systems," *Annual Reviews in Control ELSEVIER*, vol. 32, pp. 229-252, Mar. 2008.
- [Zhu12] Z. Q. Zhu, Z. Azar, and G. Ombach, "Influence of Additional Air Gaps Between Stator Segments on Cogging Torque of Permanent Magnet-Machines Having Modular Stators," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 6, pp. 2049-2055, Jun. 2012.

Tables des figures

Fig. I-1: Structure de l'entraînement électrique étudié.....	4
Fig. I-2: Application à l'aéronautique.....	5
Fig. I-3: Statistiques données dans [Tho95] et [Rep85].....	7
Fig. I-4: Résultats de l'étude menée dans [Rib07].....	8
Fig. I-5: Rupture de barres sur un rotor à cage extrait de [Tol02].....	8
Fig. I-6: Les différents types de décentrement.....	9
Fig. I-7: Distinction entre les différents types de court-circuit.....	9
Fig. I-8: La zone fragile des têtes de bobine extrait de [Whe05].....	10
Fig. I-9: Modélisation d'interrupteurs en défaut sur un bras d'onduleur.....	11
Fig. I-10: Variation de la résistance série ESR - Condensateur 4700μF/500V [Ven07].....	11
Fig. I-11: Roulement à billes classiques extrait de [Boi10].....	13
Fig. I-12: Schéma d'une MSAP triphasée avec défaut de type court-circuit.....	15
Fig. I-13: Le compromis offert par une approche par RDP extrait de [Pet07].....	17
Fig. I-14: Schéma équivalent retenu de la bobine de la motorette.....	19
Fig. I-15: La bobine et son modèle HF extrait de [Liu07].....	19
Fig. I-16: Classification générale des méthodes de détection de défaut.....	21
Fig. I-17: Principe d'évaluation de deux méthodes "fictives" sur des critères prédéfinis.....	22
Fig. I-18: Résultats de la méthode exposée dans [Che11].....	23
Fig. I-19: Principe du contrôle d'une machine synchrone à aimants à rotor lisse.....	25
Fig. I-20: Méthode proposée dans [You07].....	25
Fig. I-21: Evolution expérimentale de E_{index} présenté dans [Are08].....	29
Fig. I-22: Schéma des essais réalisés dans [Gub10].....	30
Fig. I-23: Résultats expérimentaux présentés issus de [Gub10].....	30
Fig. I-24: Approche par analyse des résidus.....	33
Fig. I-25: Schéma de principe d'une approche par réseaux de neurones issue de [Bou08].....	35
Fig. I-26: Les classes et leurs évolutions extrait de [Ond06].....	36
Fig. I-27: La phase décisionnelle d'une approche par RDF.....	37
Fig. I-28: Exemple de tableau récapitulatif de certains défauts.....	40
Fig. II-1: MSAP à une paire de pôles.....	43
Fig. II-2: MSAP à bobinage distribué simple couche et couplage entre les bobines.....	44
Fig. II-3: MSAP à bobinage distribué double couche et couplage entre les bobines.....	44
Fig. II-4: MSAP à plots et couplage résultant.....	45
Fig. II-5: Cas d'une bobine en défaut.....	46
Fig. II-6: Cas de deux bobines en défaut.....	46
Fig. II-7: Cas de quelques spires en défaut d'une même bobine.....	47
Fig. II-8: Représentation d'une MSAP et de sa configuration de défaut.....	49

Fig. II-9: Inductances liées au circuit de défaut pour 1 à 3 bobines en défaut.....	52
Fig. II-10: Inductances liées au circuit de défaut pour des spires en court-circuit.....	52
Fig. II-11: Inductances liées au circuit de défaut pour 1 et 2 bobines en défaut.....	53
Fig. II-12: Inductances liées au circuit de défaut pour des spires en court-circuit.....	53
Fig. II-13: Les lignes de champ au stator (à vide).....	55
Fig. II-14: Les lignes de champ dans et en dehors des encoches.....	55
Fig. II-15: Les lignes de champ au rotor à vide.....	56
Fig. II-16: Les lignes de champ dans l'entrefer.....	56
Fig. II-17: Une branche type du RDP.....	57
Fig. II-18: Modélisation par RDP au stator.....	57
Fig. II-19: Modélisation par RDP au rotor.....	58
Fig. II-20: Réseau complet.....	58
Fig. II-21: Zone partagée (en bleu) entre une dent i et un aimant j.....	58
Fig. II-22: De haut en bas: $es\theta_s$, $er\theta_r$.....	59
Fig. II-23: Perméances d'entrefer-gauche: dent et aimant en face avec 3 perméances droite....	60
Fig. II-24: Les courants dans les encoches pour une bobine en défaut à courants fixés.....	61
Fig. II-25: Exemple de caractéristiques $B(H)$ pour des aimants $SmCo_2$.....	62
Fig. II-26: Les courbes $B(H)$ de la MSAP étudiée.....	63
Fig. II-27: Comparatif sur les temps de calcul entre les approches.....	69
Fig. II-28: Flux direct et en quadrature.....	69
Fig. II-29: Décomposition spectrale des flux direct et en quadrature.....	70
Fig. II-30: Zoom sur les harmoniques.....	70
Fig. II-31: Inductances et mutuelles directe et en quadrature.....	71
Fig. II-32: Décomposition spectrale des inductances directe et en quadrature.....	71
Fig. II-33: Inductances de défaut en fonction de θ_e et i_f.....	72
Fig. II-34: Décomposition spectrale des inductances.....	72
Fig. II-35: Décomposition spectrale des inductances.....	73
Fig. II-36: Allure de L_{ff} pour un court-circuit sur la bobine 16.....	73
Fig. II-37: Conséquence de $i_f = 8A$ sur les flux direct et en quadrature.....	73
Fig. II-38: Force électromotrice en charge sur la bobine 16 en à 1000tr/min.....	74
Fig. II-39: Décomposition spectrale des forces électromotrices en charge.....	75
Fig. II-40: Effet de i_f sur la force électromotrice sur la bobine 16 en défaut à 1000tr/min.....	75
Fig. II-41: Décomposition spectrale des forces électromotrices en charge.....	75
Fig. II-42: Comparaisons sur le couple électromagnétique.....	76
Fig. II-43: Décomposition spectrale du couple électromagnétique.....	76
Fig. II-44: Gauche : cas sain-droite : cas en défaut.....	77
Fig. II-45: Inductances L_{ff} pour $i_d = 0 A$ et $i_q = 20 A$.....	77
Fig. II-46: Décomposition spectrale des inductances.....	78

Fig. II-47: Décomposition spectrale des inductances dans le cas de 20% de spires	78
Fig. II-48: Implémentation de l'approche par RDP sous Matlab-Simulink.....	79
Fig. II-49: Schéma du banc de test.....	80
Fig. II-50: Formes d'ondes des courants de défauts.....	81
Fig. II-51: Formes d'ondes des courants de défauts.....	82
Fig. II-52: Décomposition spectrale des courants de défauts.....	83
Fig. II-53: Décomposition spectrale des courants de défauts.....	83
Fig. II-54: Formes d'ondes des courants de défauts.....	84
Fig. II-55: Formes d'ondes des courants de défauts.....	85
Fig. II-56: Décomposition spectrale des courants de défauts.....	86
Fig. II-57: Décomposition spectrale des courants de défauts.....	86
Fig. II-58: Comparaison entre la première modélisation (MDL)	87
Fig. II-59: Comparaison entre la seconde modélisation (MDS).....	87
Fig. III-1: Différents paramètres influant sur la détection de défauts	93
Fig. III-2: Modélisation de l'étage continu.....	94
Fig. III-3: Effet d'un temps mort	94
Fig. III-4: Modèle d'interrupteur	95
Fig. III-5: Montage pour le relevé de $U_d(i_{dc})$	95
Fig. III-6: Evolution expérimentale de $U_d(i_{dc})$.....	96
Fig. III-7: Forme d'onde d'une force électromotrice à vide pour 1000 tr/min.....	98
Fig. III-8: Décomposition spectrale d'une force électromotrice à vide pour 1000 tr/min.....	98
Fig. III-9: Exemple d'effet du courant en quadrature sur un flux de bobine de MSAP.....	99
Fig. III-10: Exemple d'assemblage pour machines à plots	101
Fig. III-11: Flux direct et en quadrature en présence d'harmoniques de rang 2.....	101
Fig. III-12: Contenu harmonique des flux directs et en quadratures	102
Fig. III-13: Contenu harmonique des flux directs et en quadratures	102
Fig. III-14: Allure des inductances dynamiques en fonction de i_q et de θ_e.....	103
Fig. III-15: Allure de la dérivée par rapport à θ_e des flux direct et en quadrature.....	103
Fig. III-16: Couple de détente obtenu par EF et RDP pour $e = 0.2\text{mm}$.....	104
Fig. III-17: Contenu harmonique du couple de détente obtenu par EF	104
Fig. III-18: Pertes fer dans le culasse statorique massive de la MSAP 18 – 16	106
Fig. III-19: Modèle global de l'ensemble Onduleur-MSAP.....	106
Fig. III-20: De haut en bas: courants de phases et leurs estimations	110
Fig. III-21: De haut en bas: tension de commande (phase a), courants de défauts.....	110
Fig. III-22: Amplitude de l'indicateur de défaut dans le plan courant-vitesse	110
Fig. III-23 : Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10]	111
Fig. III-24: Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10] dans le plan courant-vitesse... 	111
Fig. III-25: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur L_s.....	112

Fig. III-26: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur R_s	112
Fig. III-27: Variations sur l'indicateur de défaut en présence d'incertitude sur ψ_m	113
Fig. III-28: Evolution des indicateurs dans le plan couple vitesse pour une bobine en défaut.	114
Fig. III-29: Comparatif de sensibilité entre les indicateurs dans le plan couple-vitesse	115
Fig. III-30: Evolution des indicateurs dans le plan $[iq, N]$ pour une bobine en défaut.....	116
Fig. III-31: Comparatif de sensibilité entre les indicateurs dans le plan $[iq, N]$	116
Fig. III-32: Schéma du banc de test pour les essais en court-circuit sur les MSAP	117
Fig. III-33: De haut en bas: tension de commande (phase a), courants de défauts.....	118
Fig. III-34: Tableau comparatif entre simulations et résultats expérimentaux	119
Fig. III-35: Amplitude de l'indicateur de défaut dans le plan $[iq, N]$	119
Fig. III-36: Comparaison entre les deux approches.....	120
Fig. III-37: Amplitude de l'indicateur de défaut issu de [Boi10]	120
Fig. III-38: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de courant	122
Fig. III-39: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de vitesse	122
Fig. III-40: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MI en régulation de vitesse	123
Fig. III-41: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de courant	123
Fig. III-42: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de vitesse	124
Fig. III-43: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MII en régulation de vitesse	124
Fig. III-44: Allure des forces électromotrices mesurées à vide à 200tr/min (gauche).....	125
Fig. III-45: Contenu harmonique des forces électromotrices mesurées à vide.....	125
Fig. III-46: Allure de iq^* et vq^* pour les points $N = 100 \text{ tr/min} - iq = 0.8 \text{ A}$	126
Fig. III-47: Contenu harmonique de iq^* et vq^* pour les points.....	126
Fig. III-48: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de courant	128
Fig. III-49: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de vitesse	128
Fig. III-50: Amplitude de l'indicateur basé sur le modèle MIII en régulation de vitesse	128
Fig. III-51: Comparaison des différents indicateurs à basse vitesse.....	129
Fig. III-52: Comparaison relative des différents indicateurs à basse vitesse.....	129
Fig. III-53: Premier Indicateur issu de [Boi10] en régulation de courant (gauche)	131
Fig. III-54: Second indicateur issu de [Boi10] en régulation de courant (gauche).....	131
Fig. III-55 : Principe du découplage feed-back utilisé	133
Fig. III-56: Indicateur basé sur les résidus en régulation de courant	134
Fig. III-57: Indicateur basé sur les résidus en régulation de vitesse	134
Fig. III-58: Approche issue de [Boi10]-De gauche à droite: avec découplage.....	135
Fig. III-59: Seconde approche issue de [Boi10]-De gauche à droite.....	135
Fig. III-60: Estimation de la résistance statorique par estimateur de paramètre	136
Fig. III-61: Allure de l'estimation de la résistance statorique par FKE e	137
Fig. III-62: Estimation de la résistance statorique par observateur FKE.....	138
Fig. III-63: Contenu harmonique de iq^* en régulation de vitesse et de N	139

Fig. III-64: Tension de commande u_q^* en présence de couple de détente	140
Fig. III-65: Contenu harmonique de la tension de commande u_q^*	140
Fig. III-66: Contenu harmonique de i_q^* en régulation de vitesse	140
Fig. III-67: Allure de la tension de commande v_q^* en présence de couple de détente	141
Fig. III-68: Contenu harmonique de la tension de commande v_q^*	141
Fig. III-69: Amplitude de l'indicateur basé sur les résidus	142
Fig. III-70: Amplitude du premier issu de [Boi10]	142
Fig. III-71: Amplitude de l'estimation de la résistance	142
Fig. III-72: Amplitude de l'indicateur G en présence de couple de détente	143
Fig. III-73: Profils étudiés en régime transitoire	144
Fig. III-74: Limite de l'approche présentée pour les régimes transitoires	146
Fig. III-75: Resynchronisation des résidus pour le profil test 1	147
Fig. III-76: Resynchronisation des résidus pour le profil test 4	147
Fig. III-77: Réponses en courant et vitesse pour le profil 1	148
Fig. III-78: Evolution des indicateurs pour une commande classique- Gauche	149
Fig. III-79: Evolution des indicateurs pour une commande classique	149
Fig. III-80: Evolution des indicateurs pour une commande	150
Fig. III-81: Evolution des indicateurs pour une commande	150
Fig. IV-1: Variation de J_1 pour les différents indicateurs	159
Fig. IV-2: Variation de J_3 pour les différents indicateurs	159
Fig. IV-3: Analyse en Composantes Principales (ACP)	160
Fig. IV-4: Analyse en Composantes Principales (ACP)	160
Fig. IV-5: Variation de J_1 pour les différents indicateurs sur le second jeu de données	161
Fig. IV-6: Variation de J_3 pour les différents indicateurs sur le second jeu de données	161
Fig. IV-7: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le second jeu de données	162
Fig. IV-8: Analyse en Composantes Principales (ACP) pour le second jeu de données	162
Fig. IV-9: Nombre de données mal classées en fonction du vecteur paramètre optimal	162
Fig. IV-10: Répartition entre les différentes classes par la méthode « Kppv simple »	163
Fig. IV-11: Nombre de données mal classées en fonction du vecteur paramètre optimal	163
Fig. IV-12: Répartition entre les différentes classes par la méthode « Kppv simple »	163

Annexes

A. Machines à aimants permanents étudiées dans cette thèse

A.a. MSAP classique

Il s'agit d'une MSAP double étoile à 4 paires de pôles d'une puissance de $1.5kW$. Les deux étoiles sont mises en série permettant ainsi des court-circuits sur 1/2 phase.


MSAP DOUBLE ETOILE	
Fabricant	TECHNOFAN/GREEN
Résistance de phase R_s (à 25°C)	0.44 Ω
Inductance cyclique de phase L_s	0.0031 H
Coefficient de flux ψ_f	0.124 Wb
Puissance nominale P_n	4.5 kW
Vitesse nominale N_n	4000 tr/min
Couple nominal Γ_n	10 N.m
Courant nominal efficace I_n	11.5 A
Alimentation nominale U_{dcn}	540 V

Fig. A-1: Principaux paramètres MSAP double étoile

A.b. Prototype SAGEM MSAP 18 – 16

Il s'agit d'un prototype fourni par Sagem de MSAP à 18 plots bobinés et à 16 aimants en surface au rotor.


MSAP 18-16	
Fabricant	SAGEM
Résistance de phase R_s (à 25°C)	1.9 Ω
Inductance cyclique de phase L_s (non saturée)	10 mH
Coefficient de flux ψ_f	0.227 Wb
Puissance nominale P_n	1.5 kW
Vitesse maximale N_m	1000 tr/min
Alimentation nominale U_{dcn}	280 V

Fig. A-2: Principaux paramètres MSAP 18-16



Fig. A-3: Bobinage d'une demi-machine 18-16

B.a.Stator***B.a.1.Culasse statorique***

$$P_c = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_c}{l_c} \quad \text{B-1}$$

$$l_c = \frac{1}{2} \cdot [R_e + R_c] \quad ; \quad S_c = \frac{1}{2} \cdot [R_c + R_e] \cdot L_z \cdot \ln \left[\frac{R_e}{R_c} \right] \quad \text{B-2}$$

B.a.2.Dents

- Partie supérieure: tube rectangulaire :

$$P_{dh} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot e_1}{h_3} \quad \text{B-3}$$

- Partie inférieure: tube rectangulaire :

$$P_{db} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot e_f}{h_2 + h_1} \quad \text{B-4}$$

- Partie gauche et droite : tubes trapézoïdaux tangentiels :

$$P_{d3} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot h_3}{l_d} \cdot \ln \left[\frac{h_1}{h_1 + h_2} \right] \quad \text{B-5}$$

B.a.3.Isthmes

La perméance modélisant l'isthme et la somme d'un tube de flux rectangulaire et d'un tube de flux semi-circulaire à l'extérieur de l'encoche (de rayon interne r_{b_1} et externe r_{b_2}) et d'un tube circulaire d'ouverture ρ à l'intérieure de l'encoche donnée sur la Fig. II-44 :

$$P_{b_1} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot e f_1}{h_1}$$

$$P_{b_2} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot \ln \left[\frac{r_{b_2}}{r_{b_1}} \right]}{\pi} \quad \text{B-6}$$

$$P_{b_3} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot \ln \left[\frac{r_2}{r_1} \right]}{\rho}$$

$$P_b = P_{b_1} + P_{b_2} + P_{b_3}$$

B.b.Rotor**B.b.1.**Culasse rotorique

$$P_r = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_r}{l_r} \quad \text{B-7}$$

$$l_r = \frac{1}{2} \cdot [R_i + R_r] \quad ; \quad S_r = \frac{1}{2} \cdot [R_i + R_r] \cdot L_z \cdot \ln \left[\frac{R_r}{R_i} \right] \quad \text{B-8}$$

B.b.2.Aimants

Si l'on suppose un aimant parfaitement rectangulaire d'ouverture β , on a :

$$P_{aim} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot l_{aim}}{e_{aim}} \quad \text{B-9}$$

$$l_{aim} = R_r \cdot \beta \quad \text{B-10}$$

Parfois, les aimants sont plutôt bombés coté entrefer et plat coté rotor pour des raisons de fabrication. L'épaisseur de l'aimant n'est donc pas constante et l'on a :

$$P_{aim} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot l_{aim} \cdot \int_0^\beta \frac{d\theta}{e_{aim}(\theta)} \quad \text{B-11}$$

On peut également considérer une épaisseur d'aimant moyenne.

B.c.Entrefer**B.c.1.**Entrefer classique

On note e_m l'entrefer moyen. En considérant la fonction donnant la longueur des lignes de champ dans l'entrefer $e(\theta_s)$ donnée Fig. II-22, la perméance un tube de flux allant en ouverture angulaire de θ_{min} à θ_{max} est :

$$P_e = \mu_0 \cdot L_z \cdot (R_a - e_m/2) \cdot \int_{\theta_{min}}^{\theta_{max}} \frac{d\theta}{e(\theta_s)} \quad \text{B-12}$$

B.c.2.Entrefer parasite

Dans le cas où l'on souhaite étudier les conséquences d'un défaut de construction tel un entrefer parasite d'épaisseur e_p et de section $L_z \cdot e_i$ entre la culasse statorique et les dents, on définit la perméance suivante :

$$P_{e_p} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot e_i}{e_p} \quad \text{B-13}$$

On modifie alors sur la dent concernée :

$$P_{dh}' = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot L_z \cdot e_i}{h_3 - e_p}$$

B-14

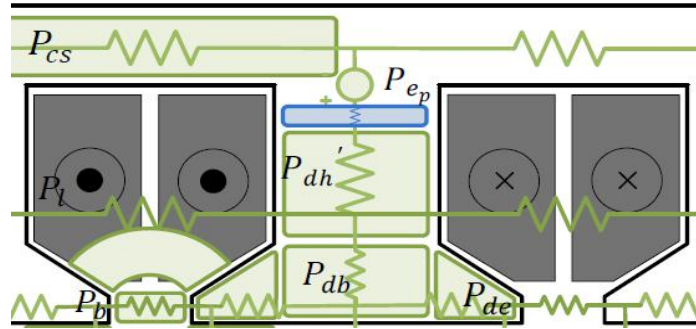


Fig. B-3: Prise en compte d'un entrefer parasite

B.d. Fuites dans une encoche trapézoïdale

Nous évaluons ici l'inductance de fuites dans des encoches trapézoïdales pour un cas sain et un cas en défaut. Nous supposons des lignes de champ :

- rectilignes et parallèles au fond d'encoche
- circulaires au voisinage de l'isthme (angle ρ)

Les calculs sont faits indépendamment du niveau de courant.

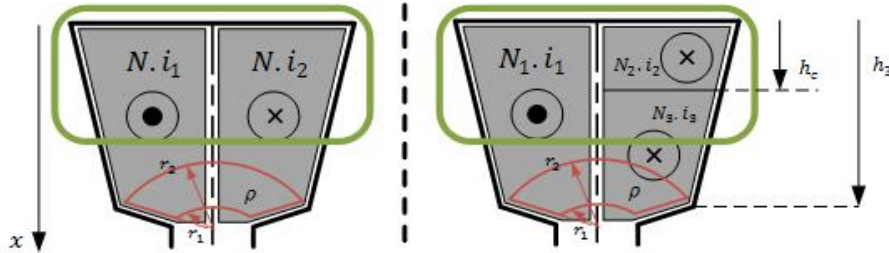


Fig. B-4: Lignes de champ dans une encoche trapézoïdale

Pour un cas sain (figure de gauche), on peut définir l'énergie magnétique W_e dans l'encoche d'une part :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot l_1 \cdot i_1^2 + \frac{1}{2} \cdot l_2 \cdot i_2^2 + m_{12} \cdot i_1 \cdot i_2 \quad \text{B-15}$$

Et d'autre part, si h est le champ magnétique :

$$W_e = \frac{\mu_0}{2} \int_V h^2 dV \quad \text{B-16}$$

Le champ magnétique dépend de la largeur d'encoche $c(x)$ et peut se mettre sous la forme :

$$h(x) = \frac{N_1 \cdot i_1}{c(x)} + \frac{N_2 \cdot i_2}{c(x)} \quad \text{B-17}$$

Après calcul et en identifiant les deux expressions de l'énergie magnétique, on arrive alors aux résultats suivants :

$$l_1 = l_2 = m_{12} = \mu_0 \cdot L_z \cdot \frac{N_1^2}{h_3 \cdot (e_f - e_i)} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot h_3^2 - \alpha \cdot h_3 + \alpha^2 \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{\alpha} \right) \right\} \quad \text{B-18}$$

$$\alpha = \frac{e_i \cdot h_3}{e_f - e_i}$$

Selon le signe des courants i_1 et i_2 , l' inductance de fuite dans une encoche peut alors s'écrire l^+ ou l^- avec :

$$\begin{cases} l^+ = l_1 + l_2 + 2 \cdot m_{12} \\ l^- = l_1 + l_2 - 2 \cdot m_{12} \end{cases} \quad \text{B-19}$$

Dans le cas où les courants sont opposés et sous les hypothèses retenues, l^- est quasi nulle. La même démarche peut être adoptée dans le cas où l'on distingue trois portions de bobines dans une même encoche (figure Fig. B-4 à droite) :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot l_1 \cdot i_1^2 + \frac{1}{2} \cdot l_2 \cdot i_2^2 + \frac{1}{2} \cdot l_3 \cdot i_3^2 + m_{12} \cdot i_1 \cdot i_2 + m_{23} \cdot i_2 \cdot i_3 + m_{13} \cdot i_1 \cdot i_3 \quad \text{B-20}$$

On peut alors aboutir aux expressions des différentes inductances de fuites et mutuelles de fuites entre les trois circuits ainsi décrit :

$$\begin{cases} l_1 = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_1^2 \cdot h_3}{(e_f - e_i)} \cdot \left\{ \frac{1}{h_c^2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot h_c^2 - \alpha \cdot h_c + \alpha^2 \cdot \ln \left(\frac{h_c + \alpha}{\alpha} \right) \right) + \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) \right\} \\ l_2 = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_2^2 \cdot h_3}{(e_f - e_i) \cdot (h_3 - h_c)^2} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot (h_3^2 - h_c^2) - (\alpha + 2 \cdot h_c) \cdot (h_3 - h_c) + (\alpha + h_c)^2 \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) \right\} \\ l_3 = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_3^2}{h_3 \cdot (e_f - e_i)} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot h_3^2 - \alpha \cdot h_3 + \alpha^2 \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{\alpha} \right) \right\} \end{cases} \quad \text{B-21}$$

$$\begin{cases} m_{12} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot h_3}{(h_3 - h_c) \cdot (e_f - e_i)} \cdot \left\{ h_3 - h_c - (\alpha + h_c) \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) \right\} \\ m_{13} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_1 \cdot N_3}{h_c \cdot (e_f - e_i)} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot h_c^2 - \alpha \cdot h_c + \alpha^2 \cdot \ln \left(\frac{h_c + \alpha}{\alpha} \right) + h_c \cdot \left(h_3 - h_c - \alpha \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) \right) \right\} \\ m_{23} = \frac{\mu_0 \cdot L_z \cdot N_2 \cdot N_3}{(h_3 - h_c) \cdot (e_f - e_i)} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot (h_3^2 - h_c^2) - \alpha \cdot (h_3 - h_c) + \alpha^2 \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) - h_c \cdot \left(h_3 - h_c - \alpha \cdot \ln \left(\frac{h_3 + \alpha}{h_c + \alpha} \right) \right) \right\} \end{cases} \quad \text{B-22}$$

$$\alpha = \frac{e_i \cdot h_3}{e_f - e_i}$$

B.e. Résolution

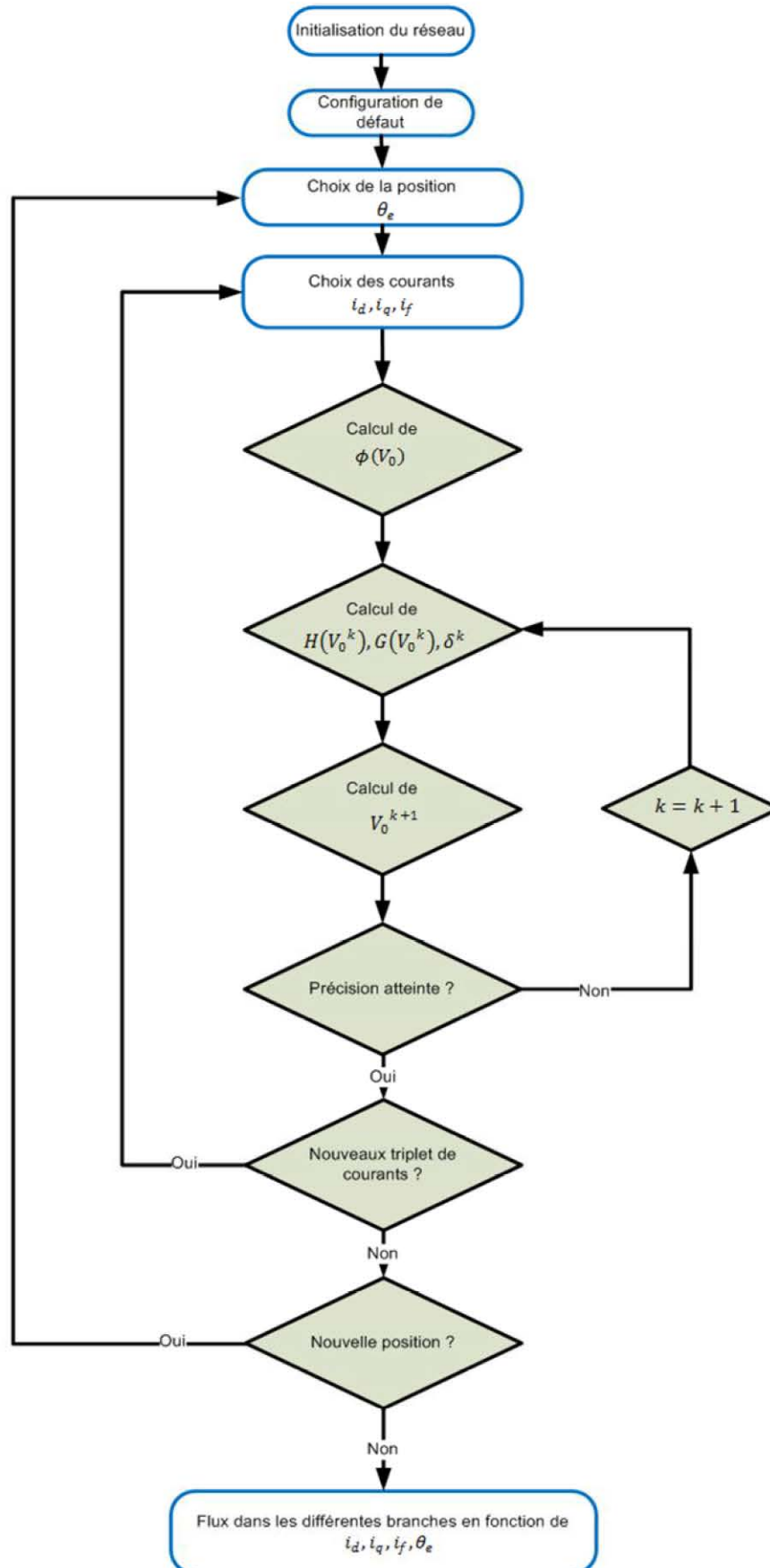


Fig. B-5: Calcul des flux dans les différentes branches du réseau de perméances

C. Implémentation sous Matlab-Simulink

La figure suivante donne le schéma de simulation sous Simulink. Il regroupe les blocs modélisant Bus DC, Onduleur et MSAP ainsi qu'un bloc de commande. Les différents paramètres sont initialisés via un programme Matlab classique.

C.a.Programme_général

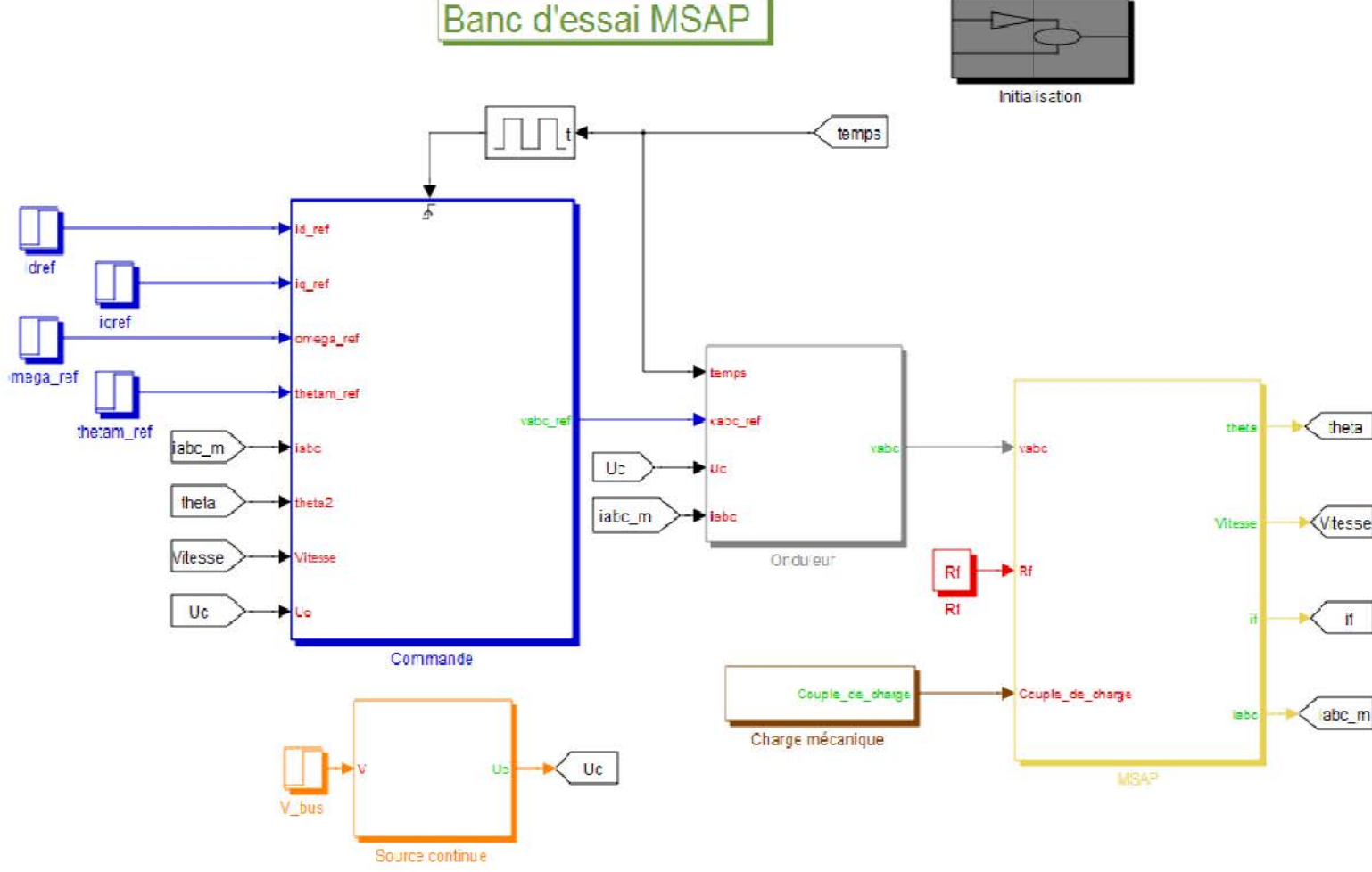
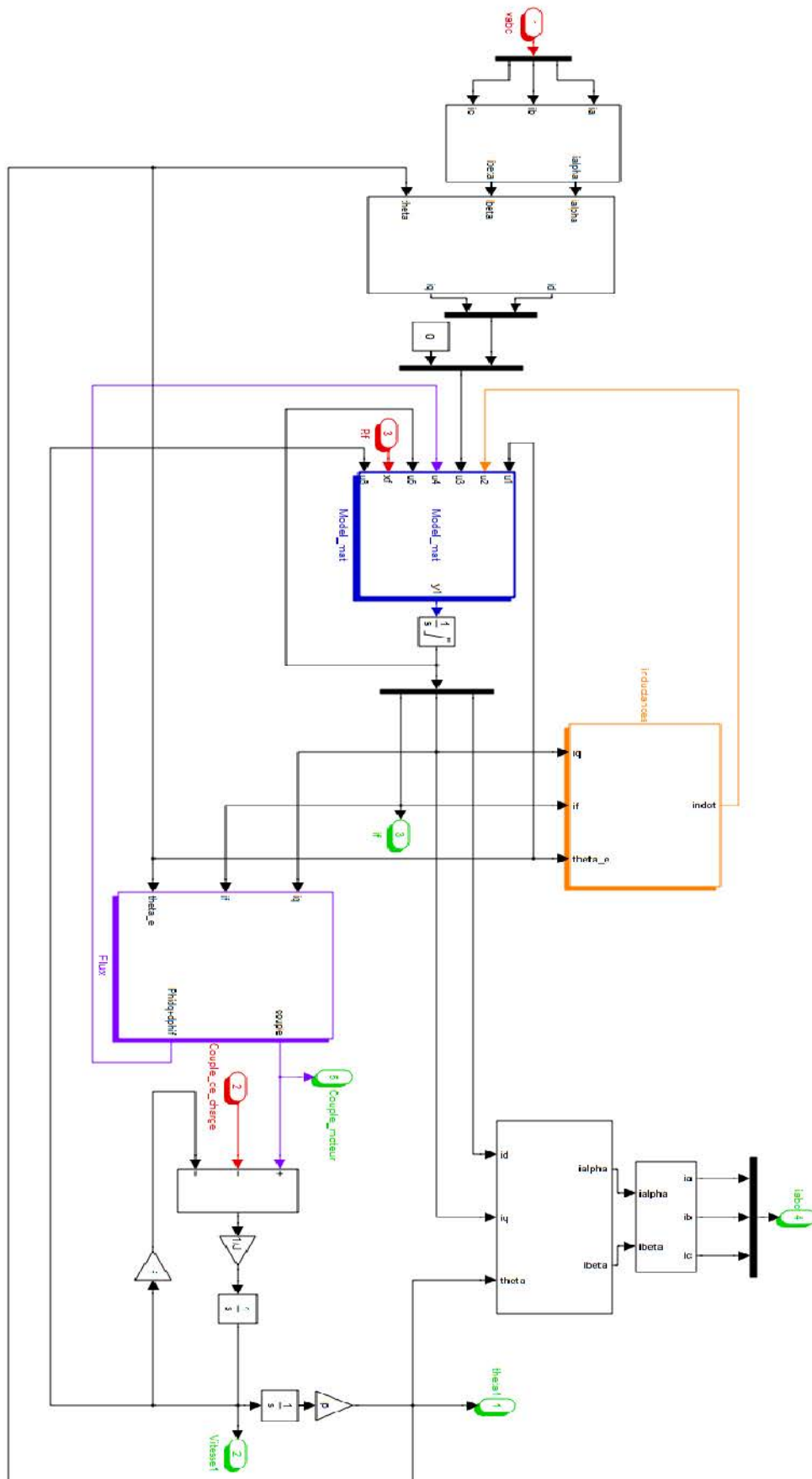


Fig. C-1: Programme de simulation général sous Matlab-Simulink

C.b. Détail bloc MSAPFig. C-2: Détail bloc MSAP

D. Banc de test expérimental

D.a. Banc s'essai

Nous fournissons ici une photographie du banc de test monté avec le prototype SAGEM incluant le matériel mis en place allant de l'alimentation DC à la MCC de charge.

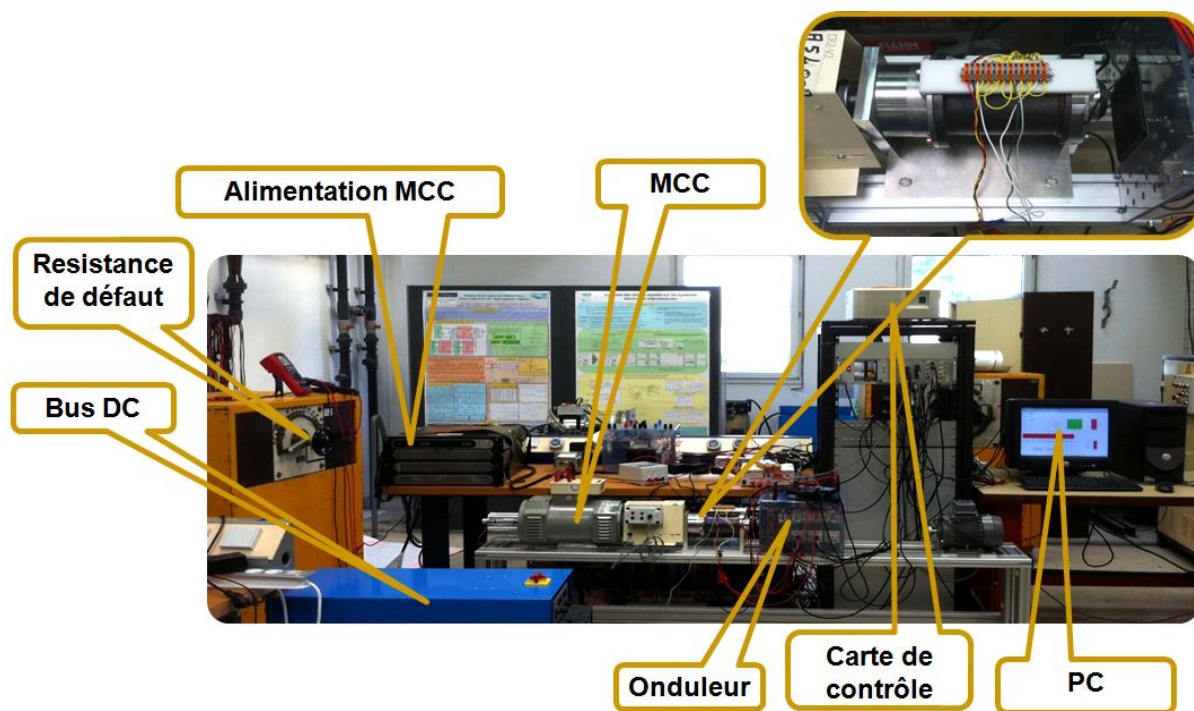


Fig. D-1: Banc d'essai

D.b. Exemple d'onduleur utilisé


EXEMPLE PARAMETRES ONDULEUR	
Fabricant	SEMIKRON
Courant nominal I_n	50 A
Tension nominale V_n	600 V

Fig. D-2: Onduleur typique utilisé

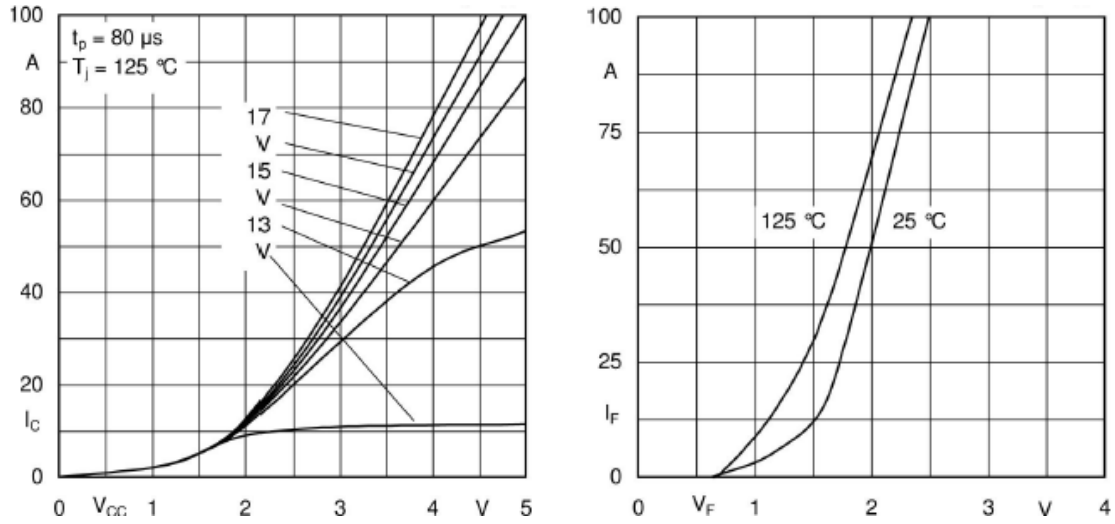


Fig. D-3: Gauche : caractéristique courant tension IGBT pour différentes tension grille-émetteur- Droite : caractéristique courant tension diode antiparallèle

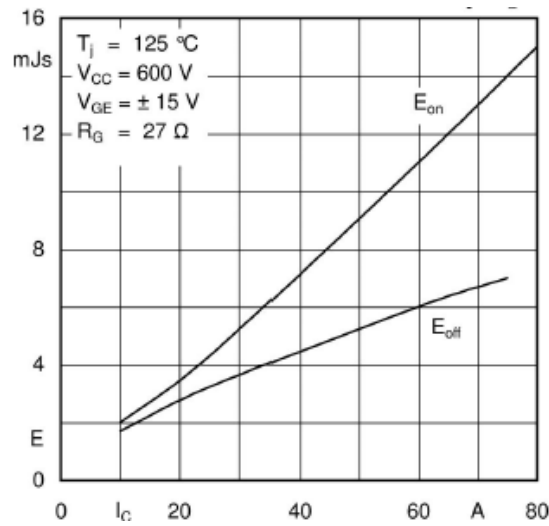


Fig. D-4: Energie dissipée à l'amorçage et au blocage dans l'IGBT en fonction du courant commuté

Résumés

Français :

Les systèmes électriques embarqués dans l'aéronautique doivent satisfaire à des cahiers des charges de plus en plus exigeants portant sur le poids, les performances et la fiabilité, d'où l'utilisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Vu les contraintes imposées, les prototypes sont parfois assez éloignés d'une MSAP classique. La surveillance en ligne de ces systèmes est alors plus délicate mais représente un enjeu considérable vu l'aspect critique des applications (ailerons d'avion, freinage...) et a pour objectif d'éviter un incident majeur en le détectant puis en basculant sur un système identique redondé. Ce document propose un travail de modélisation de MSAP saine et en présence de défaut inter-spores ayant pour objectif de définir des méthodes de détections de défauts inter-spores en ligne, sans capteurs supplémentaires. Deux approches sont présentées pour modéliser les MSAP en présence de défauts inter-spores et sont comparées à des essais expérimentaux réalisés sur un prototype aéronautique. L'une d'entre elles, reposant sur une approche par Réseaux De Perméances (RDP), permet d'obtenir le meilleur compromis. La partie suivante propose de tester deux approches utilisant un indicateur de défaut basé sur un modèle d'Onduleur-MSAP sain et montre l'intérêt de ce type d'approche comparé à des approches plus classiques. L'ensemble des indicateurs développés est ensuite analysé à l'aide d'un outil utilisant la Reconnaissance de Formes (RDF).

Mots clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents, modélisation, Réseaux De Perméances, court-circuit inter-spores, détection de défaut en ligne, Reconnaissance De Formes.

Anglais :

Embedded electric systems in aircraft applications have to satisfy to specifications including weight, performances and reliability leading to the use of Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM). Due to these constraints, prototypes are often different from classical PMSM. Online monitoring of these systems is challenging but is still important regarding safety applications (electro mechanical airfoil, braking...). The main aim is to detect major incidents in order to use redundant systems. This work concerns modeling of PMSM under both healthy and inter-turn fault cases in order to defined online fault detection methods without additional sensors. Two approaches are presented and compared to experimental tests concerning PMSM under inter-turn fault conditions. One of them is based on Permeance Network (PN) modelling. It can be considered to be the best compromise. The next part deals with two fault indicators methods based on healthy models of Inverter and PMSM and shows improvements brought by these approaches compared to classical methods. The whole indicators are analyzed using Pattern Recognition (PR).

Key words : Permanent Magnet Synchronous Machines, modelling, Permeance Network, inter-turn short circuits, online fault detection, Pattern Recognition.