



HAL
open science

Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu

Brice Aubert

► **To cite this version:**

Brice Aubert. Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents: Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014. Français. NNT : 2014INPT0010 . tel-04229959v2

HAL Id: tel-04229959

<https://theses.hal.science/tel-04229959v2>

Submitted on 5 Oct 2023

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. BRICE AUBERT

le lundi 31 mars 2014

Titre :

DETECTION DES COURTS-CIRCUITS INTER-SPIRES DANS LES
GENERATEURS SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS :
METHODES BASEES MODELES ET FILTRE DE KALMAN ETENDU.

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. STEPHANE CAUX

M. JEREMI REGNIER

Rapporteurs :

M. MICKAEL HILAIRET, INSTITUT FEMTO-ST BESANCON

M. MOHAMED BENBOUZID, UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Membre(s) du jury :

M. LUC LORON, UNIVERSITE DE NANTES, Président

M. DOMINIQUE ALEJO, SOCIETE AEROCONSEIL BLAGNAC, Membre

M. JEREMI REGNIER, INP TOULOUSE, Membre

M. STEPHANE CAUX, INP TOULOUSE, Membre

Résumé

La mise en place d'un nouveau canal d'alimentation électrique incorporant un générateur à aimants permanents PMG (*Permanent Magnet Generator*) en remplacement de l'actuel canal de génération hydraulique est l'un des sujets de recherche en cours dans le secteur aéronautique. Le choix de cette solution est motivé par de nombreux avantages : réduction de masse, meilleure disponibilité du réseau hydraulique et maintenance plus aisée. Cependant, l'utilisation d'un PMG en tant que générateur électrique au sein d'un avion implique de nouvelles problématiques, notamment en ce qui concerne la sûreté de fonctionnement lors de défaillances internes au PMG. En effet, tant que le rotor est en rotation, la présence d'une excitation permanente due aux aimants entretient la présence du défaut même si le stator n'est plus alimenté, ce qui complexifie la mise en sécurité du PMG. Il est ainsi nécessaire de connaître précisément l'état de santé du PMG afin d'assurer une bonne continuité de service en évitant d'ordonner la mise en sécurité du PMG sur des défaillances externes au générateur. C'est pourquoi les travaux de cette thèse portent sur la détection des courts-circuits inter-spores dans les PMG, ces défauts ayant été identifiés comme les plus critiques pour ce type de machine.

Compte tenu du contexte aéronautique, il a été choisi de travailler sur les méthodes de détection basées sur l'estimation de paramètres via un modèle mathématique de la machine en utilisant le Filtre de Kalman Etendu (FKE). En effet, s'il est correctement paramétré, le FKE permet d'obtenir une bonne dynamique de détection et s'avère être très robuste aux variations du réseau électrique (vitesse, déséquilibre, ...), critère important pour garantir un canal de génération fiable. Deux types de modèle mathématique sont présentés pour la construction d'un indicateur de défaut utilisant les estimations fournies par le FKE. Le premier est basé sur une représentation saine du PMG où l'indicateur de défaut est construit à partir de l'estimation de certains paramètres de la machine (résistance, inductance, constante de fem ou pulsation électrique). Le second modèle utilise une formulation d'un PMG défaillant qui permet d'estimer le pourcentage de spores en court-circuit.

Après avoir comparé et validé expérimentalement le comportement des différents indicateurs sur un banc de test à puissance réduite, la mise en place d'un indicateur de court-circuit inter-spores au sein d'un réseau électrique aéronautique et son interaction avec les protections existantes sur avion sont étudiées dans la dernière partie de ce mémoire.

Mots clés :

Générateurs Synchrones à Aimants Permanents
Courts-circuits inter-spores
Détection de défaut en ligne sur les machines électriques
Filtre de Kalman Etendu
Application aéronautique

Abstract

The establishment of an electrical power supply channel including a Permanent Magnet Generator (PMG) to replace an hydraulic power channel is one of the current topics of research in the aeronautic field. This choice is motivated by several benefits : weight reduction, improvement of the hydraulic network availability and easier maintenance. However, the use of PMG as an electrical generator in an aircraft implies new issues, particularly as regards safety considerations when an internal fault occurs in the PMG. Indeed, as long as the rotor is rotating, the presence of the persistent excitation due to the magnets maintains the internal fault even if the stator is de-energized. This makes the safety procedure of PMG more complex. Therefore, it is necessary to precisely know the behavior of the PMG (healthy or faulty) to ensure the availability of this power supply channel in order to avoid triggering PMG safety procedure when an external fault occurs. Thus, this work deals with the on-line detection of inter-turn short-circuits in PMG, these faults have been identified as the most critical for this kind of machine

Given the aeronautic context, it has been decided to work on detection methods based on parameter estimation via a mathematical model of the machine using the Extended Kalman Filter (EKF). Indeed, with an appropriate setting, the EKF provides a fast dynamic detection and can be very robust to variations in the electrical network (speed, unbalanced, ...) which is an important characteristic to ensure a reliable generation channel. Two types of mathematical model are presented for fault indicator construction using the estimations provided by the EKF. The first one is based on a healthy representation of the PMG where the fault indicator is built from the estimation of PMG electrical parameters (resistance, inductance, electromotive force constant or electrical rotational velocity). The second model uses a faulty PMG formulation to estimate the ratio of short-circuited turns.

After the comparison and the experimental validation of the fault indicators behavior on a test bench at reduced power, the establishment of a inter-turn short-circuit indicator within an aircraft electrical system and its interaction with existing protections are studied in the last part of this thesis.

Keywords :

Permanent Magnet Generator
Inter-turn short-circuit
On-line fault detection on electrical machines
Extended Kalman Filter
Aircraft application

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés à Toulouse en partenariat entre la société AEROCONSEIL, AKKA TECHNOLOGIES GROUP et le laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie (LAPLACE), dans le cadre du projet Innovative Solutions for Systems (ISS). Sans la contribution de nombreuses personnes, l'aboutissement de ces travaux dans le temps imparti aurait été très difficile voir impossible. C'est pourquoi il est important pour moi de remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu directement ou indirectement durant ces trois ans.

Tout d'abord, je souhaite remercier l'intégralité des membres du jury pour avoir accepté d'examiner mes travaux lors de ma soutenance.

- **M. Luc Loron**, Professeur des universités, IREENA, Polytech'Nantes, pour avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse. J'ai particulièrement apprécié son intérêt pour notre travail ainsi que les échanges que nous avons pu avoir avant et pendant la soutenance qui ont contribué au fait que cette journée restera comme un excellent moment.
- **M. Mohamed El Hachemi Benbouzid**, Professeur des universités, LBMS, Université de Bretagne Occidentale, pour avoir accepté de rapporter mon travail et pour ses remarques constructives qui m'ont permis d'améliorer la qualité du manuscrit.
- **M. Mickaël Hilairat**, Professeur des universités, FEMTO-ST, Université de Franche-Comté, pour avoir accepté de rapporter mon travail et pour ses remarques pertinentes. Notre échange téléphonique m'a permis d'améliorer la qualité du manuscrit et m'a grandement aidé dans la préparation de la soutenance.

Je souhaite également remercier les autres membres du jury (mes encadrants) qui m'ont aidé tout au long de ces trois ans :

- **M. Stéphane Caux**, Maître de conférences habilité à diriger des recherches (HDR), du groupe Commande et Diagnostic des Systèmes Electriques (CODIASE) du laboratoire LAPLACE, pour avoir assuré la direction de mes travaux de thèse et pour l'ensemble de son suivi. Cela a été un grand plaisir de travailler avec toi et je tiens à te remercier tout particulièrement pour ta disponibilité et pour tes précieux conseils qui m'ont aiguillé durant ces trois années.
- **M. Jérémi Régnier**, Maître de conférences du groupe CODIASE, pour le co-encadrement de cette thèse. Ta disponibilité, ton investissement et ta gentillesse ont été essentiels pour moi dans la réalisation de ces travaux avec un grand merci pour l'énorme travail de relecture que tu as fourni sur les articles et sur ce manuscrit. Je suis conscient d'avoir été privilégié de travailler avec Stéphane et toi et je souhaite à tous les doctorants la chance d'avoir des encadrants aussi dévoués, compétents et sympathiques que vous deux.
- **M. Dominique Alejo**, docteur-ingénieur de la société Aéroconseil, pour le co-encadrement industriel de cette thèse. Je tiens particulièrement à te remercier de m'avoir fait confiance pour réaliser ces travaux et de t'être battu pour qu'il puisse avoir eu lieu. Ton expérience du domaine aéronautique et ton intérêt pour le sujet m'ont également été très utiles tout au long de ces trois années. Je te souhaite bonne chance dans tes nouvelles fonctions.

Je tiens également à remercier **M. Pascal Maussion** qui, avec Dominique, a dépensé beaucoup d'énergie pour rendre possible cette thèse. Je le remercie également pour son accueil au sein du groupe CODIASE.

Mes remerciements vont également à **Heiroti** et **Nicolas**, les deux stagiaires que j'ai eu le plaisir d'encadrer pendant leur projet de fin d'études respectivement en 2012 et 2013. Leur aide m'a été très précieuse pour l'exploration de nouvelles solutions et pour permettre la fin des travaux en trois ans.

Le déroulement d'une thèse n'est pas possible sans l'aide et la disponibilité de nombreuses personnes. Au laboratoire, je tiens ainsi à remercier tout particulièrement le personnel informatique (dont **Jacques Benaïoun**, **David Bonnafous**), le personnel administratif (dont **Carine Bastié**, **Léa Boulanger**, **Cécile Daguillanes**, **Valérie Schwarz**) ainsi que le personnel technique (dont **Olivier Durrieu de Madron**) qui ont toujours su répondre présent quand un problème se présentait.

Pour la bonne ambiance générale dans laquelle j'ai pu travaillé durant ces trois ans, je remercie également les doctorants et permanents du laboratoire que j'ai rencontré ou appris à mieux connaître (notamment **Antoine**, **Etienne**, **Noch**, **Xavier**, **Mustapha**, **Julie**, **Damien**) ainsi que mes collègues d'Aéroconseil (notamment **Florent**, **Ludo**, **Vincent**, **Cédric**, **Gogo**, **Ch'ti** pour les restants et **Rich**, **Antoine**, **Florian**, **Jérôme** pour les ex-collègues). J'espère que les parties de coinche et de foot du midi vont continuer encore longtemps. C'est excellent pour la santé mentale.

Comment ne pas également remercier tous mes amis qui m'ont soutenu et m'ont permis de décompresser quand il le fallait. Merci donc à mes anciens colocataires (**Pierrot** et **Ravaj**) pour les grands moments de rigolades, les matchs de rugby au De Danu et les parties endiablées de PES, à la team PCM (**Rémi**, **Méchu** et **Rich**) et à la team CAPnCo (**Alex**, **Rich**, **Flo**, **Faj** ...) pour ces grands moments de sport, à la team NOPLP (**Geoff**, **Gogo**, **Soso** et j'ose **Ravaj**) pour ces grands moments de chanson et à tous mes amis du 7^{ème} rang (**Cama**, **Brad**, **Coco**, **Mika**...). Même si nous sommes tous dispersés aux quatre coins de la France, c'est toujours avec grand plaisir que je vous retrouve plusieurs fois par an et j'espère que cela continuera longtemps.

Je tiens à remercier profondément mes parents qui ont toujours eu confiance en moi et m'ont accompagné tout au long de mes études. Je remercie également l'ensemble de ma famille pour leur soutien tout au long de ces trois ans. Cela me va droit au cœur.

Enfin, ma dernière pensée va à **Flavie** qui a tout fait pour me mettre dans les meilleures dispositions pour la réalisation de ces travaux. Merci pour ta patience et ton soutien au quotidien. J'espère pouvoir de rendre tout ce que tu m'apportes.

Table des matières

Résumé	III
Abstract	V
Avant-propos	VII
Table des matières	IX
Table des variables	XIV
Table des acronymes	XV
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 Contexte de l'étude	3
1.1 Introduction	4
1.2 Généralités sur les MSAP	4
1.2.1 Constitution des MSAP	5
1.2.1.1 Les aimants permanents	5
1.2.1.2 Structure du rotor	5
1.2.1.3 Structure du stator	7
1.2.2 Application : utilisation d'un PMG* pour la génération d'un réseau électrique aéronautique	8
1.2.2.1 Evolution des architectures électro-hydrauliques dans les avions	8
1.2.2.2 Avantages du réseau CVFR	9
1.2.2.3 Architecture Bleed (45 kVA) ou Bleedless (120 kVA)	11
1.3 Défaillances dans les PMG	13
1.3.1 Stratégies de mise en sécurité du PMG	13
1.3.2 Etat de l'art des défaillances dans les PMG	14
1.3.2.1 Défauts de roulements	16
1.3.2.2 Défauts d'excentricité	17
1.3.2.3 Désaimantation des aimants permanents.....	18
1.3.2.4 Défauts de capteurs	19
1.3.2.5 Courts-circuits statoriques.....	20
1.4 Conclusion.....	23
Chapitre 2 Modélisation du démonstrateur utilisant un PMG défaillant ..	25
2.1 Introduction	26
2.2 Modélisation de la MSAP en présence de défauts inter-spires par l'approche CEMC 26	
2.2.1 Principe de la méthode CEMC.....	27
2.2.1.1 Modélisation des aimants permanents.....	27
2.2.1.2 Modélisation par CEMC	28
2.2.2 Application de la méthode CEMC à la machine défaillante utilisée.....	29
2.2.2.1 Caractéristiques de la MSAP étudiée.....	29
2.2.2.2 Mise en œuvre de la méthode CEMC	31
2.2.2.3 Détermination des paramètres internes de la MSAP.....	33

2.3	Description du système expérimental.....	37
2.3.1	Ensemble MSAP - MCC	37
2.3.2	Charges électriques	38
2.3.3	Systèmes analogiques / numériques	39
2.4	Gestion des simulations.....	40
2.5	Validation expérimentale du modèle CEMC	41
2.5.1	Comparaison simulation – expérimentation : PMG sain	41
2.5.1.1	Fonctionnement à vide	41
2.5.1.2	Fonctionnement en charge	43
2.5.2	Comparaison simulation – expérimentation : PMG défaillant.....	45
2.6	Conclusion.....	48

Chapitre 3 Estimation de paramètres sur des modèles de PMG en utilisant le Filtre de Kalman Etendu

3.1	Introduction	50
3.2	Méthodes de détection des courts-circuits inter-spires	50
3.2.1	Diagnostic par analyse des signaux.....	51
3.2.2	Diagnostic par méthodes de connaissances.....	54
3.2.3	Diagnostic par une approche modèle	54
3.2.3.1	Approche par projection dans l'espace de parité	54
3.2.3.2	Approche à base d'observateurs.....	55
3.2.3.3	Approche par estimation paramétrique	56
3.2.4	Conclusion.....	57
3.3	Modèles de PMG utilisés pour la détection.....	58
3.3.1	Modèle basé sur une structure de PMG « sain »	58
3.3.2	Modèle basé sur une structure de PMG « défaillant »	61
3.4	Identification des paramètres avec le FKE	66
3.4.1	Le filtre de Kalman standard discret	66
3.4.2	Le Filtre de Kalman Etendu	68
3.4.2.1	Augmentation de l'ordre du système d'état	69
3.4.2.2	Critère d'observabilité des paramètres.....	69
3.4.2.3	Linéarisation et discrétisation du système étendu	70
3.4.2.4	Algorithme du FKE.....	70
3.4.2.5	Paramétrage des matrices de covariance	71
3.5	Application du FKE sur les modèles d'identification	74
3.5.1	Modèle basé sur une structure de PMG « sain »	74
3.5.1.1	Augmentation de l'ordre du système d'état	74
3.5.1.2	Critère d'observabilité de R_S	75
3.5.1.3	Discrétisation et linéarisation du système étendu	75
3.5.1.4	Paramétrage des matrices de covariance.....	76
3.5.2	Modèle basé sur une structure de PMG « défaillant »	77
3.5.2.1	Augmentation de l'ordre du système d'état	77
3.5.2.2	Critère d'observabilité des n_{cc}	78

3.5.2.3	Discrétisation et linéarisation du système étendu	78
3.5.2.4	Paramétrage des matrices de covariance	78
3.6	Conclusion.....	79
Chapitre 4 Construction et évaluation des indicateurs de présence de courts-circuits inter-spires.....		81
4.1	Introduction	82
4.2	Principe de construction des indicateurs	82
4.2.1	Modèle « sain »	82
4.2.1.1	Réponse des paramètres estimés à un court-circuit inter-spires.....	83
4.2.1.2	Construction de l'indicateur : exemple avec l'estimation de R_S	83
4.2.1.3	Réponse des indicateurs pour différents nombres de spires en court-circuit ...	86
4.2.2	Modèle « défaillant ».....	87
4.2.2.1	Réponse des paramètres estimés à un court-circuit inter-spires.....	87
4.2.2.2	Construction de l'indicateur	88
4.2.2.3	Réponse de l'indicateur pour différents nombres de spires en court-circuit....	89
4.3	Evaluation des indicateurs.....	90
4.3.1	Etude de robustesse	90
4.3.1.1	Variation de la fréquence électrique.....	90
4.3.1.2	Variation de la puissance.....	93
4.3.1.3	Variation du facteur de puissance	94
4.3.1.4	Variation du déséquilibre de charge.....	95
4.3.1.5	Variation de la charge harmonique	95
4.3.1.6	Synthèse de l'étude de robustesse	96
4.3.2	Test de sensibilité	98
4.3.3	Synthèse de la comparaison des indicateurs	99
4.4	Validation expérimentale.....	101
4.4.1	Réponse des indicateurs à un court-circuit résistif.....	101
4.4.2	Tests expérimentaux de robustesse des indicateurs	102
4.4.2.1	Protocole expérimental.....	102
4.4.2.2	Résultats expérimentaux	103
4.5	Influence des incertitudes des paramètres sur les indicateurs.....	107
4.5.1	Problématique de l'incertitude des paramètres du modèle.....	107
4.5.2	Mise en place d'un seuil adaptatif.....	108
4.5.3	Application expérimentale	111
4.6	Conclusion.....	112
Chapitre 5 Etude des indicateurs sur un PMG 45kVA.....		113
5.1	Introduction	114
5.2	Protocole de simulation.....	114
5.2.1	Design du PMG utilisé	114
5.2.2	Réglage du filtre de Kalman.....	115
5.2.3	Evolution des indicateurs suite à un court-circuit franc.....	117

5.2.4	Conclusion.....	121
5.3	Evaluation des indicateurs sur le réseau CVFR en présence d'un court-circuit inter-spires	122
5.3.1	Test de robustesse (court-circuit franc).....	122
5.3.2	Test de sensibilité.....	124
5.3.3	Test de robustesse (court-circuit résistif $I_{cc} = 400A$).....	126
5.3.4	Conclusion.....	127
5.4	Comportement des indicateurs sur le réseau CVFR.....	128
5.4.1	Protocole de simulation.....	128
5.4.1.1	Description de l'architecture CVFR étudiée	128
5.4.1.2	Description des protections aéronautique	129
5.4.2	Résultats de simulation.....	130
5.4.2.1	Sensibilité des protections existantes aux défauts inter-spires.....	131
5.4.2.2	Sensibilité des indicateurs de défauts inter-spires aux défauts externes	133
5.4.2.3	Comportement des indicateurs sur un scénario d'utilisation du PMG 45kVA 135	
5.5	Conclusion.....	137
	Conclusion générale et perspectives	139
	Annexes.....	141
	Annexe A : Matrices de connexion utilisées lors de la modélisation CEMC	142
	Annexe B : Principe de calcul des inductances de fuite.....	143
B.1	Paramètres géométriques de la machine étudiée	143
B.2	Calculs des inductances de fuite.....	144
	Annexe C : Validation expérimentale du modèle CEMC du PMG en cas de défaut	146
	Annexe D : Détermination des matrices de covariance du FKE	148
	Annexe E : Compléments sur les modèles utilisés.....	152
E.1	Etude de l'observabilité locale	152
E.2	Différents systèmes d'état utilisés	152
E.3	Paramétrage des matrices de covariance	152
	Annexe F : Compléments sur la construction des indicateurs.....	158
F.1	Evolution des indicateurs issus du modèle « sain » du PMG	158
	Annexe G : Evaluation des indicateurs	161
G.1	Indicateur basé sur l'estimation de ω	161

G.2	Indicateur basé sur l'estimation de K_e	165
G.3	Indicateur basé sur l'estimation de R_S	169
G.4	Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$	173
G.5	Indicateur basé sur l'estimation de n_{cc}	177
Annexe H : Résultats expérimentaux		181
H.1	Indicateur basé sur l'estimation de ω	181
H.2	Indicateur basé sur l'estimation de K_e	183
H.3	Indicateur basé sur l'estimation de R_S	184
H.4	Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$	186
H.5	Indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}	187
Annexe I : Compléments sur le seuil adaptatif.....		189
I.1	Indicateur basé sur l'estimation de K_e	189
I.2	Indicateur basé sur l'estimation de n_{cc}	191
Annexe J : Compléments sur la Chapitre V		193
J.1	Paramètres géométriques du PMG 45kVA	193
J.2	Paramétrage des matrices de covariance du FKE	194
J.3	Test de sensibilité des indicateurs.....	195
Annexe K : Compléments sur le réseau CVFR 45kVA		197
K.1	Définition des courbes de déclenchement.....	197
K.2	Simulation de défauts externes au générateur.....	199
K.3	Scénario du réseau 45kVA	205
Références		208

Table des variables

A	Matrice d'état
B	Matrice de commande
C	Matrice d'observation
C_{em}	Couple électromagnétique
D	Matrice d'action directe
f	Fonction d'état du système non linéaire
F_k	Matrice de linéarisation de l'équation d'état à l'instant k
h	Fonction de sortie du système non linéaire
H_k	Matrice de linéarisation de l'équation de sortie à l'instant k
I_{cc}	Courant de court-circuit
I_f	Courant fictif parcourant les aimants
I_S	Courant statorique
J	Matrice jacobienne du système d'état
K_e	Constante de fem
L_f	Inductance de fuite
L_M	Inductance magnétisante
L_p	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_S	Inductance cyclique statorique
L_{Sd}	Inductance directe statorique
L_{Sq}	Inductance quadratique statorique
M	Inductance mutuelle stator/stator
M_{sr}	Inductance mutuelle stator/rotor
n_{cc}	Pourcentage de spires en court-circuit
p	Nombre de paire de pôles
P	Matrice de covariance des erreurs d'estimation
Q	Matrice de covariance des bruits d'état
q_λ	Élément diagonal de la matrice Q relatif au paramètre étendu λ
q_x	Élément diagonal de la matrice Q relatif à l'état x
R	Matrice de covariance des bruits de mesure
R_{cc}	Résistance de court-circuit
R_{dc}	Résistance en sortie du redresseur
R_r	Résistance rotorique
R_S	Résistance statorique
T_e	Période d'échantillonnage
U_k	Vecteur d'entrée à l'instant k
V_S	Tension statorique
X_k	Vecteur d'état à l'instant k
Y_k	Vecteur de sortie à l'instant k
λ	Paramètre étendu
σ_x^2	Variance de la variable x
τ	Constante de temps
Φ_S	Flux magnétique
ω	Pulsation électrique

Table des acronymes

AlNiCo	Alliage Aluminium Nickel Cobalt
CEMC	Circuits Electriques Magnétiquement Couplés
CVFR	Constant Voltage over Frequency Ratio
DP	Differential Protection
DSP	Digital Signal Processor
EDP	Engine Driven Pump
EMP	Electro Motor Pump
ENG	Engine
EPDC	Electrical Power Distribution Center
fem	Forces électro-motrices
FKE	Filtre de Kalman Etendu
FP	Fuel Pump
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GLC	Generator Line Contactor
HVDC	High Voltage Direct Current
IDG	Integrated Drive Generator
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MCSA	Motor Current Signal Analysis
MSAP	Machines Synchrones à Aimants Permanents
NdFeB	Alliage Néodyme Fer Bore
PMG	Permanent Magnet Generator
POR	Point Of Regulation
RPC	Robust Power Channel
SC	Servocommande hydraulique
SmCo	Alliage Samarium Cobalt
VFG	Variable Frequency Generator
WIPS	Wing Ice Protection System

Introduction Générale

Depuis quelques années, le monde aéronautique entreprend une réflexion de fond sur la rationalisation de l'énergie à bord des avions et explore l'apport potentiel du génie électrique. L'avion plus électrique est aujourd'hui un axe stratégique de la recherche sur les systèmes embarqués en aéronautique. La conception des systèmes avion conduit à un nombre toujours plus important de fonctions réalisées de manière électrique et engendre un accroissement du nombre et de la puissance des consommateurs électriques. Les nouvelles solutions proposées sur les architectures électriques des futurs avions, concernant notamment la génération, la conversion et la distribution électrique, doivent répondre à un certain nombre de critères (masse, coût, fiabilité) tout en respectant un certain nombre de contraintes (qualité réseau, stabilité, safety).

Dans le cadre des études concernant de nouveaux canaux d'alimentation électrique, la société AEROCONSEIL travaille depuis 2006 sur le dimensionnement et l'intégration d'un générateur à aimant permanent (PMG) au sein d'un réseau à tension sur fréquence fixe (CVFR), dans le but de remplacer l'actuel canal de génération hydraulique dédié à l'alimentation des commandes de vol, des systèmes de freinages et des trains d'atterrissage. Cette nouvelle architecture se justifie par de nombreux avantages : souplesse d'installation, maintenance plus aisée, réduction de masse, reconfiguration du réseau plus souple en cas de panne, perte de puissance moins importante.

Cependant, l'utilisation d'un PMG en tant que générateur électrique au sein d'un avion implique de nouvelles problématiques, notamment en ce qui concerne la sûreté de fonctionnement lors de défaillances internes au PMG. Les défauts de courts-circuits internes au stator de ces machines entrent dans ces cas critiques. En effet, tant que le rotor est en rotation, la présence d'une excitation permanente due aux aimants entretient la présence du défaut même si le stator n'est plus alimenté, ce qui complexifie la mise en sécurité du PMG. Il est ainsi nécessaire de connaître précisément l'état de santé du PMG afin d'assurer une bonne continuité de service en évitant d'ordonner la mise en sécurité du PMG sur des défaillances externes au générateur. En plus des problèmes qu'ils engendrent par rapport à la mise en sécurité du PMG, ces défauts sont également critiques par rapport aux courants élevés qu'ils peuvent générer dans la partie du stator en court-circuit. Ces courants peuvent, selon les conditions de contacts entre les spires en défaut, s'avérer destructeurs pour la machine. Toutes ces raisons justifient l'intérêt particulier porté à ces défauts.

Ce travail de thèse a pour objectif de développer une nouvelle fonction dédiée à la détection des courts-circuits inter-spires dans les PMG, celle-ci devant être compatible avec le dispositif de protection couramment mis en place sur les réseaux de génération électrique en aéronautique. Cette nouvelle fonction de détection doit également posséder des propriétés dynamiques compatibles avec la dynamique rapide d'évolution des défauts. Bien évidemment, cette contrainte implique une approche orientée vers une surveillance en temps réel. Pour traiter cette problématique, nous nous sommes intéressés, dans un premier temps, au contexte aéronautique afin de définir la problématique de l'étude. Dans un deuxième temps, différentes solutions ont été proposées pour y répondre à travers la conception et l'évaluation d'indicateurs de défaut. Pour nous permettre de valider les approches proposées, un banc de test expérimental, incluant un PMG 3,6kW spécialement bobiné pour permettre la création de courts-circuits inter-spires, a été utilisé. Il est appuyé par un modèle numérique adapté à la simulation de générateurs défaillants, qui nous a permis d'effectuer certaines

vérifications pré-expérimentales. Même si ce PMG n'est pas représentatif des puissances mises en jeu en aéronautique, il nous a permis de pouvoir développer, mettre au point et valider les différents indicateurs pour la détection des courts-circuits inter-spires. Enfin, les performances de ces indicateurs ont été évaluées en simulation sur un réseau électrique CVFR spécifique au domaine aéronautique incluant un PMG de 45kVA. Cette démarche nous a amené à organiser ce manuscrit en cinq chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à la présentation du contexte de l'étude. Après une description générale des MSAP (*Machines Synchrones à Aimants Permanents*), leur utilisation en tant que générateur au sein d'un réseau électrique aéronautique sera détaillée. Cela nous amènera à nous intéresser à la problématique liée à la mise en sécurité de la machine en cas de défaillances internes. La détection en ligne des courts-circuits inter-spires pouvant survenir au sein du bobinage statorique des PMG s'avèrera primordiale afin de satisfaire les contraintes de disponibilité et de sécurité spécifiques à la génération électrique dans le domaine aéronautique.

Le deuxième chapitre se concentrera principalement sur les moyens mis en œuvre pour étudier le comportement d'un PMG défaillant. Une approche de modélisation fine basée sur la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*) sera présentée. Cette méthode permettra de disposer d'un outil précis et flexible afin de simuler des défauts inter-spires sans avoir recours systématiquement à l'expérimentation. Après avoir appliqué ce principe de modélisation sur le PMG 3,6kW, une validation de ce modèle sera proposée à travers un banc de tests expérimental complet. Ce banc de test permettra d'étudier le comportement des indicateurs pour un PMG sain ou défaillant qui sera soumis à des variations de point de fonctionnement pouvant survenir au sein d'un réseau électrique aéronautique.

Le troisième chapitre décrira la méthode de détection choisie. Après un état de l'art sur les différentes méthodes de détection utilisées pour détecter les courts-circuits inter-spires dans les machines électriques, la détection par estimation paramétrique utilisant le Filtre de Kalman Etendu (*FKE*) sera privilégiée compte tenu des contraintes en termes de rapidité, robustesse et sensibilité imposées à l'indicateur. Le principe du FKE, son paramétrage ainsi que son application sur deux modèles de représentation du PMG permettant l'estimation de différents paramètres, seront présentés.

Dans le quatrième chapitre, nous comparerons les performances des différents indicateurs proposés suivant plusieurs critères (rapidité, robustesse, sensibilité, temps de calcul). Les résultats présentés dans ce chapitre concernent toujours le PMG 3,6kW et permettront d'analyser le comportement des indicateurs face à l'apparition de défauts francs (en simulation) ou de défauts résistifs (en simulation et en expérimentation) avec un courant de court-circuit limité. De plus, la construction d'indicateurs couplée avec l'utilisation d'un seuil adaptatif sera proposée afin de s'affranchir de la problématique des incertitudes sur la valeur des paramètres des modèles de représentation du PMG.

Dans le cinquième chapitre, les performances des différents indicateurs proposés seront évaluées sur un PMG 45kVA, dimensionné spécialement pour la génération d'un réseau électrique aéronautique. Le prototype de ce PMG n'étant pas encore disponible, les résultats présentés dans ce chapitre seront uniquement issues de simulation. Différents scénarios seront mis en place afin de montrer la faisabilité d'intégration, au sein du dispositif de protection existant, d'une nouvelle fonction dédiée à la détection des courts-circuits inter-spires.

Chapitre 1

Contexte de l'étude

1.1 Introduction

Dans les systèmes embarqués, l'utilisation de l'énergie électrique en remplacement d'autres sources d'énergie est motivée par un gain de masse et une maintenance plus aisée. Cette remarque générale s'applique tout particulièrement au secteur aéronautique où la mise en place d'un nouveau canal d'alimentation électrique incorporant un générateur à aimants permanents PMG (*Permanent Magnet Generator*), en remplacement d'un canal de génération hydraulique, est l'un des sujets de recherche en cours dans les bureaux d'études d'AIRBUS. Cependant, malgré ses atouts indéniables, l'utilisation d'un PMG comme l'un des générateurs principaux d'une architecture électrique aéronautique n'est envisageable que si elle respecte certaines contraintes liées à la sûreté de fonctionnement et à la disponibilité des équipements électriques.

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter le contexte de l'étude. Après une description générale des machines à aimants permanents via leurs nombreux avantages, leurs diverses applications industrielles et leurs différents designs, l'utilisation du PMG au sein d'un réseau électrique aéronautique sera détaillée. La suite du chapitre sera consacrée à la problématique liée à la mise en sécurité de la machine en cas de défaillances internes. Ainsi, un état de l'art sur les défauts pouvant survenir au sein d'un PMG sera présenté. Relié au contexte aéronautique, cet état de l'art nous amènera à considérer tout particulièrement les courts-circuits inter-spires au niveau des bobinages statoriques comme les défauts les plus critiques pour le PMG.

1.2 Généralités sur les MSAP

Depuis quelques décennies, l'utilisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*) est en constante progression dans de nombreux secteurs industriels. En effet, l'avènement, dans les années 1980, de nouveaux matériaux magnétiques plus performants (de type Samarium-Cobalt ou Néodyme-fer-Bore) pour la conception des aimants permanents, rendent les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines (machines à courant continu, machines synchrones à rotor bobiné ou machines asynchrones). De plus, les progrès technologiques parallèlement réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ont élargi le spectre des performances en termes de dynamique et de puissance contrôlable, permettant à la MSAP d'occuper une place importante dans les applications à vitesse variable.

Ces innovations ont permis à la MSAP d'acquérir de nombreux avantages qui sont énumérés ci-dessous [Far08], [Sab08], [Vas09], [Yan12]:

- **Couple volumique et puissance massique importants** permettant l'utilisation de machines au design plus compact : caractéristiques très recherchées pour des applications embarquées.
- **Rendement plus élevé** grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques. Ainsi, le rotor n'a pas besoin d'être alimenté ce qui diminue les pertes (absence de pertes joules).
- **Fiabilité de la machine** en raison de l'absence de bagues et de balais.
- **Simplicité de conception et d'entretien** due également à l'absence de bagues et de balais.
- **Performance dynamique élevée** grâce à une densité de flux importante dans l'entrefer.
- **Simplicité de contrôle** en fonctionnement générateur avec notamment l'absence de régulation de vitesse et de tension.

Afin de tirer profit des avantages des MSAP, de nombreux secteurs d'activités utilisent ce type de machine pour diverses applications. Récemment, nous pouvons citer :

- **Industrie de pétrochimie** : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000 tr/min). [Ahm07], [Sab08] et [Wee10] proposent notamment des designs de MSAP pour ces applications.
- **Industrie des énergies renouvelables** : plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à haute puissance (plusieurs MW) et à basse vitesse (autour de 1.000 tr/min) comme dans [Van96], [Wee10], [Yan12].
- **Industrie automobile** : pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à basse puissance (limitée à quelques dizaines de kW) comme dans [Tou06] et [Wee10].
- **Industrie aéronautique** : pour le développement de l'avion plus électrique qui constitue l'un des principaux axes de recherche dans ce domaine. Les puissances mises en jeu peuvent atteindre 175kW comme dans [Wee10].
- **Industrie ferroviaire** : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction, comme dans [Abd05] où un générateur à aimants permanents a été dimensionné pour une puissance nominale de 250kW .

1.2.1 Constitution des MSAP

Comme toutes les autres machines électriques, les Machines Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*) sont composées d'un rotor et d'un stator. Alors que le stator des MSAP est toujours constitué de bobinages électriques, la particularité de ce type de machine concerne l'utilisation d'aimants permanents liés au rotor de la machine afin de créer un champ magnétique tournant.

1.2.1.1 Les aimants permanents

L'apparition de nouveaux types d'aimants permanents, dans les années 80, a permis de rendre les MSAP compétitives par rapport aux autres types de machines électriques. Ces nouveaux aimants, appelés « terres rares », sont composés soit de Samarium-Cobalt (*SmCo*), soit de Néodyme-Fer-Bore (*NdFeB*). Ils possèdent une densité d'énergie bien plus importante que les autres types d'aimants (ferrite ou *AlNiCo*) les rendant ainsi beaucoup plus performants (Figure 1-1). Bien que possédant une densité d'énergie plus élevée que les aimants de type *SmCo*, les aimants de type *NdFeB* présentent le désavantage d'avoir une faible tenue en température (160°C *NdFeB* contre 350°C pour *SmCo*) [Lat06].

Ainsi, la nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application. Pour une machine à faible puissance et faible coût, le choix se portera plutôt sur des aimants de type « ferrite », alors que pour une machine à forte puissance, les aimants de type *NdFeB* ou *SmCo* (pour des applications à haute température) seront préférés.

1.2.1.2 Structure du rotor

Il existe plusieurs types de MSAP qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine. En effet, la disposition des aimants a une influence directe sur la saillance de la machine (rapport entre les inductances de l'axe direct L_{Sd} et de l'axe en quadrature L_{Sq}).

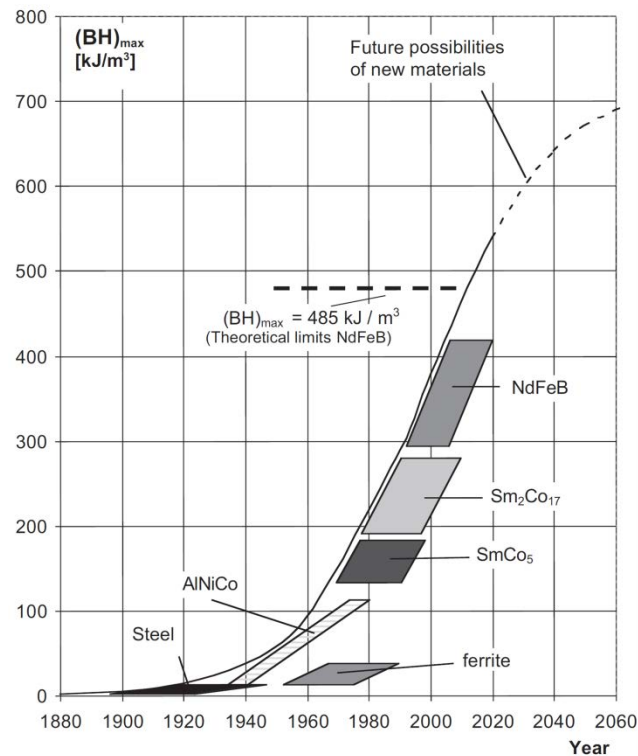


Figure 1-1 : Evolution de la densité d'énergie $(BH)_{max}$ des aimants permanents [Vac12]

Les principales structures des rotors utilisées dans les MSAP sont les suivantes [Fod09] :

○ **Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)**

Dans ce type de machine (Figure 1-2a), les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considéré comme constant. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance $L_{Sd} = L_{Sq}$). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique.

○ **Aimants insérés (machine à pôles saillants)**

Cette structure (Figure 1-2b) est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ($L_{Sq} > L_{Sd}$). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé.

○ **Aimants enterrés (machine à pôles saillants)**

Dans ce type de machine (Figure 1-2c), les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ($L_{Sq} \gg L_{Sd}$). Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids-puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte.

○ **Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)**

Cette structure (Figure 1-2d) utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte

concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte.

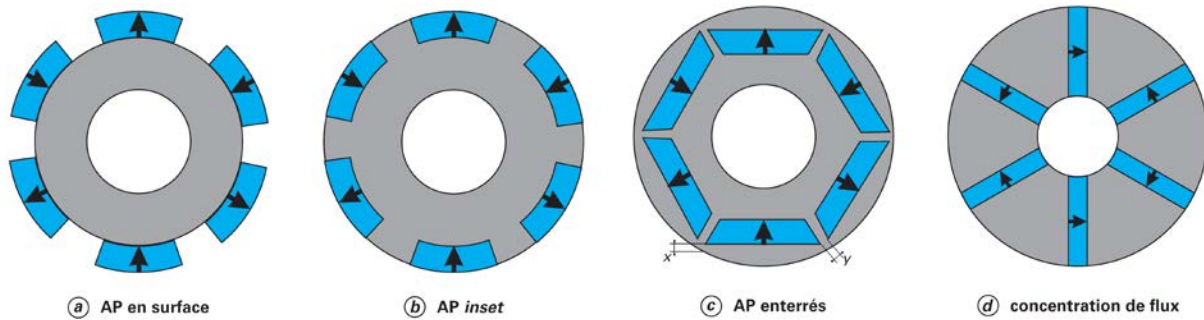


Figure 1-2 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP [Fod09]

Il existe beaucoup d'autres types de MSAP, notamment des machines à saillance inversée avec $L_{sd} > L_{sq}$ utilisées pour des applications particulières [Che04]. Dans la suite de ce mémoire, les MSAP utilisées seront toujours des machines à pôles lisses avec des aimants montés en surface car elles présentent les meilleures caractéristiques pour des applications embarquées à faible encombrement.

1.2.1.3 Structure du stator

Le stator d'une MSAP est constitué de plusieurs bobines réparties dans les encoches statoriques. Il existe une multitude de topologies utilisées pour le bobinage du stator dans les machines électriques. La plupart sont présentées dans [Sai01]. Pour les MSAP, deux catégories de bobinage sont couramment utilisées : le bobinage distribué et le bobinage concentrique [Fod09].

Le bobinage concentrique est adapté pour des applications de grande puissance avec un nombre de phases et de pôles élevés. Le bobinage distribué est plutôt utilisé pour des applications où le nombre de pôles est réduit. Nous nous intéresserons donc principalement aux bobinages distribués qui peuvent être réalisés soit à pas diamétral, soit à pas raccourci.

Le bobinage à pas diamétral (Figure 1-3a) est une structure de bobinages assez simple à réaliser et qui présente les caractéristiques suivantes [Sai01] :

- Chaque encoche présente des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase.
- Toutes les encoches utilisées sont consécutives par pôle.

Cependant, cette topologie de bobinage génère des composantes d'harmoniques impairs importantes sur les forces magnétomotrices. Afin de résoudre ce problème, un bobinage à pas raccourci est souvent privilégié (Figure 1-3b). Les bobinages à pas $2/3$ (pour éliminer l'harmonique 3) ou à pas $5/6$ (pour diminuer sensiblement les harmoniques 5 et 7) sont couramment utilisés en pratique.

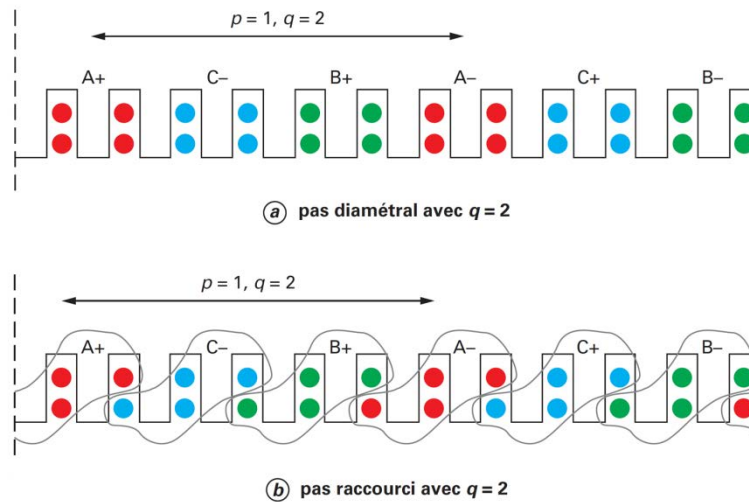


Figure 1-3 : Exemple de bobinages distribués à pas diamétral (a) et à pas raccourci (b) [Fod09]

1.2.2 Application : utilisation d'un PMG* pour la génération d'un réseau électrique aéronautique

Depuis quelques années maintenant, le monde aéronautique entreprend une réflexion de fond sur la rationalisation de l'énergie à bord des avions et explore l'apport potentiel du génie électrique. L'avion plus électrique est aujourd'hui l'un des axes stratégiques de recherche sur les systèmes embarqués en aéronautique. Dans ce contexte, l'un des projets en cours consiste à remplacer les réseaux de génération et de distribution hydrauliques par des réseaux électriques. Ce choix est motivé par plusieurs raisons :

- Réduction de la masse
- Meilleur rendement
- Reconfiguration du réseau facilitée en cas de panne
- Maintenance plus aisée
- Souplesse d'installation

1.2.2.1 Evolution des architectures électro-hydrauliques dans les avions

Dans les avions actuellement en vol, les circuits hydrauliques sont mis sous pression par des pompes hydro-mécaniques EDP (*Engine Driven Pump*) et des pompes électro-mécaniques EMP (*Electro Motor Pump*).

Sur les avions de type A320 (Figure 1-4a), les générateurs électriques principaux IDG (*Integrated Drive Generator*) fonctionnent à tension fixe et fréquence fixe (115V / 400Hz). Le circuit hydraulique est mis sous pression par une EDP mécaniquement reliée au réacteur ENG (*Engine*). Une EMP, reliée au réseau électrique, est uniquement utilisée au sol ou en vol en cas de pannes de l'EDP pour alimenter les servocommandes hydrauliques (SC).

Sur les avions de type A380 (Figure 1-4b), le remplacement des IDG par des alternateurs à fréquence variable VFG (*Variable Frequency Generator*) a légèrement fait évoluer l'architecture hydro-électrique. Ainsi, afin de ne pas dégrader les caractéristiques du couple de l'EMP et des pompes à carburant FP (*Fuel Pump*) à haute fréquence, un convertisseur de fréquence devait être introduit pour réguler la fréquence. Cependant, il a été décidé de ne pas

*Note : La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) utilisée en tant que générateur pour une application aéronautique est couramment nommée PMG (Permanent Magnet Generator)

utiliser ce convertisseur en raison de sa masse, de son volume et de son manque de fiabilité. Ainsi, le fonctionnement des EMP en vol n'est pas possible, entraînant une perte de la disponibilité du circuit hydraulique en cas de panne de l'EDP. Ce réseau électrique à tension fixe et à fréquence variable n'est donc pas adapté pour l'alimentation des EMP, dont la partie électrique est constituée d'une machine asynchrone. La mise en place d'une nouvelle architecture électro-hydraulique adaptée est actuellement à l'étude.

Cette nouvelle architecture (Figure 1-4c) consiste à introduire un générateur à aimants permanents (PMG), relié mécaniquement au réacteur, afin d'alimenter les EMP et les FP via un réseau à tension variable et à fréquence variable mais avec un rapport tension / fréquence fixe. Ce réseau est appelé réseau CVFR (*Constant Voltage over Frequency Ratio*). Dans cette architecture, les VFG seront uniquement dédiés aux actionneurs électriques.

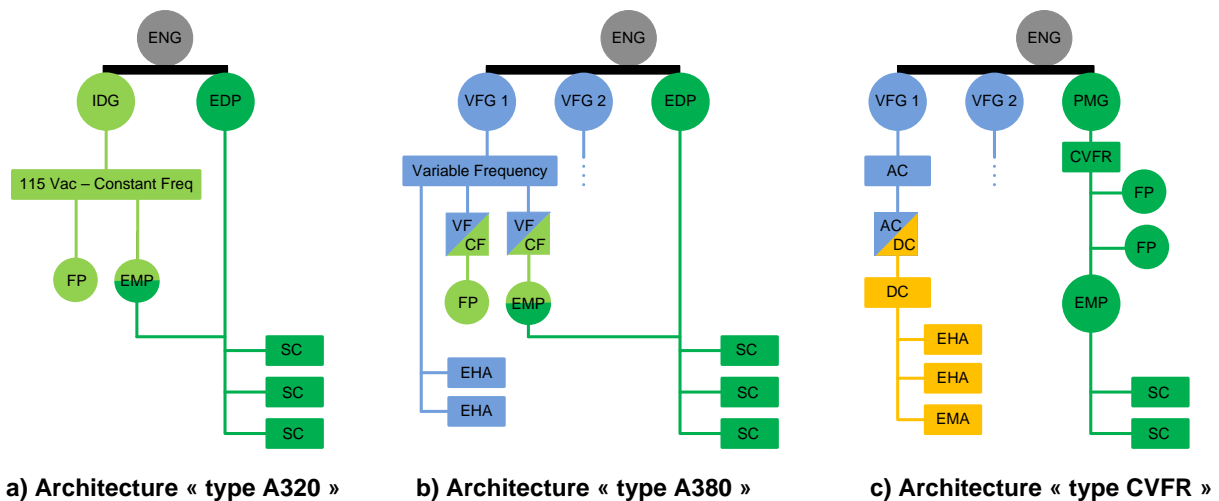


Figure 1-4 : Evolution des architectures électro-hydrauliques dans les avions

1.2.2.2 Avantages du réseau CVFR

Ce réseau CVFR est composé d'un canal de génération « robuste », nommé RPC (*Robust Power Channel*), constitué d'un PMG et d'une EMP pour alimenter le circuit hydraulique. Ce canal robuste a pour objectif de remplacer les EDP actuellement reliées au réacteur afin de :

- Palier à l'augmentation des besoins en puissance au niveau des actionneurs hydrauliques.
- Alimenter les EMP à V/f constant pour éviter la chute du couple des machines asynchrones (partie électrique des EMP) à haute fréquence.
- Améliorer la disponibilité du réseau hydraulique (reconfiguration possible en cas de panne PMG ou EMP).

En premier lieu, ce réseau permet d'alimenter les machines asynchrones des EMP à flux constant, donc de disposer de leurs performances maximales sur toute la plage de vitesse de rotation du réacteur. En effet, de précédentes études réalisées par la société Aéroconseil ([Las07], [Ren08]) ont démontré que ce type d'alimentation permet d'éviter la chute du couple délivré par une EMP à haute fréquence. La Figure 1-5 illustre ce propos en comparant le couple délivré par une machine asynchrone (MAS) selon le type d'alimentation. Pour un réseau à tension fixe et fréquence variable (traits pointillés), le couple maximal de l'EMP diminue quand la fréquence augmente avec une partie utile du couple qui décroît asymptotiquement. Dans le cas d'un réseau de type CVFR (traits pleins), le couple maximal et la partie utile restent inchangés, quelle que soit la fréquence d'alimentation.

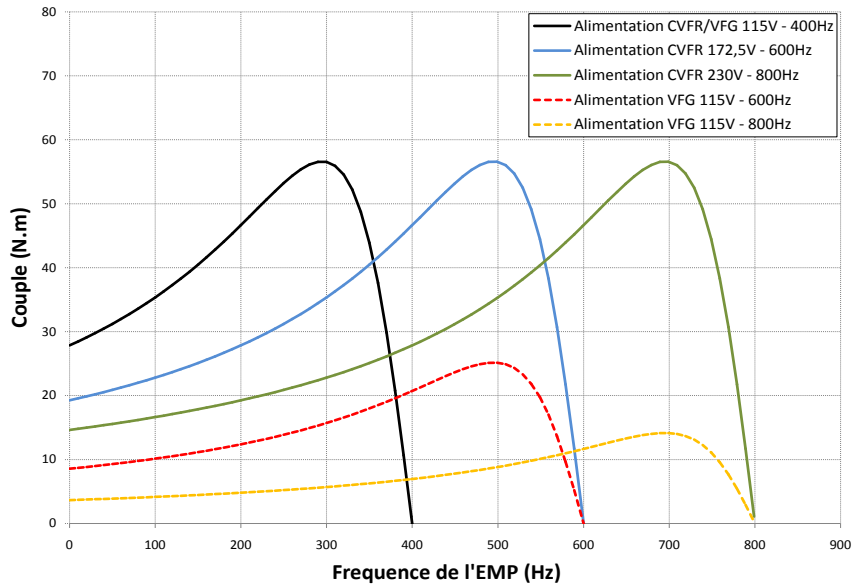


Figure 1-5 : Comparaison du couple délivré par une MAS en fonction de la fréquence pour une alimentation CVFR et une alimentation à tension fixe et fréquence variable

Cette observation peut se vérifier analytiquement avec l'expression du couple d'une machine asynchrone en fonction de ces paramètres propres (p , M_{sr} , L_s , L_r , R_r , σ) et de l'alimentation (V_s , g , ω) [Gre00] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{V_s^2}{\omega} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_s^2} \cdot \frac{\frac{R_r}{g}}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + (\sigma \cdot L_r \cdot \omega)^2} \quad (1-1)$$

- avec :
- p : nombre de paires de pôles
 - M_{sr} : inductance mutuelle stator-rotor
 - L_s : inductance cyclique statorique
 - L_r : inductance cyclique rotorique
 - R_r : résistance rotorique
 - σ : coefficient de dispersion de Blondel ($\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s \cdot L_r)$)
 - V_s : tension statorique
 - g : glissement
 - ω : pulsation électrique statorique

D'après l'équation (1-1), l'expression du couple maximal est obtenue pour $g_{max} = \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r \cdot \omega}$ avec :

$$C_{em_{max}} = K \cdot \left(\frac{V_s}{\omega}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \sigma \cdot L_r} \quad (1-2)$$

D'après l'équation (1-2), le couple maximal décroît effectivement pour une alimentation à tension constante lorsque la fréquence d'alimentation augmente. Ce couple maximal reste constant pour une alimentation de type CVFR. Ainsi, si la partie hydraulique de l'EMP demande un couple important à haute fréquence, ce besoin pourra être satisfait avec l'utilisation d'un réseau CVFR. Par conséquent, le surdimensionnement important des EMP, qui était nécessaire avec une alimentation à tension fixe et fréquence variable, ne l'est plus avec une alimentation de type CVFR.

Afin de créer un réseau CVFR, deux solutions ont été envisagées :

- L'utilisation d'un VFG régulé afin d'obtenir une tension proportionnelle à la fréquence électrique.
- L'utilisation d'un PMG où la tension de sortie est directement proportionnelle à sa vitesse de rotation et donc à la fréquence électrique.

La seconde solution a été privilégiée. En effet, un PMG est beaucoup plus simple et robuste qu'un VFG, de part sa structure à un seul étage qui est exempte de régulation. De plus, un PMG possède un meilleur ratio poids-puissance, ce qui en fait un générateur adapté aux applications embarquées aéronautiques.

Enfin, un atout majeur du réseau CVFR concerne l'amélioration de la disponibilité du réseau hydraulique. En effet, sur les architectures hydro-électriques actuelles, l'avion est «NO GO»* sur une panne EDP, l'EMP ne pouvant pas alimenter le réseau hydraulique en vol. Avec l'utilisation du canal RPC, l'alimentation des EMP sera indépendante du réacteur. Cette configuration offre un degré de liberté supplémentaire permettant d'assurer les fonctions vitales de l'avion (commandes de vol, trains d'atterrissage, systèmes de freinage), même avec une EMP ou un PMG en panne, en alimentant le circuit électrique via une autre source d'énergie disponible.

La Figure 1-6 présente la reconfiguration électrique en cas de la perte de la génération électrique d'un canal (défaillance au niveau du PMG ou de l'ENG). Dans ce cas, l'EMP est redémarrée via un second canal robuste [Lam09].

La Figure 1-7 présente la reconfiguration électrique en cas de la perte d'une EMP. Dans ce cas, le circuit hydraulique est alimenté de nouveau via une seconde EMP [Lam09].

1.2.2.3 Architecture Bleed (45 kVA) ou Bleedless (120 kVA)

Deux principales catégories d'architecture électrique incorporant un réseau CVFR, sont à l'étude. Elles se distinguent par le prélèvement d'air (avion «Bleed») ou non (avion «Bleedless») au niveau des réacteurs, pour l'alimentation du réseau pneumatique. Actuellement, les avions sont «Bleed», ce qui signifie que le réseau pneumatique exerce plusieurs fonctions comme [Sau09] :

- Le conditionnement d'air.
- Le démarrage des réacteurs.
- Le dégivrage des ailes WIPS (Wing Ice Protection System).

Cependant, afin de s'affranchir de ce réseau lourd et encombrant, des études sont menées pour remplacer ces systèmes pneumatiques par des systèmes électriques (avion «Bleedless»). Pour le canal robuste CVFR, cela se traduirait par une augmentation de la puissance électrique pour alimenter les WIPS via un réseau HVDC (*High Voltage Direct Current*) et pour permettre le démarrage des réacteurs. Ainsi, pour un avion «Bleed», le PMG d'un canal CVFR devra être dimensionné pour fournir une puissance nominale de 45 kVA afin d'alimenter les EMP et les FP [Lam11], alors que dans le cas d'un avion «Bleedless», le PMG devra fournir une puissance de 120 kVA, afin d'alimenter en plus les packs de conditionnement d'air et les systèmes de dégivrage [Lam10].

**Note : «NO GO» signifie que l'avion ne peut pas voler si l'équipement n'est pas opérationnel. En effet, un certain nombre d'équipements doivent être opérationnels avant le décollage (équipements «NO GO») alors que d'autres équipements peuvent être en panne sans affecter l'aptitude de l'avion à voler en toute sécurité (équipements «GO»)*

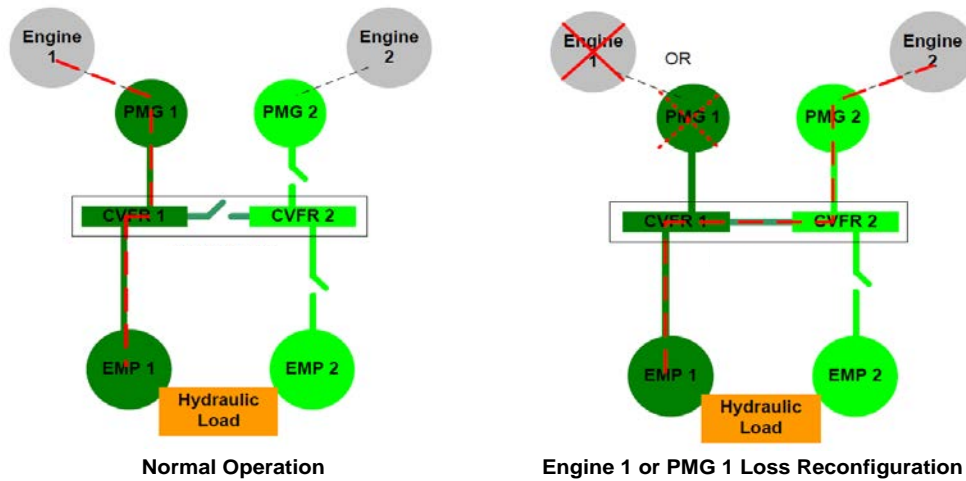


Figure 1-6 : Exemple de reconfigurations en cas de pannes PMG ou ENG au sein d'un réseau CVFR

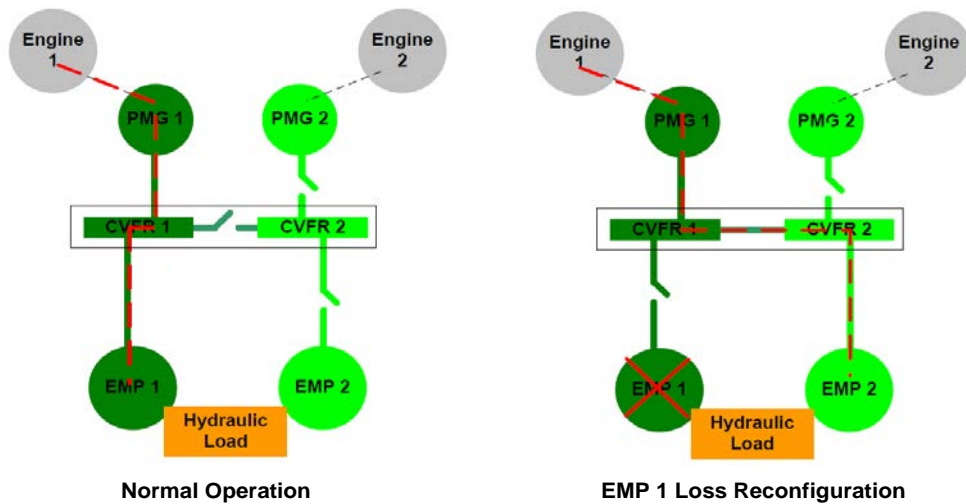


Figure 1-7 : Exemple de reconfigurations en cas de pannes EMP au sein d'un réseau CVFR

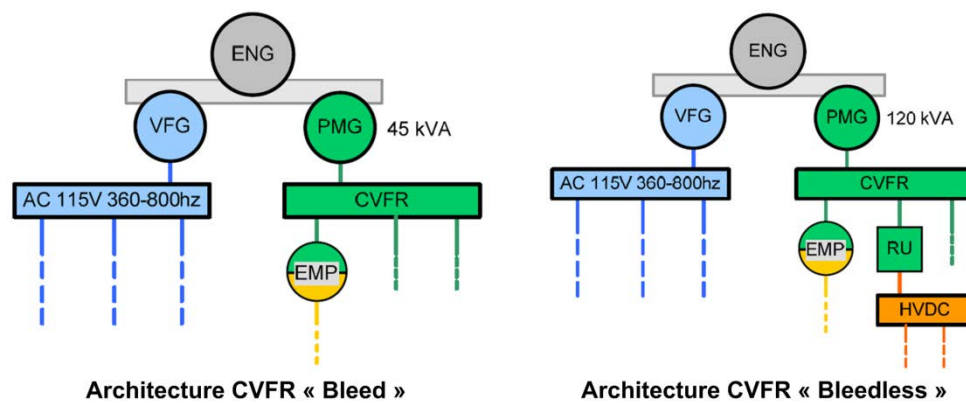


Figure 1-8: Architecture simplifiée d'un réseau CVFR pour un avion « Bleed » ou « Bleedless »

Dans les chapitres II, III et IV, le système étudié correspond à un banc de tests à puissance réduite (3,6 kW) disponible au laboratoire LAPLACE. Dans le Chapitre V, l'étude a été étendue à une l'architecture « Bleed », avec un PMG de 45 kVA. Cependant, les résultats obtenus pourront être étendus à un PMG de 120 kVA, dimensionné pour une architecture « Bleedless ».

1.3 Défaillances dans les PMG

L'utilisation d'un PMG présente de nombreux avantages par rapport à une machine à rotor bobiné de type VFG pour la génération électrique d'un canal CVFR. Cependant, un autre critère à prendre en compte pour valider ce concept concerne la mise en sécurité de ces générateurs en cas de défaillance. Ce critère est d'autant plus critique dans les applications embarquées.

Dans cette section, les différentes solutions proposées pour mettre en sécurité un PMG, lorsqu'une défaillance est diagnostiquée, seront d'abord énumérées. Ensuite, un état de l'art des différents défauts pouvant survenir au sein d'un PMG sera présenté, ce qui nous amènera à nous intéresser plus spécifiquement aux courts-circuits inter-spires, qui ont été identifiés comme les défauts les plus critiques.

1.3.1 Stratégies de mise en sécurité du PMG

Comme pour les générateurs électriques actuels de type VFG, les PMG seront situés en amont du cœur électrique EPDC (*Electrical Power Distribution Center*), où sont localisés les différents contacteurs nécessaires à la distribution du réseau électrique (Figure 1-9).

Parmi les contacteurs présents dans l'EPDC, le GLC (*Generator Line Contactor*) permettra de connecter les PMG aux barres principales du réseau CVFR. Il faudra donc prévoir un dispositif de protection pour le PMG dans le cas où un défaut surviendrait sur la partie non protégée située entre le PMG et le GLC du cœur électrique. Avec les alternateurs à rotor bobiné (VFG ou IDG par exemple), il suffit d'annuler le courant d'excitation pour désexciter complètement la machine en cas de défauts en amont des GLC, le GLC étant ouvert pour isoler le générateur défaillant du réseau électrique. Cependant, pour un PMG, il est impossible de contrôler directement la désexcitation à cause de la présence d'aimants permanents au rotor. En effet, les aimants créent un flux permanent qui engendre des courants tant que la machine est en rotation. Tant que le rotor n'est pas à l'arrêt, une défaillance interne au PMG peut continuer de se développer et de s'aggraver, provoquant un risque important pour les biens et les personnes. En cas de défaillance interne, la mise en place d'un dispositif spécifique pour la mise en sécurité du PMG est donc requise.

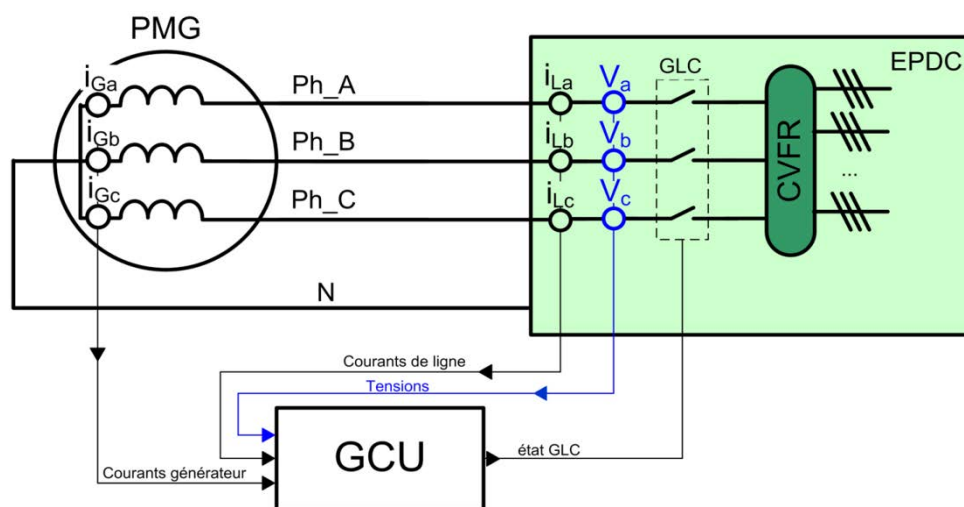


Figure 1-9 : Génération électrique du réseau CVFR

Plusieurs solutions sont envisagées pour réaliser la mise en sécurité du PMG. Nous pouvons citer par exemple :

- **Augmentation des impédances internes de la machine** pour permettre aux bobinages de supporter des courants de courts-circuits plus faibles. Cependant, cette solution dégrade fortement les performances du PMG, avec une chute de tension plus importante dans les enroulements statoriques.
- **Augmentation de la section du cuivre** pour une meilleure tenue des courants de court-circuit. Cependant, cette solution engendre une augmentation de la masse du PMG, ce qui va à l'encontre des problématiques des applications embarquées.
- **Ajout de trois interrupteurs au niveau du neutre de la machine** pour empêcher la circulation des courants de court-circuit. Cependant, cette solution ne protège pas la machine contre les courts-circuits inter-spires.
- **Utilisation de deux rotors** pour annuler le flux magnétique qui seront en opposition de phase en cas de panne. Cependant, ce dispositif s'avère lourd et complexe.
- **Utilisation d'un crowbar** qui est un dispositif permettant de mettre en court-circuit l'ensemble des phases du PMG afin de limiter le courant de défaut. Cependant, ce système s'avère être également lourd.
- **Déconnexion mécanique (ou décrabotage) de la machine** pour annuler la conversion magnéto-électrique. Ce dispositif permet de désexciter complètement la machine mais engendre une maintenance importante.

Pour une application embarquée, le décrabotage de la machine semble être la solution la plus adaptée pour la mise en sécurité du PMG en cas de défaillance interne car elle est peu coûteuse en termes de masse. Avec ce dispositif, la désexcitation du PMG se révèle être une opération lourde, qui ne permet pas une remise en service rapide du générateur, particulièrement lors des phases de vol. Ainsi, afin d'assurer une bonne continuité de service, il est nécessaire de connaître avec suffisamment de précision l'état de santé de la machine pour ordonner les actions de sécurisation adéquates selon le type de défaillance rencontré. Il est en effet important, particulièrement dans le contexte avionique où la disponibilité de l'énergie est une contrainte forte, de s'assurer qu'un canal d'alimentation n'est pas isolé du réseau à la suite d'une décision erronée.

Les défaillances auxquelles peut être soumis un PMG prennent donc une importance toute particulière au sein du réseau CVFR que nous avons précédemment présenté. Bien sûr, ces défaillances peuvent être de diverses natures. Elles peuvent tout aussi bien concerner les parties mécaniques du générateur que les parties électriques, et atteindre l'intégrité du rotor comme celle du stator. Afin de mieux percevoir ces différents aspects, la section suivante présente les différents défauts pouvant survenir au sein d'un PMG.

1.3.2 Etat de l'art des défaillances dans les PMG

Les défauts dans les machines électriques ont des origines multiples. Les plus communes sont [Tav08] :

- Contraintes mécaniques : vibrations de la machine, usure des roulements.
- Contraintes électriques : dV/dt élevé avec l'utilisation de convertisseurs statiques.
- Contraintes environnementales : température, humidité, poussière, pression ...
- Fonctionnement anormal : Surcharge, survitesse ...
- Défaillance d'un composant externe : Refroidissement, convertisseur ...
- Mauvais dimensionnement, mauvaise installation ou maintenance de la machine.

Ces contraintes peuvent engendrer un certain nombre de défaillances au sein d'une machine électrique, qui peuvent être classées en trois catégories principales :

- **Défauts de roulement**
 - Défaut au niveau des surfaces de contact
 - Défaut au niveau des organes de lubrification
- **Défauts au rotor**
 - Défauts d'excentricité (pour toutes les machines)
 - Défauts au niveau des aimants permanents (pour les MSAP)
 - Défauts des enroulements rotoriques (pour les machines à rotor bobiné)
 - Rupture des barres rotoriques (pour les MAS à cage)
- **Défauts au stator**
 - Défaut d'isolation dans les enroulements statoriques
 - Défaut au niveau des tôleries

Différentes études statistiques ont été menées à la fin du XX^e siècle, pour déterminer la répartition des pannes dans les machines électriques industrielles de moyenne puissance [All88] (de 50kW à 200kW) ou de forte puissance [Odo85], [Alb86], [Tho99] (de 100kW à 8MW). Les résultats (Figure 1-10) montrent que les défauts de roulement et les défauts au niveau du stator semblent être les plus fréquents. Cependant, ces chiffres varient nettement en fonction des applications (gamme de puissance et secteur d'activité). De plus, ces résultats concernent en grande majorité les machines asynchrones. L'utilisation des MSAP dans l'industrie étant relativement récente, il est difficile de conclure précisément sur la répartition des pannes pour ce type de machine, avec notamment l'absence de données sur l'occurrence des défauts d'aimantation. Néanmoins, la proportion des défauts au niveau du stator peut être considérée comme non négligeable pour une application aéronautique, la gamme de puissance étant proche de celle évoquée dans [All88].

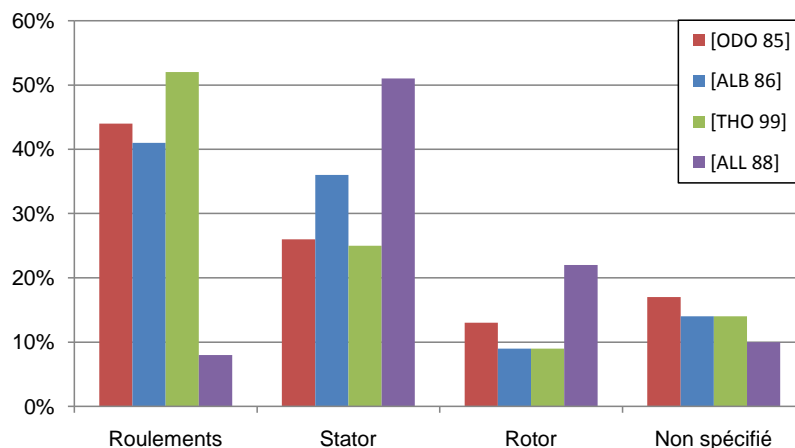


Figure 1-10 : Répartition des défaillances selon les études

Dans la suite de cette section, les défauts les plus fréquents pouvant être rencontrés dans une MSAP sont détaillés. Ces défauts sont listés ci-dessous :

- Défauts de roulements
- Défauts d'excentricité
- Désaimantation des aimants permanents
- Défauts de capteurs
- Courts-circuits statoriques

1.3.2.1 Défauts de roulements

Les roulements dans les machines électriques sont, en général, composés d'une bague interne, d'une bague externe, d'un organe de roulement (constitué le plus souvent de billes maintenues dans une cage ou de rouleaux) ainsi que d'un dispositif de lubrification (c.f. Figure 1-11).

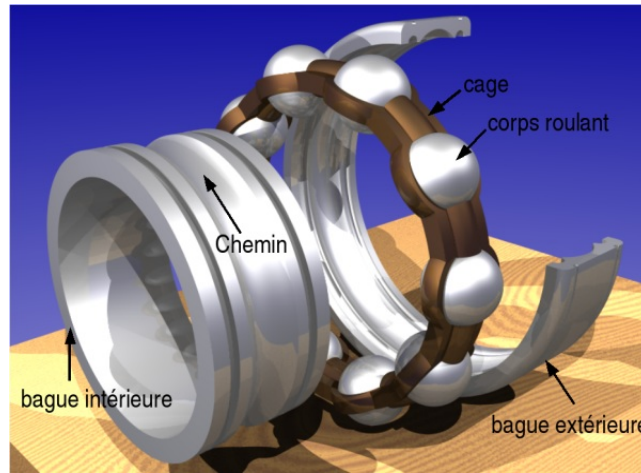


Figure 1-11 : Vue éclatée d'un roulement à billes

Les défauts de roulement, qui représentent une part non négligeable des défauts survenant dans les machines électriques, peuvent avoir des origines diverses [Tra09] :

- Contraintes mécaniques dues à une surcharge
- Mauvais assemblage
- Circulation de courant électrique dans les bagues
- Défaut de lubrification
- Contraintes environnementales (température, corrosion, poussières)

Ces défauts se manifestent le plus souvent, par une usure ou une fissure au niveau des bagues ou par une dégradation de l'organe de roulement (billes ou rouleaux), engendrant des vibrations mécaniques à des fréquences caractéristiques [Dev04] :

- Défaut au niveau de la bague externe :

$$f_{\text{ext}} = \frac{n}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (1-3)$$

- Défaut au niveau de la bague interne :

$$f_{\text{int}} = \frac{n}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (1-4)$$

- Défaut au niveau d'une bille :

$$f_{\text{bille}} = \frac{D}{2 \cdot d} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[1 - \left(\frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right)^2 \right] \quad (1-5)$$

- Défaut au niveau de la cage soutenant les billes :

$$f_{\text{cage}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (1-6)$$

avec : - n : nombre de billes
 - d : diamètre des billes
 - D : diamètre de la cage
 - Φ : angle de contact entre la bille et les bagues

f_{ext} et f_{int} correspondent respectivement à la fréquence de passage des billes sur la partie défaillante de la bague extérieure ou intérieure.

f_{bille} correspond à la fréquence de rotation de la bille défectueuse sur la bague extérieure ou intérieure.

f_{cage} correspond à la fréquence de rotation de l'ensemble du train de billes.

Grâce à ces fréquences caractéristiques, le diagnostic des défauts de roulement est généralement réalisé avec des outils d'analyse spectrale portés sur des mesures de vibration mécanique [Li98], [Rez12] ou de grandeurs électriques comme les courants statoriques [Sch95], [Ere04], [Pac09], [Tra09]. Si ce type de défaillance n'est pas détecté à temps, l'augmentation de la détérioration des roulements risque d'engendrer des températures et des niveaux vibratoires dangereux, pouvant obliger à arrêter le système dans lequel la machine est incluse.

Sur les avions actuellement en vol, il n'existe pas d'outils spécifiques pour détecter ce type de défauts, hormis une surveillance de la température des roulements sur les VFG dans les architectures « type A380 », mais qui s'est avérée peu fiable. Cependant, les conséquences d'un défaut de roulement (vibrations, débris) peuvent entraîner sa détection via d'autres alarmes présentes dans le dispositif de protection du générateur, s'intéressant à la transmission mécanique ou au circuit de refroidissement.

1.3.2.2 Défauts d'excentricité

Un défaut d'excentricité dans une machine électrique correspond à un décentrement du rotor par rapport au stator, entraînant une variation de l'entrefer. Il existe trois types de défaut d'excentricité :

- **l'excentricité statique** (Figure 1-12a) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- **l'excentricité dynamique** (Figure 1-12b) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator.
- **l'excentricité mixte** (Figure 1-12c) qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique.

Les origines d'un défaut d'excentricité et d'un défaut de roulement sont assez proches (mauvais assemblage, contraintes mécaniques). En outre, une usure des roulements génère fréquemment un défaut d'excentricité dynamique voire mixte. En pratique, les défauts d'excentricité mixtes sont les plus fréquents dans les machines électriques [And09]. De nombreuses études montrent qu'il est possible de détecter ce type de défaillance via une analyse spectrale du courant statorique, des vibrations mécaniques ou de la force électromotrice [Dor97], [Nan99], [Haj03],[Ler08], [Zha11]. Pour une MSAP (machine à glissement nul), les fréquences caractéristiques d'un défaut d'excentricité mixte sont :

$$f_{\text{exc}} = f_s \pm k.f_{\text{rot}} \quad (1-7)$$

avec $f_{\text{rot}} = f_s / p$: fréquence de rotation du rotor.

L'entrefer apparent d'une MSAP à pôles lisses étant plus important que dans une machine à rotor bobiné, un défaut d'excentricité de faible ampleur (sans contact stator-rotor) sera plus

difficile à détecter. En effet, pour un défaut de même amplitude, la répartition du flux magnétique sera moins impactée dans une MSAP, rendant le diagnostic par analyse spectrale moins performant, mais permettant à la machine d'être beaucoup plus robuste envers ce type de défaillance. La meilleure tolérance des MSAP aux défauts d'excentricité correspond d'ailleurs à un atout supplémentaire de ce type de machine.

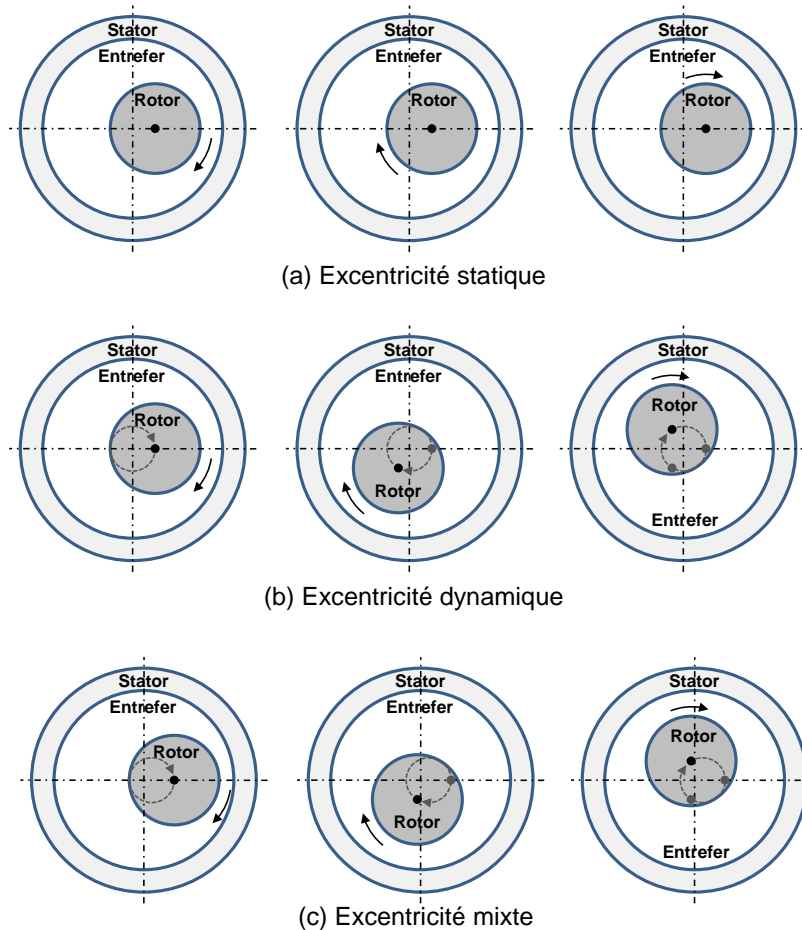


Figure 1-12 : Différents types d'excentricité dans les machines électriques

Sur les avions actuellement en vol, il n'existe pas d'outil capable de détecter spécifiquement les défauts d'excentricité.

1.3.2.3 Désaimantation des aimants permanents

Un défaut de désaimantation est caractéristique des MSAP. Il se traduit par une démagnétisation des aimants permanents, entraînant une réduction ou un déséquilibre du flux magnétique produit. Ce type de défaillance survient principalement à cause d'un problème de fabrication, d'un mauvais dimensionnement des aimants, ou suite à une contrainte thermique (élévation de la température) ou électrique (champ magnétique inverse) trop forte [Far08].

Les conséquences d'un défaut de désaimantation et d'un défaut d'excentricité sont analogues, à savoir l'apparition de vibrations mécaniques et des fem déséquilibrées [Dua12], [Ros05]. Ainsi, les mêmes fréquences caractéristiques (1-7) peuvent être utilisées pour détecter ce type de défaut, grâce à une analyse spectrale sur les courants statoriques [Dua12], [Esp10], [Had13] ou sur les fem [Gri12], [Urr12]. Néanmoins, il est complexe de distinguer un défaut d'excentricité et de désaimantation. [Jon12] propose de différencier ces défauts avec le calcul de l'inductance statorique sur l'axe d. Cependant, cette méthode nécessite d'exciter la

machine par un onduleur et n'est applicable qu'en fonctionnement moteur. Enfin, [Far08] propose de localiser la démagnétisation des aimants en estimant leur induction rémanente avec des mesures de fem à vide.

Sur les avions actuellement en vol, aucune machine à aimants permanents n'est utilisée en tant que génératrice. Si ce type de générateur était introduit sur avion, certaines des protections actuelles (déséquilibre des tensions ou sous-tension) permettraient certainement de détecter ce type de défaut. Aucune étude n'a cependant été menée à ce sujet pour l'instant.

1.3.2.4 Défauts de capteurs

Les capteurs sont des éléments indispensables pour la commande des machines électriques. Ils ont bien évidemment la même importance dans le domaine de la surveillance et du diagnostic. Ainsi, la perte des informations délivrées par l'un des capteurs peut avoir des conséquences graves sur le système électrique (perte du contrôle de la machine, non détection d'un défaut). Dans les machines électriques, deux types de capteurs sont couramment utilisés (hors circuit de refroidissement) :

- Capteurs électriques (courant, tension)
- Capteurs mécaniques (vitesse, position)

Les défaillances de capteurs proviennent essentiellement d'un défaut de fabrication, d'un vieillissement des soudures ou des contacts, de contraintes thermiques ou mécaniques [Lor07]. Les méthodes de surveillance à base d'observateurs [Foo13], [Gro13], [Naj11] ou de redondances analytiques [Bou11], [Liu06], sont souvent utilisées pour diagnostiquer ce type de défaillance. Une autre méthode plus onéreuse consiste à utiliser la redondance matérielle. En plus de diagnostiquer un défaut, cette méthode permet aussi d'assurer une continuité de service, grâce à une reconfiguration appropriée des capteurs utilisés.

Dans un réseau aéronautique, la redondance matérielle est utilisée pour détecter un défaut de capteur de courant situé au sein du générateur. En effet, des capteurs de courant sont situés au niveau du neutre du générateur et au niveau du point de régulation POR (*Point Of Regulation*). Le réseau électrique étant filaire entre ces deux emplacements, une différence de courant entre deux capteurs traduit soit un défaut de court-circuit, soit une anomalie de capteurs (Figure 1-13). Les défauts de capteurs de tension et de vitesse sont détectés respectivement par des seuils sur des tensions au POR (over voltage, under voltage) ou sur la fréquence (under frequency, over frequency).

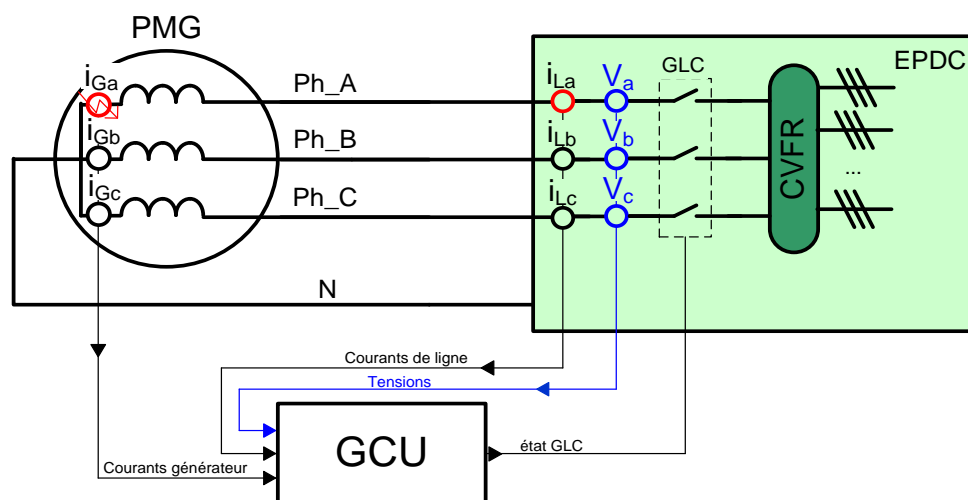


Figure 1-13 : Détection d'un défaut d'un capteur de courant au niveau du PMG

1.3.2.5 Courts-circuits statoriques

Les courts-circuits au niveau des enroulements statoriques font partie des défauts électriques les plus fréquemment rencontrés dans les machines. Ces défaillances sont provoquées par une dégradation des matériaux isolants recouvrant les conducteurs et ont pour principales origines [Bon92], [Dev02] :

- **Contraintes électriques**

Un niveau de tension et/ou des transitoires de tension (dV/dt) trop élevés sont responsables de la dégradation des propriétés diélectriques de l'isolant. Ces contraintes peuvent provoquer des décharges partielles dans le matériau qui ont pour conséquence une érosion de l'isolant conduisant, à terme, à un court-circuit entre les enroulements. L'augmentation de la tension des réseaux électriques (pour palier à une augmentation de la puissance électrique notamment dans le secteur aéronautique), ainsi que l'utilisation croissante de convertisseurs statiques, rendent ces contraintes de plus en plus sévères pour les matériaux isolants.

- **Contraintes mécaniques**

Un défaut d'excentricité important peut provoquer des contacts rotor-stator et entraîner l'abrasion du matériau isolant et des conducteurs. De plus, les fortes contraintes mécaniques survenant au démarrage des machines sont également susceptibles de détériorer les isolants.

- **Contraintes thermiques**

Les matériaux isolants sont dimensionnés pour résister à une certaine plage de température de fonctionnement. Cependant, des hausses de température peuvent survenir pour diverses raisons (défaut du circuit de refroidissement, surcharge, transitoire de démarrage, température ambiante ...) ce qui, selon le temps d'exposition, peut dégrader fortement la durée de vie des isolants.

- **Contraintes environnementales**

Les environnements humides ou les réactions chimiques à base d'oxyde d'azote présent dans l'atmosphère, peuvent accélérer la dégradation des matériaux isolants.

Par rapport à la topologie des stators, les défauts pouvant survenir au sein du bobinage statorique sont (Figure 1-14):

- Défaut D1 : court-circuit inter-spires
- Défaut D2 : court-circuit inter-phases
- Défaut D3 : court-circuit phase-neutre
- Défaut D4 : court-circuit phase-masse
- Défaut D5 : court-circuit biphase

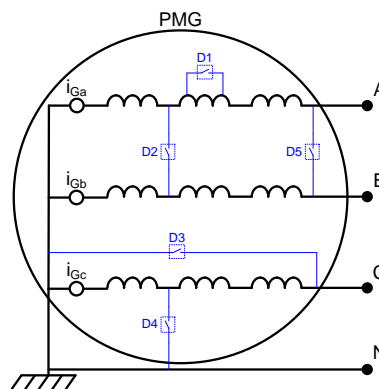


Figure 1-14 : Différents types de courts-circuits au sein du bobinage statorique

Dans l'aéronautique, tous les défauts mentionnés ci-avant, hormis le court-circuit inter-spires, peuvent être détectés par la protection différentielle DP (*Differential Protection*). En effet, pour les défauts D2 jusqu'à D5, une différence de courant sera décelée entre les capteurs de ligne situés au niveau du point de neutre, et les capteurs de ligne situés au niveau du POR (Figure 1-15). Dans le cas d'un défaut inter-spires (défaut D1), le courant de court-circuit se reboucle dans les spires concernées, rendant impossible la détection de ce défaut avec la protection différentielle (Figure 1-16). De plus, un défaut d'un faible nombre de spires ne déséquilibre pas suffisamment les tensions et les courants au niveau du générateur pour permettre sa détection avec les autres protections mises en place (under voltage, delta current par exemple).

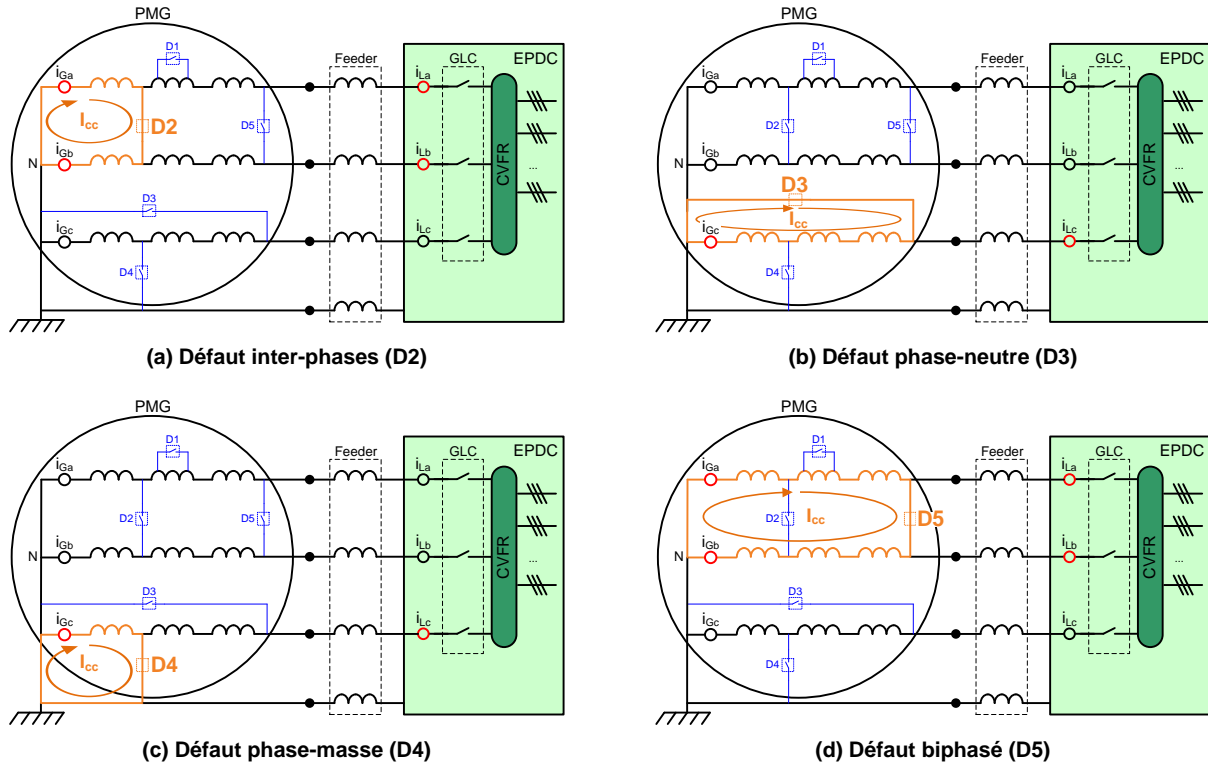


Figure 1-15 : Détection des défauts D2 à D5 grâce à la DP

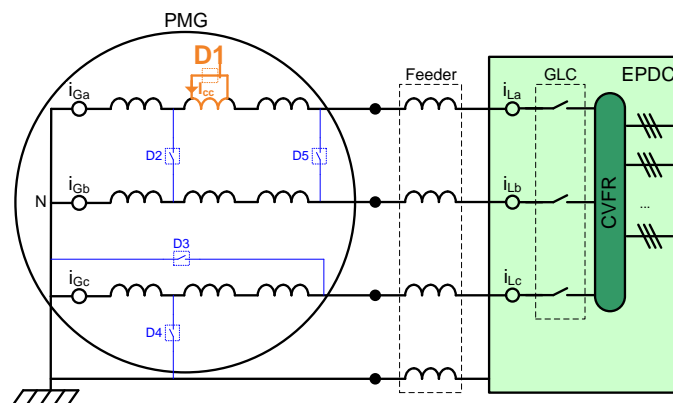


Figure 1-16 : Impossibilité de détecter des courts-circuits inter-spires (défaut D1) avec la DP

Les courts-circuits inter-spires sont donc critiques par rapport aux autres types de défaut car ils sont difficilement détectables avec les protections couramment utilisées au sein d'un réseau électrique aéronautique. De plus, tous les courts-circuits (sauf les défauts liés à des

problèmes de connectique externe au niveau de la boîte à bornes par exemple) commencent généralement par un court-circuit inter-spires (ou inter-phases) qui apparaît fréquemment au niveau des têtes de bobine, ces dernières étant les plus exposées aux efforts électromagnétiques et aux croisements du bobinage. La modélisation des mécanismes qui conduisent aux premières apparitions de ce type de défaut est encore assez difficile. Les phénomènes de décharges partielles sont clairement identifiés comme les principaux phénomènes précurseurs. Ils entraînent une dégradation accélérée de l'isolation, qu'elle soit liquide par oxydation ou solide par érosion. De plus, ce type de défaut conduit à une élévation localisée de la température qui risque de se propager à d'autres spires. Une décharge partielle entraîne donc un vieillissement local qui a de grandes chances d'évoluer en fonction du temps.

Enfin, un court-circuit inter-spires se caractérise par la résistance électrique R_{cc} entre les parties en contact, dont la valeur est modifiée au fur et à mesure de l'évolution du défaut. Sa caractérisation et sa modélisation sont elles aussi difficiles, particulièrement au cœur des bobinages d'une machine électrique. Il est cependant facile de montrer qu'un court-circuit inter-spires peut devenir très critique quand il évolue vers un court-circuit franc (résistance de contact $R_{cc} \rightarrow 0$), notamment pour un faible nombre de spires en défaut. En effet, une machine électrique étant principalement inductive, l'équation (1-8) montre que lors d'un court-circuit franc, le courant sera inversement proportionnel au nombre de spires en court-circuit et atteindra des valeurs très élevées par rapport au courant nominal.

$$|I_{cc}| = \frac{n_{cc} \cdot V_S}{|n_{cc} \cdot R_S + R_{cc} + j \cdot n_{cc}^2 \cdot L_p \cdot \omega|} \xrightarrow{R_{cc} \rightarrow 0} \frac{V_S}{n_{cc} \cdot L_p \cdot \omega} \quad (1-8)$$

avec :

- I_{cc} : courant dans la boucle de court-circuit
- n_{cc} : pourcentage de spires en court-circuit d'une phase statorique
- V_S : tension statorique
- R_S et L_p : respectivement résistance et inductance propre d'une phase statorique
- ω : pulsation électrique

Dans les MSAP, ce phénomène est accentué par l'utilisation d'un entrefer important, ce qui amène une diminution de l'inductance statorique. De plus, des études de dimensionnement des PMG ont montré qu'il était préférable de diminuer l'impédance interne de la machine électrique [Ren08] afin de limiter les chutes de tension pour garder un réseau avec un rapport V/f constant. En contrepartie, cela aura tendance à rendre la machine plus vulnérable aux courts-circuits et plus particulièrement aux court-circuit inter-spires. Dans les MSAP, ce type de défaut devient donc très critique puisqu'il peut amener à la destruction du générateur, avec un risque important d'incendie, en raison de la valeur très élevée que peut atteindre le courant de défaut. De plus, rappelons que tant que le PMG est en rotation, un court-circuit inter-spires non détecté est entretenu, ce qui accroît sa criticité en termes de sûreté de fonctionnement.

L'objectif est donc de détecter un défaut naissant, caractérisé par une résistance de contact R_{cc} non nulle. Le courant de court-circuit sera alors limité et proportionnel au nombre de spires en défaut (1-9).

$$I_{cc} = \frac{n_{cc} \cdot V_S}{|n_{cc} \cdot R_S + R_{cc} + j \cdot n_{cc}^2 \cdot L_p \cdot \omega|} \xrightarrow{R_{cc} \gg n_{cc}^2 \cdot L_p \cdot \omega} \frac{n_{cc} \cdot V_S}{R_{cc}} \quad (1-9)$$

D'un point de vue macroscopique à l'échelle de la machine, la prise en compte de ces phénomènes nécessite l'utilisation de modèles adaptés, point sur lequel nous reviendrons dans le chapitre suivant.

1.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation du contexte de l'étude. Depuis quelques années, les MSAP sont devenues des machines très compétitives, notamment dans les applications embarquées. Dans le contexte aéronautique, l'utilisation de PMG pour la génération d'un réseau électrique CVFR, destiné à l'alimentation des machines asynchrones des EMP, est à l'étude. Le choix de cette solution est motivé par de nombreux avantages : réduction de masse, meilleure disponibilité du réseau hydraulique et maintenance plus aisée.

Cependant, l'utilisation d'un PMG en tant que générateur électrique au sein d'un avion implique de nouvelles problématiques. L'une d'elle est liée à l'excitation permanente créée par les aimants tant que le rotor est en rotation, ce qui complexifie la mise en sécurité du PMG en cas de défaillance interne. En effet, quelle que soit la méthode utilisée, la désexcitation complète du PMG se révèle être une opération lourde et qui ne permet pas un redémarrage rapide de la machine, notamment dans le cas d'un décrabotage. Ainsi, la connaissance précise de l'état de santé du PMG est requise afin d'assurer une bonne continuité de service, en évitant d'ordonner la mise en sécurité du PMG sur des défaillances externes au générateur.

L'inventaire des défauts pouvant survenir au sein d'un PMG a permis d'identifier les courts-circuits au niveau du bobinage statorique comme les défauts les plus critiques. Les caractéristiques intrinsèques des PMG (faible impédance interne) et l'auto-entretien du défaut tant que le PMG est en rotation, sont les principales raisons de cette criticité. Le problème concerne plus spécifiquement les courts-circuits inter-spores possédant un faible nombre de spores en défaut. En effet, ces défaillances sont difficilement détectables avec les protections couramment utilisées au sein d'un réseau électrique aéronautique. De plus, elles sont à l'origine d'importants courants de défaut, notamment dans le cas d'un court-circuit franc, et peuvent conduire à la destruction du générateur ainsi qu'à des risques d'incendie.

Ainsi, l'objectif de ces travaux est de proposer des indicateurs pertinents pour la détection des courts-circuits inter-spores dans les générateurs à aimants permanents. Compte tenu du contexte aéronautique, ces indicateurs devront posséder les caractéristiques suivantes :

- **Fonctionnement en ligne** pour une surveillance permanente du générateur et avec un coût calculatoire raisonnable permettant l'implantation de l'indicateur dans une application embarquée.
- **Détection rapide** étant donné la criticité des courts-circuits inter-spores et de leur dynamique d'apparition.
- **Sensibilité aux courts-circuits résistifs pour un faible nombre de spores** afin de détecter la défaillance au plus tôt avant l'apparition d'un courant de défaut trop important.
- **Robustesse aux variations standards du réseau électrique** afin de détecter un court-circuit inter-spores quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Toute fausse alarme doit également être évitée pour préserver la continuité de service.
- **Capacité à différencier un défaut interne d'un défaut externe** afin d'ordonner l'ordre de mise en sécurité adéquat de l'équipement défaillant (générateur ou autre), tout en gardant une bonne continuité de service.

Dans la littérature, les méthodes de détection des courts-circuits inter-spores dans les machines électriques sont nombreuses. Ces méthodes, qui seront présentées plus en détail dans le chapitre III, peuvent être classées en trois catégories principales :

- **Méthodes basées sur l'analyse des signaux physiques** qui exploitent essentiellement les signatures fréquentielles du défaut.
- **Méthodes à base de connaissances** qui utilisent les retours d'expériences afin de classifier les signatures des défauts.
- **Méthodes basées sur un modèle mathématique** de la machine qui sont utilisées afin d'estimer des paramètres ou de générer des résidus propres au défaut.

Dans ce mémoire, il a été choisi de travailler sur les méthodes de détection basées sur l'estimation de paramètres via un modèle mathématique de la machine. Ces méthodes permettent de disposer d'une bonne dynamique de détection et s'avèrent être très robustes aux variations du réseau électrique, critère important pour un générateur électrique. Ces méthodes possèdent de surcroît un coût calculatoire « raisonnable » au sens où elles sont tout à fait compatibles avec des implantations sur calculateurs embarqués.

Avant de développer plus en détail ces méthodes dans le chapitre III, le prochain chapitre est consacré à la modélisation en régime défaillant du PMG. En effet, avant d'aborder la mise en place d'un algorithme de détection, il est important de disposer de connaissances préalables sur le comportement du système afin de mieux comprendre et de mieux appréhender les phénomènes à prendre en compte. Ainsi, le chapitre II est consacré à la modélisation d'un PMG fonctionnant en régime défaillant et à la validation de ce modèle sur un banc de test expérimental.

Chapitre 2

Modélisation du démonstrateur utilisant un PMG défaillant

2.1 Introduction

Ce deuxième chapitre est principalement consacré à la mise en place et à la validation expérimentale d'un modèle de MSAP en présence de court-circuit inter-spires. L'objectif est de disposer d'un modèle suffisamment précis et flexible, permettant de simuler la machine en régime sain et défaillant, pour tester les indicateurs de détection. En effet, même si l'expérimentation est un moyen efficace et indispensable pour connaître le comportement d'un système, son application sur une machine électrique défaillante n'est pas aisée, particulièrement dans le cas de défauts inter-spires. Elle nécessite notamment de disposer de machines spécialement bobinées avec des points de connexions additionnels permettant de réaliser différents types de courts-circuits, et de disposer d'équipements permettant de maîtriser et supporter les forts courants dans les boucles de court-circuit.

Ainsi, en complément de l'expérimentation et afin d'éviter d'y avoir systématiquement recours, un modèle semi-analytique de machine en régime de court-circuit interne, est établi. Ce modèle, présenté au début de ce chapitre, est basé sur l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*), déjà utilisée au laboratoire LAPLACE pour la modélisation de défaut inter-spires [Abd05], [Kho09]. Après avoir appliqué ce principe de modélisation sur une MSAP existante spécialement bobinée pour introduire des défauts inter-spires, une validation de ce modèle sera proposée à travers un test-bench expérimental. Cela nous permettra, par la suite, de nous appuyer avec confiance sur ce modèle, pour nous aider dans le développement d'indicateurs, en simulant un ensemble de scénarios de court-circuit.

2.2 Modélisation de la MSAP en présence de défauts inter-spires par l'approche CEMC

La méthode utilisée pour réaliser le modèle comportemental de la MSAP, est basée sur l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*). L'approche CEMC repose sur une modélisation semi-analytique de la machine en utilisant les couplages électromagnétiques propres à sa conception et à sa topologie géométrique. Cette méthode, qui a déjà fait ses preuves pour la modélisation des défauts statoriques dans les MAS [Dev02] et dans les MSAP ([Abd05], [Kho09]), offre un bon compromis en termes de précision des phénomènes physiques observés et de temps de calcul associé. La mise en place d'un modèle de machine par l'approche CEMC nécessite deux étapes de développement distinctes :

a) Ecriture des équations différentielles

La première étape consiste à implanter les équations différentielles du modèle de la MSAP, afin d'étudier les évolutions temporelles des grandeurs physiques. Les équations comportementales sont obtenues en utilisant une modélisation circuit, basée sur la méthode des départements [Dev02], [Wil85]. Cette méthode met en œuvre une écriture matricielle permettant de déterminer le système différentiel à résoudre. Pour résoudre numériquement ces équations, nous avons utilisé le logiciel SABERTM fréquemment utilisé dans le domaine aéronautique. SABERTM possède son propre langage, le MAST, mais ne permet pas l'écriture matricielle. Nous avons donc utilisé le logiciel MATLABTM pour générer automatiquement les équations du modèle sous une forme adaptée à leur résolution avec SABERTM.

b) Détermination des paramètres du modèle

La seconde étape consiste à déterminer les paramètres du modèle grâce à l'utilisation du logiciel MAPSud (*Modélisation des machines à Aimants Permanents en vue de la Surveillance et du Diagnostic*). Ce logiciel en langage C, développé au sein du laboratoire

LAPLACE, utilise la topologie du bobinage et la géométrie de la machine pour calculer les différents paramètres présents dans les équations du modèle. Certains paramètres (résistance statorique R_S , inductances magnétisantes L_M , inductances de fuite L_f , inductances mutuelles stator/stator M , courant fictif parcourant les aimants I_f), sont constants et sont fixés au début de chaque simulation. D'autres paramètres (inductances mutuelles stator/rotor et leurs dérivées) dépendent de la position du rotor et sont stockés dans des tables afin d'être lus à chaque pas d'exécution du solveur.

Le schéma de principe, résumant l'utilisation du modèle CEMC, est donné sur la Figure 2-1.

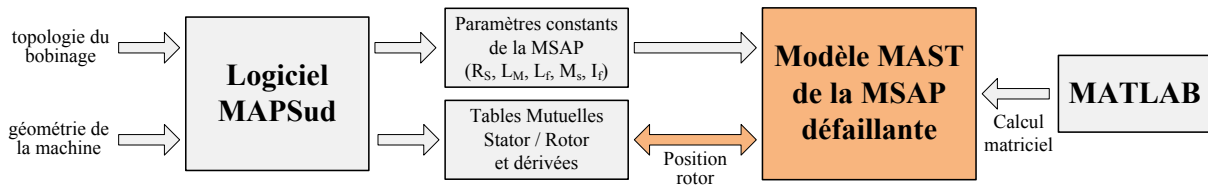


Figure 2-1 : Schéma du principe de l'approche CEMC

2.2.1 Principe de la méthode CEMC

2.2.1.1 Modélisation des aimants permanents

Deux modèles mathématiques peuvent être utilisés pour représenter les aimants [Bri90] :

- **Le modèle polaire** utilisant la loi de Coulomb pour le calcul du potentiel scalaire U , dérivant du champ d'excitation \vec{H} . La distribution d'aimantation \vec{M} est alors remplacée par une distribution de pôles magnétiques fictifs.
- **Le modèle ampérien** utilisant la loi de Biot et Savart pour le calcul du potentiel vecteur \vec{A} , dérivant du champ d'induction \vec{B} . La distribution d'aimantation \vec{M} est alors remplacée par une distribution de courants fictifs, aussi appelés courants ampériens.

L'objectif étant de modéliser la machine avec des circuits électriques magnétiquement couplés, le modèle ampérien a donc été privilégié. La distribution de courants fictifs, utilisée pour modéliser un aimant d'aimantation \vec{M} , est caractérisée par :

- Une densité de courant surfacique $\vec{\sigma}$ définie par :

$$\vec{\sigma} = \vec{M} \wedge \vec{ds} \quad (2-1)$$

- Une densité de courant volumique $\vec{\rho}$ définie par :

$$\vec{\rho} = \text{rot}(\vec{M}) \quad (2-2)$$

Considérons le cas d'un aimant de forme cylindrique, caractérisé par une aimantation constante \vec{M} , orientée selon l'axe Z (Figure 2-2). Grâce aux équations (2-1) et (2-2) du modèle ampérien, nous pouvons déduire qu'il existe une densité de courant fictif surfacique alors que la densité de courant volumique est nulle en raison de l'aimantation constante. Ainsi, l'aimant peut être remplacé par une bobine parcourue par un courant fictif, dont l'intensité dépend de l'aimantation et de la hauteur h de l'aimant :

$$I_f = h \cdot \vec{M} \cdot \vec{u}_Z \quad (2-3)$$

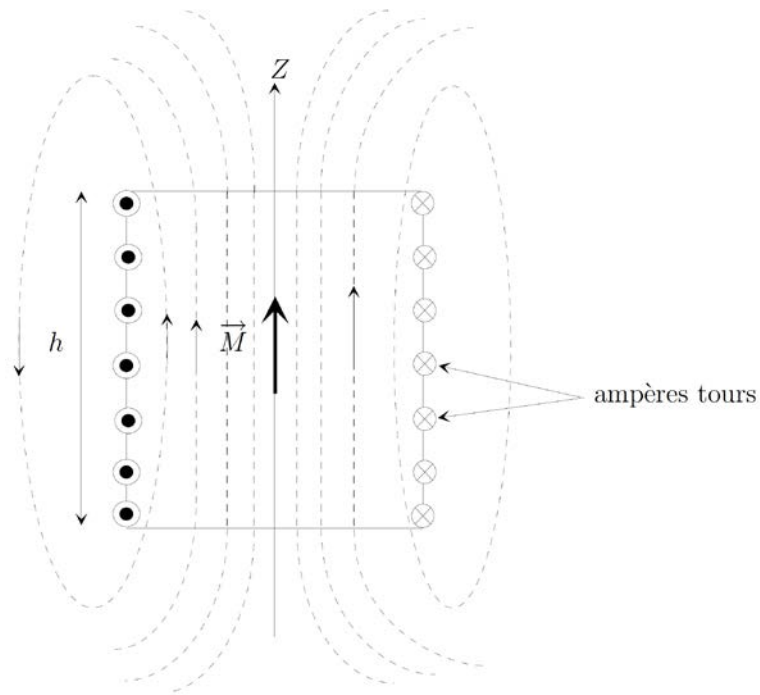


Figure 2-2 : Illustration du modèle ampérien sur un aimant cylindrique [Abd05]

2.2.1.2 Modélisation par CEMC

Considérons un système formé par n circuits électriques magnétiquement couplés, parcourus par des courants i_{Si} représentant le bobinage statorique et m circuits fictifs, parcourus par des courants i_{fk} représentant les aimants situés au rotor. En supposant les circuits électriques indéformables et fixes les uns par rapport aux autres et un milieu de perméabilité constante, le principe de superposition peut être appliqué. Ainsi, le flux magnétique Φ_{Si} à travers un circuit électrique i est composé de trois termes (2-4) : le flux propre du circuit i noté Φ_{SiSi} , les flux mutuels entre le circuit i et les $n-1$ autres circuits électriques notés Φ_{SiSj} et les flux mutuels entre le circuit i et les m circuits fictifs notés Φ_{Sifk} .

$$\Phi_{Si} = \Phi_{SiSi} + \sum_{\substack{j=1 \\ (i \neq j)}}^n \Phi_{SiSj} + \sum_{k=1}^m \Phi_{Sifk} \quad (2-4)$$

De plus, le flux propre Φ_{SiSi} se décompose habituellement en deux termes (2-5) : un flux magnétisant Φ_{mSiSi} représentant le flux traversant le circuit i , mais également les autres circuits électriques et un flux de fuite Φ_{fSiSi} , représentant le flux traversant le circuit i mais ne traversant pas les autres circuits électriques.

$$\Phi_{SiSi} = \Phi_{mSiSi} + \Phi_{fSiSi} \quad (2-5)$$

Les expressions des flux magnétiques permettent de définir les différentes inductances du système comme étant le rapport entre le flux et les courants. Ainsi, les inductances suivantes sont utilisées pour la formalisation du modèle CEMC :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{mSiSi} = \frac{\Phi_{mSiSi}}{i_{Si}} : \text{Inductance magnétisante} \\ L_{fSiSi} = \frac{\Phi_{fSiSi}}{i_{Si}} : \text{Inductance de fuite} \\ L_{SiSi} = L_{mSiSi} + L_{fSiSi} = \frac{\Phi_{SiSi}}{i_{Si}} : \text{Inductance propre} \\ M_{SiSj} = \frac{\Phi_{SiSj}}{i_{Sj}} : \text{Inductance mutuelle stator/stator} \\ M_{SiIk} = \frac{\Phi_{SiIk}}{i_{Ik}} : \text{Inductance mutuelle stator/rotor} \end{array} \right. \quad (2-6)$$

Les inductances mutuelles M_{SiSj} caractérisant l'effet du circuit j sur le circuit i et M_{SjSi} caractérisant l'effet du circuit i sur le circuit j , sont considérées comme égales. Ainsi, en utilisant les termes d'inductance, le flux magnétique circulant à travers le circuit i s'exprime :

$$\Phi_{Si} = L_{SiSi} \cdot i_{Si} + \sum_{\substack{j=1 \\ (i \neq j)}}^n M_{SiSj} \cdot i_{Sj} + \sum_{k=1}^m M_{SiIk} \cdot i_{Ik} \quad (2-7)$$

Sous forme matricielle, l'équation (2-7) devient :

$$[\Phi_S] = [L_S] \cdot [I_S] + [M_f] \cdot [I_f] \quad (2-8)$$

- avec :
- $[\Phi_S]$: vecteur des flux magnétiques de dimension $(n,1)$
 - $[I_S]$: vecteur des courants statoriques de dimension $(n,1)$
 - $[I_f]$: vecteur des courants fictifs de dimension $(m,1)$
 - $[L_S]$: matrice des inductances propres (éléments diagonaux) et des inductances mutuelles des bobinages statoriques de dimension (n,n)
 - $[M_f]$: matrice des inductances mutuelles stator/rotor de dimension (n,m)

2.2.2 Application de la méthode CEMC à la machine défaillante utilisée

2.2.2.1 Caractéristiques de la MSAP étudiée

La MSAP utilisée pour les tests expérimentaux est une machine de 3,6kW du constructeur RAGONOT, qui possède deux paires de pôles. Les caractéristiques de la MSAP sont détaillées dans le Tableau 2-1.

Le bobinage statorique utilisé est un bobinage distribué à pas raccourci 7/9. Les principales caractéristiques du bobinage sont les suivantes :

- Nombre d'encoches par pôle : $N_{enc/pôle} = 9$ (correspond au pas diamétral)
- Nombre d'encoches par pôle et phase : $N_{enc/pôle/ph} = 3$
- Nombre de spires par bobine : $N_{sp/bob} = 6$
- Pas raccourci 7/9 : pas de 7 encoches entre un conducteur aller et retour

Ainsi, le nombre de spires par phase est bien égal à 72 ($N_{sp/ph} = N_{sp/bob} \times N_{enc/pôle/ph} \times 2p$)

Caractéristiques	Valeurs	Symboles
Puissance nominale	3,6 kW	P_{nom}
Vitesse nominale	2000 tr/min	Ω_{nom}
Fréquence électrique nominale	66,7 Hz	f_{nom}
Force électromotrice à 2000 tr/min	73 V	f_{em}
Courant nominal	15,1 A	I_{nom}
Couple nominal	17,5 N.m	Γ_{nom}
Résistance statorique à 20°C	0,295 Ω	R_S
Inductance statorique	3,5 mH	L_S
Nombre de paires de pôles	2	p
Nombre d'encoches statoriques	36	N_{enc}
Nombre de spires par phase	72	$N_{sp/ph}$

Tableau 2-1 : Caractéristiques de la MSAP

La structure globale du bobinage statorique de la MSAP à pas raccourci 7/9 est détaillée sur la Figure 2-3, où chaque flèche représente les 6 spires d'une bobine. Les trois phases sont connectées en étoile au niveau du point de neutre N.

Afin de générer des courts-circuits inter-spires, la phase A possède 4 points de sortie supplémentaires (C1, C2, C3, C4 sur la Figure 2-3) situés sur les deux dernières bobines de la phase près du point de neutre. Chaque point de connexion correspond à une demi-bobine (3 spires). Ainsi, il est possible de court-circuiter 3, 6, 9 ou 12 spires correspondant respectivement à 4%, 8%, 12% ou 16% des 72 spires de la phase A.

Enfin, la machine étudiée possédant 2 paires de pôles, les aimants permanents sont modélisés par 4 bobines, chacune parcourue par un courant fictif $I_f = 2435A$. Ce courant fictif a été ajusté à partir d'essais à vide réalisés sur la machine.

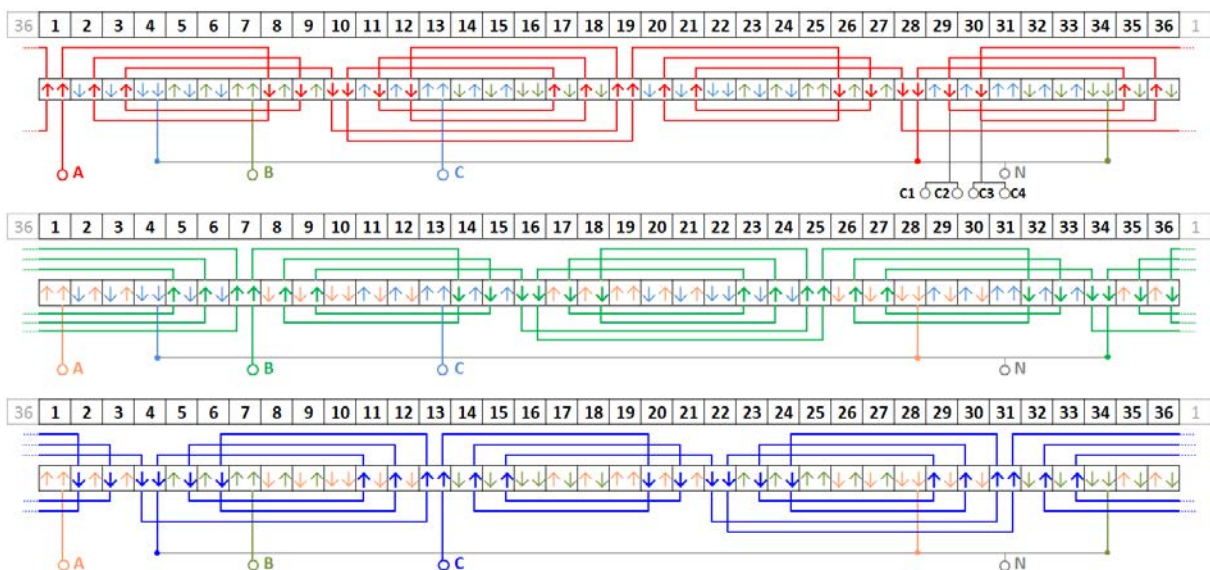


Figure 2-3 : Structure du bobinage statorique de la MSAP 3,6 kW

2.2.2.2 Mise en œuvre de la méthode CEMC

La MSAP comporte 2 paires de pôles (donc 4 courants fictifs) et 3 phases statoriques composées chacune de 72 spires (Tableau 2-1). L'ajout, près du point de neutre, de quatre points de sortie supplémentaires sur la phase A augmente l'ordre du système lors de la mise en équation du modèle de la MSAP par la méthode CEMC. Ainsi, la phase A est constituée de 5 branches : une branche (a) de 60 spires et 4 branches (d), (e), (f), (g) de 3 spires chacune. Les phases B et C sont toujours constituées de 72 spires. De plus, une branche de court-circuit composée de la résistance de court-circuit R_{cc} est ajoutée au système.

Finalement, avec l'application de la loi d'Ohm au niveau des phases statoriques, les équations électriques du modèle peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S] \cdot [I_S] + \frac{d[\Phi_S]}{dt} \\ [\Phi_S] = [L_S] \cdot [I_S] + [M_f] \cdot [I_f] \end{cases} \quad (2-9)$$

Avec :

- Vecteur des tensions statoriques $[V_S]$:

$$[V_S] = [V_{SaSd} \quad V_{SbN} \quad V_{ScN} \quad V_{SdSe} \quad V_{SeSf} \quad V_{SfSg} \quad V_{SgN} \quad V_{cc}]^T \quad (2-10)$$

- Vecteur des courants de branche $[I_S]$:

$$[I_S] = [I_{Sa} \quad I_{Sb} \quad I_{Sc} \quad I_{Sd} \quad I_{Se} \quad I_{Sf} \quad I_{Sg} \quad I_{cc}]^T \quad (2-11)$$

- Vecteur des flux magnétiques $[\Phi_S]$:

$$[\Phi_S] = [\Phi_{Sa} \quad \Phi_{Sb} \quad \Phi_{Sc} \quad \Phi_{Sd} \quad \Phi_{Se} \quad \Phi_{Sf} \quad \Phi_{Sg} \quad \Phi_{cc}]^T \quad (2-12)$$

- Vecteur des courants fictifs $[I_f]$:

$$[I_f] = [I_{f1} \quad I_{f2} \quad I_{f3} \quad I_{f4}]^T \quad (2-13)$$

- Matrice des résistances statoriques $[R_S]$:

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_{Sa} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{Sb} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{Sc} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{Sd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{Se} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{Sf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{Sg} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{cc} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

- o Matrice des inductances statoriques $[L_S]$:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_{SaSa} & M_{SaSb} & M_{SaSc} & M_{SaSd} & M_{SaSe} & M_{SaSf} & M_{SaSg} & 0 \\ M_{SaSb} & L_{SbSb} & M_{SbSc} & M_{SbSd} & M_{SbSe} & M_{SbSf} & M_{SbSg} & 0 \\ M_{SaSc} & M_{SbSc} & L_{ScSc} & M_{ScSd} & M_{ScSe} & M_{ScSf} & M_{ScSg} & 0 \\ M_{SaSd} & M_{SbSd} & M_{ScSd} & L_{SdSd} & M_{SdSe} & M_{SdSf} & M_{SdSg} & 0 \\ M_{SaSe} & M_{SbSe} & M_{ScSe} & M_{SdSe} & L_{SeSe} & M_{SeSf} & M_{SeSg} & 0 \\ M_{SaSf} & M_{SbSf} & M_{ScSf} & M_{SdSf} & M_{SeSf} & L_{SfSf} & M_{SfSg} & 0 \\ M_{SaSg} & M_{SbSg} & M_{ScSg} & M_{SdSg} & M_{SeSg} & M_{SfSg} & L_{SgSg} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

- o Matrice des mutuelles stator/rotor $[M_f(\theta)]$ dépendant de la position du rotor θ :

$$[M_f(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{Saf1}(\theta) & M_{Saf2}(\theta) & M_{Saf3}(\theta) & M_{Saf4}(\theta) \\ M_{Sbf1}(\theta) & M_{Sbf2}(\theta) & M_{Sbf3}(\theta) & M_{Sbf4}(\theta) \\ M_{Scf1}(\theta) & M_{Scf2}(\theta) & M_{Scf3}(\theta) & M_{Scf4}(\theta) \\ M_{Sdf1}(\theta) & M_{Sdf2}(\theta) & M_{Sdf3}(\theta) & M_{Sdf4}(\theta) \\ M_{Sef1}(\theta) & M_{Sef2}(\theta) & M_{Sef3}(\theta) & M_{Sef4}(\theta) \\ M_{Sff1}(\theta) & M_{Sff2}(\theta) & M_{Sff3}(\theta) & M_{Sff4}(\theta) \\ M_{Sgf1}(\theta) & M_{Sgf2}(\theta) & M_{Sgf3}(\theta) & M_{Sgf4}(\theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

Ainsi, la mise en équation du modèle fait appel à la représentation d'un système d'état. Pour cela, la méthode des départements [Dev02] [Wil85] a été utilisée. Cette méthode consiste à manipuler les boucles et les branches du modèle ce qui permet de réduire l'ordre global du système d'équations.

La Figure 2-4 représente le modèle de la MSAP utilisé pour sa mise en équation avec 12% des spires en court-circuit. Dans cet exemple, le modèle est constitué de quatre boucles de courants J_{S1} , J_{S2} , J_{Scc} et J_{SN} , qui ont été orientées arbitrairement. J_{SN} correspond à la boucle du courant du neutre. Ainsi, le vecteur regroupant les courants des boucles statoriques $[J_S]$ est défini par :

$$[J_S] = [J_{S1} \quad J_{S2} \quad J_{Scc} \quad J_{SN}]^T \quad (2-17)$$

Ce vecteur est relié aux vecteurs des courants de branches $[I_S]$ par l'intermédiaire d'une matrice de connexion $[D_S]$. Pour 12% de spires en court-circuit, cette matrice s'exprime :

$$[I_S] = [D_S] \cdot [J_S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{S1} \\ J_{S2} \\ J_{Scc} \\ J_{SN} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

La troisième colonne de la matrice $[D_S]$ représente la boucle de court-circuit J_{Scc} . Dans l'équation (2-18) avec 12% de spires en court-circuit, elle indique le passage de la boucle de court-circuit dans les branches (e), (f) et (g) de la phase A. Cette colonne varie selon le point de connexion utilisé pour générer le court-circuit inter-spires (Annexe A).

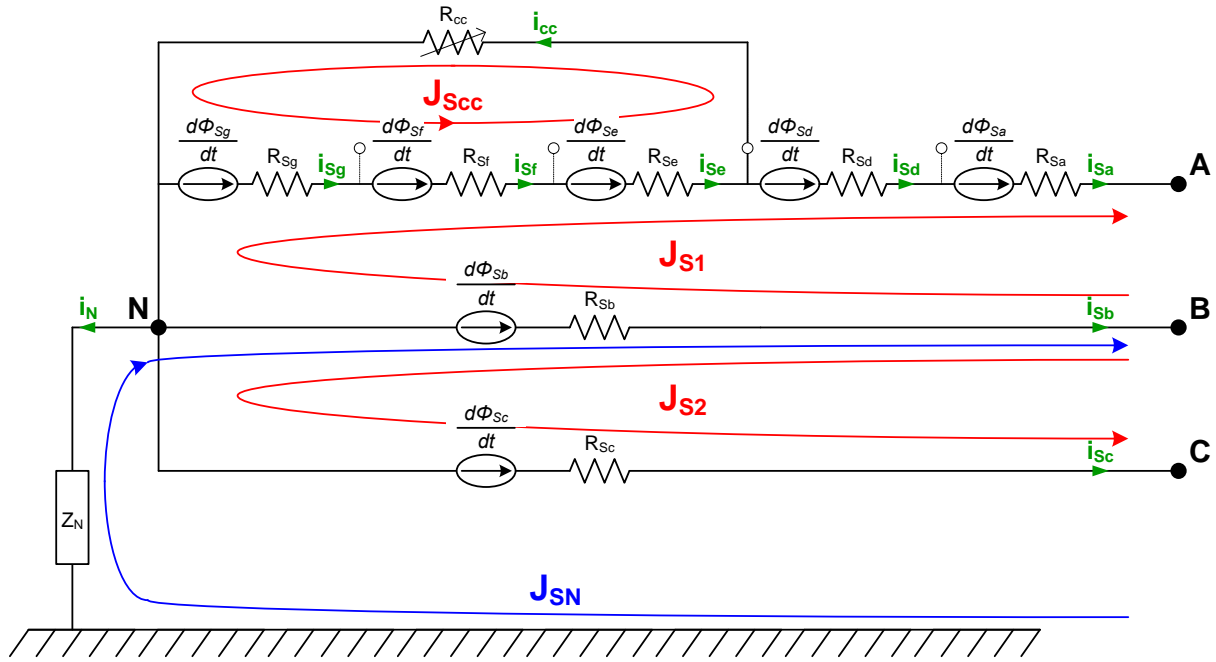


Figure 2-4 : Modèle de la MSAP utilisé pour l'approche CEMC, avec 12% des spires en court-circuit

En introduisant la matrice $[D_S]$ dans l'équation (2-9), le système d'équations peut s'exprimer :

$$[V_S] = [R_S] \cdot [D_S] \cdot [J_S] + \frac{d}{dt} ([L_S] \cdot [D_S] \cdot [J_S] + [M_f] \cdot [I_f]) \quad (2-19)$$

De plus, les tensions dans les différentes boucles peuvent s'exprimer via la matrice $[D_S]$:

$$[V] = [D_S]^T \cdot [V_S] = \begin{bmatrix} V_A - V_B \\ V_C - V_B \\ V_E - V_N + V_{cc} \\ V_B - V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A - V_B \\ V_C - V_B \\ 0 \\ V_B - V_N \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Finalement, à partir des différentes matrices précédemment définies, le système d'équations revient à :

$$[V] = \underbrace{[D_S]^T \cdot [R_S] \cdot [D_S]}_{[R]} \cdot [J_S] + \underbrace{[D_S]^T \cdot [L_S] \cdot [D_S]}_{[L]} \cdot \frac{d}{dt} [J_S] + \frac{d}{dt} \underbrace{([D_S]^T \cdot [M_f])}_{[M]} \cdot [I_f] \quad (2-21)$$

Afin d'obtenir le système d'équations final sous sa forme développée (SABERTM ne permet pas l'écriture matricielle), un script MATLABTM a été utilisé. En se basant sur l'équation (2-21), ce script permet de générer automatiquement les équations à implanter dans le fichier MAST-SABERTM en déterminant les matrices M_1 , M_2 et M_3 de (2-22) sous leur forme développée.

$$[V] = [R] \cdot [J_S] + \frac{d}{dt} ([L] \cdot [J_S] + [M] \cdot [I_f]) \rightarrow [M_3] = [M_1] + \frac{d}{dt} [M_2] \quad (2-22)$$

2.2.2.3 Détermination des paramètres internes de la MSAP

Après avoir formalisé le modèle CEMC de la MSAP, les paramètres internes de la machine (inductances, résistances, courants fictifs), constituant les diverses matrices de l'équation (2-22), doivent être déterminés avec le plus de précision possible afin de traduire au mieux les

phénomènes physiques réels rencontrés avec ou sans défaillance. Ainsi, parmi les hypothèses non restrictives, la topologie réelle du bobinage statorique et la géométrie de la machine sont respectées afin d'inclure, dans le modèle, un maximum d'harmoniques d'espace et de temps. Cependant, des hypothèses simplificatrices (comme la perméabilité infinie du fer) sont nécessaires pour la construction de ce modèle. Ainsi, la saturation magnétique et le cycle d'hystérésis du matériau ne sont pas pris en compte.

Les différents paramètres restant à déterminer sont :

- Inductances propres du bobinage statorique (comprenant les inductances magnétisantes et les inductances de fuite)
- Inductances mutuelles entre les bobinages statoriques
- Inductances mutuelles stator / rotor
- Résistances des bobinages statoriques

Les inductances magnétisantes et les inductances mutuelles sont calculées via le logiciel MAPsuD développé au sein du laboratoire LAPLACE [Abd05]. Ce logiciel permet, à partir d'une description topologique et géométrique de la machine, de déterminer la valeur des différentes inductances magnétisantes et mutuelles en fonction de la position du rotor.

Le calcul semi-analytique de ce logiciel utilise les expressions suivantes :

- Inductance magnétisante par unité de longueur d'une bobine i_{x-y} :

$$L_{m_{i_{x-y}i_{x-y}}}^{/m\grave{e}tre}(\theta) = \mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi) \cdot d\varphi \quad (2-23)$$

- Inductance mutuelle par unité de longueur liant deux bobines i_{x-y} et $i'_{x'-y'}$:

$$M_{i_{x-y}i'_{x'-y'}}^{/m\grave{e}tre}(\theta) = \mu_0 \cdot r_{moy} \cdot \int_0^{2\pi} n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta) \cdot N_{i'_{x'-y'}}(\varphi, \theta) \cdot e^{-1}(\varphi) \cdot d\varphi \quad (2-24)$$

Avec r_{moy} correspondant au rayon moyen de l'entrefer, θ correspondant à la position du rotor et les indices x et y représentant respectivement les encoches occupées par l'aller et le retour de la bobine considérée.

Les équations (2-23) et (2-24) font intervenir trois fonctions :

- **La fonction d'entrefer $e(\varphi)$** qui correspond à la longueur des lignes de champ dans l'entrefer. L'ouverture des encoches statoriques étant prise en compte, elle n'est pas tout à fait égale à la largeur nominale de l'entrefer et dépend de la position du rotor θ .
- **La fonction de tours $n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)$** qui représente la répartition des conducteurs le long de l'alésage statorique entre les sections aller et retour de la bobine considérée. Cette fonction est utilisée pour les bobines statoriques et les bobines fictives rotoriques. Les ouvertures d'encoche sont également prises en compte dans ce calcul.
- **La fonction de bobinage $N_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)$** qui représente la force magnétomotrice produite dans l'entrefer par une bobine parcourue par un courant unitaire. Cette fonction dépend de $e(\varphi)$ et de $n_{i_{x-y}}(\varphi, \theta)$.

Afin d'obtenir les valeurs des inductances de la bobine considérée, il suffit de multiplier les expressions (2-23) et (2-24) par la longueur active de la machine dans le cas où la géométrie de la machine est uniforme selon son axe de rotation. Tous les détails concernant l'approche analytique en rapport avec ce principe de modélisation est disponible dans [Abd05].

La machine étudiée étant à pôles lisses, les inductances magnétisantes et les inductances mutuelles statoriques sont constantes par rapport à la position du rotor. De plus, les

inductances propres sont composées des inductances magnétisantes et des inductances de fuite. Ces dernières, calculées par des approximations analytiques (Annexe B), comprennent les fuites au niveau des encoches et des têtes de bobine.

Finalement, les valeurs des inductances renvoyées par le logiciel MAPSud sont :

○ **Inductances propres du modèle CEMC de la MSAP 3,6 kW**

$$\begin{cases} L_{SaSa} = 1,883 \text{ mH} \\ L_{SbSb} = L_{ScSc} = 2,462 \text{ mH} \\ L_{SdSd} = L_{SeSe} = L_{SfSf} = L_{SgSg} = 19,23 \text{ } \mu\text{H} \end{cases} \quad (2-25)$$

○ **Inductances mutuelles statoriques du modèle CEMC de la MSAP 3,6 kW**

$$\begin{cases} M_{SaSb} = -0,8186 \text{ mH} \\ M_{SaSc} = -0,9297 \text{ mH} \\ M_{SbSc} = -1,051 \text{ mH} \\ M_{SbSd} = M_{SbSe} = M_{ScSd} = M_{ScSe} = -45,47 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{SbSf} = M_{SbSg} = -70,73 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{ScSf} = M_{ScSg} = -15,17 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{SaSd} = M_{SaSe} = 44,07 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{SaSf} = M_{SaSg} = 39,03 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{SdSe} = M_{SfSg} = 16,73 \text{ } \mu\text{H} \\ M_{SdSf} = M_{SdSg} = M_{SeSf} = M_{SeSg} = 14,21 \text{ } \mu\text{H} \end{cases} \quad (2-26)$$

Pour une machine saine, les équations montrent que l'inductance propre par phase serait égale à 2,462mH et l'inductance mutuelle statorique serait égale à -1,051mH. La valeur de l'inductance cyclique est donc égale à 3,513mH, ce qui est conforme à la valeur indiquée dans le Tableau 2-1 présentant les caractéristiques de la MSAP.

Les inductances mutuelles entre le stator et le rotor de la machine sont, quant à elles, dépendantes de la position du rotor. A titre d'exemple, les allures des inductances mutuelles (ainsi que leurs dérivées) entre les bobines du stator et la bobine fictive f_1 du rotor sont représentées Figure 2-5.

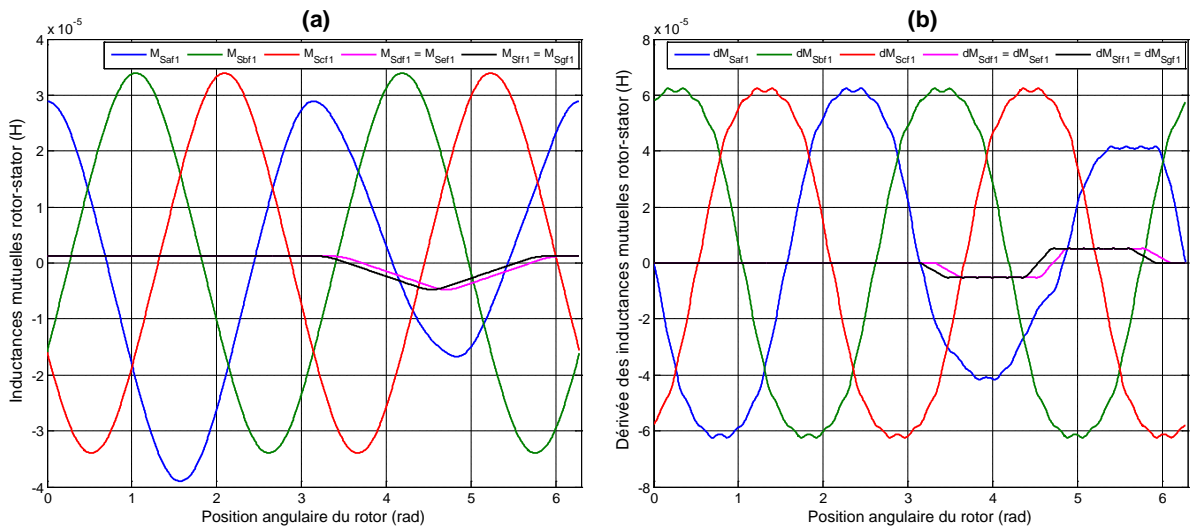


Figure 2-5 : Inductances Mutuelles (a) et leurs dérivées (b) entre les bobines statoriques et une bobine fictive rotorique

Nous pouvons constater que les mutuelles des branches d et e, ainsi que les branches f et g, sont logiquement identiques car elles sont situées respectivement sur les mêmes bobines. De plus, la phase A est constituée de 5 branches (a, d, e, f et g), ce qui explique pourquoi les amplitudes des mutuelles de la branche a ne sont pas les mêmes que celles des branches b et c. Enfin, la présence des harmoniques d'espace, due à la prise en compte de l'ouverture des encoches statoriques, est remarquable sur les dérivées des inductances mutuelles. Les valeurs des inductances mutuelles stator/rotor et les dérivées sont tabulées en fonction de la position du rotor afin de pouvoir être lues lors de la simulation du modèle CEMC de la MSAP sous SABERTM.

Les valeurs des résistances statoriques utilisées dans le modèle CEMC sont issues des données du constructeur (Tableau 2-1). Dans le cas de la phase A, les valeurs des résistances des différentes branches sont considérées comme étant proportionnelles au nombre de spires. Ainsi, pour le modèle de la MSAP 3,6kW, les différentes valeurs de résistance statorique utilisées sont :

$$\begin{cases} R_{SaSa} = 245,8 \text{ m}\Omega \\ R_{Sb} = R_{Sc} = 295 \text{ m}\Omega \\ R_{Sd} = R_{Se} = R_{Sf} = R_{Sg} = 12,3 \text{ m}\Omega \end{cases} \quad (2-27)$$

Les valeurs de ces résistances ont, par ailleurs, été validées par des tests expérimentaux.

2.3 Description du système expérimental

Durant ces travaux de thèse, la MSAP étudiée expérimentalement est une machine de 3,6 kW, couplée mécaniquement à une machine à courant continu (MCC) afin d'être utilisée en fonctionnement générateur. Même si cette machine n'est pas très représentative en termes de puissance (3,6kW) par rapport à celle mise en jeu dans la problématique aéronautique (de 45kVA à 120kVA), elle présente l'avantage de pouvoir fonctionner sur une plage de fréquence variable et de réaliser des courts-circuits inter-spaires. C'est pourquoi cette machine a été utilisée afin de valider expérimentalement les indicateurs de détection.

Le banc d'essai expérimental utilisé est schématisé sur la Figure 2-6. En plus de l'ensemble MSAP-MCC, ce banc de test comprend :

- **Un dispositif de commutation** (commutateur + résistance de défaut R_{cc}) utilisé pour générer les courts-circuits inter-spaires.
- **Diverses charges électriques** (résistives, inductives, harmoniques) utilisées pour faire varier le point de fonctionnement de la MSAP.
- **Une alimentation continue** alimentant la MCC utilisée pour faire varier la vitesse d'entraînement de la MSAP.
- **Divers capteurs** utilisés pour la mesure des signaux électriques (tensions, courants) et de la position de la MSAP (via un résolveur et un démodulateur numérique).
- **Un système numérique** composé d'une carte DSP, d'une carte FPGA et d'une carte de conversion analogique/numérique utilisées pour la gestion des données mesurées et l'exécution des algorithmes de détection.

Les différents éléments constituant ce banc de test sont détaillés ci-après.

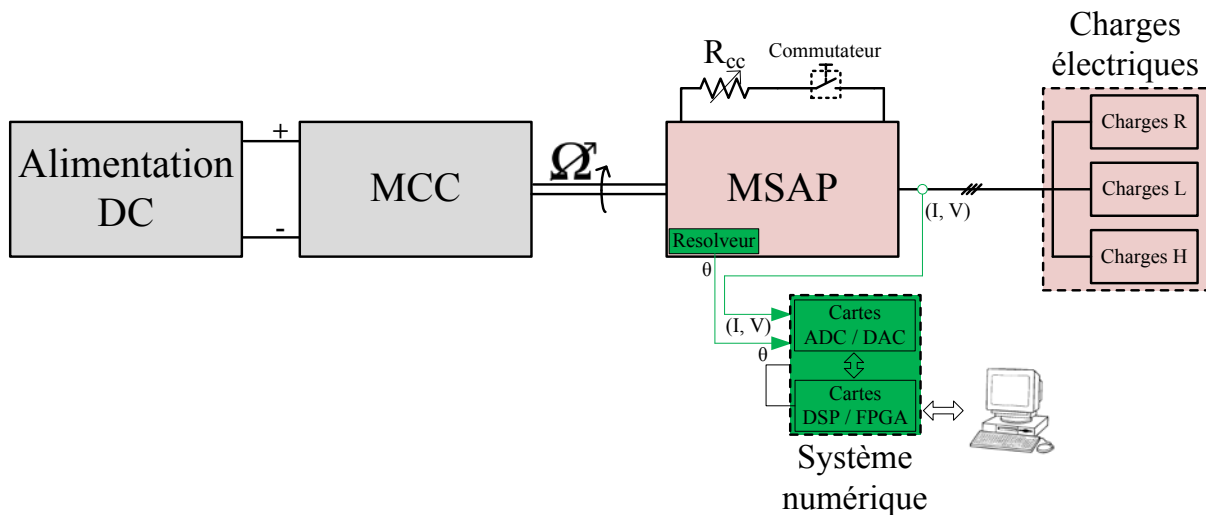


Figure 2-6 : Constitution du banc expérimental

2.3.1 Ensemble MSAP - MCC

La MSAP utilisée pour les tests expérimentaux est une machine de 3,6kW, dont les caractéristiques ont été détaillées dans §2.2.2.1. Afin d'être utilisée en tant que générateur, la MSAP est entraînée mécaniquement par une MCC (Figure 2-7).

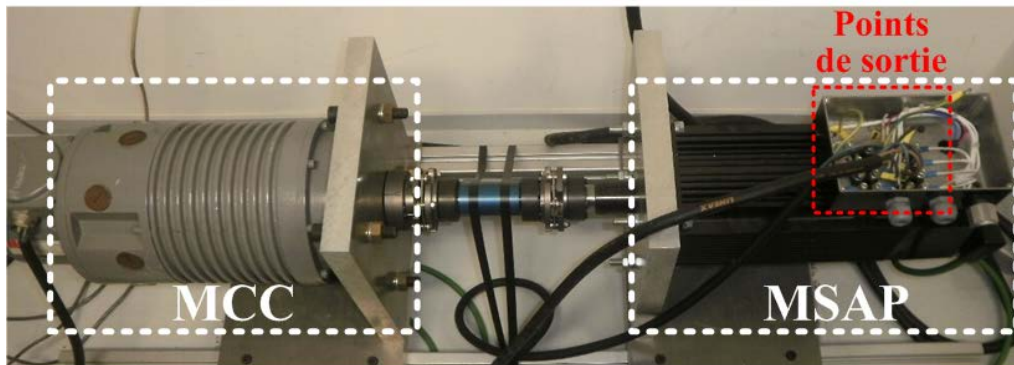


Figure 2-7 : Photo de la MSAP entraînée par la MCC

De plus, un dispositif de commutation composé d'un rhéostat et d'un commutateur 50A (Figure 2-8) est utilisé afin d'ordonner l'apparition d'un court-circuit inter-spores, éviter les surtensions lors de l'ouverture de la boucle de court-circuit (essentiellement inductive en raison du bobinage de la machine) et limiter le courant de court-circuit dans la boucle qui pourrait prendre des valeurs trop importantes par rapport à la tenue en courant du bobinage statorique. Ainsi, le courant de court-circuit sera limité à $25A_{RMS}$ lors des tests expérimentaux.

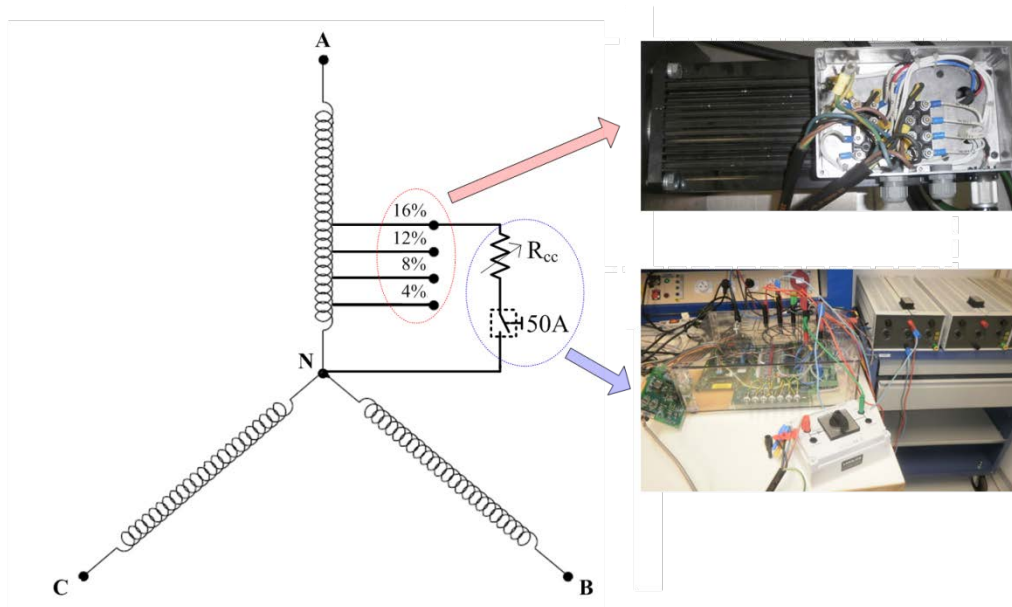


Figure 2-8 : Principe de génération des courts-circuits inter-spores

2.3.2 Charges électriques

Plusieurs charges électriques sont connectées à la sortie du bobinage statorique de la MSAP pour faire varier son point de fonctionnement (Figure 2-9). Les charges utilisées sont :

- **Un banc résistif triphasé équilibré (8kW)** avec une résistance minimum par phase de $18,15\Omega$, réglable par niveau de puissance de 5%. Ce banc est notamment utilisé pour faire varier le niveau de charge demandé à la MSAP.
- **Un banc résistif triphasé déséquilibré (4kW)** avec une résistance minimum par phase de $36,3\Omega$, réglable par niveau de puissance de 5% sur chacune des trois phases. Ce banc est utilisé pour instaurer un déséquilibre de charge au niveau du réseau triphasé.

- **Un banc inductif triphasé équilibré (6kVAR)** avec une valeur d'inductance réglable en ajustant la longueur du noyau magnétique ($L_{\min/\text{ph}} = 77 \text{ mH}$, $L_{\max/\text{ph}} = 330 \text{ mH}$ et $R_{\text{ph}} = 1,1\Omega$). Ce banc est utilisé pour faire varier le facteur de puissance des charges électriques.
- **Un redresseur triphasé à diodes (Semikron SKD 51)** dont la sortie est connectée à un filtre capacitif (1,1 mF) et à un rhéostat R_{dc} ($33\Omega / 7,6\text{A}$), afin de faire varier la charge DC. Ce redresseur est utilisé pour réaliser des tests sur charge harmonique.

Selon le point de fonctionnement demandé, les bancs de charge triphasés seront connectés soit en étoile, soit en triangle. En effet, une connexion en triangle permet de diviser par 3 l'impédance équivalente étoile, ce qui permet d'atteindre une plage de point de fonctionnement plus importante.

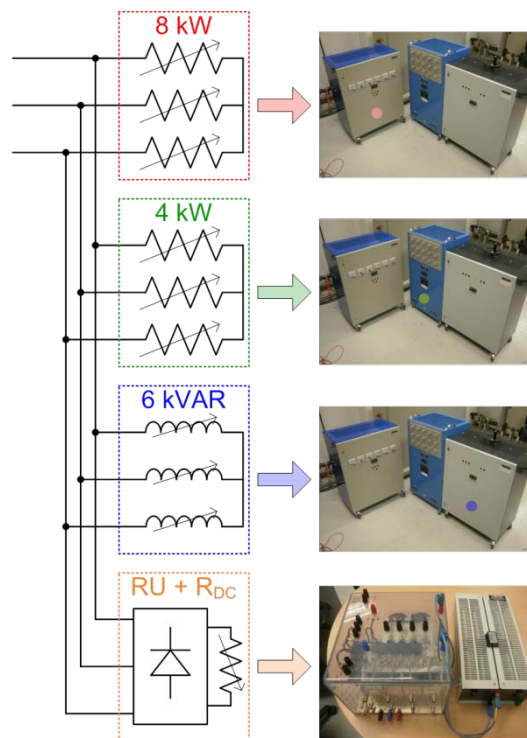


Figure 2-9 : Représentation des différentes charges connectées à la MSAP

2.3.3 Systèmes analogiques / numériques

Le système numérique est constitué d'un DSP (Texas Instrument TMS320C6713), associé à une carte d'interface permettant de gérer les mesures de tension et de courant provenant du système au moyen de convertisseurs Analogique/Numérique 10 bits. La position mécanique du rotor est quant à elle codée sur 12 bits (4096 points) et est notamment utilisée pour le calcul de la vitesse. De plus, les forces électromotrices ont été tabulées et sont disponibles en fonction de la position mécanique grâce à une mesure des tensions phase-neutre à vide.

Les algorithmes de détection sont implantés en langage C sur le DSP via le logiciel Code Composer Studio. Afin de sauvegarder les indicateurs et/ou les points de mesure, une fonction de sauvegarde spécifique a été implantée. Elle met en œuvre un canal de transmission temps-réel (système de double buffer) qui permet de sauvegarder les données issues des capteurs ou des calculs internes du DSP et de les transmettre vers une machine hôte.

Enfin, la fréquence d'échantillonnage a été fixée à 5 kHz durant les essais expérimentaux.

2.4 Gestion des simulations

Les paramètres du modèle ayant été déterminés hors-ligne, le modèle CEMC de la MSAP peut maintenant être implanté dans l'environnement de simulation SABER™ (Figure 2-10). Ce modèle est connecté aux différentes charges disponibles comme sur le banc expérimental. Les paramètres d'entrée sont la fréquence électrique f_s , la résistance de court-circuit R_{cc} permettant de générer le défaut et le nom du modèle qui détermine le nombre de spires en court-circuit (par exemple modele_ms_mast_8cc pour 8% des spires en court-circuit). Le pas maximum du simulateur est fixé à $200\mu s$ afin de rester cohérent avec la fréquence d'échantillonnage de 5 kHz lors des tests expérimentaux.

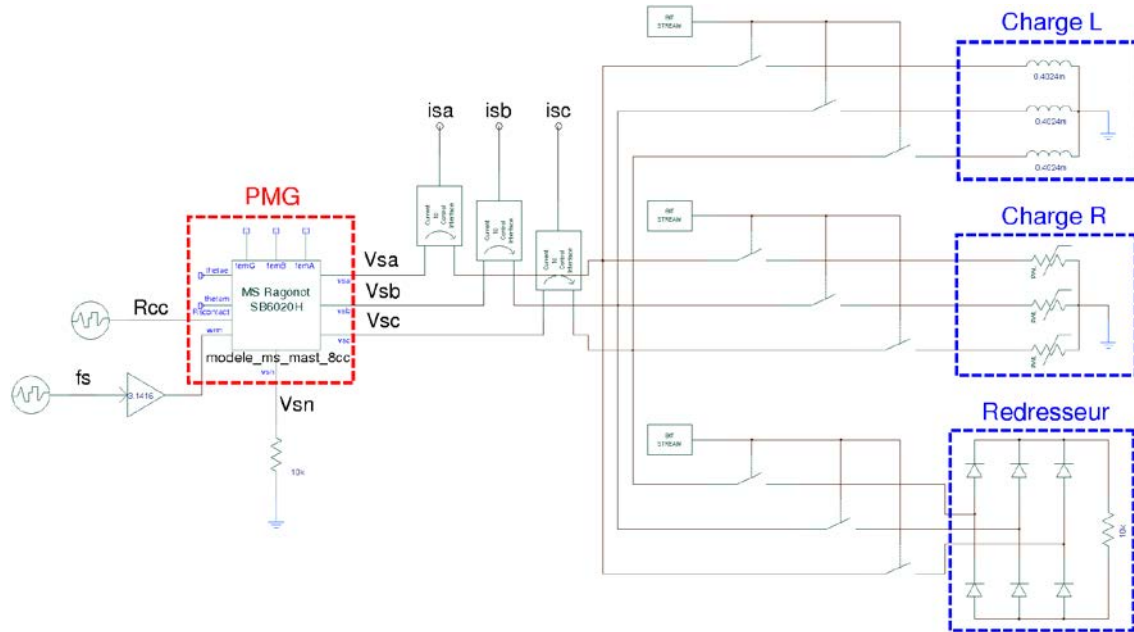


Figure 2-10 : Banc de test utilisé pour la simulation du PMG

A la fin d'une simulation, les signaux utiles, issus de SABER™, sont sauvegardés afin d'être post-traités sous MATLAB™. Le solveur utilisé sous SABER™ fonctionnant à pas variable, la première étape du post-traitement consiste à remettre les signaux à pas fixe via une fonction d'interpolation. Ces signaux sont ensuite utilisés comme données d'entrées pour les algorithmes de détection. Finalement, ces algorithmes renvoient les informations nécessaires à la construction d'un indicateur de défaut. La démarche utilisée en simulation pour tester les différents indicateurs est résumée sur la Figure 2-11 où une analogie avec le banc de test expérimental est également proposée.

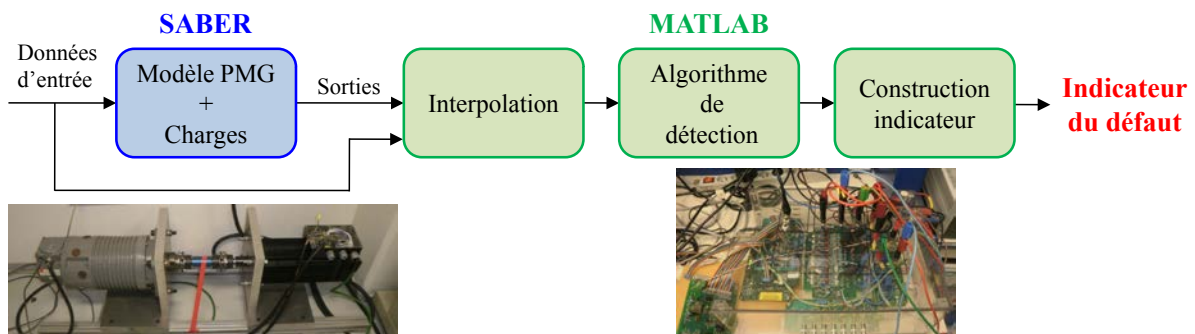


Figure 2-11 : Informations permettant la construction des indicateurs de défaut

2.5 Validation expérimentale du modèle CEMC

L'objectif de cette partie est de valider expérimentalement le modèle CEMC du PMG. Pour cela, les formes d'ondes et le spectre fréquentiel des grandeurs électriques, issues du modèle et des mesures expérimentales, sont comparés pour plusieurs points de fonctionnement dépendant de la fréquence électrique (30Hz, 50Hz ou 60Hz) et du courant imposé par la charge résistive (0A, 2,5A, 5A ou 10A). Dans un premier temps, les résultats pour un PMG sain sont présentés. Dans un second temps, le comportement du PMG défaillant pour différents cas de court-circuit inter-spores (4%, 8%, 12% ou 16% des spires), avec une résistance de court-circuit $R_{cc} = 0,42 \Omega$, est étudié.

2.5.1 Comparaison simulation – expérimentation : PMG sain

Dans le cas du PMG sain, la résistance de court-circuit R_{cc} est fixée à 100k Ω pour simuler l'absence de défaut. Les différents tests effectués sont résumés dans le Tableau 2-2. Les tests à vide et les tests en charge sont analysés séparément dans la suite de cette section.

		Courant de charge				
		0 A	2,5 A	5 A	10 A	
Fréquence Electrique	30 Hz	1 Test	1 Test	1 Test	1 Test	→ 4 Tests
	50 Hz	1 Test	1 Test	1 Test	1 Test	→ 4 Tests
	60 Hz	1 Test	1 Test	1 Test	1 Test	→ 4 Tests
						----- 12 Tests

Tableau 2-2 : Tests expérimentaux pour la validation du modèle CEMC du PMG sain

2.5.1.1 Fonctionnement à vide

Le fonctionnement du PMG sain à vide permet de comparer les forces électromotrices issues du modèle CEMC de celles issues des mesures expérimentales. La Figure 2-12a représente les allures temporelles des fem de la phase A, pour un fonctionnement à 50Hz, où un déphasage a été artificiellement créé afin de distinguer plus facilement la fem expérimentale de la fem issue de la simulation. Cette figure montre une très bonne concordance entre la mesure expérimentale et le modèle CEMC qui est conforté par l'analyse spectrale de la fem (Figure 2-12b). En effet, les amplitudes du fondamental à 50Hz et des harmoniques caractéristiques à $3.f_s$ et $7.f_s$ sont très proches dans les deux cas. Des variations sont visibles à $5.f_s$ et $9.f_s$ cependant, les amplitudes mises en jeu sont relativement faibles par rapport à la valeur du fondamental, entraînant une faible erreur sur l'allure temporelle de la fem.

Pour les autres fréquences de fonctionnement étudiées, le Tableau 2-3 compare les amplitudes des harmoniques de la fem du PMG sain, en introduisant l'erreur relative ϵ_k sur le k-ième harmonique par rapport à la valeur du fondamentale définie par :

$$\epsilon_k = \frac{|(X_{exp})_{k.f_s} - (X_{sim})_{k.f_s}|}{(X_{exp})_{f_s}} \quad (2-28)$$

Où $(X_{exp})_{k.f_s}$ et $(X_{sim})_{k.f_s}$ représentent respectivement la valeur efficace de la mesure expérimentale et de la simulation sur le $k^{ème}$ harmonique du signal étudié.

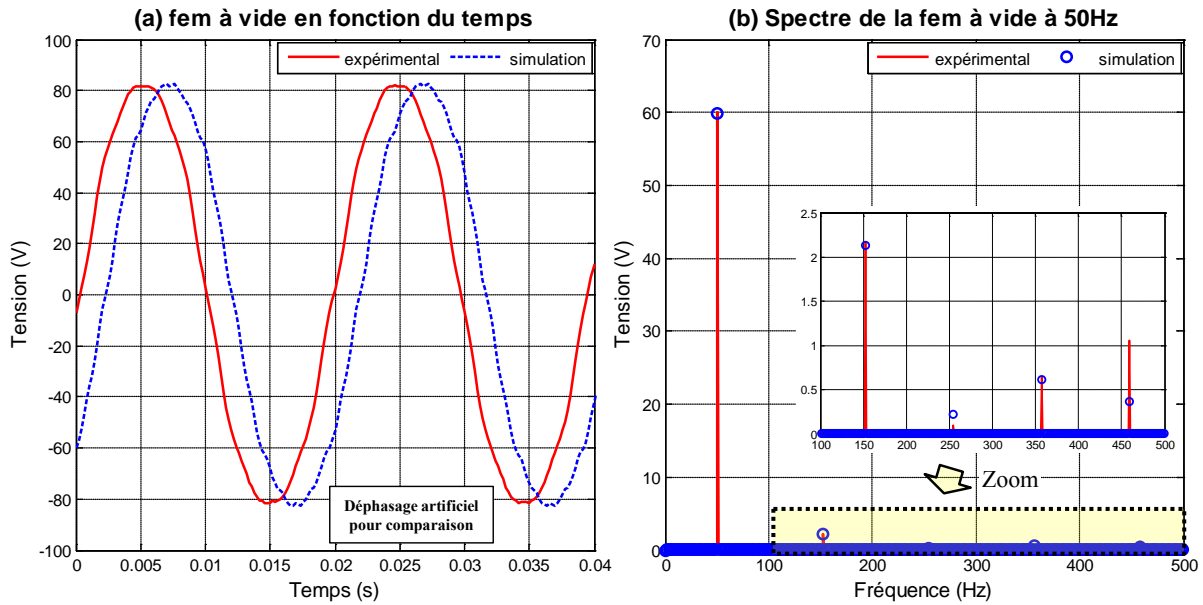


Figure 2-12 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation de la fem du PMG sain à 50 Hz

Fréquence f_s	Harmonique	fem _{exp.}	fem _{sim.}	Erreur
30 Hz	f_s	36,25 V	36,05 V	0,53%
	$3.f_s$	1,32 V	1,27 V	0,12%
	$5.f_s$	0,05 V	0,12 V	0,20%
	$7.f_s$	0,40 V	0,36 V	0,12%
	$9.f_s$	0,64 V	0,21 V	1,18%
50 Hz	f_s	60,26 V	59,94 V	0,54%
	$3.f_s$	2,22 V	2,13 V	0,15%
	$5.f_s$	0,08 V	0,22 V	0,22%
	$7.f_s$	0,64 V	0,61 V	0,05%
	$9.f_s$	1,04 V	0,36 V	1,13%
60 Hz	f_s	71,72 V	71,38 V	0,47%
	$3.f_s$	2,67 V	2,55 V	0,17%
	$5.f_s$	0,11 V	0,26 V	0,22%
	$7.f_s$	0,76 V	0,73 V	0,04%
	$9.f_s$	1,24 V	0,43 V	1,12%

Tableau 2-3 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes des harmoniques de la fem du PMG sain pour plusieurs fréquences de fonctionnement

Ce tableau indique que l'erreur maximale relative entre les mesures expérimentales et le modèle de simulation est de 1,18% à 30 Hz pour l'harmonique à $9.f_s$ sur la fem, ce qui est très satisfaisant. La fem étant l'image du flux produit par les aimants, ces comparaisons nous permettent de valider également les valeurs des mutuelles stator/rotor du PMG issues de la modélisation par l'approche CEMC.

2.5.1.2 Fonctionnement en charge

Après avoir validé les valeurs des mutuelles stator/rotor du modèle CEMC en analysant les fem à vide, les tests de fonctionnement du PMG sur charge résistive permettent de comparer les tensions et les courants statoriques issus du modèle CEMC avec les mesures expérimentales. Les chutes de tension au stator en fonction du courant de charge, pour différentes fréquences de fonctionnement, renseignent notamment sur la valeur de l'impédance interne de la machine.

Ainsi, la Figure 2-13a et la Figure 2-13c représentent respectivement les allures temporelles de la tension et du courant statorique de la phase A pour une fréquence électrique de 50Hz et un courant de charge de 10A. Comme précédemment, les allures temporelles issues des mesures expérimentales et du modèle CEMC sont volontairement déphasées pour plus de lisibilité et sont complétées par une analyse spectrale (Figure 2-13b pour la tension et Figure 2-13d pour le courant).

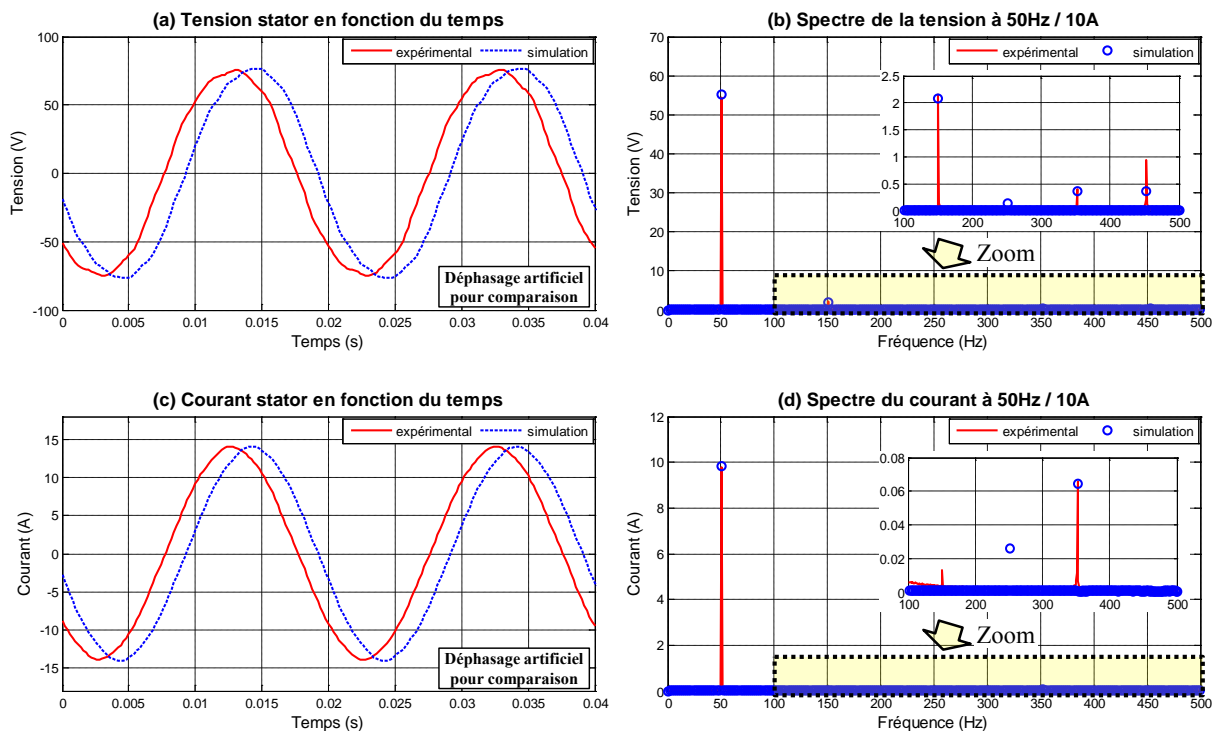


Figure 2-13 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation de la tension et du courant statorique du PMG sain à 50 Hz pour un courant de charge de 10A

Concernant la tension aux bornes de la phase A, les allures temporelles et le spectre fréquentiel sont de nouveau semblables avec une légère erreur sur l'harmonique 9 toujours présente et inhérente à la fem. Cependant, la valeur du fondamental de la tension issue de l'expérience et de la simulation sont très proches, indiquant une chute de tension analogue dans les deux cas.

Pour le courant statorique, les résultats sont également très satisfaisants. Nous pouvons remarquer l'absence logique d'harmoniques de rang 3, en raison du point de neutre du PMG qui n'est pas connecté. Le courant statorique se retrouve être quasi-sinusoïdale avec une amplitude du fondamental analogue en simulation et en expérimentation. Cela valide la valeur de la résistance de charge R_{ch} utilisée sous SABERTM, donnant ainsi plus de crédit à l'analyse de la chute de tension aux bornes du PMG.

Pour les autres points de fonctionnement étudiés, le Tableau 2-4 et le Tableau 2-5 comparent respectivement les valeurs efficaces des tensions et des courants statoriques du PMG sain. Les erreurs maximales entre les mesures expérimentales et le modèle CEMC sont de 1,71% pour la tension et 2,97% pour le courant. Ces résultats sont très satisfaisants et nous permettent d'être assez confiants sur la précision de modélisation des impédances statoriques (résistances et inductances). Ces constatations sont rediscutées dans la section suivante où les grandeurs électriques provenant d'un PMG défaillant sont étudiées.

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$V_{exp.}$	$V_{sim.}$	Erreur
30 Hz	2,5 A	35,01 V	35,05 V	0,12%
	5 A	34,01 V	34,29 V	0,83%
	8 A*	32,25 V	32,80 V	1,71%
50 Hz	2,5 A	59,01 V	58,98 V	0,06%
	5 A	57,79 V	58,03 V	0,42%
	10 A	54,75 V	55,46 V	1,30%
60 Hz	2,5 A	70,44 V	70,43 V	0,02%
	5 A	69,46 V	69,75 V	0,41%
	10 A	66,54 V	67,40 V	1,29%

Tableau 2-4 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental de la tension aux bornes du stator du PMG sain pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charges

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$I_{ch_exp.}$	$I_{ch_sim.}$	Erreur
30 Hz	2,5 A	2,48 A	2,46 A	0,62%
	5 A	4,98 A	4,96 A	0,44%
	8 A*	7,99 A	8,11 A	1,43%
50 Hz	2,5 A	2,46 A	2,44 A	0,87%
	5 A	4,84 A	4,80 A	0,80%
	10 A	9,78 A	9,84 A	0,53%
60 Hz	2,5 A	2,54 A	2,62 A	2,97%
	5 A	4,93 A	4,90 A	0,63%
	10 A	10,01 A	10,03 A	0,14%

Tableau 2-5 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental du courant statorique du PMG sain pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charges

*Note : Pour les tests à 30Hz, la résistance de charge nécessaire afin d'obtenir un courant de 10A ($3,2\Omega$) est inférieure à la résistance de charge minimum disponible sur le banc résistif ($4,03\Omega$). Ainsi, cette valeur a été utilisée pour ce test ce qui implique un courant de charge de 8A au lieu de 10A à 30Hz.

2.5.2 Comparaison simulation – expérience : PMG défaillant

Dans le cas du PMG défaillant, un court-circuit inter-spores est introduit au niveau des deux dernières bobines de la phase A. Pour chaque point de fonctionnement, quatre configurations de défaut dépendant du nombre de spores en court-circuit sont étudiées (4%, 8%, 12% et 16% des spores). De plus, une résistance de court-circuit R_{cc} de $0,42\Omega$ est insérée dans la boucle de défaut afin de limiter son courant à 25A dans le cas le plus défavorable (16% $_{cc}$ à vide). Les différents tests effectués sont résumés dans le Tableau 2-6. Contrairement à l'étude sur le PMG sain, les tests à vide et les tests en charge sont analysés conjointement, étant donné que l'analyse dans cette section porte principalement sur le courant de court-circuit.

		Courant de charge				
		0A	2,5 A	5A	10 A	
Fréquence Electrique	30 Hz	4 Tests	4 Tests	4 Tests	4 Tests	➔ 16 Tests
	50 Hz	4 Tests	4 Tests	4 Tests	4 Tests	➔ 16 Tests
	60 Hz	4 Tests	4 Tests	4 Tests	4 Tests	➔ 16 Tests
						48 Tests

Tableau 2-6 : Tests expérimentaux pour la validation du modèle CEMC du PMG défaillant

La Figure 2-14a, la Figure 2-14c et la Figure 2-14e représentent respectivement les allures temporelles de la tension aux bornes de la phase A, du courant statorique de la phase A et du courant de court-circuit pour un défaut de 8% de spores avec une fréquence électrique de 50Hz et un courant de charge de 10A. Comme précédemment, les allures temporelles issues de mesures expérimentales et du modèle CEMC sont volontairement déphasées pour plus de lisibilité et sont complétées par une analyse spectrale (Figure 2-14b pour la tension, Figure 2-14d pour le courant statorique et Figure 2-14f pour le courant de défaut).

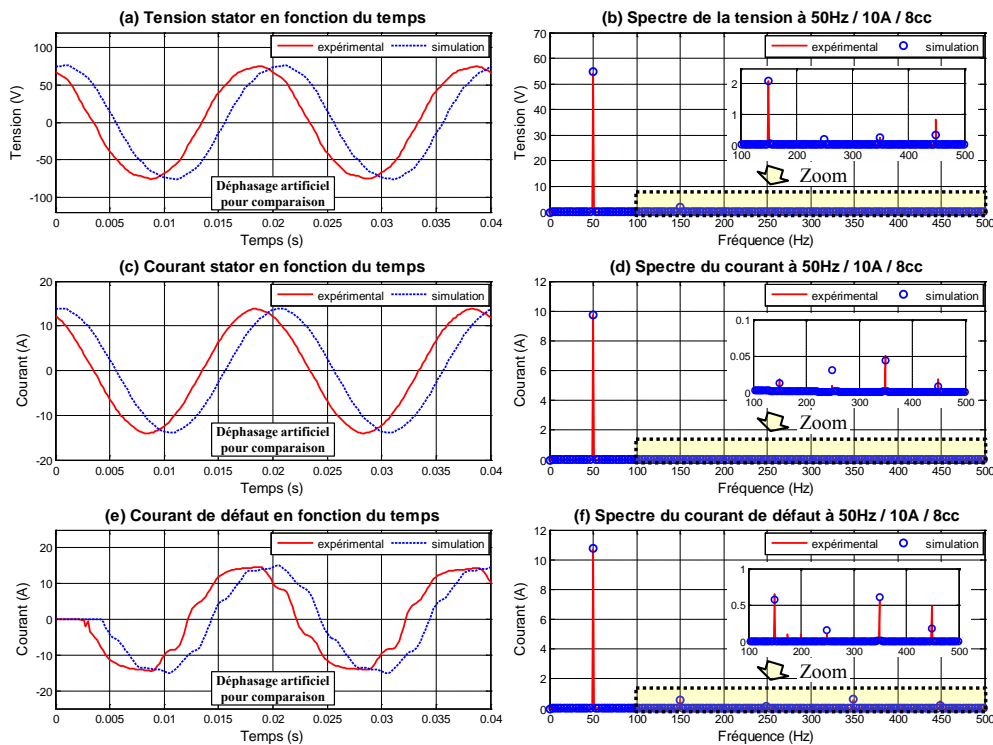


Figure 2-14 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation de la tension et du courant statorique du PMG avec 8% des spores en court-circuit à 50 Hz pour un courant de charge de 10A

L'apparition de ce défaut modifie très peu les grandeurs électriques en sortie du PMG, avec une forme d'onde quasi-sinusoidale pour le courant, ainsi que les mêmes harmoniques caractéristiques pour la tension. Cela confirme qu'il est difficile de détecter un court-circuit inter-spores résistif sur un faible nombre de spores. De plus, il existe toujours une bonne concordance entre les données provenant des mesures expérimentales et celles provenant du modèle CEMC.

Concernant le courant de défaut, les formes d'ondes issues de la simulation et de l'expérimentation sont également très proches, avec des fréquences caractéristiques à $3.f_s$, $5.f_s$ et $9.f_s$ identiques à celles de la fem. Pour les différents points de fonctionnement définis dans le Tableau 2-6, les valeurs efficaces du courant de court-circuit issues des mesures expérimentales ou de la simulation du modèle CEMC sont comparées dans le Tableau 2-7 pour 4% de spores en court-circuit. Les autres tableaux pour 8%, 12% et 16% sont données en Annexe C. Dans tous les cas, l'erreur relative ne dépasse jamais 3,22%, ce qui traduit une bonne représentativité des impédances internes modélisées.

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$I_{cc_exp. (4\%_{cc})}$	$I_{cc_sim. (4\%_{cc})}$	Erreur
30 Hz	0 A	3,62 A	3,62 A	0,01%
	2,5 A	3,57 A	3,52 A	1,32%
	5 A	3,56 A	3,47 A	2,52%
	8 A	3,42 A	3,34 A	2,34%
50 Hz	0 A	6,08 A	5,98 A	1,58%
	2,5 A	6,05 A	5,93 A	1,90%
	5 A	6,04 A	5,85 A	3,22%
	10 A	5,77 A	5,61 A	2,85%
60 Hz	0 A	7,14 A	7,15 A	0,00%
	2,5 A	7,15 A	7,07 A	1,16%
	5 A	7,10 A	7,01 A	1,14%
	10 A	6,90 A	6,80 A	1,46%

Tableau 2-7 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental du courant de court-circuit avec un défaut de 4% des spores pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charges

De plus, nous pouvons remarquer avec ces tests, que la valeur du courant de court-circuit augmente avec le nombre de spores en défaut. Ceci est dû à la nature résistive du défaut. En effet, dans le cas d'un court-circuit inter-spores résistif, le courant de défaut peut être considéré comme proportionnel au nombre de spore en court-circuit avec :

$$|I_{cc}| \approx \frac{n_{cc} \cdot V_S}{R_{cc}} \text{ pour } R_{cc} \gg |n_{cc} \cdot R_S + n_{cc}^2 \cdot L_S \cdot \omega| \quad (2-29)$$

Avec V_S : tension statorique sur la phase en défaut

n_{cc} : pourcentage de spores en défaut

La tension étant proportionnelle à la fréquence dans le cas du PMG (à la chute de tension près au niveau des impédances internes), le courant de défaut est également proportionnel à la fréquence électrique, ce qui est confirmé par les valeurs efficaces du courant dans le Tableau 2-7. Ce tableau montre également que la chute de tension statorique due aux forts courants de

charge a tendance à diminuer légèrement la valeur du courant de défaut ce qui est cohérent avec l'équation (2-29).

A contrario, dans le cas d'un défaut franc caractérisé par une faible résistance de court-circuit, le courant de défaut devient inversement proportionnel au nombre de spires en court-circuit :

$$|I_{cc}| \approx \frac{V_S}{|R_S + j.n_{cc}.L_p.\omega|} \text{ pour } R_{cc} \ll |n_{cc}.R_S + n_{cc}^2.L_p.\omega| \quad (2-30)$$

La Figure 2-15 confirme cette remarque en représentant la valeur efficace du courant de défaut, pour différents nombres de spires en court-circuit, en fonction de la résistance de court-circuit à 50Hz, avec un courant de charge de 5A. Cette figure est obtenue par simulation du modèle CEMC du PMG étant donné que les forts courants de défaut n'ont pas pu être générés sur le banc de tests expérimental. Sur la Figure 2-15, nous pouvons constater que pour un court-circuit résistif, le courant de défaut est limité et augmente avec le nombre de spires en court-circuit. A contrario, pour une faible résistance de court-circuit, la valeur du courant de défaut augmente quand le nombre de spires en défaut diminue et atteint par exemple 190A pour 4% des spires, soit plus de 12 fois le courant nominal. Ce défaut peut être critique pour le bobinage statorique s'il n'est pas décelé à temps. Cela confirme qu'il est nécessaire de détecter au plus tôt les défauts de court-circuit sur un faible nombre de spires, si possible lorsque le court-circuit est encore résistif.

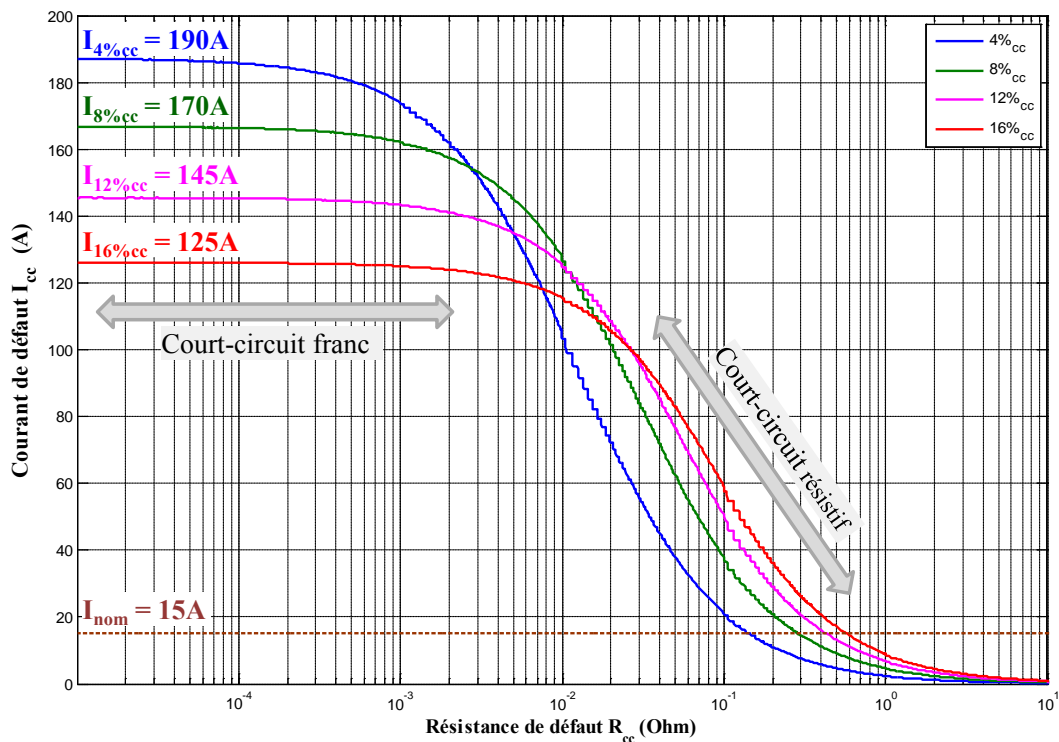


Figure 2-15 : Courant de court-circuit en fonction de la résistance de défaut à 50Hz et 5A (simulation)

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle semi-analytique d'une MSAP en présence de défauts inter-spires, basé sur l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*), a été présenté. Cette méthode, appliquée à la machine étudiée, permet de disposer d'un outil précis et flexible afin de simuler des défauts inter-spires sans avoir recours systématiquement à l'expérimentation. Après la description du banc de test expérimental complet, ce modèle a été validé pour plusieurs points de fonctionnement, en configuration saine ou défaillante, pour différents nombres de spires en court-circuit. Les résultats issus de mesures expérimentales et de simulation sur les grandeurs électriques (courants, tensions) étant très proches ($< 3,5\%$ d'erreur dans tous les tests), le modèle *CEMC* est considéré comme suffisamment précis afin d'être utilisé, dans un premier temps, pour tester les indicateurs de court-circuit inter-spires. Ce modèle permet également d'étudier les cas de défauts inter-spires francs qui sont à l'origine de courants de court-circuit très élevés.

Dans le chapitre suivant, différentes méthodes de détection des courts-circuits inter-spires dans les machines électriques seront présentées. Compte tenu des contraintes liées au contexte aéronautique et à l'utilisation d'un PMG, ces méthodes doivent répondre à plusieurs critères (robustesse, sensibilité, rapidité, implantation en ligne). Ainsi, il a été choisi de travailler plus spécifiquement sur les méthodes de détection basées sur l'estimation de paramètres via un modèle mathématique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Chapitre 3

Estimation de paramètres sur des modèles de PMG en utilisant le Filtre de Kalman Etendu

3.1 Introduction

Comme nous l'avons déjà évoqué en conclusion du premier chapitre, l'indicateur permettant la détection des courts-circuits inter-spires dans les PMG doit répondre à plusieurs critères. Ces critères, qui sont principalement liés à la problématique du fonctionnement de la machine en tant que générateur dans un réseau électrique aéronautique embarqué, sont rappelés ci-dessous :

- **Fonctionnement en ligne** : pour une surveillance permanente du générateur et avec un coût calculatoire raisonnable permettant l'implantation de l'indicateur dans une application embarquée.
- **Détection rapide** : étant donné la criticité des courts-circuits inter-spires et de leur dynamique d'apparition.
- **Sensibilité aux courts-circuits résistifs pour un faible nombre de spires** : afin de détecter la défaillance au plus tôt avant l'apparition d'un courant de défaut trop élevé.
- **Robustesse aux variations standards du réseau électrique** : afin de détecter un court-circuit inter-spires quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Toute fausse alarme doit également être évitée pour préserver la continuité de service.
- **Capacité à différencier un défaut interne d'un défaut externe** : afin d'ordonner l'ordre de mise en sécurité optimal de l'équipement défaillant (générateur ou autre), tout en gardant une bonne continuité de service.

L'objectif de ce chapitre est de faire, dans un premier temps, un état de l'art des différentes méthodes de détection utilisées dans la littérature pour détecter les courts-circuits inter-spires dans les machines électriques. Compte tenu du cahier des charges imposé à l'indicateur du défaut, la méthode retenue, à savoir la détection par estimation paramétrique via un modèle analytique du PMG en utilisant le Filtre de Kalman Etendu (*FKE*), sera décrite dans la seconde partie de ce chapitre.

3.2 Méthodes de détection des courts-circuits inter-spires

Dans la littérature, il existe de nombreux moyens pour détecter les défauts dans les machines électriques. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories principales (Figure 3-1) :

- les méthodes basées sur l'analyse des signaux physiques exploitent essentiellement les signatures fréquentielles du défaut à l'aide d'outils propres au traitement du signal (analyse spectrale, analyse temps-fréquence ...),
- les méthodes à base de connaissances permettent, à partir de données, de classer les défauts à l'aide d'outils statistiques ou d'intelligence artificielle.
- les méthodes basées sur un modèle mathématique du système utilisent la génération des résidus ou l'estimation de paramètres pour construire un indicateur du défaut.

Un état de l'art de ces différentes méthodes appliquées à la détection des courts-circuits inter-spires dans les machines électriques est proposé dans la suite de ce chapitre.

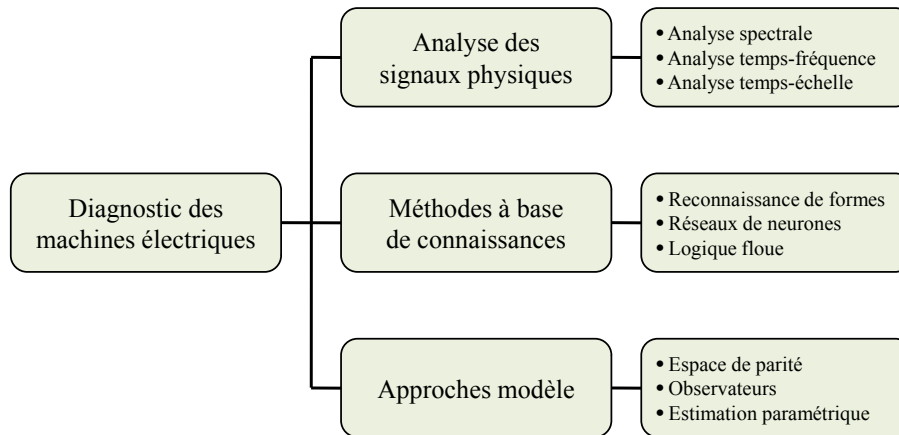


Figure 3-1 : Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques

3.2.1 Diagnostic par analyse des signaux

Le principe de la détection d'un court-circuit inter-spores par une approche signal repose sur l'existence de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement (tension, courant, vibration mécanique, flux magnétique ...) lorsque le défaut apparaît. De nombreux travaux exploitent ce principe en recherchant, par des techniques souvent liées au traitement du signal, à extraire les signatures d'un court-circuit inter-spores.

Dans la littérature, les techniques les plus répandues pour la détection des courts-circuits inter-spores sont basées sur l'analyse des courants statoriques. Ces méthodes, couramment appelées MCSA (*Motor Current Signal Analysis*), présentent l'avantage de n'utiliser que des capteurs de courant, qui sont souvent déjà présents dans les systèmes pour la commande et/ou la surveillance de la machine. Parmi ces méthodes, le diagnostic par analyse spectrale sur les courants statoriques consiste à détecter des raies aux fréquences caractéristiques du défaut. En effet, les perturbations des forces magnétomotrices, induites par un défaut inter-spores, entraînent la présence d'harmoniques supplémentaires dans les courants statoriques des machines et permettent ainsi la détection de la défaillance. Cette méthode est notamment utilisée dans [Sah06] et [Jok02] en détectant l'apparition d'une composante à $3.f_s$ sur les courants de ligne sur une machine défaillante (Figure 3-2).

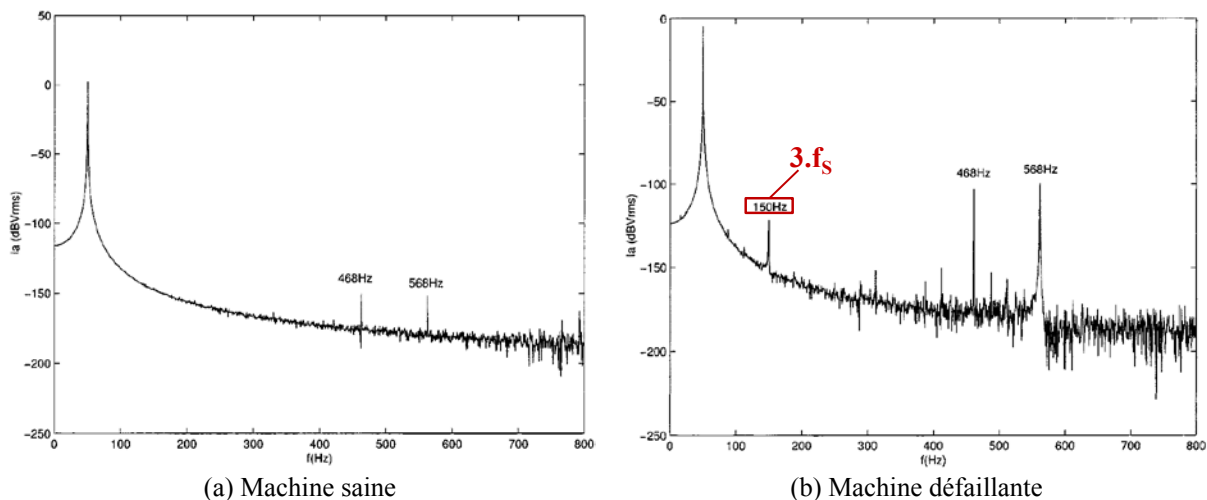


Figure 3-2 : Détection d'un court-circuit inter-spores dans une MAS par analyse spectrale du courant de ligne [Jok02]

L'analyse spectrale sur les courants statoriques peut également être exploitée à l'aide d'outils mathématiques, comme la transformation de Park [Cru01], [Ros07] ou la transformation de Fortescue avec l'utilisation des composantes symétriques [Kos00], [Vas09]. Ces transformations triphasées/biphasées font alors apparaître des composantes à $2.f_s$ au niveau des courants statoriques en cas de défaillance.

Les courants statoriques ne sont pas les seuls signaux qui permettent de détecter les courts-circuits inter-spores par une analyse fréquentielle. Les grandeurs électromagnétiques, comme le flux de fuite axial [Pen94], [Hen03] et le couple électromagnétique [Mel03], ainsi que les grandeurs mécaniques, comme la vitesse de rotation du rotor [Ros07] et les vibrations mécaniques [Shu02], mettent également en évidence, dans leur contenu spectral, des harmoniques témoignant de l'apparition d'un court-circuit inter-spores.

Bien que l'analyse spectrale sur les grandeurs physiques permet une surveillance rapide et peu onéreuse, cette méthode n'est pas adaptée pour notre application où la machine électrique étudiée est un PMG fonctionnant à vitesse variable. En effet, le fonctionnement à vitesse variable implique un contenu fréquentiel dépendant du temps. Ainsi, les signaux analysés ne peuvent plus être considérés comme stationnaires et une analyse fréquentielle classique ne suffit plus pour localiser avec précision les fréquences caractéristiques du défaut. D'autres techniques peuvent alors être utilisées pour analyser des signaux avec un contenu fréquentiel variable au cours du temps. Nous pouvons citer les outils de représentation temps-fréquence utilisant la distribution de Wigner-Ville [Ros08], [Cli09] ou la transformée de Hilbert-Huang [Ros08], [Urr09], ainsi que les représentations temps-échelle utilisant la méthode de décomposition en ondelettes [Liu05], [Che07]. Cependant, ces méthodes demandent un temps de calcul relativement important ce qui complexifie leur mise en place pour une implantation en ligne.

A titre d'exemple, la Figure 3-3 montre l'évolution du module du vecteur de Park de la composante harmonique à $2.f_s$ des courants statoriques en présence de court-circuit inter-spores (méthode utilisée dans [Cru01]). Ces résultats de simulation, basés sur la modélisation de la machine étudiée 3,6kW, révèlent une augmentation de la composante à 100Hz (correspondant à $2.f_s$) lors d'un défaut inter-spores. La valeur de cette composante est logiquement plus importante lorsque le nombre de spores en court-circuit augmente, le déséquilibre sur les courants statoriques étant amplifié. Cette méthode semble donc être capable de détecter les courts-circuits inter-spores. Cependant, la Figure 3-4 indique que l'augmentation du module du vecteur de Park des courants statoriques de cette composante à $2.f_s$ n'est pas systématiquement liée à un défaut inter-spores. En effet, elle est également susceptible d'être présente en cas de déséquilibre sur les courants statoriques. Sur la Figure 3-4, un déséquilibre de charge a été introduit sur la phase A. Les résultats montrent que la composante à $2.f_s$ du module du vecteur de Park des courants statoriques augmente dans des proportions importantes en comparaison avec les résultats obtenus en présence de court-circuit inter-spores, et cela même lors de l'introduction d'un faible déséquilibre. Il est ainsi difficile de conclure sur la présence ou non d'un défaut inter-spores avec cette méthode de détection.

En plus de la problématique liée au fonctionnement à fréquence variable, ces méthodes ne résolvent pas, non plus, la problématique liée au fonctionnement de la machine en tant que générateur. En effet, pour notre application, le PMG est susceptible d'être soumis à de nombreux points de fonctionnement imposés par les diverses charges. Dans ces conditions, les amplitudes des signatures de défaut se trouvent affectées par la variation du point de fonctionnement de la machine. Il est ainsi difficile de discerner si la modification d'une composante harmonique d'un signal provient d'un défaut ou d'une variation standard du

réseau électrique. De plus, sur un réseau embarqué, des charges harmoniques (notamment les redresseurs triphasés générant le réseau DC) sont présentes et peuvent modifier, à tout instant, le contenu harmonique des courants surveillés. Des déséquilibres de charge entre les phases peuvent également survenir et provoqués les mêmes conséquences sur les courants. Tous ces phénomènes rendent les méthodes basées sur l'extraction d'une signature spectrale relativement peu robustes pour la détection des courts-circuits inter-spires.

Il existe également d'autres méthodes basées sur l'approche signal n'utilisant pas une analyse spectrale, comme l'analyse d'enveloppe des courants statoriques [Sil08] ou le calcul de l'impédance inverse [Lee03], [Che11], mais ces méthodes sont également fortement dépendantes du point de fonctionnement et ne répondent donc pas complètement à la problématique de détection des courts-circuits inter-spires dans les PMG.

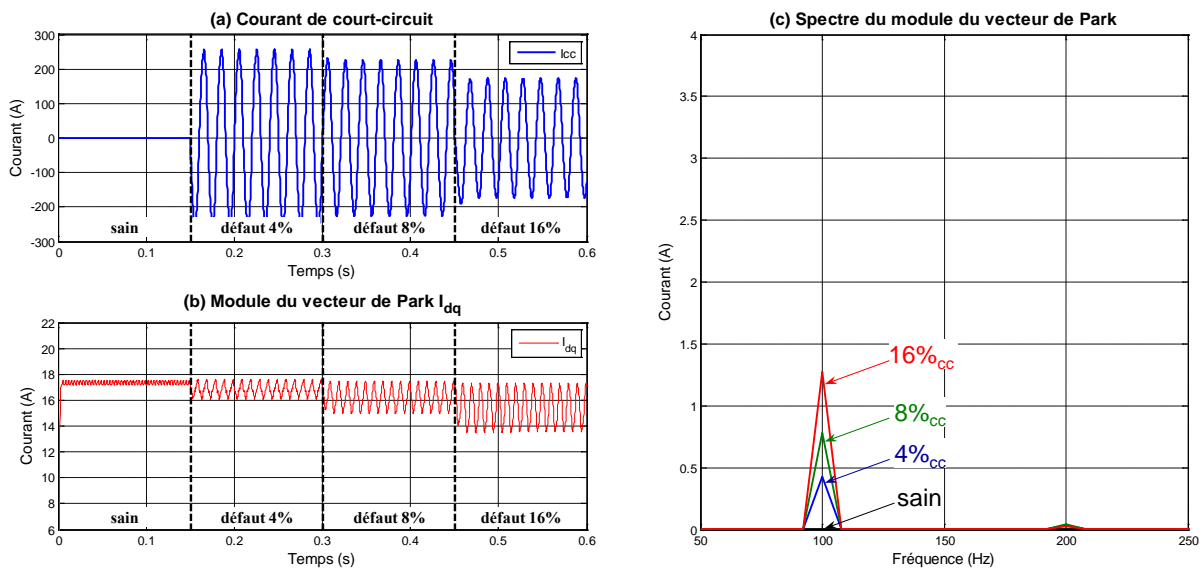


Figure 3-3 : Harmoniques à $2f_s$ sur le module du vecteur de Park des courants statoriques en présence de défaut inter-spires (résultats de simulation)

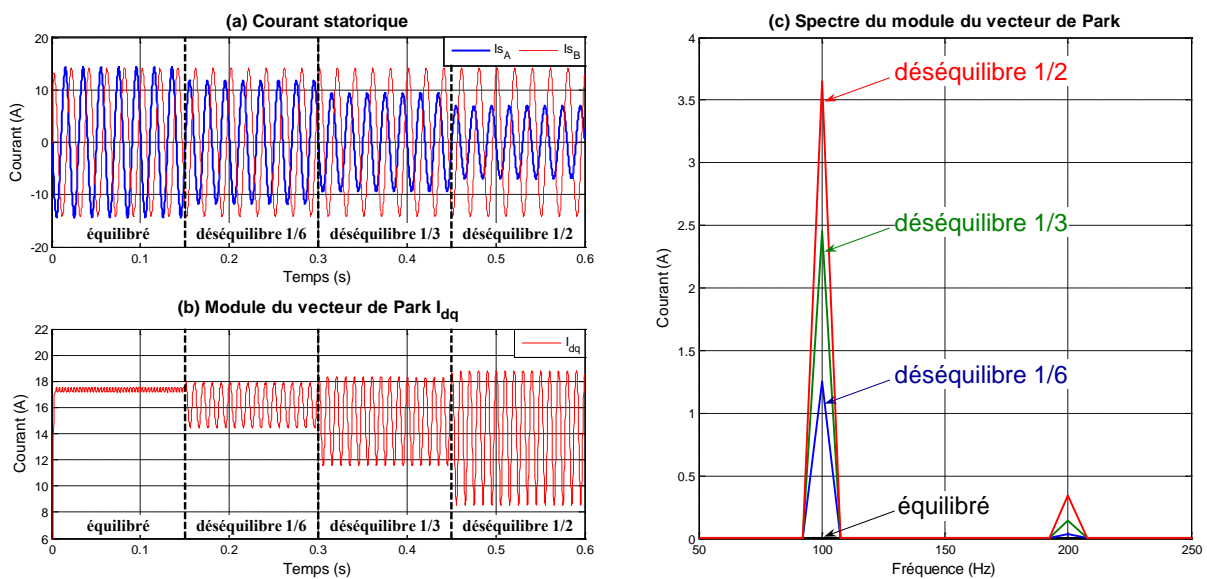


Figure 3-4 : Harmoniques à $2f_s$ sur le module du vecteur de Park des courants statoriques en présence de déséquilibre de courant (résultats de simulation)

3.2.2 Diagnostic par méthodes de connaissances

Comme pour les méthodes précédentes basées sur l'analyse des signaux, les méthodes dites de connaissances, se basent sur des données issues du système étudié sans passer par la formulation d'un modèle analytique. Cependant, ces méthodes utilisent en plus les techniques de classification [Sid03] comme la reconnaissance de formes [Cas03] ou les outils liés à l'intelligence artificielle [Fil00], [Ond06] (réseaux de neurones, logique floue, réseaux bayésiens) afin de renseigner précisément l'état du système.

Dans la littérature, l'approche par réseaux de neurones a été particulièrement étudiée ces dernières années pour la détection des courts-circuits inter-spires dans les machines électriques ([Bou08], [Bro13], [Ref12]). Par exemple dans [Bou08], la détection des courts-circuits par méthode neuronale utilise, en entrée, les tensions et les courants statoriques ainsi que le déphasage entre ces deux grandeurs électriques.

Dans tous les cas, ces méthodes nécessitent une bonne connaissance au préalable de la machine et du réseau électrique associé, en définissant une base de données initiale la plus précise possible afin de s'assurer de la fiabilité du diagnostic. Compte tenu de notre application, en fonctionnement générateur et avec les nombreux points de fonctionnement que cela implique, la taille de cette base de données initiale nous semblait être trop importante et complexe pour envisager une implantation en ligne avec un coût calculatoire raisonnable. Pour cette raison, nous nous sommes donc principalement concentrés sur la troisième catégorie des méthodes de diagnostic basée sur l'utilisation d'un modèle mathématique de la machine.

3.2.3 Diagnostic par une approche modèle

Le principe de ce type de méthodes repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour notre application, cela consiste à comparer le comportement de la machine réelle (éventuellement défaillante) à celui d'un modèle de représentation du PMG soumis aux mêmes excitations ; ce modèle de représentation pouvant correspondre à un modèle sain de la machine ou un modèle spécifique caractérisant le défaut étudié. Cette comparaison entre le modèle et le système réel fait apparaître des différences sur certaines grandeurs caractéristiques et forment ainsi des résidus. Ces derniers sont exploités afin de construire un indicateur de présence du défaut étudié. Afin de générer ces résidus, trois approches sont couramment utilisées [Pek04] :

- l'approche par projection dans l'espace de parité
- l'approche à base d'observateurs
- l'approche par estimation paramétrique

3.2.3.1 Approche par projection dans l'espace de parité

Le principe de l'approche par projection dans l'espace de parité ([Pek04], [Vel98]) consiste à exploiter les relations de redondance analytique existantes dans les équations du modèle du système étudié. Cette redondance analytique est obtenue grâce à l'acquisition des signaux d'entrée et de sortie du système sur un horizon de temps. Un vecteur de résidus est alors généré en retranchant l'influence des entrées (mesures connues) et des états (par projection matricielle orthogonalement à la matrice d'observabilité) sur la sortie du système [Cho84]. En absence de défaut, les résidus obtenus sont corrélés aux bruits du système et sont, en théorie, centrés autour de zéro. En cas de défaut, le changement de la valeur moyenne des résidus

permet de détecter la défaillance. Le principe de cette méthode est schématisé sur la Figure 3-5 où W correspond à la matrice de projection orthogonale.

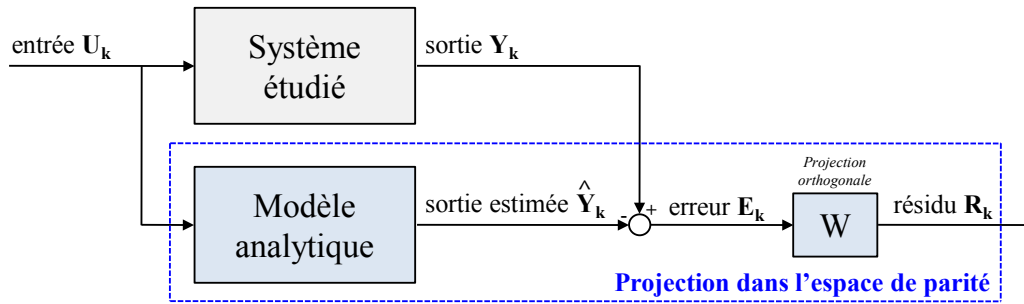


Figure 3-5 : Principe du diagnostic par projection dans l'espace de parité

Cette approche est principalement adaptée pour détecter les défauts additifs [Fra08]. Elle est ainsi souvent utilisée en complément d'autres techniques de diagnostic pour discriminer les défauts de capteurs (défauts additifs [Rai00]) d'autres défauts structurels comme dans [Liu06]. Cette approche n'a donc pas été privilégiée pour notre application.

3.2.3.2 Approche à base d'observateurs

Le principe de l'approche à base d'observateurs en boucle fermée (aussi appelée estimateur d'état) est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur. En présence d'un défaut, ce résidu a tendance à évoluer, étant donné que les hypothèses d'équilibre du modèle ne sont plus respectées. L'évolution du résidu permet alors, de détecter l'apparition de la défaillance.

La Figure 3-6 illustre le principe de la génération des résidus par l'utilisation d'un observateur en boucle fermée, où la matrice H représente la contre réaction qui permet de minimiser l'effet des conditions initiales, des perturbations et des erreurs du modèle sain.

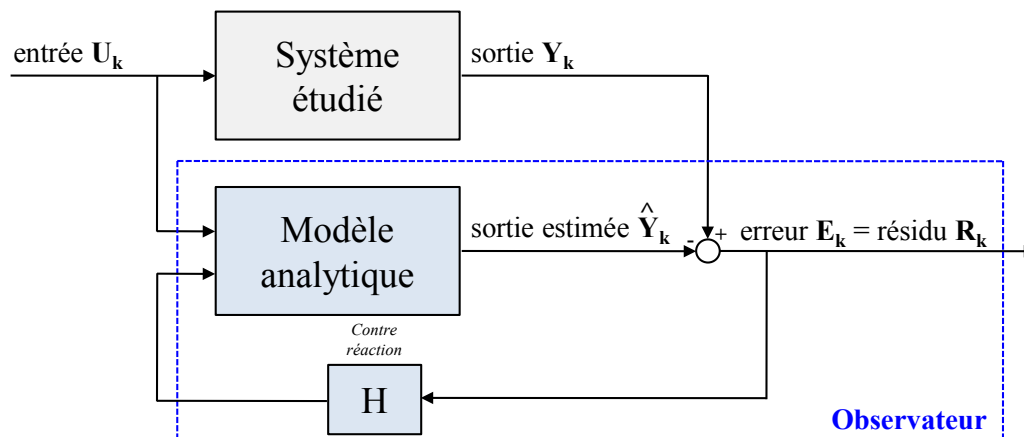


Figure 3-6 : Principe du diagnostic avec l'utilisation d'observateurs

Comme pour la méthode de projection dans l'espace de parité, l'approche à base d'observateurs est également efficace pour détecter des pannes de capteurs [Fra08], [Odg11]. Cependant, cette méthode peut également être adaptée à la détection des défauts inter-spires dans les machines électriques. Pour cela, divers types d'observateurs peuvent être utilisés

comme par exemple les observateurs H_∞ [Noh13], les observateurs à entrées inconnues [Gha11] ou les observateurs adaptatifs [Dea09], [Lu10].

3.2.3.3 Approche par estimation paramétrique

Le diagnostic par identification paramétrique est un autre moyen pour détecter des défaillances dans les systèmes physiques via une approche modèle. Dans ce cas, ce ne sont plus les états mais les estimations de paramètres internes du modèle analytique (sain ou défaillant) qui sont utilisées pour générer les résidus nécessaires à la détection (Figure 3-7). Ainsi, en cas de défaillance, les variations observées sur les paramètres $\hat{\lambda}$, par rapport à leurs valeurs théoriques ou nominales (λ_{nom}), sont utilisées pour diagnostiquer le défaut.

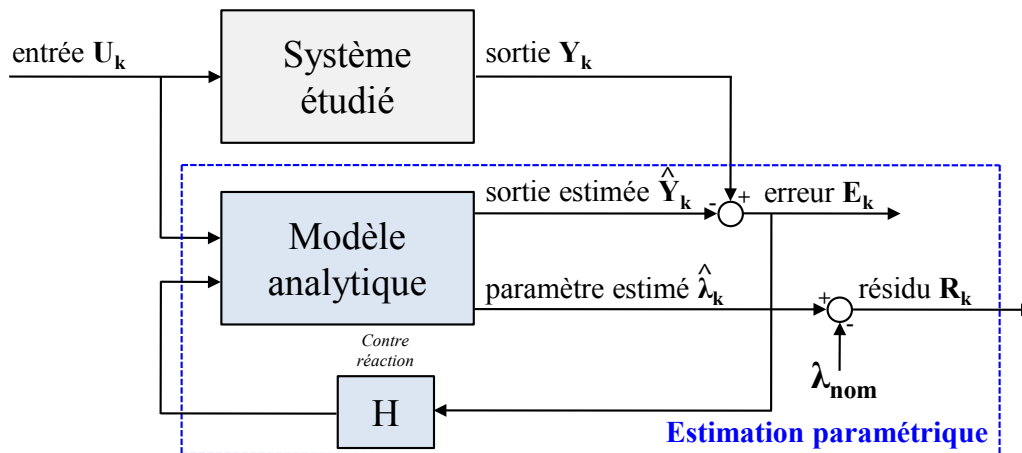


Figure 3-7 : Principe du diagnostic avec estimation paramétrique

L'approche par estimation paramétrique est particulièrement adaptée pour la détection des défauts multiplicatifs (cas de la plupart des défauts internes [Ise05], [Fra08], [Rai00]). Ainsi, ces méthodes s'avèrent être intéressantes pour détecter les courts-circuits inter-spores dans les machines électriques [Liu06]. Le principal désavantage de ces méthodes est qu'il faut s'assurer d'avoir des conditions d'excitation suffisamment riches pour garantir la convergence des algorithmes d'identification.

Le modèle utilisé pour l'estimation paramétrique est l'un des choix importants qui doit être fait avec cette approche de diagnostic. En effet, il est possible d'utiliser une représentation saine de la machine électrique étudiée comme dans [Kho09] et [Liu06] où l'apparition d'un court-circuit inter-spores est décelée par des variations anormales des paramètres estimés (résistances ou inductances par exemple). A contrario, dans [Bac02] et [Sch99], la détection des courts-circuits inter-spores, appliquée aux MAS, est réalisée via un modèle qui inclut dans sa formulation la boucle de défaut. Ainsi, ce modèle possède une partie « saine » correspondant au modèle de la MAS sans défaut et une partie « défaillante » où se trouvent les paramètres estimés spécifiques du défaut étudié qui sont utilisés pour le diagnostic.

En plus du modèle du système étudié, il convient également de choisir l'algorithme d'identification adapté au contexte d'étude. Par exemple dans [Bac02], l'algorithme de Levenberg-Marquardt est utilisé sur un horizon de temps important pour une détection hors-ligne. Dans [Kho09], l'estimation paramétrique est réalisée avec l'algorithme des moindres carrés récursifs qui autorise une détection rapide en ligne. D'un point de vue général, le Filtre de Kalman Etendu (*FKE*) est souvent utilisé pour l'estimation de paramètres dans les systèmes physiques, qu'ils soient linéaires ou non-linéaires. Ceci est notamment le cas dans les machines électriques [Aks10], [Aug13], [Fou07], [Pey03]. Cet algorithme tend à

minimiser la variance de l'erreur d'estimation et présente l'avantage de pouvoir filtrer les bruits liés aux mesures et aux modèles. Le FKE donne également la possibilité d'imposer la dynamique d'évolution des paramètres estimés en initialisant correctement les matrices de covariance de l'algorithme. Le problème du coût de calcul du FKE, qui pouvait être un frein à son utilisation, est compensé par le développement de processeurs à haute performance de type DSP.

3.2.4 Conclusion

Cette section 3.2 a présenté les différentes méthodes utilisées dans la littérature pour détecter les courts-circuits inter-spores dans les machines électriques. Compte tenu du contexte aéronautique et du fonctionnement générateur, l'indicateur de défaut doit être construit sous diverses contraintes précédemment évoquées dans le §1.4. Ainsi, la méthode de détection utilisée doit être capable de fournir un diagnostic rapide, en ligne et robuste aux variations du réseau électrique. Ces contraintes nous ont amené à nous intéresser plus particulièrement aux méthodes de détection basées sur l'utilisation de modèles analytiques. L'algorithme du Filtre de Kalman Etendu (*FKE*) se prête tout particulièrement pour notre application dans la mesure où il est possible de régler la dynamique de convergence et la tolérance aux bruits en définissant les matrices de covariance appropriées. Elles possèdent de surcroît un coût calculatoire « raisonnable » au sens où elles sont tout à fait compatibles avec des implantations sur calculateurs embarqués.

Dans la suite de ce chapitre, l'estimation paramétrique est appliquée sur deux modèles analytiques distincts : un modèle de PMG « sain » et un modèle de PMG « défaillant ». Dans un premier temps, la mise en équation de ces deux modèles est décrite. Dans un second temps, l'application de l'algorithme du FKE sur ces deux modèles afin de réaliser l'estimation de leurs paramètres internes est présentée.

3.3 Modèles de PMG utilisés pour la détection

3.3.1 Modèle basé sur une structure de PMG « sain »

Le premier modèle utilisé pour l'identification de paramètres dans les PMG correspond à un modèle sain de la machine. Cette modélisation repose sur les hypothèses simplificatrices couramment utilisées [Ond06], à savoir :

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- Entrefer constant
- Pertes fers, effet des encoches et effet de peau négligés

La Figure 3-8 représente les différents référentiels utilisés afin d'écrire les équations électriques du PMG. Le repère triphasé {a,b,c} correspond à un référentiel fixe, lié au stator. Le repère diphasé { α , β } correspond au référentiel fixe de Concordia, lié au stator. Enfin, le repère diphasé {d,q} correspond au référentiel tournant de Park, lié au rotor.

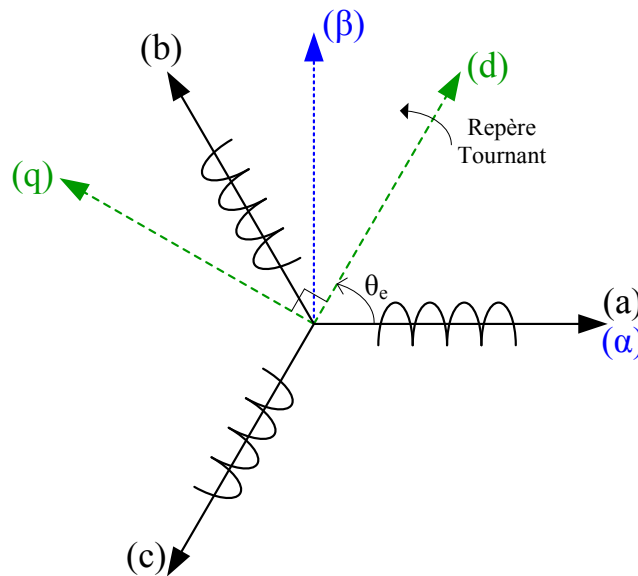


Figure 3-8 : Différents référentiels d'étude

La Figure 3-9 représente le modèle d'un PMG en prenant en compte les hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment.

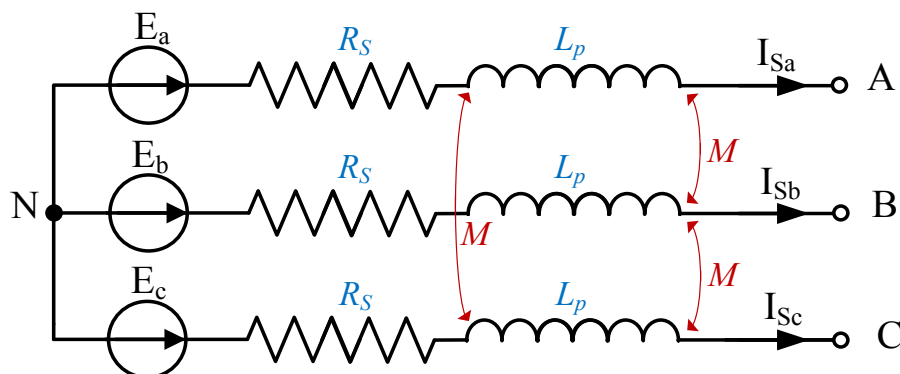


Figure 3-9 : Schéma du modèle du PMG sain dans le repère triphasé

Avec :

V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc} : Tensions aux bornes des enroulements statoriques ($V_{Si} = V_i - V_N$)

I_{Sa}, I_{Sb}, I_{Sc} : Courant circulant dans les enroulements statoriques

E_a, E_b, E_c : Forces électromotrices

R_S : Résistance statorique

L_p : Inductance propre statorique

M : Inductance mutuelle statorique

Dans le repère triphasé {a,b,c}, les équations électriques au stator s'écrivent en convention générateur :

$$[V_S] = - [R_S] \cdot [I_S] - [L_S] \cdot [\dot{I}_S] + [E] \quad (3-1)$$

Avec :

$[V_S] = [V_{Sa} \ V_{Sb} \ V_{Sc}]$: Vecteur des tensions statoriques

$[I_S] = [I_{Sa} \ I_{Sb} \ I_{Sc}]$: Vecteur des courants statoriques

$[E] = [E_a \ E_b \ E_c]$: Vecteur des forces électromotrices

$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$: Matrice des résistances statoriques

$[L_S] = \begin{bmatrix} L_p & M & M \\ M & L_p & M \\ M & M & L_p \end{bmatrix}$: Matrice des inductances statoriques

Afin de réduire l'ordre du système, la transformation de Concordia est utilisée. Dans ce cas, elle permet de passer d'un ordre trois à un ordre deux, tout en conservant la puissance instantanée, en utilisant la matrice de passage T_{23} définie par :

$$[X]_{\alpha\beta} = T_{23} \cdot [X]_{abc} \text{ avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

En appliquant la transformée de Concordia sur (3-1), les équations électriques deviennent :

$$[V_S]_{\alpha\beta} = - R_S \cdot [I_S]_{\alpha\beta} - (L_p - M) \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \quad (3-3)$$

La transformation de Park permet de passer d'un repère fixe à un repère tournant, lié à la position angulaire θ , en utilisant la matrice de passage $P(\theta)$ définie par :

$$[X]_{dq} = P(\theta) \cdot [X]_{\alpha\beta} \text{ avec } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

En appliquant la transformée de Park sur (3-3), les équations électriques deviennent :

$$[V_S]_{dq} = - R_S \cdot [I_S]_{dq} - L_S \cdot [\dot{I}_S]_{dq} + \omega \cdot L_S \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [I_S]_{dq} + [E]_{dq} \quad (3-5)$$

Avec $L_S = L_p - M$: inductance cyclique de la machine et $\omega = d\theta/dt$

L'angle θ traditionnellement choisi correspond à la position électrique du rotor par rapport au stator, notée θ_e . Dans le cas où les fem sont purement sinusoïdales et équilibrées, cela permet d'annuler la composante de $[E]_{dq}$ sur l'axe d :

$$[E]_{dq} = P(\theta_e) \cdot T_{23} \cdot [X]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \cdot \omega \end{bmatrix} \text{ si } [E]_{abc} \text{ sont sinusoïdales équilibrées} \quad (3-6)$$

Avec K_e : constante de fem

Dans le cas où les fem ne peuvent pas être considérées comme purement sinusoïdales et équilibrées, il est possible de se ramener à la configuration de l'équation (3-6) avec une transformation de Park à flux orientés [Kho09] qui utilise un angle θ spécialement choisi pour annuler le terme de fem sur l'axe d. Cependant, cette méthode nécessite de tabuler avec précision la fem en fonction de la position du rotor.

Pour notre application, nous avons choisi d'appliquer la transformation de Park standard utilisant l'angle électrique θ_e . Ceci est justifié par les tests expérimentaux présentés dans §2.5.1.1 qui montrent que les fem de la machine étudiée sont quasiment sinusoïdales. De plus, cette représentation dans le repère de Park permet d'obtenir des états constants en régime permanent ce qui facilite le réglage et l'étude des observateurs.

Finalement, en appliquant la transformation de Park standard, cette modélisation du PMG aboutit aux équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I}_{Sd} = -\frac{R_S}{L_S} \cdot I_{Sd} + \omega \cdot I_{Sq} - \frac{1}{L_S} \cdot V_{Sd} \\ \dot{I}_{Sq} = -\omega \cdot I_{Sd} - \frac{R_S}{L_S} \cdot I_{Sq} + \frac{K_e}{L_S} \cdot \omega - \frac{1}{L_S} \cdot V_{Sq} \end{cases} \quad (3-7)$$

Cette formulation, représentée graphiquement sur la Figure 3-10, fait apparaître les différents paramètres qu'il est possible d'estimer via le FKE, à savoir la pulsation électrique ω , la résistance statorique R_S , l'inverse de l'inductance cyclique $1/L_S$ et la constante de fem K_e .

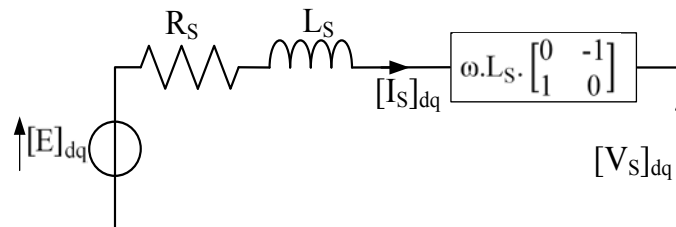


Figure 3-10 : Modèle « sain » du PMG dans le repère de Park

De plus, les équations (3-7) font apparaître un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X(t), U(t)) \\ Y(t) = C \cdot X(t) \end{cases} \quad (3-8)$$

avec :

$X = [I_{Sd} \ I_{Sq}]^T$: Vecteur d'état

$Y = [I_{Sd} \ I_{Sq}]^T$: Vecteur de sortie

$U = [V_{Sd} \ V_{Sq}]^T$: Vecteur d'entrée

$f(X(t), U(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} \cdot I_{Sd} + \omega \cdot I_{Sq} - \frac{1}{L_S} \cdot V_{Sd} \\ -\omega \cdot I_{Sd} - \frac{R_S}{L_S} \cdot I_{Sq} + \frac{K_e}{L_S} \cdot \omega - \frac{1}{L_S} \cdot V_{Sq} \end{bmatrix}$: Fonction d'état du système

$C = I_{2 \times 2}$: Matrice d'observation

L'utilisation du FKE pour l'estimation des divers paramètres de ce modèle (ω , K_e , R_S , $1/L_S$) est détaillée dans le §3.5.1 et a fait l'objet d'une publication [Aub13a].

3.3.2 Modèle basé sur une structure de PMG « défaillant »

Le second modèle utilisé pour l'identification de paramètres dans les PMG correspond à un modèle défaillant de la machine. Cette modélisation est inspirée du travail effectué dans [Bac02] sur la détection des courts-circuits inter-spires dans les MAS et est illustrée sur la Figure 3-11 avec, dans cet exemple, un défaut localisé sur la phase C.

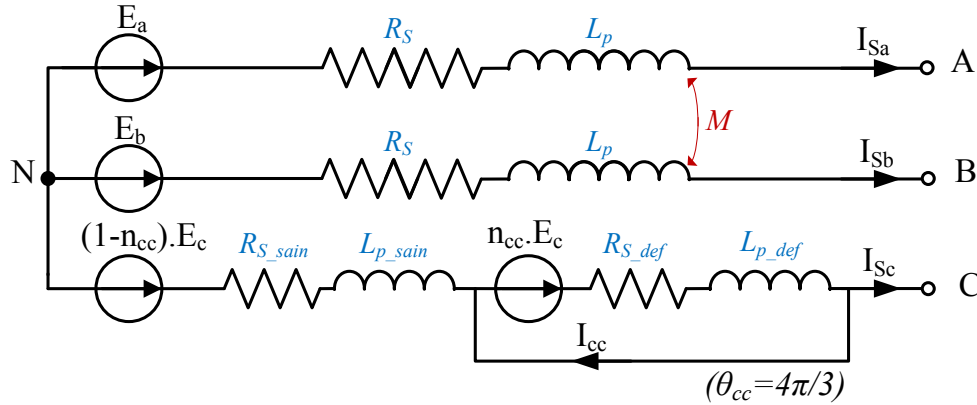


Figure 3-11 : Schéma du modèle du PMG défaillant dans le repère triphasé (cas d'un défaut sur la phase C)

Par rapport au modèle du PMG sain (Figure 3-9), celui-ci insère une boucle de court-circuit caractérisée par deux nouveaux paramètres :

- **L'angle de localisation du défaut θ_{cc}** qui permet de repérer la phase en défaut. Sa valeur est égale à 0, $2\pi/3$ ou $4\pi/3$ selon que le court-circuit inter-spires soit localisé respectivement sur la phase A, B ou C.
- **Le pourcentage de spires en court-circuit n_{cc}** qui correspond au rapport entre le nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires composant une phase statorique.

Afin d'écrire les équations électriques du modèle, les résistances et les inductances de la phase en défaut doivent être définies. Concernant les résistances, elles sont considérées comme étant proportionnelles au nombre de spires. Ainsi :

$$\begin{cases} R_{S_sain} = (1 - n_{cc}) \cdot R_S \\ R_{S_def} = n_{cc} \cdot R_S \end{cases} \quad (3-9)$$

Où R_{S_sain} et R_{S_def} représentent respectivement les résistances de la partie saine et défaillante de la phase en court-circuit.

Les inductances de la phase en défaut peuvent être calculées en considérant le circuit de reluctance emprunté par les lignes de champ comme étant invariant lors de l'apparition d'un court-circuit inter-spires. De plus, les inductances de fuite sont négligées dans cette formulation ce qui implique $M = -L_p/2$. Ainsi :

$$\begin{cases} L_{p_sain} = (1 - n_{cc})^2 \cdot L_p \\ L_{p_def} = n_{cc}^2 \cdot L_p \end{cases} \text{ et } \begin{cases} M_{sain_def} = n_{cc} \cdot (1 - n_{cc}) \cdot L_p \\ M_{x_sain} = (1 - n_{cc}) \cdot M = - (1 - n_{cc}) \cdot \frac{L_p}{2} \\ M_{x_def} = n_{cc} \cdot M = - n_{cc} \cdot \frac{L_p}{2} \end{cases} \quad (3-10)$$

Où L_{p_sain} et L_{p_def} représentent respectivement les inductances propres de la partie saine et défaillante de la phase en court-circuit. M_{sain_def} représente l'inductance mutuelle entre la partie saine et défaillante de la phase en court-circuit. M_{x_sain} et M_{x_def} représentent respectivement les inductances mutuelles entre les phases saines et la partie saine et entre les phases saines et la partie défaillante de la phase en court-circuit.

Grâce aux expressions des résistances (3-9) et des inductances (3-10) en lien avec la phase en défaut, les équations électriques au stator peuvent être exprimées dans le repère triphasé :

$$\begin{cases} [V_S] = -[R_S] \cdot [I_S] - [L_S] \cdot [\dot{I}_S] + [E] - n_{cc} \cdot R_s \cdot T_{cc} \cdot I_{cc} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot n_{cc} \cdot L_p \cdot T_{32} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{cc} \\ \sin \theta_{cc} \end{bmatrix} \cdot \dot{I}_{cc} \\ 0 = n_{cc} \cdot R_s \cdot T_{cc}^T \cdot [I_S] + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot n_{cc} \cdot L_p \cdot \left(T_{32} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{cc} \\ \sin \theta_{cc} \end{bmatrix} \right)^T \cdot [\dot{I}_S] - n_{cc} \cdot T_{cc}^T \cdot [E] \\ \quad + n_{cc} \cdot R_s \cdot I_{cc} + n_{cc}^2 \cdot L_p \cdot \dot{I}_{cc} \end{cases} \quad (3-11)$$

Avec :

$$[V_S] = [V_{Sa} \ V_{Sb} \ V_{Sc}]$$

: Vecteur des tensions statoriques

$$[I_S] = [I_{Sa} \ I_{Sb} \ I_{Sc}]$$

: Vecteur des courants statoriques

$$[E] = [E_a \ E_b \ E_c]$$

: Vecteur des forces électromotrices

$$I_{cc}$$

: Courant dans la boucle de court-circuit

$$n_{cc}$$

: Pourcentage de spires en court-circuit

$$\theta_{cc}$$

: Angle localisant la phase en court-circuit

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$$

: Matrice des résistances statoriques

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_p & -\frac{L_p}{2} & -\frac{L_p}{2} \\ -\frac{L_p}{2} & L_p & -\frac{L_p}{2} \\ -\frac{L_p}{2} & -\frac{L_p}{2} & L_p \end{bmatrix}$$

: Matrice des inductances statoriques

$$T_{32} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

: Matrice de Concordia tel que $X_{abc} = T_{32} \cdot X_{\alpha\beta}$

$$T_{cc} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1+2 \cdot \cos(\theta_{cc}) \\ 1+2 \cdot \cos\left(\theta_{cc}-\frac{2\pi}{3}\right) \\ 1+2 \cdot \cos\left(\theta_{cc}-\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

: Matrice de court-circuit

$$\left(= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ si } \theta_{cc} = 0; = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ si } \theta_{cc} = \frac{2\pi}{3}; = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ si } \theta_{cc} = \frac{4\pi}{3} \right)$$

La première équation de (3-11) se rapporte à l'expression des tensions statoriques du PMG, où les deux derniers termes correspondent aux chutes de tension engendrées par le court-circuit inter-spores. La seconde équation est relative à la boucle de court-circuit.

En appliquant la transformation de Concordia à (3-11), les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} [V_S]_{\alpha\beta} = -R_S \cdot [I_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} - n_{cc} \cdot R_S \cdot T_{23} \cdot T_{cc} \cdot I_{cc} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot L_S \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{cc} \\ \sin \theta_{cc} \end{bmatrix} \cdot \dot{I}_{cc} \\ 0 = n_{cc} \cdot R_S \cdot T_{cc}^T \cdot T_{32} \cdot [I_S]_{\alpha\beta} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot L_S \cdot \left(T_{32} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{cc} \\ \sin \theta_{cc} \end{bmatrix} \right)^T \cdot T_{32} \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} \\ - n_{cc} \cdot T_{cc}^T \cdot T_{32} \cdot [E]_{\alpha\beta} + n_{cc} \cdot R_S \cdot I_{cc} + \frac{2}{3} \cdot n_{cc}^2 \cdot L_S \cdot \dot{I}_{cc} \end{cases} \quad (3-12)$$

Avec :

$L_S = 3/2 L_p$: Inductance synchrone

$$T_{23} \cdot T_{cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix}$$

En posant $[I_{cc}]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot I_{cc}$ et en multipliant la seconde équation de (3-12) par $\begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix}$, les équations (3-12) deviennent :

$$\begin{cases} [V_S]_{\alpha\beta} = -R_S \cdot [I_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot R_S \cdot [I_{cc}]_{\alpha\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot L_S \cdot [\dot{I}_{cc}]_{\alpha\beta} \\ 0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot R_S \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [I_S]_{\alpha\beta} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot L_S \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [E]_{\alpha\beta} \\ + n_{cc} \cdot R_S \cdot [I_{cc}]_{\alpha\beta} + \frac{2}{3} \cdot n_{cc}^2 \cdot L_S \cdot [\dot{I}_{cc}]_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (3-13)$$

$$\text{Avec } Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) & \sin^2(\theta_{cc}) \end{bmatrix}$$

En posant $[\hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot n_{cc} \cdot [I_{cc}]_{\alpha\beta}$, les équations (3-13) s'écrivent :

$$\begin{cases} [V_S]_{\alpha\beta} = -R_S \cdot [I_S + \hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}_S + \dot{\hat{T}}_{cc}]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \\ R_S \cdot [\hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot n_{cc} \cdot \left(-R_S \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [I_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [\dot{I}_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{\hat{T}}_{cc}]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \right) \end{cases} \quad (3-14)$$

Enfin, en posant $[I'_S]_{\alpha\beta} = [I_S + \hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta}$ et en remarquant que $[\dot{\hat{T}}_{cc}]_{\alpha\beta} = Q(\theta_{cc}) \cdot [\hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta}$:

$$\begin{cases} [V_S]_{\alpha\beta} = -R_S \cdot [I'_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}'_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \\ R_S \cdot [\hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta} - \frac{2}{3} \cdot n_{cc} \cdot R_S \cdot [\hat{T}_{cc}]_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot n_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \left(-R_S \cdot [I'_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}'_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \right) \end{cases} \quad (3-15)$$

Finalement, les équations électriques relatives à ce modèle dans le référentiel de Concordia s'expriment :

$$\begin{cases} [V_S]_{\alpha\beta} = -R_S \cdot [I'_S]_{\alpha\beta} - L_S \cdot [\dot{I}'_S]_{\alpha\beta} + [E]_{\alpha\beta} \\ [\tilde{T}_{cc}]_{\alpha\beta} = \frac{2 \cdot n_{cc}}{(3-2 \cdot n_{cc}) \cdot R_S} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot [V_S]_{\alpha\beta} = [Y_{cc}]_{\alpha\beta} \cdot [V_S]_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (3-16)$$

Avec $[Y_{cc}]_{\alpha\beta} = \left[\frac{1}{Z_{cc}} \right]_{\alpha\beta} = \frac{2 \cdot n_{cc}}{(3-2 \cdot n_{cc}) \cdot R_S} \cdot Q(\theta_{cc})$

En appliquant la transformée de Park à (3-16), les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} [V_S]_{dq} = -R_S \cdot [I'_S]_{dq} - L_S \cdot [\dot{I}'_S]_{dq} + \omega \cdot L_S \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [I'_S]_{dq} + [E]_{dq} \\ [\tilde{T}_{cc}]_{dq} = P(\theta_e) \cdot \frac{1}{[Z_{cc}]_{\alpha\beta}} \cdot P(\theta_e)^T \cdot [V_S]_{dq} = [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_S]_{dq} \end{cases} \quad (3-17)$$

Avec $[Y_{cc}]_{dq} = \left[\frac{1}{Z_{cc}} \right]_{dq} = \frac{2 \cdot n_{cc}}{(3-2 \cdot n_{cc}) \cdot R_S} \cdot P(\theta_e) \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot P(\theta_e)^T$

Finalement, les équations d'état relatives à ce modèle dans le référentiel de Park s'expriment :

$$\begin{cases} [\dot{I}'_S]_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \cdot [I'_S]_{dq} + \frac{1}{L_S} \cdot [E]_{dq} - \frac{1}{L_S} \cdot [V_S]_{dq} \\ [I_S]_{dq} = [I'_S]_{dq} - [\tilde{T}_{cc}]_{dq} = [I'_S]_{dq} - [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_S]_{dq} \end{cases} \quad (3-18)$$

Le système d'équations (3-18), schématisé sur la Figure 3-12, correspond à l'équation classique d'un PMG sain en considérant $[I'_S]$ comme le courant statorique, à laquelle s'ajoute une équation de sortie relative au défaut.

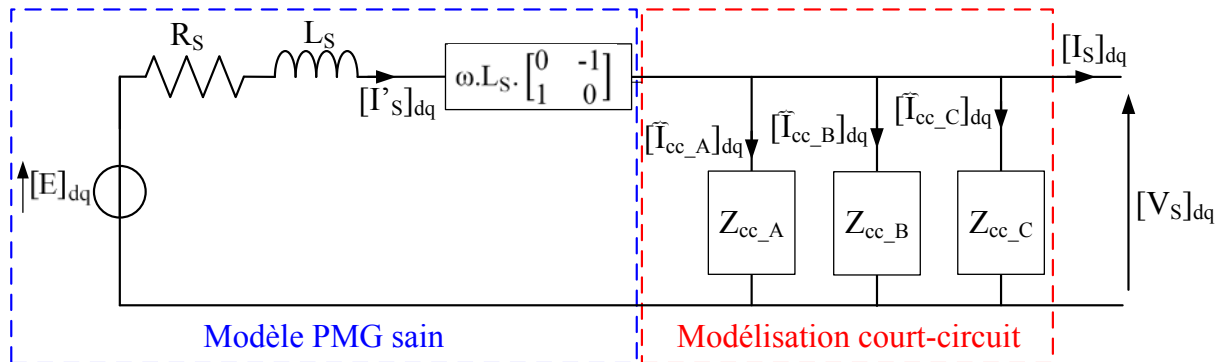


Figure 3-12 : Modèle « défaillant » du PMG dans le repère de Park

Le courant de court-circuit est caractérisé par une impédance $[Z_{cc}]$ qui dévie une partie du courant statorique lorsque le défaut apparaît. Cette impédance dépend de la localisation du défaut, en raison de la présence de θ_{cc} dans son expression. En appliquant ce principe de modélisation aux trois phases statoriques, c'est à dire en fixant la valeur de θ_{cc} , trois impédances de défaut $[Z_{cc_A}]$, $[Z_{cc_B}]$ et $[Z_{cc_C}]$ sont définies. Elles correspondent respectivement à des défauts localisés sur la phase A ($\theta_{cc} = 0$), B ($\theta_{cc} = 2\pi/3$) et C ($\theta_{cc} = 4\pi/3$).

Ces impédances ne dépendent plus que des pourcentages de spires en court-circuit n_{cc_A} , n_{cc_B} et n_{cc_C} , qui seront les paramètres estimés par le FKE.

Comme pour le modèle du PMG « sain », ce modèle « défaillant », exprimé par les équations (3-18), peut s'écrire sous la forme d'un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X(t), U(t)) \\ Y(t) = h(X(t), U(t)) \end{cases} \quad (3-19)$$

Avec :

$X = [I'_{sd} \ I'_{sq}]^T$: Vecteur d'état

$Y = [I_{sd} \ I_{sq}]^T$: Vecteur de sortie

$U = [V_{sd} \ V_{sq} \ E_{sd} \ E_{sq}]^T$: Vecteur d'entrée

$$f(X(t), U(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \cdot I'_{sd} + \omega \cdot I'_{sq} + \frac{1}{L_s} (E_d - V_{sd}) \\ -\omega \cdot I'_{sd} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I'_{sq} + \frac{1}{L_s} (E_q - V_{sq}) \end{bmatrix} : \text{Fonction d'état du système}$$

$$h(X(t), U(t)) = [I'_s]_{dq} - [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_s]_{dq} : \text{Fonction de sortie du système}$$

Le principe d'estimation des pourcentages de spires en court-circuit (n_{cc_A} , n_{cc_B} et n_{cc_C}) via le FKE est détaillée dans le §3.5.2 et a fait l'objet de deux publications [Aub13b], [Aub13c].

3.4 Identification des paramètres avec le FKE

3.4.1 Le filtre de Kalman standard discret

Le filtre de Kalman standard [Kal60] est un observateur stochastique qui permet, à partir du vecteur d'entrée $U(t)$ et du vecteur de sortie $Y(t)$, de reconstruire le vecteur d'état $X(t)$ d'un système linéaire bruité décrit par le modèle d'état (3-20) :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A.X(t) + B.U(t) + W(t) \\ Y(t) = C.X(t) + D.U(t) + V(t) \end{cases} \quad (3-20)$$

Où A , B , C et D représentent respectivement les matrices d'état, de commande, d'observation et d'action directe du système d'état. $W(t)$ et $V(t)$ représentent respectivement les vecteurs relatifs aux bruits d'état et de mesure du modèle.

Afin d'implanter l'algorithme du filtre de Kalman sur un ordinateur, le modèle d'état (3-20) doit être discrétisé. La méthode de discrétisation choisie est l'approximation au premier ordre suivant Euler, telle que :

$$e^{A.T_e} \cong I + A.T_e \quad (3-21)$$

Avec T_e : période d'échantillonnage.

Cette approximation du premier ordre est suffisamment précise pour notre application et permet de ne pas alourdir les calculs pour permettre une implantation de l'algorithme sur un DSP. En utilisant cette approximation au premier ordre suivant Euler et en supposant la matrice d'action directe D nulle (cas du modèle du PMG sain (3-8)), le modèle d'état (3-20) discrétisé s'exprime :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k.X_k + B_k.U_k + W_k \\ Y_k = C_k.X_k + V_k \end{cases} \quad (3-22)$$

Avec :

$$\begin{cases} A_k = I + T_e.A \\ B_k = T_e.B ; W_k = T_e.W \\ C_k = C ; V_k = V \end{cases} \quad (3-23)$$

Les bruits d'état W_k proviennent des erreurs de modélisation ou créées par l'échantillonnage, des imperfections de la machine ou des imprécisions sur les mesures des entrées. Les bruits de mesure V_k correspondent aux imperfections sur les capteurs des sorties. Une hypothèse importante dans la formulation du filtre de Kalman est de considérer ces bruits comme des bruits blancs, Gaussiens, non corrélés de moyenne nulle et caractérisés respectivement par des matrices de covariance Q_k et R_k . Ainsi, ces bruits présentent les caractéristiques suivantes :

- Espérance mathématique nulle :

$$\begin{aligned} E[W_k] &= 0 \\ E[V_k] &= 0 \end{aligned} \quad (3-24)$$

- Indépendance entre les bruits d'état et de mesure :

$$E[W_k.V_j^T] = 0 \quad (3-25)$$

- Indépendance entre les bruits et les états :

$$\begin{aligned} E[W_k \cdot X_j^T] &= 0 \\ E[V_k \cdot X_j^T] &= 0 \end{aligned} \quad (3-26)$$

- Autocorrélation :

$$\begin{aligned} E[W_k \cdot W_j^T] &= \begin{cases} Q_k & \text{si } j = k \\ 0 & \text{si } j \neq k \end{cases} \\ E[V_k \cdot V_j^T] &= \begin{cases} R_k & \text{si } j = k \\ 0 & \text{si } j \neq k \end{cases} \end{aligned} \quad (3-27)$$

Sous ces hypothèses, le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation [Zhe08]. La détermination des matrices de covariance Q_k et R_k est délicate mais nécessaire pour la bonne convergence du filtre de Kalman. Nous détaillerons ce point dans la suite de ce chapitre.

Après la phase d'initialisation où le vecteur d'état $\hat{X}_{0|0}$ et la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $P_{0|0}$ sont définis, le filtre de Kalman se décompose en deux étapes (l'étape de prédiction et l'étape de correction) qui sont exécutées à chaque période d'échantillonnage T_e .

- **Etape de prédiction :**

L'étape de prédiction consiste tout d'abord à estimer le vecteur d'état à l'instant $(k+1).T_e$ en fonction des valeurs de l'état et des mesures des entrées effectuées à l'instant $k.T_e$. Cette estimation a priori du vecteur d'état, notée $\hat{X}_{k+1|k}$, est calculée à partir de l'équation d'état du système (3-22). Ainsi :

$$\hat{X}_{k+1|k} = A_k \cdot \hat{X}_{k|k} + B_k \cdot U_k \quad (3-28)$$

Où $\hat{X}_{k|k}$ représente l'estimation de l'état X à l'instant $k.T_e$ après assimilation des mesures et T_e représente la période d'échantillonnage.

Nous définissons les matrices de covariance des erreurs d'estimation $P_{k+1|k}$ et $P_{k|k}$, associées respectivement aux états estimés $\hat{X}_{k+1|k}$ et $\hat{X}_{k|k}$:

$$P_{k+1|k} = E \left\{ (\hat{X}_{k+1|k} - X_{k+1}) \cdot (\hat{X}_{k+1|k} - X_{k+1})^T \right\} \quad (3-29)$$

$$P_{k|k} = E \left\{ (\hat{X}_{k|k} - X_k) \cdot (\hat{X}_{k|k} - X_k)^T \right\} \quad (3-30)$$

Ainsi, en utilisant les équations (3-28) et (3-29), la matrice $P_{k+1|k}$ peut être calculée en fonction de $P_{k|k}$:

$$P_{k+1|k} = A_k \cdot P_{k|k} \cdot A_k^T + Q_k \quad (3-31)$$

- **Etape de correction :**

L'étape de correction consiste à mettre à jour l'estimation de l'état $\hat{X}_{k+1|k+1}$ à partir des nouvelles mesures Y_{k+1} à l'instant $(k+1).T_e$ et de l'estimation a priori $\hat{X}_{k+1|k}$:

$$\hat{X}_{k+1|k+1} = \hat{X}_{k+1|k} + K_{k+1} \cdot (Y_{k+1} - C_k \cdot \hat{X}_{k+1|k}) \quad (3-32)$$

Où K_{k+1} , qui représente le gain de Kalman optimal pour minimiser la variance de l'erreur d'estimation, est défini par :

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} \cdot C_{k+1}^T \cdot (C_{k+1} \cdot P_{k+1|k} \cdot C_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (3-33)$$

La matrice de covariance des erreurs d'estimation est également mise à jour par l'équation suivante :

$$P_{k+1|k+1} = (I - K_{k+1} \cdot C_{k+1}) \cdot P_{k+1|k} \quad (3-34)$$

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman est donné sur la Figure 3-13.

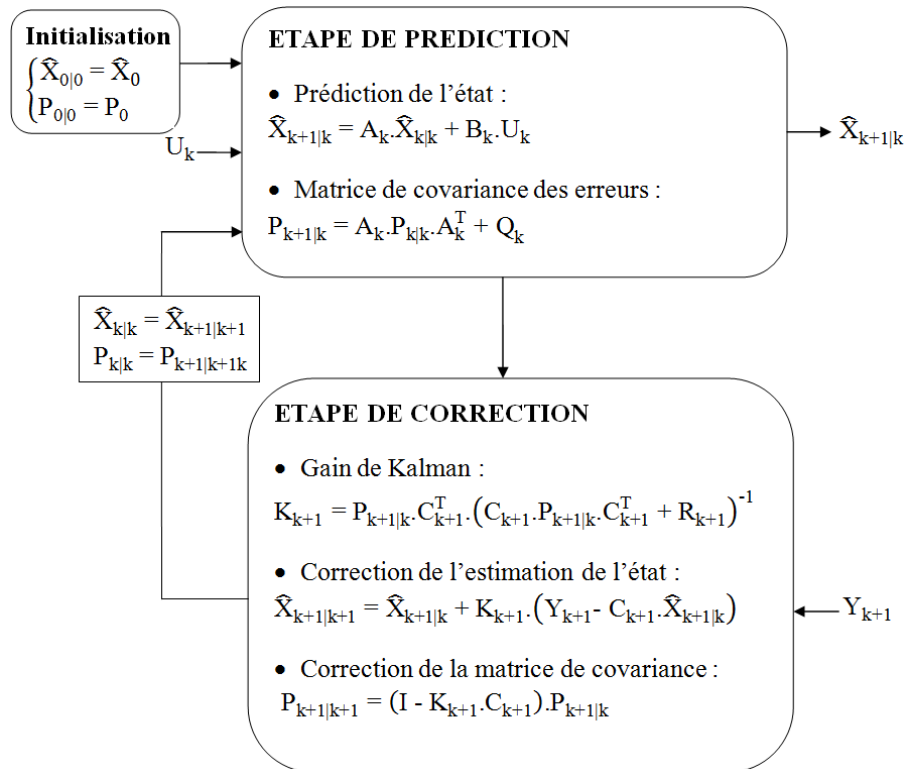


Figure 3-13 : Algorithme du filtre de Kalman discret

Le filtre de Kalman permet l'estimation de l'état d'un système linéaire, ce qui restreint son application dans la mesure où la majorité des systèmes physiques ne vérifie pas cette condition. De plus, afin de permettre l'estimation de paramètres d'un modèle, des états supplémentaires sont ajoutés au système, rendant celui-ci fréquemment non-linéaire. Ainsi, nous allons utiliser une autre formulation du filtre de Kalman, le filtre de Kalman étendu, qui permet d'estimer les états et les paramètres d'un système non-linéaire.

3.4.2 Le Filtre de Kalman Étendu

Le Filtre de Kalman étendu (FKE) permet d'appliquer le principe du filtre de Kalman pour estimer les états d'un système non-linéaire. Pour cela, les équations du système sont linéarisées autour d'un point de fonctionnement, correspondant dans le cas du FKE à l'état estimé. Tout d'abord, le système d'état doit être étendu en ajoutant les paramètres à estimer au vecteur d'état.

3.4.2.1 Augmentation de l'ordre du système d'état

Considérons les équations d'un système non-linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X(t), \lambda(t), U(t)) + W(t) \\ Y(t) = h(X(t), \lambda(t), U(t)) + V(t) \end{cases} \quad (3-35)$$

Où λ représente le vecteur des paramètres à estimer.

Afin de pouvoir estimer les paramètres λ apparaissant dans (3-35), ceux-ci sont insérés dans le vecteur d'état augmentant ainsi l'ordre du système :

$$X_e(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ \lambda(t) \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

En utilisant ce vecteur d'état étendu, le modèle d'état étendu s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X}_e(t) = \begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{\lambda}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(X(t), \lambda(t), U(t)) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_X(t) \\ W_\lambda(t) \end{bmatrix} \\ Y(t) = h(X(t), \lambda(t), U(t)) + V(t) \end{cases} \quad (3-37)$$

Dans cette formulation, l'évolution des paramètres ($\dot{\lambda}(t) = W_\lambda(t)$) est donc supposée inconnue et aléatoire ce qui permet de découpler les états. Il est également possible d'utiliser des équations d'évolution plus complexes. Par exemple, pour l'estimation de la vitesse de rotation des machines électriques, l'équation d'évolution de ω peut être définie par une équation mécanique [Chi12], [Pey03].

Le modèle d'état étendu (3-37) fait apparaître un système non-linéaire qu'il est nécessaire de linéariser afin d'appliquer le Filtre de Kalman Étendu. Avant de présenter l'algorithme du FKE plus en détail dans le §3.4.2.4, nous allons tout d'abord nous intéresser au critère d'observabilité des paramètres étendus.

3.4.2.2 Critère d'observabilité des paramètres

La notion d'observabilité complète n'existant pas dans les systèmes non linéaires [Hil01], nous proposons d'étudier l'observabilité autour d'un point de fonctionnement.

Une condition nécessaire et suffisante pour l'observabilité locale est la régularité de la matrice Jacobienne J définie par :

$$J = \left(\frac{\partial q}{\partial X} \right)_{X=X_i} \text{ avec } q = \begin{bmatrix} Y \\ \dot{Y} \\ \vdots \\ Y^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (3-38)$$

Où n correspond à la dimension du vecteur d'état X .

Ainsi, un système non linéaire est considéré comme localement observable en X_i si et seulement si :

$$\forall U \in \mathcal{R}^p : \text{rang}(J) = n \quad (3-39)$$

Où p correspond à la dimension du vecteur d'entrée U .

L'étude de l'observabilité locale des systèmes non linéaires sera réalisée pour chaque paramètre estimé dans le §3.5.1.2 pour le modèle « sain » et dans le §3.5.2.2 pour le modèle « défaillant ».

3.4.2.3 Linéarisation et discrétisation du système étendu

Après avoir vérifiée l'observabilité des paramètres, le modèle d'état étendu (3-37) peut être discrétisé sous l'approximation d'Euler (c.f. (3-21)) et linéarisé autour de l'état étendu X_{e_k} . Le modèle d'état discret linéarisé obtenu s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = F_k \cdot X_{e_k} + W_k \\ Y_k = H_k \cdot X_{e_k} + V_k \end{cases} \quad (3-40)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial X_k} & \frac{\partial f}{\partial \lambda_k} \\ 0 & I \end{bmatrix} \\ H_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial X_k} & \frac{\partial h}{\partial \lambda_k} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-41)$$

Le filtre de Kalman étendu peut maintenant être appliqué sur ce système discret linéarisé afin d'estimer les paramètres λ_k .

3.4.2.4 Algorithme du FKE

Comme pour le filtre de Kalman standard, le FKE se décompose en deux étapes exécutées à chaque période d'échantillonnage, après avoir pris soin d'initialiser le vecteur d'état étendu $\hat{X}_{e_{0|0}}$ et la matrice de covariance de l'erreur d'estimation $P_{0|0}$.

o Etape de prédiction :

Les états et les paramètres sont tout d'abord prédits d'après l'équation d'état du système :

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1|k} = f_k(\hat{X}_{k|k}, \hat{\lambda}_{k|k}, U_k) \\ \hat{\lambda}_{k+1|k} = \hat{\lambda}_{k|k} \end{cases} \quad (3-42)$$

La matrice de covariance des erreurs d'estimation, associée à la prédiction de l'état $\hat{X}_{e_{k+1|k}}$ s'écrit :

$$P_{k+1|k} = F_k \cdot P_{k|k} \cdot F_k^T + Q_k \quad (3-43)$$

o Etape de correction :

Avec la linéarisation de l'équation de sortie (3-40), la correction de l'état prédit s'écrit :

$$\hat{X}_{e_{k+1|k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1|k}} + K_{k+1} \cdot (Y_{k+1} - h_{k+1}(\hat{X}_{k+1|k}, \hat{\lambda}_{k+1|k}, U_k)) \quad (3-44)$$

Où le gain de Kalman est défini par :

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} \cdot H_{k+1}^T \cdot (H_{k+1} \cdot P_{k+1|k} \cdot H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (3-45)$$

La matrice de covariance des erreurs d'observation est également mise à jour :

$$P_{k+1|k+1} = (I - K_{k+1} \cdot H_{k+1}) \cdot P_{k+1|k} \quad (3-46)$$

Finalement, l'algorithme du FKE est donné sur la Figure 3-14.

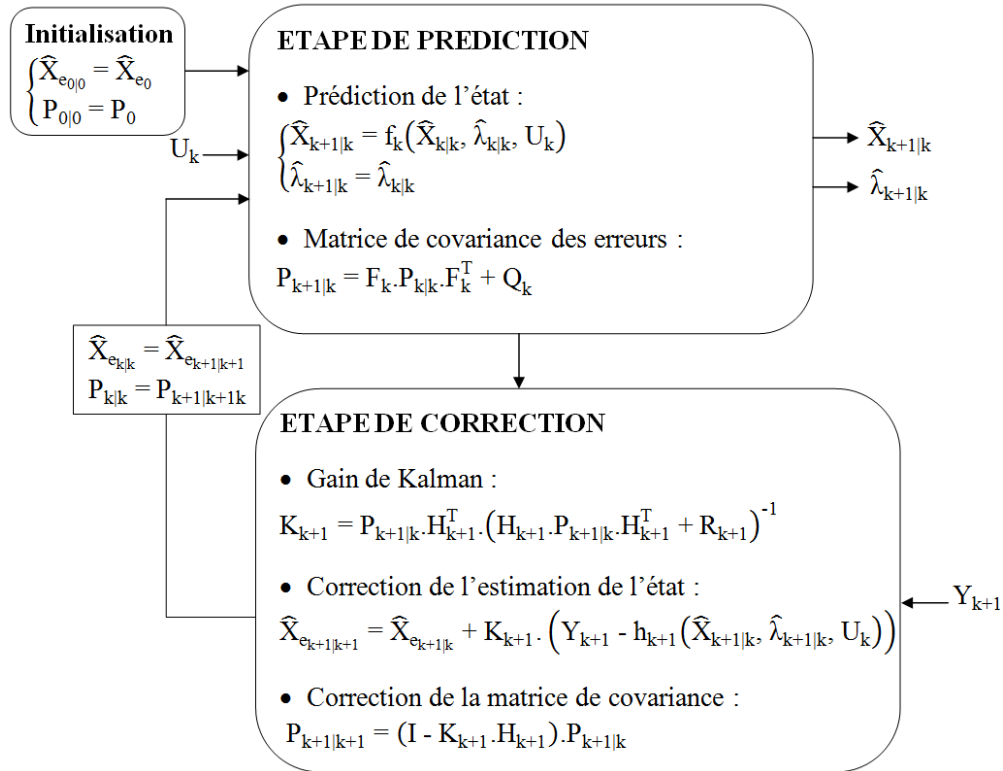


Figure 3-14 : Algorithme du filtre de Kalman étendu

Dans le §3.5, l'algorithme du FKE sera appliqué aux deux modèles de PMG pour estimer leurs paramètres. Tout d'abord, nous allons nous intéresser au paramétrage des matrices de covariance.

3.4.2.5 Paramétrage des matrices de covariance

Le paramétrage du filtre de Kalman est un point essentiel afin d'assurer la stabilité et la rapidité de convergence de l'algorithme. Une attention particulière doit être apportée au réglage des matrices de covariance Q et R qui contiennent respectivement la valeur de la covariance des bruits d'état et de mesure. En effet, dans le cas où Q et R sont des matrices diagonales, le rapport Q/R, qui est proportionnel au gain de Kalman, impose la dynamique et le régime permanent du filtre [Bit00], [Bor05]. Ainsi, augmenter ce rapport revient à réduire la confiance dans la prédiction et à donner plus d'importance à la mesure. Le gain de Kalman augmente ce qui entraîne une réponse dynamique plus rapide. A contrario, diminuer le rapport Q/R revient à diminuer le gain de Kalman, en donnant plus d'importance à l'étape de prédiction. Cela entraîne un meilleur filtrage des estimations.

Les bruits d'état ont pour origine les erreurs de mesure sur les entrées et les erreurs de modélisation (dues aux hypothèses simplificatrices, à la discrétisation, aux incertitudes sur les paramètres...) alors que les bruits de mesure sont liés aux erreurs de mesure sur les sorties du système [Lor93]. Compte tenu des hypothèses émises sur les bruits d'état et de mesure (§3.4.1), les matrices Q et R ont les structures suivantes :

$$\begin{cases} R = \sigma_y^2 \cdot I_m = r \cdot I_m \text{ avec } r = \sigma_y^2 \\ Q = \text{diag}(Q_x, Q_\lambda) = q_x \cdot \text{diag}\left(I_{n-1}, \frac{q_\lambda}{q_x}\right) \text{ avec } \begin{cases} q_x = \sigma_x^2 \\ q_\lambda = \sigma_\lambda^2 \end{cases} \end{cases} \quad (3-47)$$

Avec n et m correspondant respectivement à la dimension du vecteur d'état X et de sortie Y et σ_i^2 correspondant à la variance de la variable i .

Par exemple, dans le cas où $m = 2$ (pour deux courants) et $n = 3$ (pour deux courants et un paramètre), l'équation (3-47) s'écrit :

$$\begin{cases} R = r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ Q = q_x \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{q_\lambda}{q_x} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-48)$$

La calibration des matrices de covariance Q et R revient donc à déterminer q_x , q_λ et r .

Dans la littérature, deux méthodes différentes sont utilisées pour déterminer ces matrices de covariance [Hil01],[Aug13], [Def10] :

- La première méthode utilise une approche stochastique liée à la définition des bruits dans l'algorithme de Kalman. En effet, cela consiste à évaluer les erreurs de mesure et de modélisation afin d'obtenir un réglage optimal du filtre. Cependant, cela suppose que ces erreurs soient représentées par des bruits blancs, centrés et décorrélés des états estimés, hypothèses rarement vérifiées en pratique. Ajouté au fait que l'origine des bruits d'état est diverse et donc difficile à appréhender, cette méthode de détermination des matrices Q et R n'est, en général, pas aisée à mettre en œuvre.
- La seconde méthode adopte un point de vue déterministe et utilise le paramétrage des matrices Q et R afin d'obtenir la dynamique souhaitée de convergence des estimations. Ce réglage est souvent effectué de manière empirique par des essais successifs. Une autre méthode, présentée dans [Hil00], utilise la minimisation linéaire quadratique (méthode LQG) pour automatiser le réglage des matrices Q et R .

La méthode utilisée dans ces travaux s'inscrit en deux étapes. Dans un premier temps, la variance de l'état estimé q_λ est définie afin d'obtenir la dynamique d'estimation souhaitée. Dans un second temps, les bruits des mesures sont utilisés pour calibrer q_x et r :

a) Détermination du rapport q_λ/q_x :

Cette première étape consiste à régler la dynamique de variation du paramètre estimé λ afin d'obtenir une réponse rapide sur ce paramètre en cas de défaut. En faisant l'hypothèse d'absence de bruits de mesure, il est montré en Annexe D que le temps de réponse de l'estimation du paramètre suite à une variation abrupte Δ_λ dépend du rapport q_x/q_λ tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau \approx \sqrt{\frac{q_x}{q_\lambda}} \cdot \frac{T_e}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f_i}{\partial \hat{\lambda}_k} \right)^2}} \text{ si } \lambda \text{ se trouve dans l'équation d'état} \\ \tau \approx \sqrt{\frac{q_x}{q_\lambda}} \cdot \frac{T_e}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\left| \frac{\partial f_i}{\partial \hat{x}_k} \right| \cdot \left| \frac{\partial h_i}{\partial \hat{\lambda}_k} \right| \right)^2}} \text{ si } \lambda \text{ se trouve dans l'équation de sortie} \end{array} \right. \quad (3-49)$$

Avec :

τ : Constante de temps de l'évolution du paramètre λ

T_e : Période d'échantillonnage

f_i et h_i : Fonction d'état et de sortie relatif à l'état i

Compte tenu de la dynamique souhaitée, le rapport q_x/q_λ est fixé afin d'obtenir $\tau = 20\text{ms}$. Cette constante de temps permet d'assurer une dynamique d'évolution des paramètres estimés proche de la période électrique de fonctionnement du PMG (entre 30Hz et 60Hz).

b) Détermination de q_x et r :

La matrice de covariance des bruits de mesure R de l'équation (3-48), dépend de la constante r qui peut être définie par la connaissance des erreurs sur les mesures des sorties du système. Comme nous l'avons déjà évoqué, la détermination des bruits d'état est plus complexe. Ainsi, nous faisons ici l'hypothèse que ces bruits ont pour principale origine les erreurs de mesure sur les entrées ce qui va nous permettre de définir la constante q_x . Dans le cas où la stabilité du filtre obtenue n'est pas satisfaisante, il est toujours possible de l'affiner de façon empirique en modifiant le rapport Q/R , ce qui revient à régler soit q_x , soit r , depuis la valeur précédemment obtenue.

Même si la méthode adoptée pour le réglage des matrices Q et R n'est pas optimale, elle présente l'avantage d'être rapide et permet d'obtenir la dynamique d'évolution souhaitée du paramètre estimé sans avoir recours à des essais successifs.

Pour un fonctionnement en ligne du FKE, l'initialisation de l'algorithme n'est pas critique si les matrices de covariance Q et R ont été correctement paramétrées. Nous avons choisi :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{X}_{e0} = \begin{bmatrix} \hat{X}_0 \\ \hat{\lambda}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{nom} \end{bmatrix} \\ P_0 = Q \end{array} \right. \quad (3-50)$$

Où λ_{nom} correspond à la valeur nominale du paramètre estimé.

La méthode de paramétrage du FKE, décrite dans cette section, sera appliquée à l'identification de paramètres sur les deux modèles de PMG.

3.5 Application du FKE sur les modèles d'identification

3.5.1 Modèle basé sur une structure de PMG « sain »

3.5.1.1 Augmentation de l'ordre du système d'état

Afin d'estimer l'un des paramètres présents dans l'équation (3-7), le vecteur d'état doit être étendu. Ainsi, le modèle d'état se retrouve de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X}_e(t) = f(X(t), \lambda(t), U(t)) \\ Y(t) = C.X_e(t) \end{cases} \quad (3-51)$$

Selon le paramètre estimé, le vecteur d'état étendu X_e et le vecteur de sortie Y s'expriment :

- Pour la pulsation électrique ω :

$$\begin{cases} X_e = \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ \omega \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f(X, \lambda, U) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S}.I_{Sd} + \omega.I_{Sq} - \frac{1}{L_S}.V_{Sd} \\ -\omega.I_{Sd} - \frac{R_S}{L_S}.I_{Sq} + \frac{K_e}{L_S}.\omega - \frac{1}{L_S}.V_{Sq} \end{bmatrix} \\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-52)$$

- Pour la résistance statorique R_S (avec ω mesurée):

$$\begin{cases} X_e = \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ \omega \\ R_S \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ \omega \end{bmatrix} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f(X, \lambda, U) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S}.I_{Sd} + \omega.I_{Sq} - \frac{1}{L_S}.V_{Sd} \\ -\omega.I_{Sd} - \frac{R_S}{L_S}.I_{Sq} + \frac{K_e}{L_S}.\omega - \frac{1}{L_S}.V_{Sq} \end{bmatrix} \\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-53)$$

Pour l'estimation de la constante de fem K_e ou de l'inverse de l'inductance cyclique $1/L_S$, le modèle d'état étendu est le même que pour celui concernant la résistance statorique en remplaçant R_S respectivement par K_e ou $1/L_S$ dans le vecteur d'état étendu X_e .

Les équations (3-52) et (3-53) montrent que quel que soit le paramètre estimé, le système étendu est non-linéaire en raison de la présence d'état dans la matrice A (et dans la matrice B dans le cas de l'estimation de $1/L_S$). Dans la suite de cette section, l'application du FKE sera détaillée pour l'estimation de la résistance statorique R_S . Le principe restant le même pour les autres paramètres, l'application du FKE afin d'estimer ω , K_e ou $1/L_S$ est détaillée en Annexe E. Par ailleurs, nous nous sommes limités à l'estimation d'un seul paramètre pour chaque algorithme. L'estimation multi-paramètres a également été étudiée dans [Dau12] cependant, les résultats n'apportaient pas réellement d'informations supplémentaires pour la détection des défauts inter-spires. De plus, l'extension du vecteur d'état à plusieurs paramètres pouvait poser un problème en termes d'observabilité du système et de temps de calcul de l'algorithme du FKE pour son implantation sur un DSP.

3.5.1.2 Critère d'observabilité de R_S

Afin d'étudier l'observabilité locale du système étendu, la matrice Jacobienne du système non linéaire (3-53) s'exprime :

$$J = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial Y}{\partial X}\right)_{X=X_i} \\ \left(\frac{\partial \dot{Y}}{\partial X}\right)_{X=X_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{R_{S_i}}{L_S} & \omega_i & I_{S_{q_i}} & -\frac{I_{S_{d_i}}}{L_S} \\ -\omega_0 & -\frac{R_{S_i}}{L_S} & \frac{K_e}{L_S} - I_{S_{d_i}} & -\frac{I_{S_{q_i}}}{L_S} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

Ainsi, le système non-linéaire est localement observable si et seulement si la matrice Jacobienne J est de rang 4. Cela correspond au cas où les courants I_{S_d} et I_{S_q} sont non nuls. Finalement, nous pouvons conclure qu'il est possible d'estimer la résistance statorique R_S dans le cas où le PMG ne fonctionne pas à vide, ce qui est cohérent avec les équations d'état du système (3-7) où la résistance R_S est directement liée avec les courants I_{S_d} et I_{S_q} .

L'étude de l'observabilité locale appliquée à l'estimation des autres paramètres (ω , K_e , $1/L_S$) est détaillée en Annexe E. Comme pour R_S , l'expression de la matrices Jacobienne montre que l'estimation de l'inverse de l'inductance cyclique ($1/L_S$) n'est pas possible à courant nul alors que la constante de fem (K_e) ou la pulsation électrique (ω) sont observables quel que soit le point de fonctionnement de la machine.

3.5.1.3 Discrétisation et linéarisation du système étendu

Afin d'estimer la résistance statorique R_S via le FKE, le modèle d'état non linéaire, caractérisé par les équations (3-51) et (3-53), est discrétisé et linéarisé (selon le principe évoqué §3.4.2.3). Finalement, le modèle discret utilisé pour l'estimation de R_S s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = \begin{bmatrix} I_{S_{d_{k+1}}} \\ I_{S_{q_{k+1}}} \\ \omega_{k+1} \\ R_{S_{k+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - T_e \cdot \frac{R_{S_k}}{L_S}\right) \cdot I_{S_{d_k}} + T_e \cdot \omega_k \cdot I_{S_{q_k}} - \frac{T_e}{L_S} \cdot V_{S_{d_k}} \\ -T_e \cdot \omega_k \cdot I_{S_{d_k}} + \left(1 - T_e \cdot \frac{R_{S_k}}{L_S}\right) \cdot I_{S_{q_k}} + T_e \cdot \frac{K_e}{L_S} \cdot \omega_k - \frac{T_e}{L_S} \cdot V_{S_{q_k}} \\ \omega_k \\ R_{S_k} \end{bmatrix} \\ Y_k = \begin{bmatrix} I_{S_{d_k}} \\ I_{S_{q_k}} \\ \omega_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{S_{d_k}} \\ I_{S_{q_k}} \\ \omega_k \\ R_{S_k} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-55)$$

Dans l'algorithme du FKE, l'équation (3-55) est utilisée pour la prédiction de l'état $\hat{X}_{e_{k+1|k}}$ d'après l'état $\hat{X}_{e_{k|k}}$. Afin de calculer la matrice de covariance des erreurs d'estimation associée à la prédiction de l'état $\hat{X}_{e_{k+1|k}}$ (3-43), l'équation d'état (3-55) est linéarisé autour de l'état estimé $\hat{X}_{e_{k|k}}$ selon le formalisme de (3-40) et (3-41) avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f}{\partial X_{e_k}} \right|_{\hat{X}_{e_k|k}} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{\widehat{R}_{S_{k|k}}}{L_S} & T_e \cdot \widehat{\omega}_{k|k} & T_e \cdot \widehat{I}_{S_{q_{k|k}}} & - T_e \cdot \frac{\widehat{I}_{S_{d_{k|k}}}}{L_S} \\ - T_e \cdot \widehat{\omega}_{k|k} & 1 - T_e \cdot \frac{\widehat{R}_{S_{k|k}}}{L_S} & T_e \cdot \left(\frac{K_e}{L_S} - \widehat{I}_{S_{d_{k|k}}} \right) & - T_e \cdot \frac{\widehat{I}_{S_{q_{k|k}}}}{L_S} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-56)$$

L'équation de sortie de (3-55) ne dépendant pas des états, nous obtenons :

$$H_{k+1} = \left. \frac{\partial h}{\partial X_{e_k}} \right|_{\hat{X}_{e_{k+1}|k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-57)$$

Le modèle d'état discrétisé ainsi que les matrices de linéarisation F_k et H_{k+1} ayant été définis, il ne reste plus qu'à paramétrer les matrices de covariance pour implanter l'algorithme du FKE.

3.5.1.4 Paramétrage des matrices de covariance

Concernant le paramétrage du FKE selon le principe évoqué dans §3.4.2.5, la matrice de covariance R a été définie en calculant expérimentalement la variance des perturbations sur les mesures des courants. Ainsi :

$$R = \sigma_I^2 \cdot I_{3 \times 3} = 10^{-2} \cdot I_{3 \times 3} \quad (3-58)$$

La matrice de covariance Q , associée aux bruits d'état, est définie par :

$$Q = q_x \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & \frac{q_\lambda}{q_x} \end{bmatrix} \quad (3-59)$$

Le rapport q_λ/q_x est déterminé grâce à (3-49), appliquée sur le modèle d'état (3-7) :

$$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{L_S}{\tau \cdot \sqrt{(I_{S_d}^2 + I_{S_q}^2)}} \right)^2 = 4,2 \cdot 10^{-4} \text{ pour } I_{ch} = 5A \text{ et } \tau = 20ms \quad (3-60)$$

Ce rapport dépend donc du courant statorique. Pour chaque algorithme estimant un paramètre différent, nous avons choisi de nous placer à un point de fonctionnement particulier (5A / 50Hz) afin de calculer la valeur de q_λ/q_x .

Enfin, q_x a été défini en calculant expérimentalement la variance des perturbations sur les mesures des tensions. Ainsi, en utilisant le modèle discrétisé (3-55), nous obtenons :

$$q_x = \left(\frac{T_e}{L_S} \right)^2 \cdot \sigma_V^2 = 7,35 \cdot 10^{-3} \text{ avec } \begin{cases} T_e = 200\mu s \\ L_S = 3,5 \text{ mH} \\ \sigma_V^2 = 2,25 \text{ V}^2 \end{cases} \quad (3-61)$$

Finalement, le paramétrage du FKE pour l'estimation de la résistance statorique R_S est résumé ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = 7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4,2 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix} \\ R = 10^{-2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \hat{X}_{e0} = \begin{bmatrix} I_{sd0} \\ I_{sq0} \\ \omega_0 \\ R_{S_{nom}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0,295 \end{bmatrix} \\ P_0 = Q \end{array} \right. \quad (3-62)$$

Les modèles d'état discrets linéarisés ainsi que le paramétrage du FKE appliqué à l'estimation des autres paramètres (ω , K_e , $1/L_S$), sont donnés en Annexe E.

3.5.2 Modèle basé sur une structure de PMG « défaillant »

3.5.2.1 Augmentation de l'ordre du système d'état

Comme dans le cas du modèle sain, l'estimation des pourcentages de spires en court-circuit (n_{cc_A} , n_{cc_B} , n_{cc_C}) passe par l'extension du vecteur d'état. D'après l'équation (3-18), le système d'état étendu obtenu s'écrit avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_e = \begin{bmatrix} I'_{sd} \\ I'_{sq} \\ n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} f(X, \lambda, U) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} \cdot I'_{sd} + \omega \cdot I'_{sq} + \frac{1}{L_S} (E_d - V_{sd}) \\ -\omega \cdot I'_{sd} - \frac{R_S}{L_S} \cdot I'_{sq} + \frac{1}{L_S} (E_q - V_{sq}) \end{bmatrix} \\ h(X, \lambda, U) = [I'_s]_{dq} - [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_s]_{dq} \end{array} \right. \quad (3-63)$$

Avec $U(t) = [V_{sd}(t) \ V_{sq}(t) \ E_d(t) \ E_q(t)]^T$.

Dans (3-63), l'admittance de court-circuit Y_{cc} s'exprime :

$$[Y_{cc}]_{dq} = \sum_{i \in \{A,B,C\}} \left(\frac{1}{R_S} \cdot k(n_{cc_i}) \cdot M_i(\theta_e) \right) \quad (3-64)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} k(n_{cc_i}) = \frac{2 \cdot n_{cc_i}}{(3 - 2 \cdot n_{cc_i})} \text{ pour } i = \{A,B,C\} \\ M_i(\theta_e) = P(\theta_e) \cdot Q(\theta_{cc_i}) \cdot P(\theta_e)^T \text{ avec } \begin{cases} \theta_{cc_A} = 0 \\ \theta_{cc_B} = 2\pi/3 \\ \theta_{cc_C} = 4\pi/3 \end{cases} \end{array} \right. \quad (3-65)$$

Nous pouvons également remarquer l'absence de ω dans le vecteur d'état étendu X_e de (3-63). En effet, afin de réduire le coût calculatoire de l'algorithme du FKE appliqué à ce modèle, nous avons décidé de limiter ce système à un ordre 5, en considérant la pulsation électrique ω comme lentement variable par rapport à la période d'échantillonnage. Ainsi, ω ne fait plus partie du vecteur d'état mais reste tout de même mesuré afin de mettre à jour sa valeur dans la matrice d'état A. Nous avons vérifié par simulation que cette réduction d'ordre n'altère pas les performances de l'estimation des états et des paramètres du système (3-63).

3.5.2.2 Critère d'observabilité des n_{cc}

L'étude de l'observabilité locale est plus délicate sur ce modèle en raison de la complexité des équations mises en jeu. Cependant, nous montrons en Annexe E que la matrice Jacobienne dépend de la position électrique du rotor θ_e et qu'il est ainsi possible de conclure assez facilement sur l'observabilité des pourcentages de spires en court-circuit n_{cc} à θ_e fixé.

3.5.2.3 Discrétisation et linéarisation du système étendu

En appliquant l'approximation au premier ordre suivant Euler (3-21), le modèle discret, basé sur la représentation continu (3-63), s'exprime :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_{e_{k+1}} = \begin{bmatrix} I'_{Sd_{k+1}} \\ I'_{Sq_{k+1}} \\ n_{cc_A_{k+1}} \\ n_{cc_B_{k+1}} \\ n_{cc_C_{k+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - T_e \cdot \frac{R_{S_k}}{L_S}\right) \cdot I'_{Sd_k} + T_e \cdot \omega_k \cdot I'_{Sq_k} + \frac{T_e}{L_S} \cdot (E_{d_k} - V_{Sd_k}) \\ - T_e \cdot \omega_k \cdot I'_{Sd_k} + \left(1 - T_e \cdot \frac{R_{S_k}}{L_S}\right) \cdot I'_{Sq_k} + \frac{T_e}{L_S} \cdot (E_{q_k} - V_{Sq_k}) \\ n_{cc_A_k} \\ n_{cc_B_k} \\ n_{cc_C_k} \end{bmatrix} \\ Y_k = \begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_{Sd_k} \\ I'_{Sq_k} \end{bmatrix} - \sum_{i \in \{A,B,C\}} \left(\frac{1}{R_S} \cdot k(n_{cc_i_k}) \cdot M_i(\theta_e) \right) \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-66)$$

Les matrices de linéarisation du modèle discret linéarisé autour de l'état estimé selon le formalisme de (3-40) et (3-41), s'expriment :

$$F_k = \left. \frac{\partial f}{\partial X_{e_k}} \right|_{\hat{X}_{e_{k|k}}} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \omega_k & [O_{2 \times 3}] \\ - T_e \cdot \omega_k & 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & [O_{2 \times 3}] \\ [O_{3 \times 2}] & [O_{3 \times 2}] & [I_{3 \times 3}] \end{bmatrix} \quad (3-67)$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h}{\partial X_{e_k}} \right|_{\hat{X}_{e_{k|k-1}}} = \begin{bmatrix} [I_{2 \times 2}] & -\frac{1}{R_S} \cdot N_A \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} & -\frac{1}{R_S} \cdot N_B \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} & -\frac{1}{R_S} \cdot N_C \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3-68)$$

Avec, pour $i \in \{A, B, C\}$:

$$N_i = \left(\frac{\partial k(n_{cc_i})}{\partial n_{cc_i}} \right)_{\hat{X}_{e_{k+1|k}}} \cdot M_i(\theta_e) = \frac{1,5}{(1,5 - \widehat{n_{cc_i_{k+1|k}}})^2} \cdot M_i(\theta_e) \quad (3-69)$$

Le modèle d'état discrétisé et les matrices de linéarisation F_k et H_{k+1} ayant été définis, il ne reste plus qu'à paramétrer les matrices de covariance pour implanter l'algorithme du FKE.

3.5.2.4 Paramétrage des matrices de covariance

Concernant le paramétrage du FKE, le rapport q_i/q_x est déterminé d'après (3-49), appliqué sur le modèle d'état (3-63), pour le point de fonctionnement de référence $\{5A/50Hz\}$:

$$\frac{q_{\lambda}}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \sqrt{\left(\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 + \omega^2\right)} \cdot \frac{1}{3 \cdot R_S} \sqrt{(V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2)}} \right)^2 = 1,9 \cdot 10^{-6} \text{ avec } \begin{cases} \omega = 314.16 \text{ rad.s}^{-1} \\ V_{Sd} = 8 \text{ V} \\ V_{Sq} = 99 \text{ V} \\ \tau = 20 \text{ ms} \end{cases} \quad (3-70)$$

Finalement, le paramétrage du FKE pour l'estimation des pourcentages de spires en court-circuit est résumé ci-dessous :

$$\begin{cases} Q = 7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 1,9 \cdot 10^{-6} \cdot I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \\ R = 10^{-2} \cdot I_{2 \times 2} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \hat{X}_{e0} = \begin{bmatrix} I_{Sd0} \\ I_{Sq0} \\ n_{cc_A0} \\ n_{cc_B0} \\ n_{cc_C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ P_0 = Q \end{cases} \quad (3-71)$$

3.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter le FKE, son paramétrage via un réglage original des matrices de covariance et son application sur deux types de modèle de PMG.

Le premier modèle correspond à une représentation saine du PMG dans le repère de Park, dans lequel le vecteur d'état des courants statoriques $[I_{Sd} \ I_{Sq}]^T$, de dimension 2, est étendu par l'ajout d'un état (ω) ou de deux états supplémentaires (ω + un paramètre étendu). Cette formulation permet d'estimer les paramètres de la machine, à savoir la pulsation électrique ω , la constante de fem K_e , la résistance statorique R_S ou l'inverse de l'inductance cyclique $1/L_S$.

Le second modèle correspond à une représentation d'un PMG en défaut. En effet, des boucles de court-circuit ont été ajoutées au modèle du PMG sain, ce qui permet d'exprimer les équations électriques de ce modèle dans le repère de Park sous une formulation mathématique particulière dépendante du pourcentage de spires en court-circuit. En étendant le vecteur d'état des courants statoriques avec les 3 pourcentages de spires en court-circuit n_{cc_A} , n_{cc_B} et n_{cc_C} , il est possible d'estimer ces paramètres via le FKE.

Finalement, ces deux modèles ont permis de développer cinq algorithmes, chaque algorithme permettant d'estimer des paramètres différents. Le prochain chapitre se concentre sur la construction des indicateurs de défaut relatifs aux paramètres estimés via le FKE, ainsi que sur l'évaluation de ces indicateurs suivant différents critères (rapidité, robustesse, sensibilité, temps de calcul).

Chapitre 4

Construction et évaluation des indicateurs de présence de courts-circuits inter-spires

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, l'estimation de paramètres basée sur deux modèles de représentation du PMG, a été présentée. Dans ce chapitre, l'utilisation de ces paramètres estimés afin de construire des indicateurs fiables pour la détection des courts-circuits inter-spines sera exposée. Dans un premier temps, le principe de construction des différents indicateurs sera détaillé selon le modèle de représentation (« sain » ou « défaillant ») utilisé.

Après avoir défini les différents indicateurs, leurs performances seront analysées selon plusieurs critères (robustesse, sensibilité, rapidité, temps de calcul), tout d'abord par simulation, puis par des tests expérimentaux. Pour cela, divers scénarios seront simulés afin d'étudier la capacité des indicateurs à détecter des courts-circuits inter-spines francs qui sont à l'origine de courants de défaut élevés.

Lors des tests expérimentaux, ces mêmes scénarios seront réalisés avec l'ajout d'une résistance de court-circuit R_{cc} dans la boucle de défaut afin d'éviter la circulation de courants trop importants dans les enroulements statoriques. La limitation du courant de défaut ne nuit pas à l'appréciation des performances des indicateurs dans la mesure où un court-circuit résistif détectable le sera d'autant plus s'il devient franc (valeur du courant de court-circuit très élevée). De plus, un court-circuit inter-spines est un défaut évolutif qui se caractérise rarement par un contact franc lors des premiers signes d'apparition.

Enfin, le choix de la technique de seuillage utilisée, afin de confirmer ou d'infirmer la présence d'un défaut, sera traité dans la dernière partie de ce chapitre. Afin de s'affranchir des incertitudes sur les paramètres des modèles de représentation du PMG, l'utilisation d'un indicateur avec un seuil adaptatif est proposée.

4.2 Principe de construction des indicateurs

Dans cette partie, le principe de construction des différents indicateurs de présence de court-circuit inter-spines est présenté. Il est basé sur l'estimation de paramètres via le FKE issue d'un modèle de PMG « sain » ou « défaillant » (c.f. Chapitre 3). Dans un premier temps, la réponse des paramètres estimés lors de l'apparition d'un court-circuit inter-spines franc est présentée. Ensuite, le comportement de chaque paramètre est étudié afin de construire un indicateur de défaut pertinent.

Les résultats présentés dans cette section sont issus de simulation, avec un pas de calcul de $200\mu s$. Les bruits sur les courants et les tensions, estimés dans le Chapitre 3, ont été ajoutés aux signaux. Le point de fonctionnement choisi correspond à un fonctionnement sur charge résistive avec un courant de 5A et une fréquence de 50Hz.

4.2.1 Modèle « sain »

Dans le Chapitre 3, nous avons montré que l'application du FKE sur le modèle « sain » du PMG, exprimé dans le repère de Park, permet d'estimer différents paramètres :

- la pulsation électrique ω
- la constante de fem K_e
- la résistance statorique R_s
- l'inverse de l'inductance cyclique $1/L_s$

Ces paramètres estimés vont être utilisés afin de construire des indicateurs de présence de défauts inter-spines au sein des bobinages statoriques du PMG.

4.2.1.1 Réponse des paramètres estimés à un court-circuit inter-spires

La Figure 4-1 montre l'évolution de chaque paramètre estimé à partir du modèle « sain » du PMG, lorsque qu'un court-circuit inter-spires franc ($R_{cc} = 0\Omega$) de 16% des spires apparaît sur la phase A à $t = 0,5s$. Nous pouvons remarquer que chaque paramètre est fortement impacté par l'apparition du régime défaillant. En effet, alors qu'il est estimé autour de sa valeur nominale en régime sain (pour $t < 0,5s$), une modification de sa valeur moyenne et des oscillations importantes apparaissent dès que le défaut intervient.

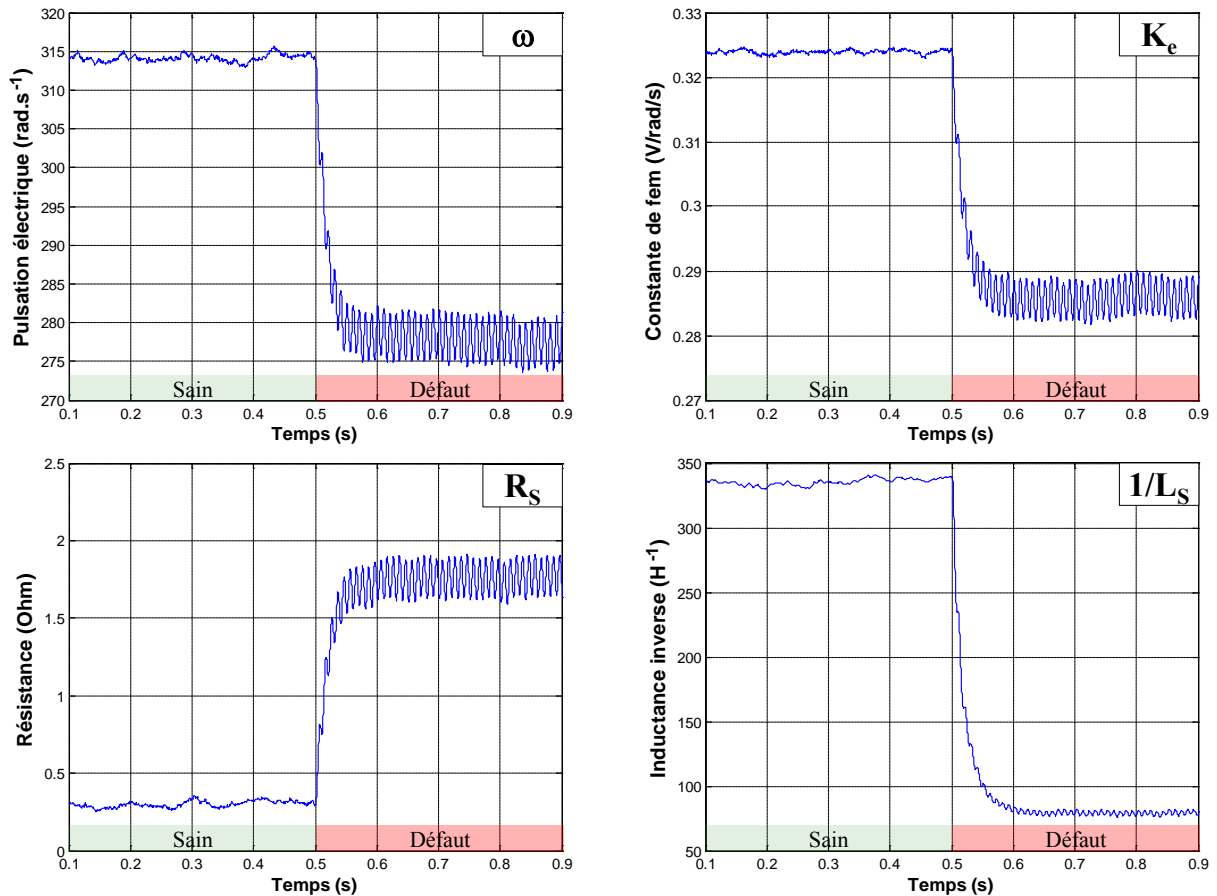


Figure 4-1 : Evolution des paramètres estimés issus du modèle « sain » du PMG lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Lors de l'apparition du court-circuit, le modèle d'observation, basé sur les équations d'un PMG « sain », n'est plus capable de représenter convenablement le comportement du générateur, dont la topologie interne ne correspond plus à une structure saine. Pour assurer la convergence de l'observateur malgré les différences entre le modèle « sain » d'observation et le générateur défaillant, les paramètres estimés réagissent au défaut afin de favoriser la minimisation de l'erreur entre les états estimés et les mesures des sorties. Ainsi, les variations des paramètres contiennent des informations liées au changement topologique survenu au sein du générateur surveillé et peuvent donc être utilisées afin de construire un indicateur de présence de court-circuit inter-spires.

4.2.1.2 Construction de l'indicateur : exemple avec l'estimation de R_s

En s'intéressant plus particulièrement à l'évolution de l'estimation de R_s lorsque le court-circuit est établi, nous pouvons constater, sur la Figure 4-2b, que les oscillations sur

l'estimation de R_S apparaissent à 100Hz, ce qui correspond à la fréquence $2.f_s$. La présence de cette fréquence est cohérente dans la mesure où elle est caractéristique d'un déséquilibre dans un système triphasé quand celui-ci est représenté dans le repère de Park.

Compte tenu du comportement du paramètre estimé lors d'un court-circuit inter-spires, l'erreur d'estimation relative de ce paramètre par rapport à sa valeur de référence (correspondant à sa valeur nominale dans le cas de R_S , $1/L_S$ ou K_e ou sa valeur mesurée dans le cas de ω) est choisie comme indicateur de défaut. Notons que le calcul d'une erreur relative implique de bien connaître la valeur de référence. Cet aspect est particulièrement sensible pour le paramètre R_S , qui va inévitablement évoluer avec la température de fonctionnement. Quoiqu'il en soit, les variations liées à la température présentent des évolutions plutôt lentes par rapport aux dynamiques mises en jeu par les défauts de court-circuit inter-spires, ce qui nous permettra de bien distinguer les deux types de phénomènes. Les autres paramètres ($1/L_S$, K_e et ω) sont moins sensibles aux conditions de fonctionnement thermique du générateur.

Afin de limiter l'influence des oscillations à $2.f_s$ en régime défaillant, cette erreur d'estimation est filtrée sur une fenêtre glissante d'horizon $T/2$, où T représente la période électrique du réseau. Finalement, à partir de l'estimation d'un paramètre issue du modèle « sain » du PMG, l'indicateur utilisé afin de détecter les courts-circuits inter-spires dans les bobinages statoriques de la machine s'exprime par :

$$\text{Ind}_\lambda = 100. \left\langle \left| \frac{\hat{\lambda} - \lambda_{\text{ref}}}{\lambda_{\text{ref}}} \right| \right\rangle_{T/2} \quad (4-1)$$

Où $\hat{\lambda}$ correspond au paramètre estimé et λ_{ref} correspond à la valeur de référence du paramètre.

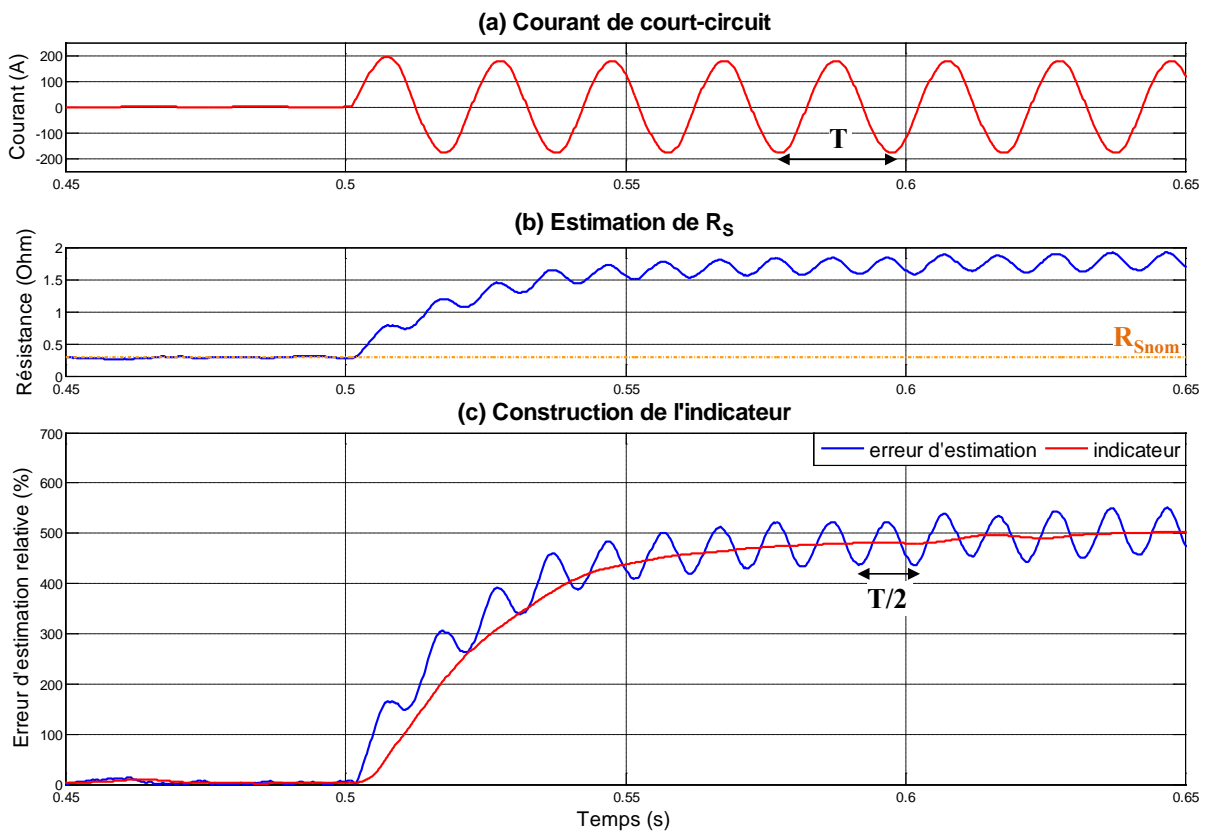


Figure 4-2 : Construction d'un indicateur à partir du modèle « sain » : exemple avec l'estimation de R_S lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Dans le cas où R_S est le paramètre estimé, l'évolution de l'indicateur, lorsqu'un court-circuit franc de 16% des spires apparaît, est représentée sur la Figure 4-2c. Sur cette figure, nous remarquons une évolution significative de l'indicateur après une demi-période électrique. Dans le cas de ce court-circuit franc, le courant dans la boucle de défaut a déjà atteint une valeur importante. La tenue au courant de court-circuit du générateur conditionnera donc la rapidité d'action pour la sécurisation de la machine. Cette rapidité d'action pourra éventuellement être améliorée par le réglage de la dynamique du paramètre estimé dans le FKE. Pour l'essai présenté, les matrices de covariance du FKE ont été définies afin d'obtenir une constante de temps τ d'évolution du paramètre d'environ 20ms. En assimilant la réponse de l'indicateur avec moyenne glissante à celle d'un premier ordre, la constante de temps mesurée est environ égale à 25ms.

Dans §3.4.2.5, il a été montré que la dynamique de variation d'un paramètre estimé λ pouvait être imposée par le rapport q_λ/q_x . Pour illustrer ce propos, la Figure 4-3 représente l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S suite à un court-circuit inter-spices franc de 16% des spires, pour différents rapports q_λ/q_x . Comme cela était attendu, l'augmentation de ce rapport implique une dynamique d'évolution de l'indicateur accélérée, ce qui pourrait permettre une détection plus rapide du défaut. En contrepartie, l'indicateur se retrouve plus bruité en cas sain comme en cas défaillant, ce qui aura tendance à favoriser l'apparition de fausses alarmes (ou de non détection du défaut). Dans le cas où le rapport q_λ/q_x est diminué, l'estimation du paramètre est mieux filtrée par le FKE. Cependant, la dynamique d'évolution de l'indicateur s'en retrouve fortement affectée, entraînant des performances détériorées en termes de rapidité de détection.

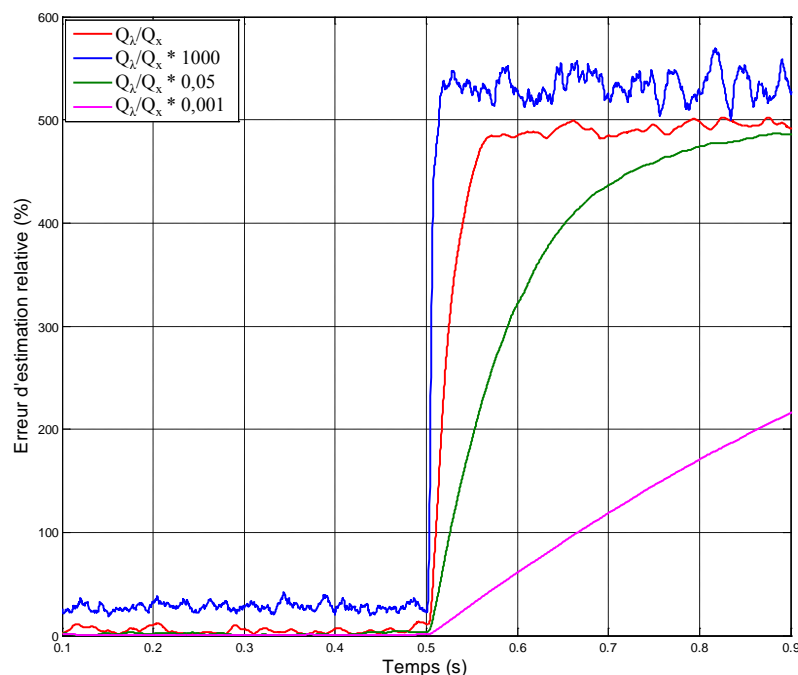


Figure 4-3 : Influence du rapport q_λ/q_x sur la dynamique de l'indicateur (exemple pour l'estimation de R_S avec 16% des spires en court-circuit franc, $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Le principe de construction de l'indicateur étant le même pour ω , K_e et $1/L_S$, les courbes montrant l'évolution de l'indicateur relatif au paramètre estimé, lors de l'apparition d'un court-circuit inter-spices, sont données en Annexe F.

4.2.1.3 Réponse des indicateurs pour différents nombres de spires en court-circuit

La Figure 4-4 montre l'évolution des indicateurs, construits à partir de l'estimation des paramètres, pour un PMG sain ($t < 0,5s$) et un PMG en défaut ($t > 0,5s$), avec différents nombres de spires en court-circuit franc. Dans le cas sain, la valeur de l'indicateur reste proche de zéro, ce qui reflète une bonne estimation des paramètres par rapport à leur valeur nominale. Les légères fluctuations sur l'indicateur en fonctionnement sain ont pour origine les approximations de modélisation du PMG dans le repère de Park (notamment les fem considérées comme sinusoïdales) ainsi que les bruits de mesure sur les tensions et les courants, ces derniers étant pris en compte lors des simulations. En cas de court-circuit inter-spires, la valeur de l'indicateur croît avec le nombre de spires en court-circuit. Cela confirme le fait que la détection du défaut est plus délicate pour un faible nombre de spires court-circuitées alors que ces mêmes défauts sont pourtant les plus critiques (valeurs des courants de court-circuit les plus élevées). En effet, les changements topologiques au stator, dans le cas d'un faible pourcentage de spires en court-circuit, ont peu d'influence par rapport à la topologie du modèle de représentation du PMG « sain » car le déséquilibre engendré par le défaut est faible. Plus le nombre de spires en court-circuit franc augmente, plus le déséquilibre entre le modèle sain et le générateur défaillant est perceptible, donc plus la réaction paramétrique sera importante.

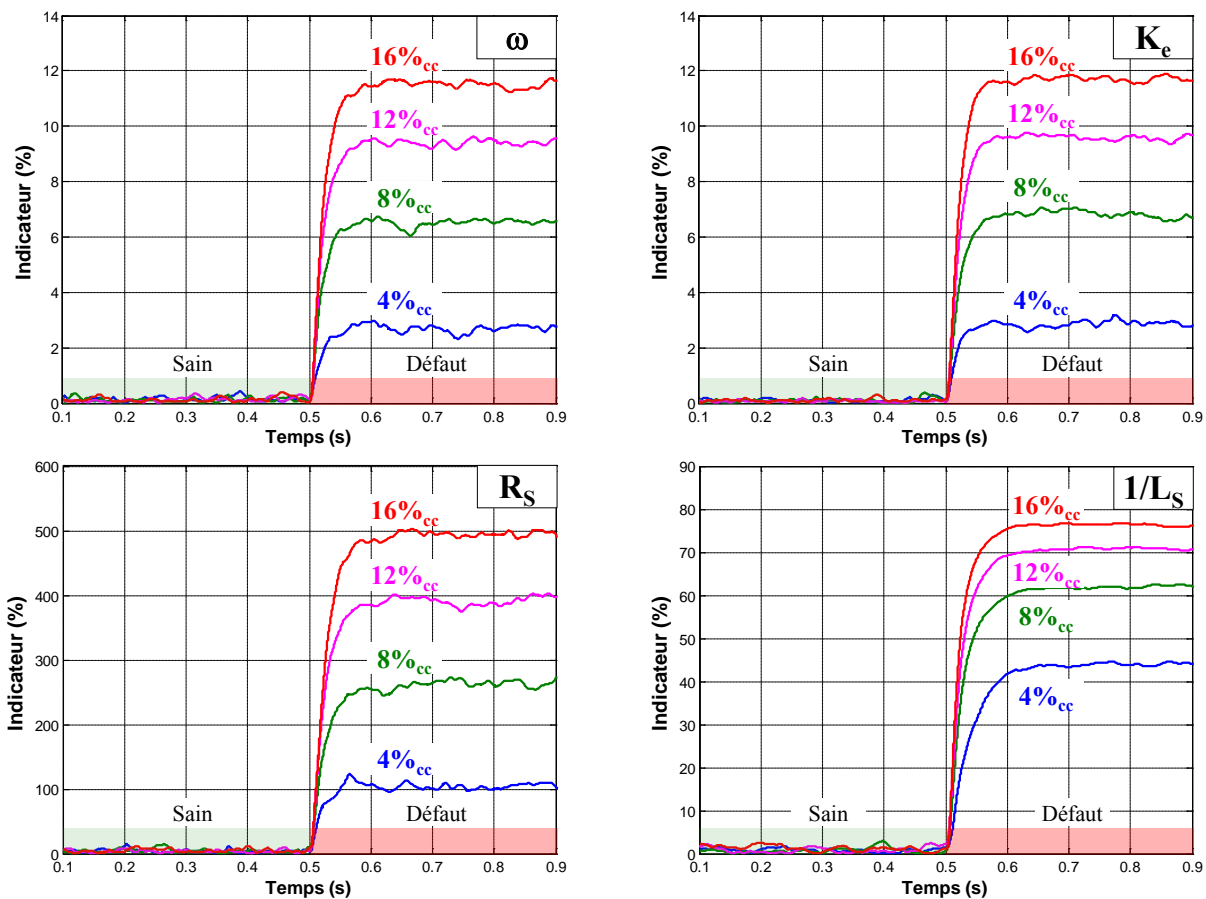


Figure 4-4 : Evolution des indicateurs construits à partir des paramètres estimés issus du modèle « sain » du PMG pour différents nombres de spires en court-circuit franc (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Il faut donc être prudent lors de l'interprétation des valeurs des indicateurs. Elles ne sont pas directement reliées à la valeur du courant dans la boucle de défaut. Une valeur d'indicateur faible peut ainsi être associée à un courant de court-circuit fort si peu de spires sont court-

circuitées, et réciproquement, une forte valeur d'indicateur n'est pas forcément associée à un fort courant de court-circuit. Deux points distincts contribuent à la variation des paramètres estimés :

- Le nombre de spires en court-circuit
- La valeur du courant de court-circuit (dépendant de la résistance dans la boucle de défaut)

Les indicateurs proposés ici sont donc plus une image du déséquilibre engendré par le défaut plutôt qu'un indicateur lié à la dangerosité du défaut. Une étude de sensibilité des indicateurs plus complète traitant spécifiquement ce point est proposée dans §4.3.2.

Cependant, si nous comparons le comportement des indicateurs pour un PMG sain et un PMG défaillant, nous remarquons qu'une détection rapide est envisageable même pour un faible nombre de spires en court-circuit. Dans §4.3, les performances des différents indicateurs seront comparées en fonction de plusieurs critères.

4.2.2 Modèle « défaillant »

Le modèle « défaillant » du PMG, exprimé dans le repère de Park (c.f. Figure 3-12 et équation (3-18)), permet d'estimer les pourcentages de spires en court-circuit sur les trois phases du PMG. Comme dans le cas du modèle « sain », le principe de construction de l'indicateur de présence de défauts inter-spires utilisant les paramètres estimés issus du modèle « défaillant », est détaillé dans cette partie.

4.2.2.1 Réponse des paramètres estimés à un court-circuit inter-spires

La Figure 4-5 montre l'évolution des pourcentages de spires en court-circuit estimés, issus du modèle « défaillant » du PMG, lorsqu'un défaut inter-spires franc ($R_{cc} = 0\Omega$) de 16% des spires apparaît sur la phase A à $t = 0,5s$.

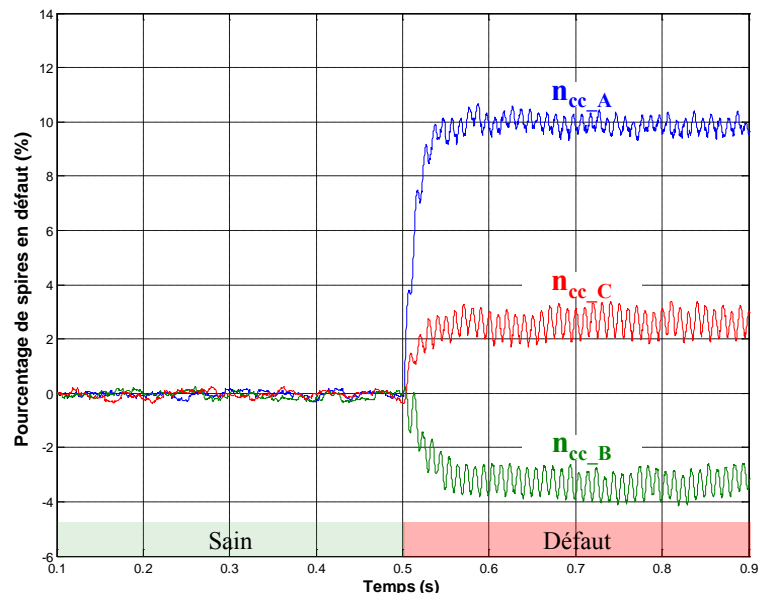


Figure 4-5 : Evolution des paramètres estimés issus du modèle « défaillant » du PMG lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Comme pour le modèle d'observation « sain », les paramètres estimés sont fortement impactés en régime défaillant, avec une modification de leur valeur moyenne et l'apparition

d'oscillations. Alors que le défaut est localisé sur la phase A, nous pouvons remarquer que n_{cc_A} n'est pas le seul paramètre affecté par le défaut, n_{cc_B} et n_{cc_C} sont également sensibles, dans une moindre mesure, au court-circuit inter-spires. Ceci est lié aux hypothèses simplificatrices de symétrie des inductances lors de sa mise en équations du modèle « défaillant ». Cependant, l'identification de la plus forte variation paramétrique permet de localiser la phase en défaut, ce dernier pouvant être clairement localisé sur la phase A dans cette simulation. Des essais similaires ont permis de valider ce principe avec des défauts localisés sur les phases B et C.

4.2.2.2 Construction de l'indicateur

Sur la Figure 4-6b, nous constatons que les oscillations sur les pourcentages de spires en court-circuit apparaissent également à 100Hz, ce qui correspond à la fréquence $2.f_s$. Compte tenu du comportement des paramètres estimés lors du défaut, l'indicateur choisi afin de détecter la présence d'un court-circuit inter-spires est calculé à partir de la somme des valeurs absolues des pourcentages de spires en court-circuit sur chaque phase. Cette somme est également filtrée grâce à une moyenne glissante d'horizon $T/2$ afin de s'affranchir des oscillations. Finalement, l'indicateur construit à partir du modèle « défaillant » du PMG s'exprime :

$$Ind_{n_{cc}} = 100. \sum_{i=A,B,C} \langle |n_{cc_i}| \rangle_{T/2} \quad (4-2)$$

L'évolution de cet indicateur, lorsqu'un court-circuit franc de 16% des spires apparaît, est représenté sur la Figure 4-6c. La réponse dynamique, imposée par le calibrage des matrices de covariance du FKE, est conforme à celle prévue avec une constante de temps d'environ 25ms.

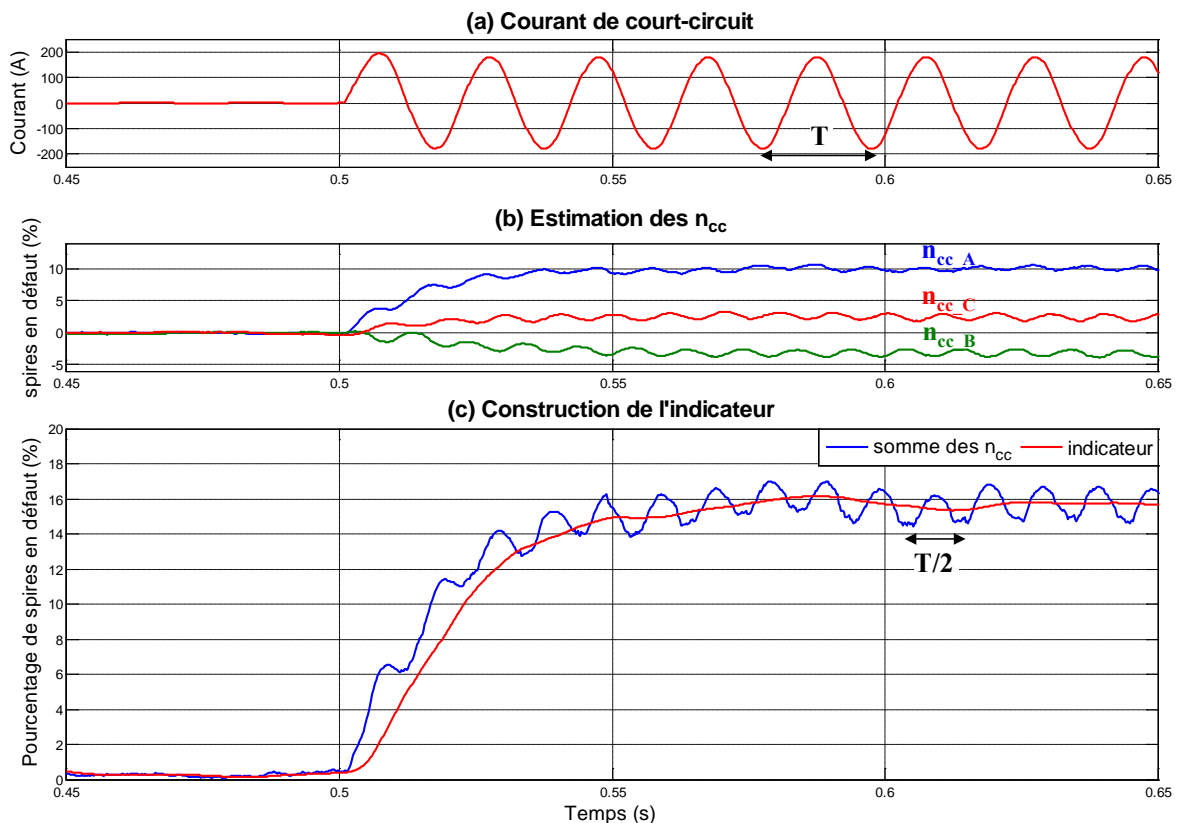


Figure 4-6 : Construction de l'indicateur à partir du modèle « défaillant » : Evolution lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

4.2.2.3 Réponse de l'indicateur pour différents nombres de spires en court-circuit

La Figure 4-7 montre l'évolution de l'indicateur, construit à partir de l'estimation des n_{cc} , pour un PMG sain ($t < 0,5s$) et un PMG en défaut ($t > 0,5s$), avec différents nombres de spires en court-circuit franc. En l'absence de défaut, la valeur de l'indicateur reste proche de zéro. Cela indique que la partie défaillante du modèle d'identification a peu d'influence ; le PMG peut donc être considéré comme sain. En cas de court-circuit inter-spires, la valeur de l'indicateur grandit avec le nombre de spires en court-circuit. De plus, lors de cette simulation, cet indicateur permet également de distinguer facilement un fonctionnement sain d'un fonctionnement défaillant, même pour un faible nombre de spires en court-circuit. Comme précédemment, la valeur de l'indicateur n'est pas directement l'image du courant dans la boucle de court-circuit mais une image du déséquilibre engendré par le défaut sans présupposer de sa criticité.

Dans la suite de ce chapitre, les performances de cet indicateur seront comparées à celle des indicateurs basés sur l'estimation des paramètres internes de la machine via le modèle « sain » du PMG.

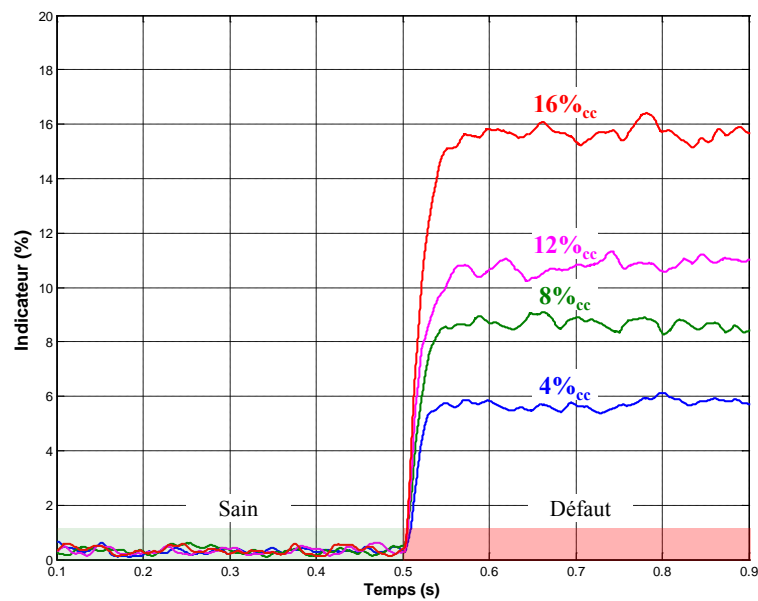


Figure 4-7 : Evolution de l'indicateur construit à partir des paramètres estimés issus du modèle « défaillant » du PMG pour différents nombres de spires en court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

4.3 Évaluation des indicateurs

Dans cette partie, les performances des indicateurs proposés vont être évaluées selon différents critères : leur robustesse, leur sensibilité, leur rapidité, leur coût calculatoire et leur capacité à localiser le défaut.

4.3.1 Etude de robustesse

L'étude de la robustesse des indicateurs proposés consiste à évaluer leur capacité à distinguer l'état de santé de la machine (sain ou défaillant) quel que soit le point de fonctionnement du réseau électrique. Pour cela, différents scénarios, utilisant le test bench représenté sur la Figure 2-10, ont été simulés afin de solliciter le PMG aux variations standards pouvant survenir au sein d'un réseau électrique aéronautique. En se basant sur les caractéristiques du réseau CVFR et sur les normes couramment utilisées en aéronautique, les différents scénarios simulés, adaptés au PMG 3,6kW étudié, sont :

- **Variation de la fréquence électrique** entre 30Hz et 60Hz.
- **Variation de la puissance** avec un courant de charge allant de 0A à 10A.
- **Variation de facteur de puissance** entre 0,8 et 1.
- **Variation du déséquilibre de charge** avec un différentiel de courant sur la phase A (phase défaillante) ou sur la phase B (phase saine) allant de -3A à 3A.
- **Variation de la charge harmonique** avec une puissance DC allant de 0% à 80% de la puissance totale délivrée par le PMG.

Pour chaque scénario, le comportement des indicateurs, en cas sain comme en cas de court-circuit inter-spires franc, est étudié. Pour cela, les valeurs les moins favorables des différents indicateurs sont conservées. Elles correspondent à la plus haute valeur de l'indicateur en cas sain, et à la plus petite valeur en cas de court-circuit. Ces résultats sont ensuite utilisés afin de construire un diagramme synthétisant l'étude de la robustesse de chaque indicateur.

Dans la suite de cette partie, une partie des résultats de simulation est proposée et commentée. L'ensemble des courbes relatif à l'étude de la robustesse est disponible en Annexe G.

4.3.1.1 Variation de la fréquence électrique

Le but de ce test est d'étudier le comportement des indicateurs pour plusieurs fréquences de fonctionnement. Pour cela, le scénario de simulation mis en place consiste à faire varier la fréquence de 30Hz à 60Hz, par pas de 10Hz, le passage d'une fréquence à une autre étant réalisé par une rampe sur 100ms. Pour chaque fréquence électrique, la réponse de l'indicateur pour un PMG sain et un PMG défaillant est analysée pendant 500ms. Le courant de charge est fixé à 5A pour l'ensemble des fréquences.

La Figure 4-8 montre l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différentes fréquences de fonctionnement. Les figures concernant les autres indicateurs sont disponibles en Annexe G.

En régime défaillant, la Figure 4-8c montre que, pour un nombre de spires en court-circuit donné, la valeur des indicateurs augmente avec la fréquence de fonctionnement. Ceci est dû à la nature essentiellement résistive de la boucle de défaut sur la machine étudiée lors d'un court-circuit d'un faible nombre de spires. En effet, pour un court-circuit de 4% des spires, la valeur de la résistance et de l'inductance dans la boucle de défaut s'exprime :

$$\begin{cases} R_{\text{def}} = n_{\text{cc}} \cdot R_S = 11,8\text{m}\Omega \\ L_{\text{def}} = n_{\text{cc}}^2 \cdot L_p = 3,7\mu\text{H} \Rightarrow X_{\text{def}} = L_{\text{def}} \cdot \omega = 1,76\text{m}\Omega \text{ à } 50\text{Hz} \end{cases} \quad (4-3)$$

Dans le cas d'un court-circuit franc ($R_{\text{cc}} = 0\Omega$) et connaissant la nature de la boucle de défaut, la valeur du courant de court-circuit peut alors s'exprimer :

$$I_{\text{cc}} = \frac{n_{\text{cc}} \cdot V_S}{|R_{\text{def}} + j \cdot X_{\text{def}}|} \xrightarrow{R_{\text{def}} \gg X_{\text{def}}} \frac{V_S}{R_S} \quad (4-4)$$

La tension aux bornes d'un PMG étant proportionnelle à la fréquence de rotation du rotor (en négligeant les chutes de tension), nous pouvons déduire de (4-4) que l'amplitude du courant de court-circuit est également proportionnelle à la fréquence, étant donné la nature résistive de la boucle de défaut. Cela est vérifié par la Figure 4-8b. Ainsi, pour les hautes fréquences, le déséquilibre engendré sur la machine par un court-circuit inter-spires sera plus important, ce qui explique l'augmentation de la valeur des indicateurs.

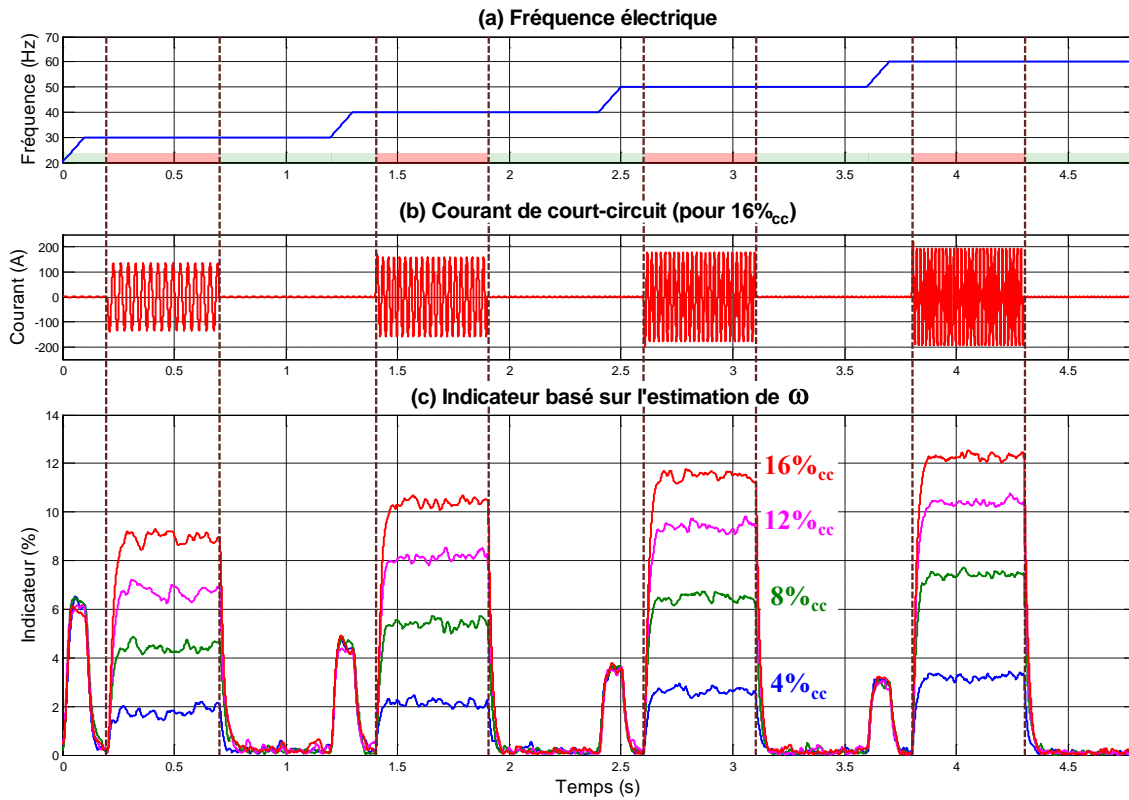


Figure 4-8 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différentes fréquences de fonctionnement

Pour un fonctionnement du PMG sain, la valeur des indicateurs reste proche de zéro en régime permanent. Pendant le transitoire, une erreur de traînage est présente lors de l'estimation de ω ce qui engendre une augmentation de l'indicateur non désirée (Figure 4-8c et Figure 4-9). Cette erreur de traînage a pour origine la dynamique de variation du paramètre estimé ω imposée par le réglage des matrices de covariance du FKE (c.f. §3.4.2.5). Pour résoudre ce problème, une solution est d'augmenter le rapport q_λ/q_x de la matrice de covariance des bruits d'état Q du FKE afin d'accélérer la dynamique de variation du paramètre estimé. Ainsi, comme le montre la Figure 4-9, cela implique une diminution de l'erreur de traînage et donc une augmentation moins flagrante de l'indicateur lors d'un transitoire de vitesse pour un PMG sain. En contrepartie, l'indicateur se retrouve être davantage soumis aux bruits en régime permanent.

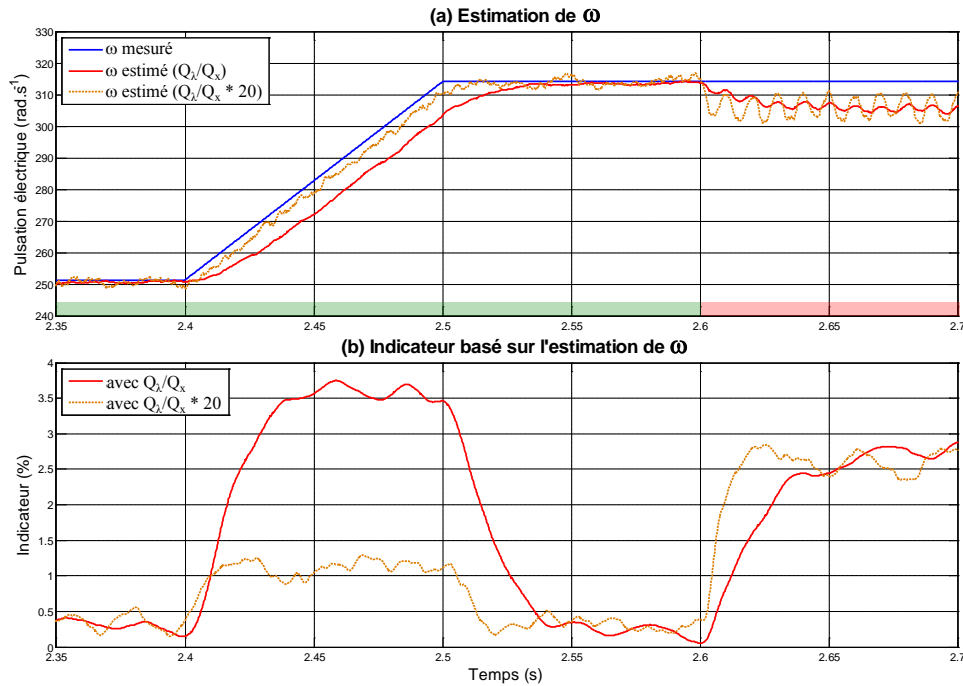


Figure 4-9 : Erreur de traînage pour l'indicateur basé sur l'estimation de ω (cas d'un court-circuit franc de 4% des spires)

Enfin, pour les basses fréquences, nous pouvons remarquer que les valeurs des indicateurs sont légèrement plus bruitées en raison de la diminution des tensions aux bornes du PMG. En effet, à bruit constant, le rapport signal/bruit sur les tensions est plus important. Cependant, la distinction entre un PMG sain et un PMG défaillant est possible avec les indicateurs proposés, quelle que soit la fréquence de fonctionnement. Ceci est confirmé par le Tableau 4-1 où sont reportées les valeurs les moins favorables des indicateurs en régime permanent, pour un fonctionnement sain (valeur maximale de l'indicateur) et pour un fonctionnement défaillant (valeur minimale de l'indicateur). Le ratio entre la valeur de l'indicateur en régime sain et la valeur de l'indicateur en régime défaillant est également indiqué. La valeur maximale de l'indicateur pour un PMG sain étant toujours inférieure à sa valeur minimale dans le cas d'un court-circuit inter-spires, nous pouvons conclure que pour un fonctionnement à vitesse variable, il est possible de détecter un défaut avec ces indicateurs même pour un faible nombre de spires en court-circuit.

Etat du PMG / Paramètres estimés	Sain	Défaut 4% _{cc}		Défaut 8% _{cc}		Défaut 12% _{cc}		Défaut 16% _{cc}	
		ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio
ω (hors transitoire)	0,65%	1,43%	2,2	4,16%	6,4	6,23%	9,58	8,63%	13,3
K_e	0,36%	1,89%	5,25	4,61%	12,8	6,96%	19,3	9,00%	25
R_s	15,7%	27,7%	1,76	90,3%	5,75	150%	9,55	202%	12,9
$1/L_s$	7,56%	31,1%	4,11	48,5%	6,42	59,8%	7,91	67,0%	8,86
n_{cc}	1,33%	3,38%	2,54	6,83%	5,41	7,64%	5,74	10,8%	8,12

Tableau 4-1 : Valeurs des indicateurs en régime permanent pour un PMG sain ou défaillant, lors du test de variation de fréquence

4.3.1.2 Variation de la puissance

Dans ce test, le comportement des indicateurs est étudié pour différents niveaux de puissance demandés par une charge résistive. Pour cela, le scénario de simulation consiste à faire varier la résistance de charge R_{CH} afin d'obtenir un courant allant de 10A à 0A par pas de 2,5A, pour une fréquence électrique de 50 Hz (Figure 4-10a). Pour chaque courant de charge, un court-circuit inter-spices franc est généré pendant 500ms (Figure 4-10b). Nous pouvons remarquer que l'amplitude du courant de court-circuit dépend peu de la puissance demandée. Ceci est dû à la faible chute de tension provoquée par le courant de charges en comparaison des tensions générées par le PMG.

La Figure 4-10c montre l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, pour différents niveaux de puissance. Les figures concernant les autres indicateurs sont disponibles en Annexe G.

Pour les indicateurs basés sur l'estimation de R_S et $1/L_S$, leur exploitation n'est pas possible à vide en raison de l'absence d'observabilité du système d'état étendu, décrite précédemment dans la section §3.5.1.2.

De plus, la valeur de l'indicateur en régime défaillant augmente quand le courant de charge diminue. En effet, pour un même nombre de spires en court-circuit, la variation de l'estimation paramétrique de R_S ou $1/L_S$ doit être plus importante à faible courant afin de compenser les différences entre le modèle de représentation du PMG « sain » et la machine défaillante. Enfin, en régime sain, ces indicateurs sont plus soumis aux bruits de mesure à faible courant, étant donné que le rapport signal/bruit est plus important.

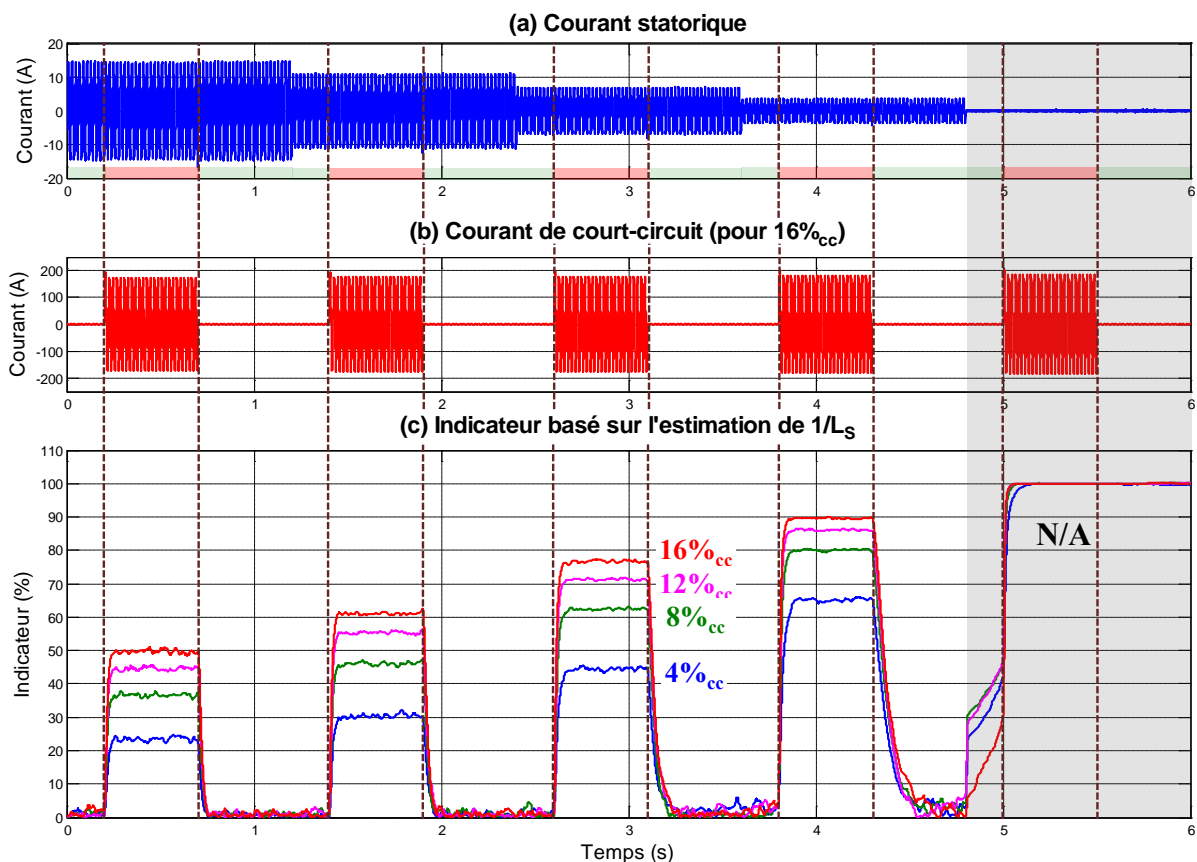


Figure 4-10 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différentes puissances

A contrario, les indicateurs basés sur l'estimation de ω , K_e et n_{cc} sont peu influencés par la puissance demandée par la charge. En effet, leurs valeurs en régime sain et en régime défaillant, pour un nombre de spires en court-circuit donné, ne dépendent que très peu du niveau de courant.

Si le fonctionnement à vide est omis pour les indicateurs basés sur l'estimation de R_S et $1/L_S$, le Tableau 4-2 montre que ces indicateurs permettent de détecter un court-circuit inter-spires franc d'un faible nombre de spires, pour les différents niveaux de puissance demandés.

Etat du PMG Paramètres estimés	Sain	Défaut 4% _{cc}		Défaut 8% _{cc}		Défaut 12% _{cc}		Défaut 16% _{cc}	
		ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio
ω	0,56%	2,15%	3,84	5,86%	10,5	8,80%	15,7	10,8%	19,3
K_e	0,37%	2,55%	6,89	6,47%	17,5	9,37%	25,3	11,4%	30,8
R_S (hors 0A)	22,8%	37,9%	1,66	105%	4,61	163%	7,15	206%	9,04
$1/L_S$ (hors 0A)	6,89%	22,3%	3,24	35,4%	5,14	43,7%	6,34	48,5%	7,04
n_{cc}	0,78%	4,99%	6,40	8,25%	10,6	9,91%	12,7	15,3%	19,6

Tableau 4-2 : Valeurs des indicateurs (hors fonctionnement à vide pour R_S et $1/L_S$) en régime permanent pour un PMG sain ou défaillant, lors du test de variation de puissance

4.3.1.3 Variation du facteur de puissance

Dans ce test, le comportement des indicateurs est étudié pour différents facteurs de puissance imposés par la charge. Pour cela, le scénario de simulation consiste à faire varier la résistance de charge R_{CH} et l'inductance de charge L_{CH} afin d'obtenir un facteur de puissance allant de 1 à 0,8, par pas de 0,05, pour une fréquence électrique de 50Hz et un courant de charge de 5A. Pour chaque facteur de puissance, un court-circuit inter-spires franc est généré pendant 500ms. Les figures illustrant ce scénario sont disponibles en Annexe G.

Hormis pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_S , les autres indicateurs sont peu dépendant du facteur de puissance et permettent de distinguer un PMG sain d'un PMG en court-circuit, même pour un faible nombre de spires en défaut. Dans le cas où R_S est le paramètre estimé, la modification du facteur de puissance rend difficile la distinction entre un PMG sain et un PMG avec un faible nombre de spires en court-circuit. En effet, pour un PMG sain, l'estimation de R_S est toujours proche de sa valeur nominale, quel que soit le facteur de puissance, avec un indicateur qui reste toujours en dessous de 20% d'erreur. Cependant, en cas de défaut, la diminution du $\cos(\varphi)$ ne favorise pas la distinction du défaut pour un PMG en court-circuit, et notamment lorsque 4% ou 8% des spires sont en défaut, avec un indicateur qui passe en-dessous de la valeur maximale observée en régime sain.

Le Tableau 4-3 récapitule les valeurs maximales et minimales des indicateurs, respectivement pour un PMG sain et défaillant. Ce tableau permet de souligner le problème de distinction entre une configuration saine et défaillante de PMG pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_S , avec un ratio inférieur à 1 pour 4%_{cc} et 8%_{cc}. Cela peut amener à une non-détection du défaut dans le cas d'un facteur de puissance éloigné de l'unité.

Etat du PMG Paramètres estimés	Sain	Défaut 4% _{cc}		Défaut 8% _{cc}		Défaut 12% _{cc}		Défaut 16% _{cc}	
		ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio
ω	0,48%	2,24%	4,67	6,04%	12,6	9,01%	18,8	11,1%	23,1
K_e	0,43%	2,23%	5,19	6,01%	14	8,82%	20,5	10,8%	25,1
R_S	18,1%	6,50%	0,36	12,5%	0,69	29,4%	1,62	104%	5,75
$1/L_S$	4,83%	40,1%	8,30	57,6%	11,9	65,3%	13,5	69,4%	14,4
n_{cc}	0,82%	5,05%	6,16	8,05%	9,82	10,1%	12,3	14,9%	18,2

Tableau 4-3 : Valeurs des indicateurs en régime permanent pour un PMG sain ou défaillant, lors du test de variation de facteur de puissance

4.3.1.4 Variation du déséquilibre de charge

Dans ce test, le comportement des indicateurs est étudié en fonction du déséquilibre en courant imposé par la charge. Pour cela, le scénario de simulation consiste à faire varier la résistance de charge R_{CH} sur l'une des phases afin d'obtenir une différence de courant sur la phase déséquilibrée allant de -3A à +3A, par pas de 1,5A, pour une fréquence électrique de 50Hz et un courant de 5A sur les deux autres phases. Pour chaque niveau de déséquilibre de courant, un court-circuit inter-spices franc est généré pendant 500ms. Les figures illustrant ce scénario sont disponibles en Annexe G avec un déséquilibre instauré sur la phase défaillante (phase A) ou sur l'une des deux phases saines (phase B).

Tous les indicateurs permettent de distinguer un PMG sain d'un PMG en court-circuit, même pour un faible nombre de spires en défaut. Cependant, pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_S , la distinction est plus délicate pour un fort déséquilibre (+2,5A sur phase A ou -2,5A sur phase B) avec une valeur de l'indicateur en cas de défaut de 4% des spires proche de la valeur de l'indicateur en fonctionnement sain. Ceci est visible sur le Tableau 4-4 où sont récapitulées les valeurs maximales et minimales des indicateurs, respectivement pour un PMG sain et défaillant.

Etat du PMG Paramètres estimés	Sain	Défaut 4% _{cc}		Défaut 8% _{cc}		Défaut 12% _{cc}		Défaut 16% _{cc}	
		ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio
ω	0,49%	2,12%	4,33	6,05%	12,4	9,01%	18,4	11,1%	22,7
K_e	0,39%	2,52%	6,46	6,37%	16,3	9,00%	23,1	11,2%	28,7
R_S	18,7%	22,3%	1,19	129%	6,9	286%	15,3	397%	21,2
$1/L_S$	5,05%	34,5%	6,83	51,6%	10,2	61,0%	12,1	67,1%	13,3
n_{cc}	0,93%	4,66%	5,01	7,79%	8,38	9,77%	10,5	14,9%	16

Tableau 4-4 : Valeurs des indicateurs en régime permanent pour un PMG sain ou défaillant, lors du test de variation du déséquilibre des charges

4.3.1.5 Variation de la charge harmonique

Dans ce test, le comportement des indicateurs est étudié en fonction du niveau de puissance demandé par le réseau DC (redresseur + résistance). Pour cela, le scénario de simulation consiste à faire varier la résistance en sortie du redresseur R_{DC} et la résistance de charge R_{CH}

afin d'obtenir un courant en entrée du redresseur allant de 0A à 4A par pas de 1A, pour une fréquence électrique de 50Hz et un courant statorique de 5A. Pour chaque niveau de puissance DC, un court-circuit inter-spices franc est généré pendant 500ms. Les figures illustrant ce scénario sont disponibles en Annexe G.

Pour ce test, l'estimation des paramètres est peu influencée par le niveau de la charge harmonique. Ainsi, pour chaque indicateur, la distinction entre un PMG sain et un PMG en court-circuit est possible, même pour un faible nombre de spires en défaut. Comme pour les tests précédents, le Tableau 4-5 récapitule les valeurs maximales et minimales des indicateurs, respectivement pour un PMG sain et défaillant.

Etat du PMG Paramètres estimés	Sain	Défaut 4% _{cc}		Défaut 8% _{cc}		Défaut 12% _{cc}		Défaut 16% _{cc}	
		ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio	ind.	ratio
ω	0,58%	2,33%	4,02	6,13%	10,6	9,06%	15,6	11,0%	19
K_e	0,36%	2,55%	7,08	6,39%	17,8	9,35%	26	11,4%	31,7
R_S	26,4%	79,8%	3,02	225%	8,52	351%	13,3	458%	17,4
$1/L_S$	5,9%	40,0%	6,78	58,5%	9,92	67,8%	11,5	73,3%	12,4
n_{cc}	0,73%	4,53%	6,21	7,04%	9,64	7,88%	10,8	10,4%	14,3

Tableau 4-5 : Valeurs des indicateurs en régime permanent pour un PMG sain ou défaillant, lors du test de variation de la charge harmonique

4.3.1.6 Synthèse de l'étude de robustesse

L'étude de la robustesse des différents indicateurs est résumée par les diagrammes des figures 4-11 à 4-13, où sont reportés les résultats des tableaux 4-1 à 4-5. Cette représentation en radar permet d'analyser rapidement la robustesse des indicateurs pour différents points de fonctionnement, en comparant les valeurs les plus défavorables des indicateurs pour un PMG sain et un PMG avec un court-circuit inter-spices franc. Pour cela, une zone saine a été définie. Elle a été limitée arbitrairement par la valeur maximale de l'indicateur en régime sain pour les 5 scénarios de simulation multipliée par un ratio 1,5 afin d'éviter les fausses alarmes en régime sain. Enfin, chaque axe des diagrammes se réfère à l'un des 5 scénarios de simulation définis précédemment.

Pour les indicateurs basés sur l'estimation de ω , K_e ou n_{cc} , les diagrammes de robustesse montrent que, quel que soit le point de fonctionnement (hors transitoire de fréquence pour ω), il est possible de différencier un PMG sain d'un PMG en défaut, même pour un faible nombre de spires en court-circuit.

Pour l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, le test de variation de puissance a révélé qu'il n'était pas utilisable à vide ou à faible charge. Si ces points de fonctionnement particuliers ne sont pas pris en compte, la Figure 4-12b montre que cet indicateur est robuste aux autres variations d'un réseau électrique et permet de distinguer convenablement un PMG sain d'un PMG en court-circuit.

Pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_S , il est lui aussi non utilisable à vide ou à faible charge mais il est également sensible aux variations du facteur de puissance et, dans une moindre mesure, aux variations du déséquilibre en courant sur le réseau triphasé.

Dans la suite de cette partie, l'évaluation des indicateurs est complétée par l'étude de leur sensibilité aux courts-circuits résistifs.

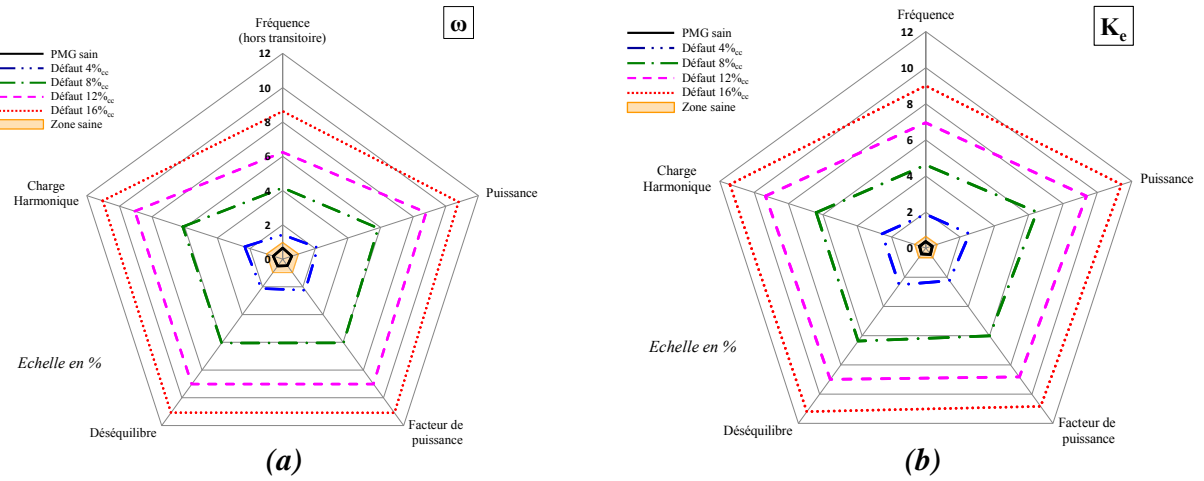


Figure 4-11 : Diagrammes de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de ω (a) et de K_e (b)

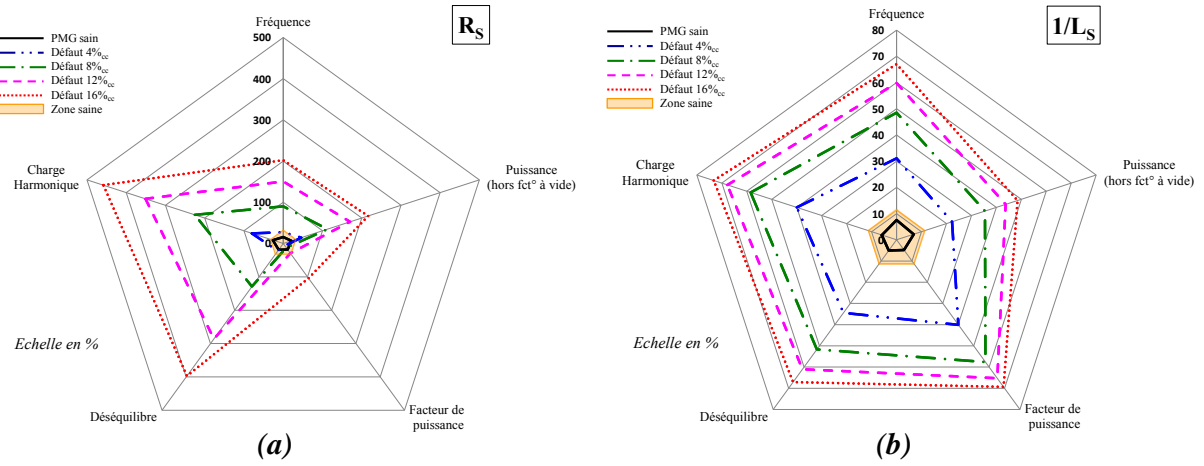


Figure 4-12 : Diagrammes de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de R_s (a) et de $1/L_s$ (b)

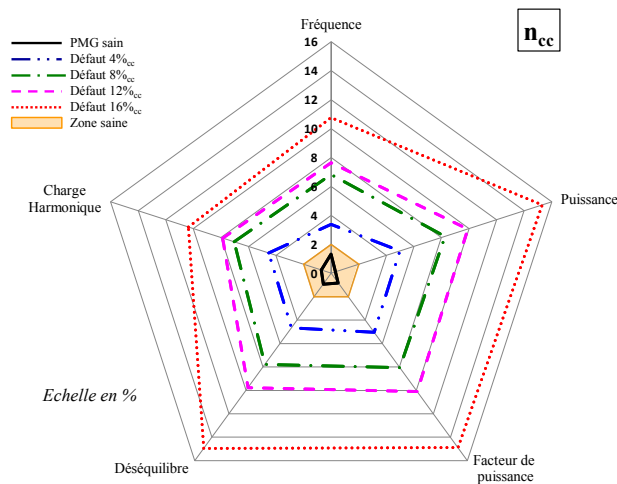


Figure 4-13 : Diagramme de robustesse de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}

4.3.2 Test de sensibilité

Afin d'étudier la sensibilité des indicateurs, nous avons décidé d'évaluer leur capacité à détecter la défaillance avant l'apparition d'un courant de défaut trop élevé. Cela revient à déterminer la criticité minimale du court-circuit nécessaire pour distinguer un PMG sain d'un PMG défaillant avec les différents indicateurs proposés. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, la valeur des indicateurs n'est pas forcément représentative de la criticité du défaut en rapport au courant effectif dans la boucle de court-circuit. Pour cela, la réponse de l'indicateur en fonction de la résistance de court-circuit R_{cc} est étudiée. A titre d'exemple, la Figure 4-14 représente l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de ω et du courant de court-circuit en fonction de R_{cc} pour différents nombres de spires en court-circuit, pour une fréquence de 50Hz et un courant de charge de 5A. En utilisant la zone saine définie grâce aux tests de robustesse précédents, il est possible d'évaluer le courant de court-circuit minimum nécessaire à la distinction du défaut. Sur la Figure 4-14, nous pouvons constater que la configuration la plus critique correspond logiquement au cas où un faible nombre de spires est en court-circuit. En effet, avec l'indicateur basé sur l'estimation de ω , il est nécessaire d'avoir un courant de défaut d'au moins 105A (correspondant à 7 fois le courant nominal I_{nom}) pour détecter un défaut de 4% de spires d'une phase statorique. Pour 8%, 12% ou 16% des spires en défaut, le courant de court-circuit minimum nécessaire pour la détection est respectivement de 48A (environ 3 fois I_{nom}), 38A (environ 2,5 fois I_{nom}) et 25A (environ 1,7 fois I_{nom}). Les courbes caractérisant la sensibilité des autres indicateurs sont disponibles en Annexe G.

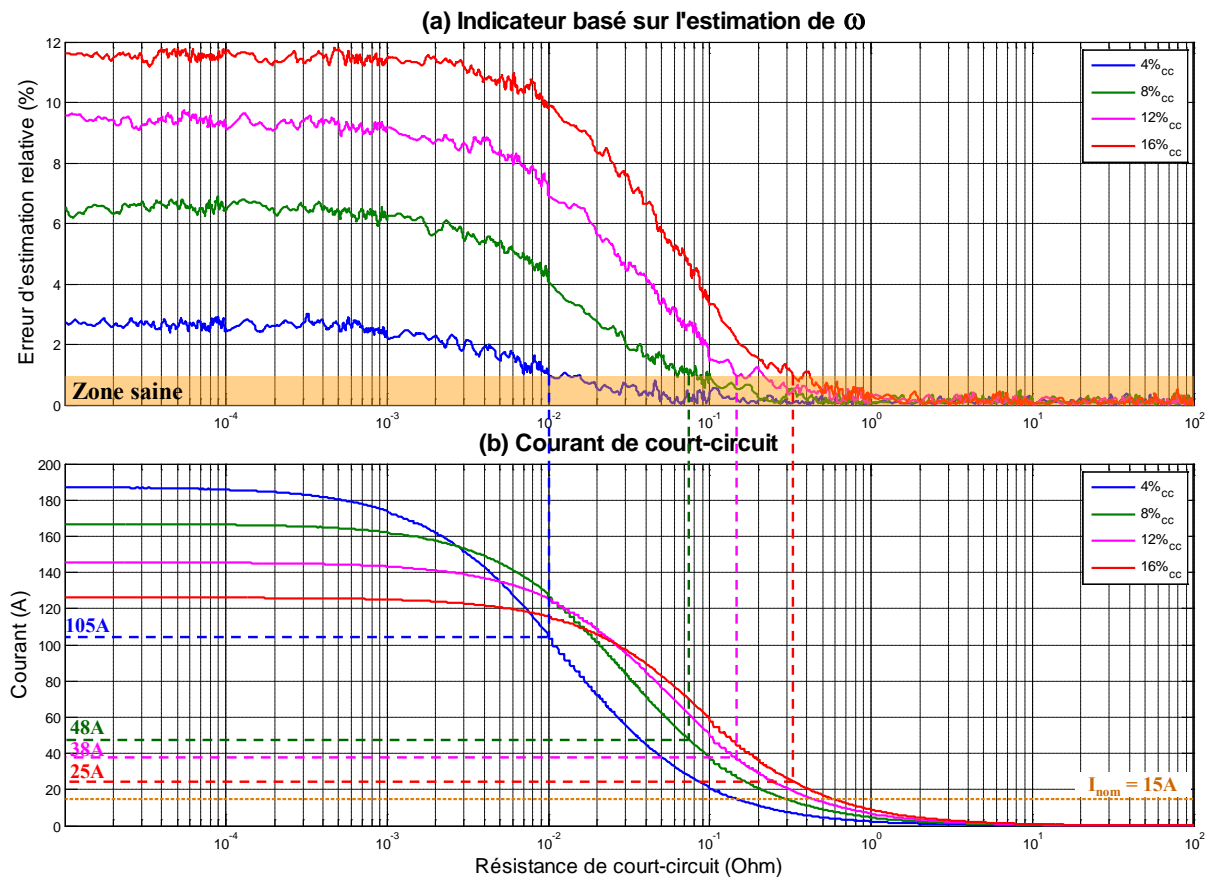


Figure 4-14 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de ω (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Le Tableau 4-6 résume les valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spires selon l'indicateur utilisé, pour différents nombres de spires en court-circuit. L'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ apparaît comme le plus efficace pour détecter les courts-circuits résistifs. En effet, un courant de défaut de 40A est nécessaire pour détecter un défaut de 4% des spires ce qui correspond à moins de trois fois le courant nominal de la machine ($I_{nom} = 15A$). Ceci peut s'expliquer par la réduction de l'inductance statorique d'un rapport $(1-n_{cc})^2$ qu'engendre un court-circuit franc de n_{cc} spires d'une phase.

Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et des n_{cc} possèdent également une bonne sensibilité (avec une détection possible pour $I_{cc} < 5.I_{nom}$), contrairement aux indicateurs basés sur l'estimation de ω et de R_S (avec une détection possible seulement au-delà de $I_{cc} > 7.I_{nom}$).

Etat du PMG Paramètres estimés	Défaut 4% _{cc}	Défaut 8% _{cc}	Défaut 12% _{cc}	Défaut 16% _{cc}
ω	105A	48A	38A	25A
K_e	66A	38A	21A	17A
R_S	105A	46A	32A	20A
$1/L_S$	40A	23A	15A	12A
n_{cc}	67A	37A	24A	22A

Tableau 4-6 : Valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spires selon l'indicateur utilisé (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

4.3.3 Synthèse de la comparaison des indicateurs

Le Tableau 4-7 résume les caractéristiques des indicateurs proposées selon les différents critères d'évaluation. Ce tableau montre que les indicateurs basés sur l'estimation de K_e , $1/L_S$ et n_{cc} semblent être les plus appropriés pour détecter les courts-circuits inter-spires dans les PMG.

Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et de n_{cc} ont des performances assez semblables. Ils sont robustes aux diverses variations du réseau électrique et sont suffisamment sensibles afin de détecter un défaut suffisamment tôt pour qu'il ne soit pas critique. L'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} permet en plus de localiser la phase en défaut.

A l'exception des points de fonctionnement à vide ou à faibles courants pour lesquels l'inductance cyclique est non observable, l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ est le plus performant pour détecter de façon précoce les défauts inter-spires. En effet, l'étude de sensibilité a montré qu'il était le plus efficace pour détecter des courts-circuits résistifs d'un faible nombre de spires.

Les indicateurs basés sur l'estimation de ω et de R_S nécessitent l'établissement d'un fort courant de court-circuit pour détecter le défaut. De plus, l'indicateur basé sur l'estimation de ω n'est pas robuste aux transitoires de fréquence et l'indicateur basé sur l'estimation de R_S ne permet pas de distinguer les défauts d'un faible nombre de spires pour différents points de fonctionnement (à vide, facteurs de puissance non unitaire, déséquilibre de courants), ce qui les rend peu intéressants pour notre application.

Enfin, le Tableau 4-7 fait apparaître deux autres critères : la réponse dynamique de l'indicateur et le temps de calcul de l'algorithme du FKE. La réponse dynamique est la même pour tous les indicateurs étant donné que la dynamique de variation des paramètres estimés a

été fixée par le réglage des matrices de covariance du FKE afin d'obtenir une constante de temps τ de l'ordre de 20ms. Le coût calculatoire des algorithmes est également évalué. Dans notre cas, il correspond au temps de calcul nécessaire pour effectuer une itération de l'algorithme lors de son implantation sur le DSP utilisé sur le banc expérimental (c.f. Chapitre 2). Fort logiquement, l'algorithme estimant la pulsation électrique ω est le plus léger étant donné que le vecteur d'état n'est que d'ordre 3. Pour les autres indicateurs basés sur la représentation « saine » (ordre 4) ou « défaillante » (ordre 5) du PMG, le coût calculatoire de l'algorithme est plus élevé mais reste raisonnable pour permettre l'utilisation d'une période d'échantillonnage de 200 μ s.

Critères \ Indicateur	Modèle sain				Modèle défaillant
	ω	K_e	R_s	$1/L_s$	n_{cc}
Robustesse	4/5	5/5	2/5	4/5	5/5
Sensibilité (défaut 4%$_{cc}$)	105A	66A	105A	40A	67A
Réponse dynamique (τ)	25ms	25ms	25ms	25ms	25ms
Localisation du défaut	non	non	non	non	oui
Temps de calcul (sur DSP)	86 μ s	114 μ s	118 μ s	122 μ s	158 μ s

Tableau 4-7 : Comparaison des indicateurs proposés selon différents critères

Dans la suite de ce chapitre, le comportement et l'évaluation des indicateurs proposés sont validés expérimentalement pour des courts-circuits résistifs ($I_{cc} = 25A$).

4.4 Validation expérimentale

Afin de valider les résultats précédents issus de simulation, des expérimentations ont été menées sur le banc de test décrit dans le Chapitre 2. Pour cela, les divers algorithmes permettant la construction des indicateurs ont été implantés sur un DSP opérant à une fréquence d'échantillonnage de 5kHz. De plus, pour des raisons de sécurité, les courts-circuits inter-spaires francs n'ont pas pu être étudiés expérimentalement en raison des forts courants de défaut qu'ils génèrent. Ainsi, le courant dans la boucle de court-circuit a été limité à 25A par un rhéostat variable. Ce rhéostat permet d'adapter la valeur de la résistance de défaut en fonction du point de fonctionnement de la machine pour atteindre le courant de court-circuit désiré.

Dans un premier temps, la réponse des indicateurs, suite à l'apparition d'un court-circuit résistif, est exposée afin de valider le fonctionnement des algorithmes et le comportement des indicateurs. Dans un second temps, les tests de robustesse, effectués en simulation, ont également été réalisés sur le banc de test expérimental afin d'étudier les performances des indicateurs face à l'apparition d'un court-circuit résistif.

4.4.1 Réponse des indicateurs à un court-circuit résistif

La Figure 4-15 et la Figure 4-16 montrent respectivement l'évolution des indicateurs construits à partir de l'estimation des paramètres issus du modèle d'un PMG « sain » et « défaillant », pour un court-circuit de 25A sur 16% des spires de la phase A survenant à $t = 0,5s$.

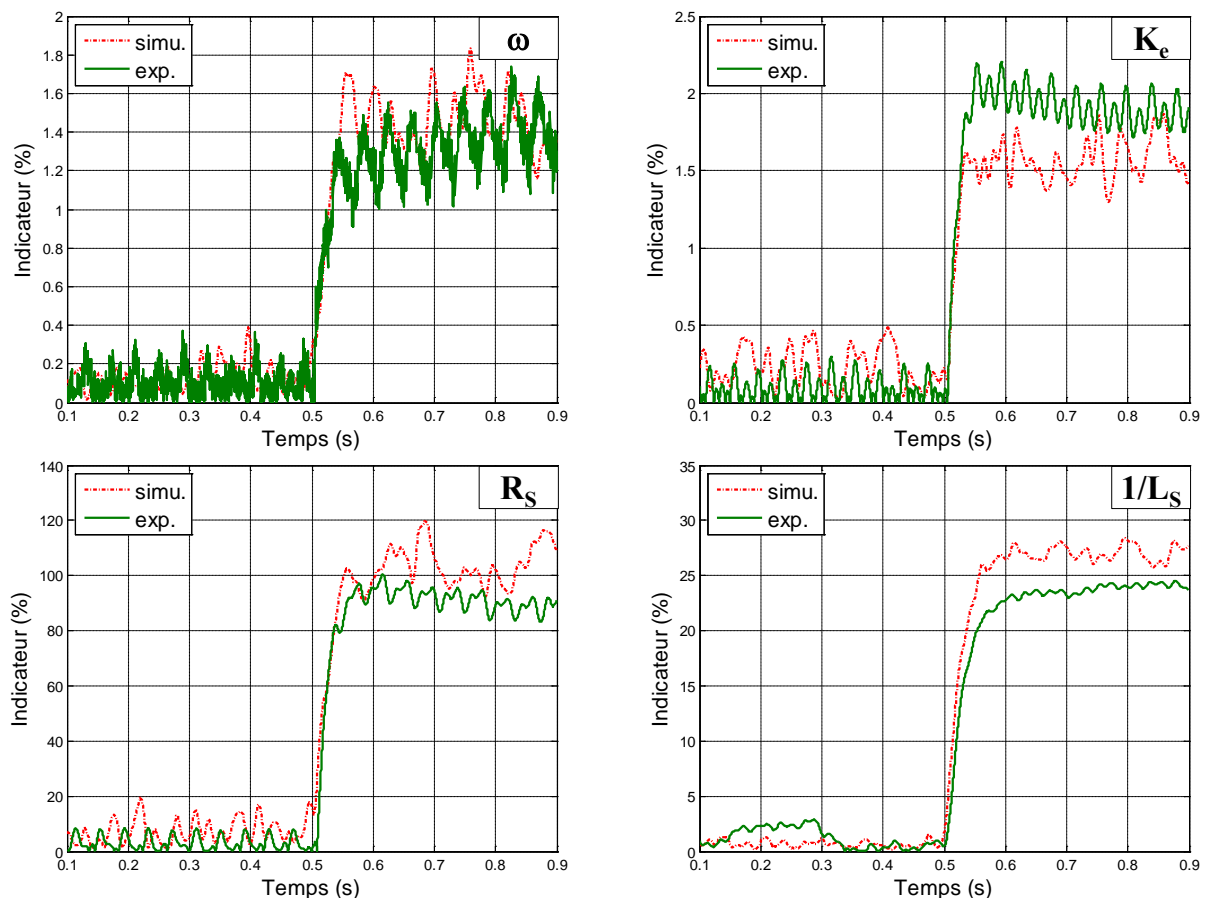


Figure 4-15 : Comparaison simulation/expérimentation des indicateurs construits à partir des paramètres estimés issus du modèle « sain » du PMG (avec $I_{CH} = 5A$, $f = 50Hz$ et $I_{cc} = 25A$ pour 16% $_{cc}$)

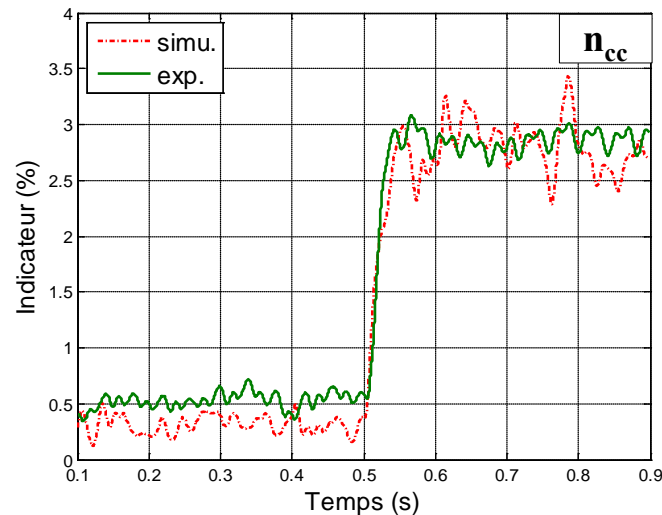


Figure 4-16 : Comparaison simulation/expérimentation de l'indicateur construit à partir des paramètres estimés issus du modèle « défaillant » du PMG (avec $I_{CH} = 5A$, $f = 50Hz$ et $I_{cc} = 25A$ pour 16% $_{cc}$)

Les résultats expérimentaux (vert continu) sont conformes aux résultats de simulation (rouge pointillé) avec des valeurs d'indicateur sensiblement identiques en régime permanent, pour un fonctionnement sain et en court-circuit. De plus, la dynamique d'évolution des indicateurs imposée par le réglage des matrices de covariance du FKE est conforme à celle attendue.

Dans la suite de ce chapitre, les différents tests de robustesse, effectués en simulation dans le §4.3.1, ont été réalisés sur le banc de test expérimental et vont permettre de compléter l'étude de la performance des indicateurs pour la détection de courts-circuits résistifs.

4.4.2 Tests expérimentaux de robustesse des indicateurs

4.4.2.1 Protocole expérimental

L'étude de la robustesse des indicateurs, présentée dans le §4.3.1, consistait à étudier la capacité des différents indicateurs à distinguer un PMG sain d'un PMG défaillant en fonction des variations standards d'un réseau électrique aéronautique. Lors des tests expérimentaux, l'étude de robustesse consiste à étudier le comportement des indicateurs avec un court-circuit résistif de 25A (court-circuit résistif) pour ces mêmes points de fonctionnement, à savoir :

- **Variation de la fréquence électrique** entre 30Hz et 60Hz par pas de 10Hz.
- **Variation de la puissance** avec un courant de charge allant de 0A à 10A par pas de 2,5A.
- **Variation de facteur de puissance** entre 0,8 et 1 par pas de 0,05.
- **Variation du déséquilibre de charge** avec un différentiel de courant sur la phase A (phase défaillante) ou sur la phase B (phase saine) allant de -3A à +3A par pas de 1,5A.
- **Variation de la charge harmonique** avec une puissance DC allant de 0% à 80% de la puissance totale délivrée par le PMG par pas de 20%.

Compte tenu de l'intensité du défaut ($I_{cc} = 25A$), les courts-circuits de 4% de spires n'ont pas été étudiés, les indicateurs n'étant pas suffisamment sensibles pour détecter ce défaut (c.f. étude de sensibilité du §4.3.2). De plus, chaque test a du être réalisé indépendamment étant donné qu'un réglage de la charge et/ou de la vitesse de rotation de la machine et/ou de la résistance de court-circuit était nécessaire pour obtenir un point de fonctionnement donné et un courant de court-circuit de 25A. Ainsi, comme le montre le Tableau 4-8, l'étude de la

robustesse a impliqué la réalisation de 85 tests expérimentaux pour chaque indicateur, soit 425 tests au total pour les 5 indicateurs. Chaque test consistait à faire fonctionner le PMG au point de fonctionnement désiré pendant 5s et d'établir le court-circuit inter-spires via le commutateur pendant 5 autres secondes.

		Spires en court-circuit			
		8% _{cc}	12% _{cc}	16% _{cc}	
Test de robustesse	Fréquence*	2 Tests	4 Tests	4 Tests	→ 10 Tests
	Puissance	5 Tests	5 Tests	5 Tests	→ 15 Tests
	Cos φ	5 Tests	5 Tests	5 Tests	→ 15 Tests
	Déséquilibre	10 Tests	10 Tests	10 Tests	→ 30 Tests
	Harmonique	5 Tests	5 Tests	5 Tests	→ 15 Tests
					85 Tests

Tableau 4-8 : Tests expérimentaux pour l'évaluation de la robustesse d'un indicateur

4.4.2.2 Résultats expérimentaux

Comme lors de l'étude en simulation, le comportement des indicateurs est étudié en conservant les valeurs les moins favorables pour un PMG sain (plus forte valeur) et un PMG en défaut (plus faible valeur). A titre d'exemple, la Figure 4-17 montre les valeurs de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors des tests de variation de fréquence (a) et de variation de puissance (b). Les autres tests de robustesse pour $1/L_S$ et pour les autres paramètres estimés sont disponibles en Annexe H.

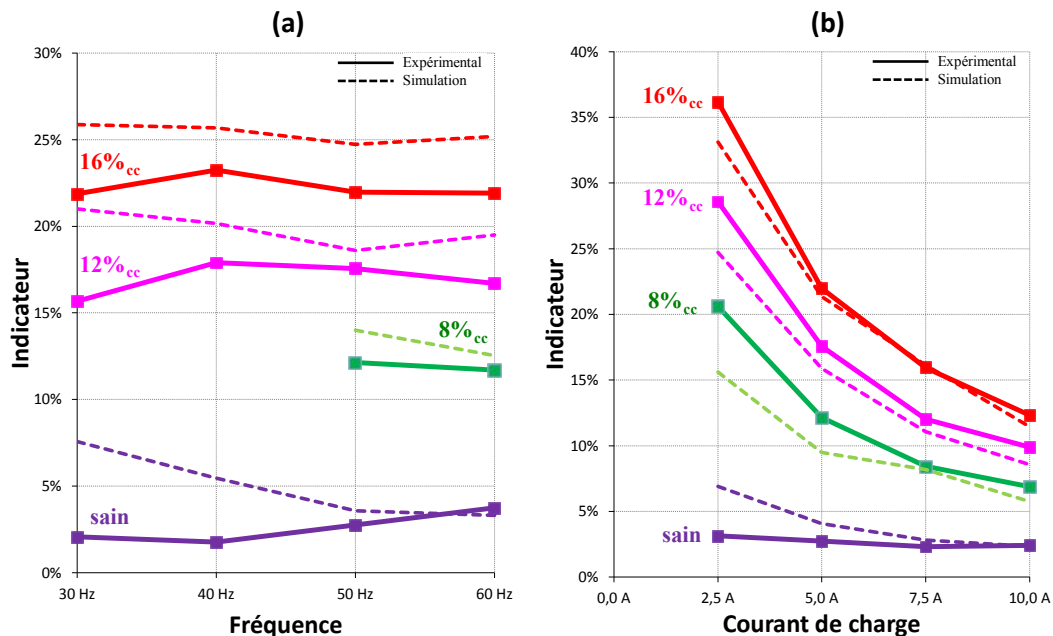


Figure 4-17 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

*Note : Pour 8% des spires en court-circuit, nous ne disposons pas d'une résistance suffisamment petite pour atteindre un courant de défaut de 25A à basse fréquence. Ainsi, seules les fréquences 50Hz et 60Hz ont été utilisées lors du test de variation de fréquence pour 8%_{cc}.

Sur ces courbes, nous pouvons visualiser les valeurs des indicateurs issues des tests expérimentaux (trait plein) en régime sain ou en régime défaillant, pour différents nombres de spires en court-circuit. Nous pouvons également comparer ces résultats expérimentaux aux résultats issus de simulation effectués pour les mêmes points de fonctionnement (trait pointillé).

Ces résultats montrent qu'il existe quelques différences entre les valeurs des indicateurs issues des tests expérimentaux et celles issues de simulation dont les origines peuvent être multiples (imprécision du modèle CEMC et du bruit généré en simulation, incertitude sur les paramètres du modèle ou imprécision sur le point de fonctionnement en expérimentation ...). Cependant, les gammes de valeurs que prennent les différents indicateurs pour un PMG sain ou un PMG en court-circuit sont, dans la grande majorité des tests, analogues avec celles issues des simulations, exception faite pour l'indicateur basé sur l'estimation de ω où le courant de court-circuit de 25A n'est pas assez critique pour correctement distinguer les défauts inter-spires.

Finalement, nous pouvons également construire les diagrammes de robustesse (Figure 4-18, Figure 4-19 et Figure 4-20), issus uniquement de résultats expérimentaux, en ne conservant que la valeur la plus défavorable pour chaque test. Ces figures font aussi apparaître, pour chaque indicateur, une zone saine limitée par la valeur maximale de l'indicateur en régime sain pour tous les points de fonctionnement, multipliée par un ratio 1,5. Ces résultats expérimentaux montrent une bonne concordance avec les analyses de robustesse et de sensibilité effectuées par simulation avec :

- **Pour l'indicateur basé sur l'estimation de ω** (Figure 4-18a) :

Cet indicateur n'est pas suffisamment sensible pour différencier convenablement un PMG sain d'un PMG en défaut pour un courant de court-circuit de 25A.

- **Pour l'indicateur basé sur l'estimation de K_e** (Figure 4-18b) :

Cet indicateur est robuste aux variations du réseau électrique et permet de détecter un court-circuit résistif de 25A à partir de 12% de spires en court-circuit.

- **Pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_s** (Figure 4-19a) :

Cet indicateur permet de détecter un court-circuit résistif de 25A à partir de 16% de spires en court-circuit indépendamment de la fréquence, de la puissance (hors fonctionnement à vide) et de la charge harmonique. Cependant, l'indicateur est moins performant pour des points de fonctionnement faisant intervenir des déséquilibres en courant sur les phases ou des facteurs de puissance non unitaires.

- **Pour l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_s$** (Figure 4-19b) :

Cet indicateur est robuste aux variations du réseau électrique (hors fonctionnement à vide). Il est également le plus sensible de tous car il permet de détecter un court-circuit résistif de 25A à partir de 8% de spires en court-circuit pour chaque point de fonctionnement (hors fonctionnement à vide).

- **Pour l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}** (Figure 4-20) :

Cet indicateur est robuste aux variations du réseau électrique et permet de détecter un court-circuit résistif de 25A à partir de 12% de spires en court-circuit. Cependant, il apparaît plus sensible que l'indicateur basé sur l'estimation de K_e dans la mesure où il permet de détecter des courts-circuits de 8% de spires dans la majorité des cas.

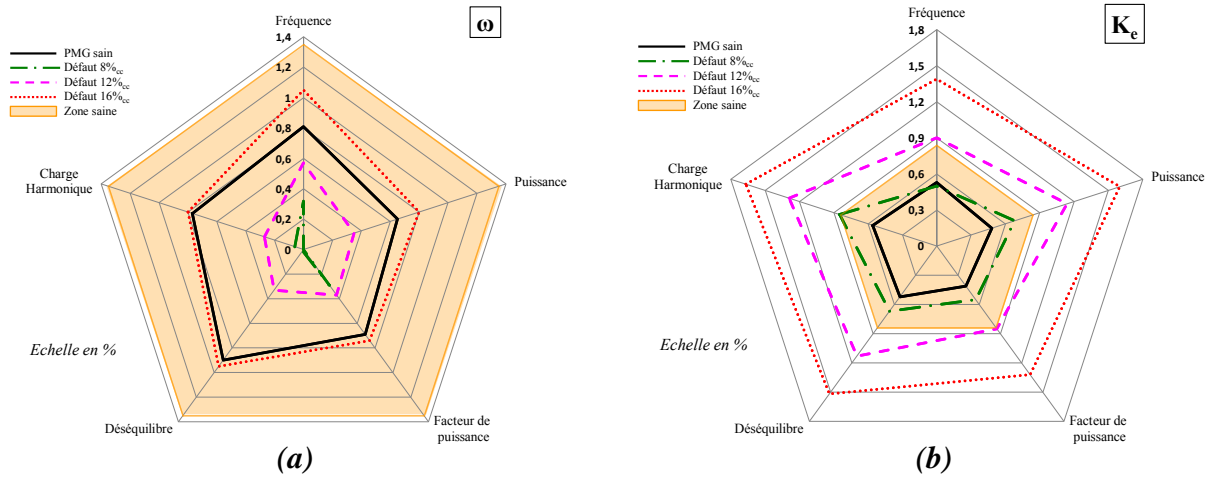


Figure 4-18 : Diagrammes de robustesse issus des tests expérimentaux pour les indicateurs basés sur l'estimation de ω (a) et de K_e (b)

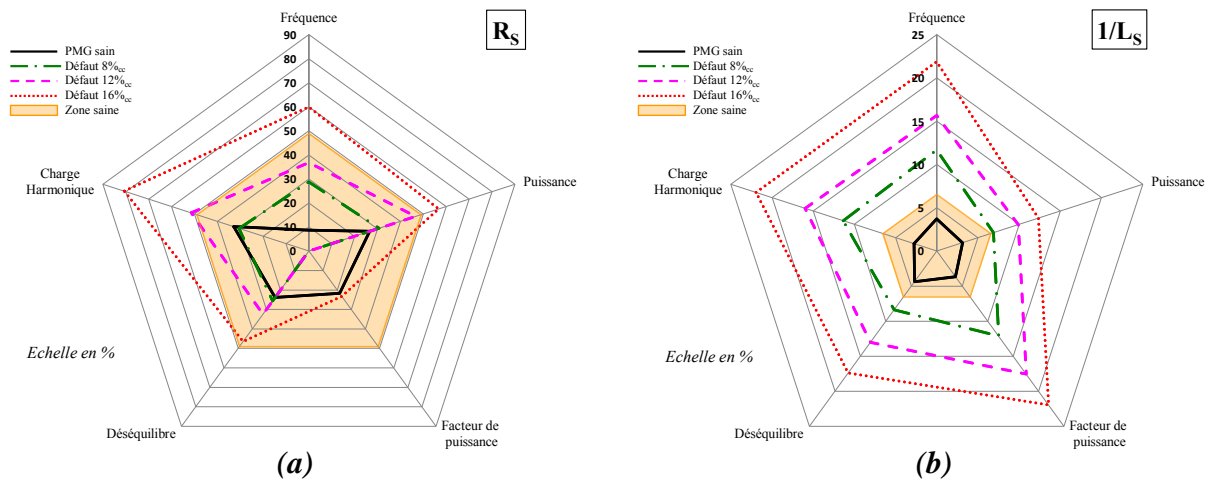


Figure 4-19 : Diagrammes de robustesse issus des tests expérimentaux pour les indicateurs basés sur l'estimation de R_S (a) et de $1/L_S$ (b) (essai à vide non pris en compte)

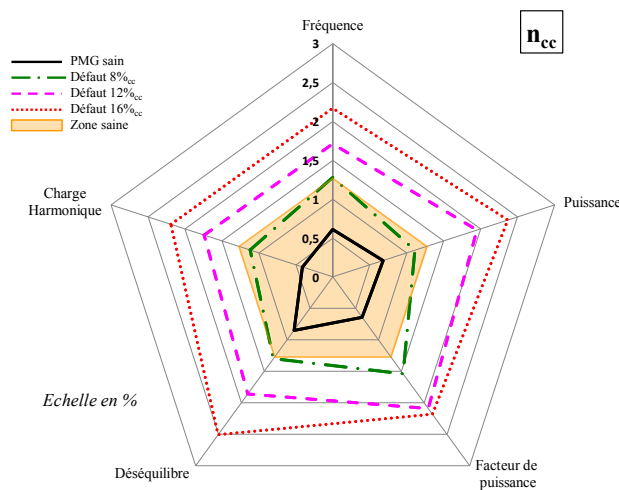


Figure 4-20 : Diagramme de robustesse issu des tests expérimentaux pour l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}

Finalement, ces tests expérimentaux confirment les résultats entrevus en simulation en révélant que l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ est le plus performant pour détecter les défauts d'un faible nombre de spires pour un court-circuit résistif. Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et de n_{cc} sont également adaptés à la détection des courts-circuits résistifs. Ils présentent, de surcroît, l'avantage d'être peu dépendants du point de fonctionnement de la machine au moment où survient le défaut. Enfin, les indicateurs basés sur l'estimation de ω et de R_S ne sont pas suffisamment performants en termes de robustesse et de sensibilité pour être utilisés comme des indicateurs fiables de présence de court-circuit inter-spires.

4.5 Influence des incertitudes des paramètres sur les indicateurs

4.5.1 Problématique de l'incertitude des paramètres du modèle

Dans les études précédentes, nous avons supposé une connaissance *a priori* des paramètres du modèle. Cela nous a permis de construire des indicateurs de présence de courts-circuits inter-spires fiables en se basant sur la variation des paramètres estimés via l'utilisation du FKE. Cependant, la connaissance précise de ces paramètres n'est pas acquise et des incertitudes peuvent exister pour diverses raisons (fabrication, usure, contraintes environnementales). Ceci est notamment vrai dans le contexte aéronautique où la variation de la température ambiante au niveau des équipements électriques entre -55°C à $+177^{\circ}\text{C}$ (hors refroidissement) a une influence notable sur la valeur de la résistance statorique R_S . En effet, la résistance d'un conducteur électrique peut être calculée grâce à la loi de variation suivante :

$$R = R_0 \cdot (1 + \rho \cdot \Delta T) \quad (4-5)$$

Avec : - R_0 : résistance donnée à la température de référence T_0
 - $\Delta T = T - T_0$: variation de température par rapport à la température de référence
 - ρ : coefficient de température ($= 3,93 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ pour le cuivre)

Ainsi, la valeur de la résistance statorique du PMG risque d'être fortement impactée par la variation de la température ambiante. Afin d'illustrer l'influence des incertitudes sur les indicateurs développés, un scénario de simulation a été mis en place. Il consiste à faire varier la résistance statorique entre deux valeurs critiques, tout en ajoutant des incertitudes sur la valeur de l'inductance cyclique L_S et sur la constante de fem K_e . Ainsi, sur la Figure 4-21a, l'allure de R_S est représentée avec :

- Pour $t < 1,2 \text{ s}$: $R_S = 0,295 \Omega$ (valeur théorique à 20°C)
- Pour $2,4\text{s} < t < 3,6\text{s}$: $R_S = 0,231 \Omega$ (valeur théorique à -55°C)
- Pour $4,8\text{s} < t < 6\text{s}$: $R_S = 0,475 \Omega$ (valeur théorique à $+177^{\circ}\text{C}$)

De plus, pour chaque valeur de R_S , un défaut franc de 4% des spires est inséré pendant 500ms (Figure 4-21b). Enfin, une incertitude de 20% sur la valeur de L_S et de 5% sur la valeur de K_e est générée en modifiant leur valeur théorique dans le calcul de l'indicateur. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 4-21c, les incertitudes appliquées sur les valeurs théoriques de K_e et sur L_S entraînent une estimation approximative de $1/L_S$ par rapport à sa valeur nominale, même lorsque le PMG est sain. De plus, la variation de la résistance statorique modifie également la valeur du paramètre estimé. Cela a des conséquences sur l'indicateur, représenté sur la Figure 4-21d, dont les valeurs en régime sain ne sont plus proches de zéro. Ainsi, dans le cas où la limite de la zone saine, définie par les tests de robustesse du §4.3.1, est utilisée comme seuil de détection, nous pouvons constater que les incertitudes sur les paramètres du modèle du PMG entraînent l'apparition de fausses alarmes en fonctionnement sain, l'indicateur du défaut devant théoriquement être à 0 pour un PMG sain et à 1 pour un PMG défaillant sur la Figure 4-21e.

Ces constatations sont également vérifiées pour les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et n_{cc} , dont les courbes représentant ce scénario sont données en Annexe I.

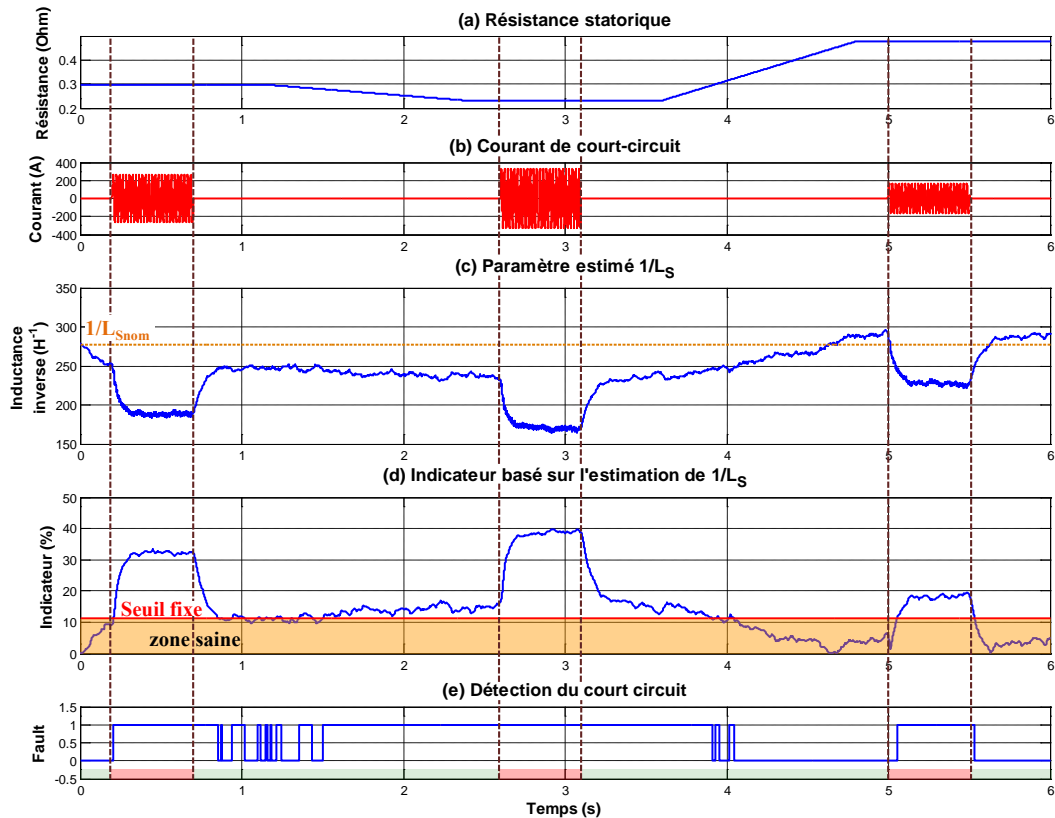


Figure 4-21 : Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_S , -5% pour K_e et variation continue pour R_S)

4.5.2 Mise en place d'un seuil adaptatif

Afin de répondre à la problématique liée aux erreurs d'estimation provenant des incertitudes sur la valeur des paramètres des modèles d'observation, une première solution pourrait être d'effectuer une estimation hors ligne des paramètres afin de réduire les incertitudes sur les paramètres théoriques de la machine. Il est également envisageable d'utiliser les capteurs surveillant la température du circuit de refroidissement dans les générateurs électriques aéronautique afin d'ajuster la valeur de la résistance statorique en ligne.

Afin de s'affranchir de cela, une autre méthode envisageable est d'utiliser un seuil adaptatif sur un horizon de temps donné, comme dans [Kli00], lorsque le PMG est diagnostiqué comme étant sain. Nous avons approfondi cette voie en proposant une méthode de détection de courts-circuits inter-spires utilisant un seuil adaptatif, la valeur de ce seuil étant comparée à celle des indicateurs construits à partir des estimations de paramètres issues du FKE. De plus, tant que le PMG est considéré comme sain, la valeur de référence du paramètre estimé permettant le calcul de l'indicateur associé selon l'expression (4-1) ou (4-2) est mise à jour afin de prendre en compte les variations naturelles qui pourraient survenir sur ce paramètre. Ainsi, le principe de la construction de l'indicateur utilisant le seuil adaptatif proposé s'inscrit en trois étapes :

a) Initialisation du paramètre estimé :

Cette étape consiste à estimer la valeur du paramètre étendu avec le FKE, pendant une période d'initialisation où le PMG est considéré comme sain (100ms dans notre cas). Cela permet de définir une première valeur théorique, sans connaissance *a priori*, du paramètre estimé correspondant à un état sain de la machine.

b) Calcul du seuil adaptatif

La valeur du seuil adaptatif dépend de l'évolution de l'indicateur. Pour notre application, cette valeur est calculée en fonction de la valeur moyenne et de l'écart type de l'indicateur sur une fenêtre glissante (100ms dans notre cas) selon la formule suivante :

$$\text{seuil_adaptatif} = 4.(\langle \text{ind} \rangle + \sigma_{\text{ind}}) \quad (4-6)$$

Lorsque le PMG est considéré comme sain (indicateur < seuil), la valeur du seuil adaptatif est mise à jour à chaque période d'échantillonnage. A l'inverse, la valeur de seuil reste fixe lorsqu'un défaut inter-spires est détecté (indicateur > seuil). Enfin, la valeur du seuil adaptatif (4-6) est filtrée par une action intégrale. Ce filtrage permet de ralentir la dynamique d'évolution du seuil adaptatif afin que celle-ci soit plus lente que la dynamique de l'indicateur. Sans ce filtrage, les valeurs du seuil et de l'indicateur évoluent simultanément (c.f. (4-6)) ce qui risque d'empêcher la détection du défaut. Le principe du calcul du seuil adaptatif appliqué à l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, lors de l'apparition d'un court-circuit de 400A sur 16% des spires, est illustré sur la Figure 4-22. Sur les courbes de la Figure 4-22a, le seuil adaptatif n'est pas filtré ce qui provoque une variation de sa valeur lors de l'apparition du court-circuit. L'indicateur reste alors toujours en dessous du seuil ce qui ne permet pas de détecter le défaut. Sur la Figure 4-22b, la dynamique de variation du seuil adaptatif est ralentie ce qui permet la détection du défaut lorsque l'indicateur passe au-dessus de ce seuil adaptatif filtré.

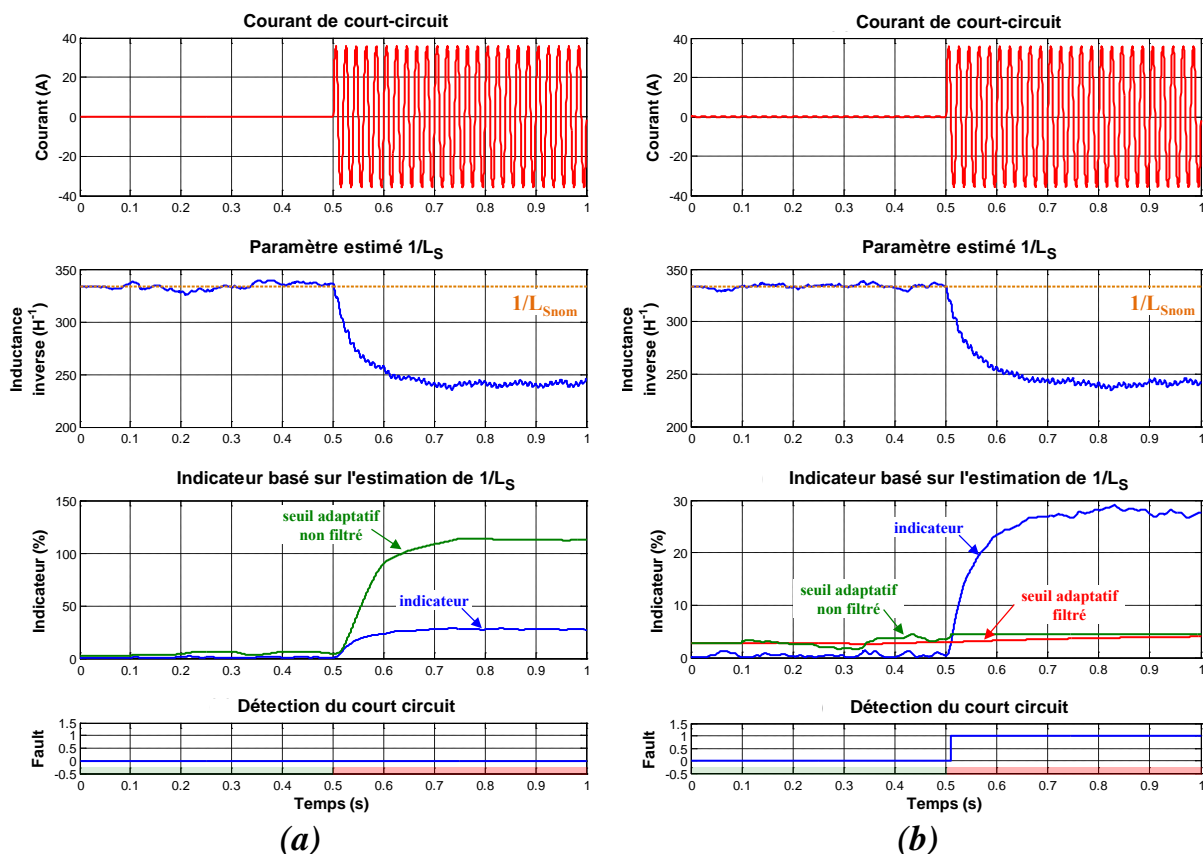


Figure 4-22 : Comparaison de l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec un seuil adaptatif non filtrée (a) et filtrée (b)

c) Mise à jour du paramètre estimé :

Comme pour la mise à jour de la valeur du seuil adaptatif, la valeur théorique du paramètre estimé utilisée pour la construction de l'indicateur est mise à jour lorsque le PMG est considéré comme sain. Cela permet d'améliorer la sensibilité de l'indicateur et d'éviter les fausses alarmes dans le cas de variations lentes de paramètres au sein du PMG (ex : résistance statorique en fonction de la température).

Sur la Figure 4-23, l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, avec l'utilisation du seuil adaptatif, est représentée sur la Figure 4-21 pour un scénario de simulation identique à celui utilisée auparavant. Nous pouvons constater que l'incertitude sur les paramètres n'a plus d'influence sur la détection des courts-circuits inter-spires. En effet, l'étape d'initialisation remplit bien son rôle en ajustant la valeur théorique de l'inductance cyclique L_S (représentée en rouge pointillé sur Figure 4-23c). De plus, les variations de la résistance statorique, considérées comme lentes par rapport à l'établissement d'un court-circuit, ne modifient plus la valeur de l'indicateur en régime sain qui reste proche de zéro grâce à la mise à jour du paramètre estimé. Enfin, la valeur du seuil adaptatif est suffisamment élevée pour éviter toutes fausses alarmes en régime sain et suffisamment basse pour permettre la détection d'un défaut de 4% des spires, comme le montre l'indicateur du défaut sur la Figure 4-23e qui est bien égal à 0 pour un PMG sain et à 1 pour un PMG défaillant. Dans ce cas, la sensibilité de l'indicateur se retrouve même être légèrement améliorée, étant donné que la valeur du seuil adaptatif (c.f. Figure 4-23d) se retrouve être moins élevée que la valeur du seuil définie par la zone saine (c.f. Figure 4-21d). Ainsi une détection d'un défaut résistif moins critique est possible. Ces remarques sont également valables pour les indicateurs construits à partir de l'estimation de K_e et n_{cc} , dont les courbes de ce scénario sont données en Annexe I.

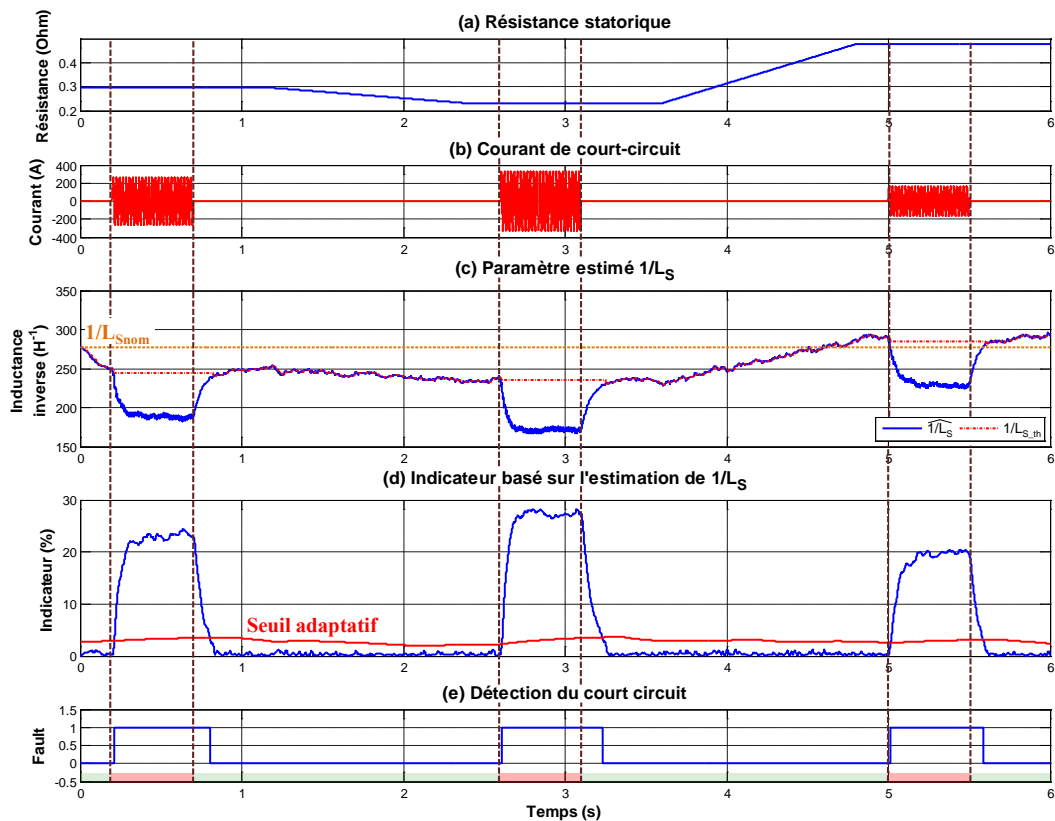


Figure 4-23 : Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec le seuil adaptatif, en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_S , -5% pour K_e et variation continue pour R_S)

4.5.3 Application expérimentale

Le principe du seuil adaptatif a également été mis en place sur le banc de test expérimental. La Figure 4-24 montre l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors de l'apparition d'un défaut résistif de 8% des spires, pour un seuil fixe (a) et un seuil adaptatif (b), avec une incertitude de 20% sur la valeur théorique de L_S . Ce test confirme qu'en présence d'incertitudes, l'indicateur avec le seuillage fixe ne remplit plus correctement son rôle, avec une fausse alarme en fonctionnement sain (fault = 1) et une non-détection de défaut lorsque le court-circuit apparaît (fault = 0). De son côté, l'indicateur utilisant le seuil adaptatif permet de distinguer correctement un PMG sain (fault = 0) d'un PMG en court-circuit (fault = 1). Ces tests expérimentaux ont également été effectués pour les indicateurs basés sur K_e et n_{cc} avec 12% des spires en court-circuit, pour une incertitude de 5% sur la valeur théorique de K_e . Les résultats, disponibles en Annexe I, montrent également l'insensibilité des indicateurs utilisant le seuil adaptatif aux incertitudes sur les paramètres du modèle.

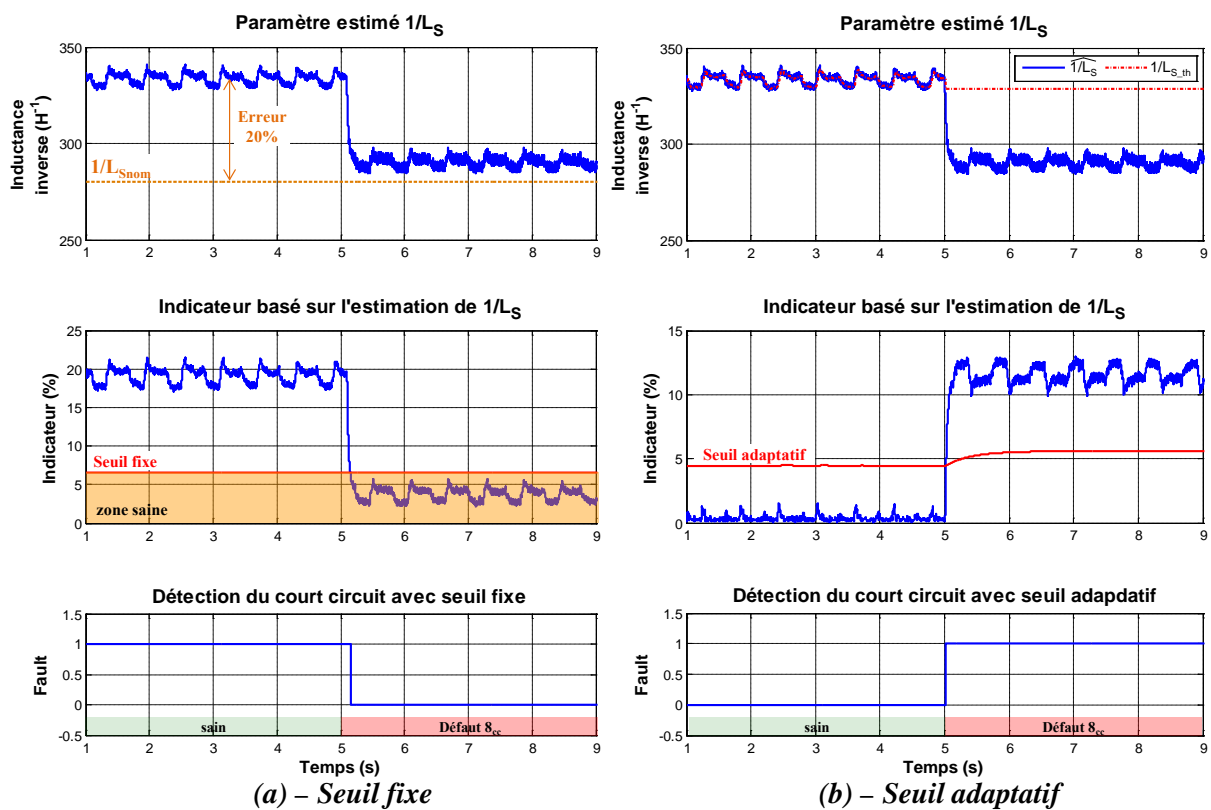


Figure 4-24 : Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec une imprécision de 20% sur L_S , lors de l'apparition d'un défaut de 8% des spires avec un seuil fixe (a) et un seuil adaptatif (b)

4.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter différents indicateurs pouvant être utilisés pour détecter l'apparition de courts-circuits inter-spires au sein du bobinage statorique d'un PMG. Selon le choix du modèle de représentation, la méthode de calcul des indicateurs est différente. En effet, les indicateurs basés sur l'estimation de paramètres issus du modèle « sain » du PMG sont calculés en fonction de la variation de l'estimation par rapport à la valeur théorique du paramètre. Pour le modèle « défaillant » du PMG, l'indicateur est directement calculé à partir des pourcentages de spires en court-circuit estimés par le FKE.

Les études de robustesse et de sensibilité, réalisées en simulation et par des tests expérimentaux, ont montré que les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et $1/L_S$ pour le modèle « sain » et l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} pour le modèle « défaillant » étaient les plus performants. L'indicateur construit à partir de l'estimation de $1/L_S$ apparaît comme le plus sensible pour détecter des courts-circuits résistifs d'un faible ampérage. Il est également robuste aux diverses variations pouvant intervenir sur un réseau électrique mais présente le désavantage d'être inutilisable à vide ou à faible courant en raison de la non-observabilité de l'inductance cyclique du PMG. Ainsi, l'utilisation de cet indicateur au sein d'un système de supervision sera conditionnée par la puissance demandée par les différentes charges connectées au PMG. Les indicateurs construits à partir de l'estimation de K_e ou des n_{cc} sont robustes aux diverses variations du réseau électrique. Les résultats expérimentaux ont montré que l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} était légèrement plus sensible pour détecter des courts-circuits résistifs. De plus, il permet de localiser la phase en défaut ce qui est impossible avec les indicateurs construits à partir des paramètres issus du modèle « sain » du PMG. Ainsi, l'utilisation de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} sera privilégiée dans le cas où les points de fonctionnement à vide et à faible charge peuvent survenir sur le réseau étudié.

Enfin, la mise en œuvre d'un seuil adaptatif, couplée à la mise à jour des valeurs de références utilisée dans le calcul des indicateurs, a été proposée afin de s'affranchir des incertitudes sur les paramètres des modèles d'observation. Contrairement à l'utilisation d'un seuil fixe pouvant conduire à de fausses alarmes, ce principe permet de rendre la détection plus robuste en cas d'imprécisions ou de variations naturelles de certains paramètres.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont appliqués à une machine expérimentale petite puissance de 3,6kW. Dans le prochain chapitre, les différents indicateurs de défauts inter-spires vont être étudiés sur un PMG 45kVA, dimensionné spécialement pour la génération électrique d'un réseau CVFR dans un contexte industriel aéronautique.

Chapitre 5

Etude des indicateurs sur un PMG 45kVA

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, les performances des indicateurs ont été évaluées en simulation et validées expérimentalement sur un PMG 3,6kW. Afin de se rattacher au contexte aéronautique, l'application de ces indicateurs sur un réseau de type CVFR 45kVA sera étudiée dans ce chapitre.

Tout d'abord, le protocole de simulation sera présenté. Cette première partie détaillera les caractéristiques du PMG 45kVA dimensionné pour cette application. Son design permettra de réaliser le modèle CEMC de la machine permettant de générer, en simulation, des courts-circuits inter-spores dans le bobinage statorique. De plus, les caractéristiques du PMG 45kVA utilisé nécessiteront la redéfinition des matrices de covariance du FKE afin d'obtenir la dynamique d'évolution souhaitée pour les indicateurs de défauts inter-spores.

Après avoir paramétré le FKE, les performances des différents indicateurs seront de nouveau évaluées sur ce PMG 45kVA. Pour cela, les tests de robustesse et de sensibilité, présentés dans le Chapitre 4, seront réalisés en adaptant les gammes de puissance et de fréquence aux caractéristiques électriques du réseau CVFR.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre se concentrera plus spécifiquement sur l'étude d'un canal de génération CVFR. Pour cela, les différentes protections couramment utilisées dans un réseau électrique aéronautique seront définies en tenant compte des caractéristiques du réseau. Ceci permettra de comparer le comportement des protections existantes avec les indicateurs construits spécifiquement pour détecter les courts-circuits inter-spores. En cas de défauts inter-spores, cette comparaison permettra d'évaluer la valeur ajoutée des indicateurs par rapport aux protections existantes. En cas de défauts externes aux PMG, cette étude permettra d'évaluer les règles de sélectivité à adopter entre les protections et les indicateurs afin de mettre en place la stratégie de sécurisation adéquate du système selon la localisation du défaut.

Enfin, un scénario complet de simulation intégrera le PMG 45kVA, une EMP 15kVA et d'autres charges typiques du réseau CVFR pouvant être connectées et/ou déconnectées du PMG. Ce scénario sera mis en place afin d'étudier l'évolution des trois indicateurs considérés comme étant les plus performants pour détecter les courts-circuits inter-spores.

5.2 Protocole de simulation

5.2.1 Design du PMG utilisé

Le PMG utilisé comme référence dans ce chapitre a été dimensionné lors de travaux précédents par la société Aéroconseil [Lam11] afin d'alimenter un réseau CVFR 45kVA sur une architecture électrique de type « Bleed » (c.f. §1.2.2.3). Ce dimensionnement, réalisé par optimisation dans le but de minimiser la masse du PMG, a conduit à une machine à rotor interne avec des aimants polarisés parallèlement montés en surface, de sorte qu'ils soient collés au rotor et tenus par une frette amagnétique. Les aimants sont en Samarium Cobalt pour des raisons de tenue thermique et possèdent une induction rémanente de 1,16T. Les culasses sont en Fer Cobalt et la frette en fibre de carbone.

Les caractéristiques de ce PMG sont détaillées dans le Tableau 5-1.

Caractéristiques	Valeurs	Symboles
Puissance nominale ($\cos \varphi = 0,85$)	45 kVA	S_{nom}
Fréquence de fonctionnement	360 Hz à 800 Hz	f_{nom}
Force électromotrice à 360 Hz	128,5 V	f_{em}
Tension nominale à 360 Hz	115 V	V_{nom}
Courant nominal à 360 Hz	130 A	I_{nom}
Résistance statorique à 20°C	10,8 mΩ	R_S
Inductance statorique	117 μH	L_S
Nombre de paires de pôles	2	p
Nombre d'encoches statoriques	24	N_{enc}
Nombre de spires par phase	16	$N_{sp/ph}$

Tableau 5-1 : Caractéristiques du PMG 45 kVA

Le bobinage statorique utilisé est un bobinage distribué à pas raccourci 5/6. Les principales caractéristiques du bobinage sont les suivantes :

- Nombre d'encoches par pôle : $N_{enc/pôle} = 6$ (correspond au pas diamétral)
- Nombre d'encoches par pôle et phase : $N_{enc/pôle/ph} = 2$
- Nombre de spires par bobine : $N_{sp/bob} = 2$
- Pas raccourci 7/9 : pas de 7 encoches entre un conducteur aller et retour

Ainsi, le nombre de spires par phase est bien égal à 16 ($N_{sp/ph} = N_{sp/bob} \times N_{enc/pôle/ph} \times 2p$)

Il est intéressant de remarquer que, contrairement à la machine 3,6kW étudiée dans les chapitres précédents, ce PMG 45kVA possède une résistance statorique R_S faible par rapport à sa réactance ($L_S \cdot \omega$). Ceci provient de la fréquence de fonctionnement du PMG plus élevée qui augmente le terme inductif, et également des contraintes de dimensionnement qui ont conduit à minimiser la résistance statorique.

Ce PMG 45kVA, dont les caractéristiques géométriques complètes sont disponibles en Annexe J, a été modélisé par l'approche CEMC (c.f. §2.2.1), avec la possibilité de court-circuiter 1, 2, 3 ou 4 spires sur les deux dernières bobines de la phase A correspondant respectivement à 6%, 12%, 18% et 25% de spires en défaut. Ce modèle a ensuite pu être implanté dans l'environnement de simulation SABERTM afin d'étudier le comportement des indicateurs de défauts inter-spires. Tout d'abord, les matrices de covariance de FKE doivent être redéfinies pour ce type de machine afin d'assurer la stabilité et la rapidité de convergence des indicateurs.

5.2.2 Réglage du filtre de Kalman

Le principe du paramétrage des matrices de covariance P, Q et R du FKE est le même que celui présenté dans le §3.4.2.5. Ainsi, d'après (3-47) et (3-48), les différentes constantes à déterminer sont q_x , q_λ et r .

a) Détermination du rapport q_λ/q_x :

Pour rappel, l'équation (3-49) montre que la détermination du rapport q_λ/q_x permet de régler la dynamique d'évolution du paramètre estimé λ . Dans l'Annexe J, les valeurs des rapports q_λ/q_x pour chaque indicateur sont détaillées. Ces rapports sont fixés afin d'obtenir une

constante de temps $\tau = 20\text{ms}$, pour un point de fonctionnement à $400\text{Hz}/45\text{kW}$. Cette dynamique d'évolution des paramètres a été choisie afin d'être plus rapide que la protection différentielle qui détecte les courts-circuits externes au générateur dans les réseaux électriques sur avion en 25ms . Il est également envisageable d'accélérer la dynamique d'évolution des indicateurs de défaut en augmentant le rapport q_d/q_x . A titre d'exemple, la Figure 5-1 montre l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors de l'apparition d'un court-circuit inter-spères franc sur 1 spire au point de fonctionnement $\{400\text{Hz}/45\text{kW}\}$, pour différents rapports q_d/q_x . Comme pour le PMG $3,6\text{kW}$, il est possible d'obtenir une dynamique d'évolution de l'ordre de la période électrique (avec $\tau = 2,5\text{ms}$) afin de détecter plus rapidement le défaut mais cela implique également des bruits plus importants sur l'indicateur pour un PMG sain.

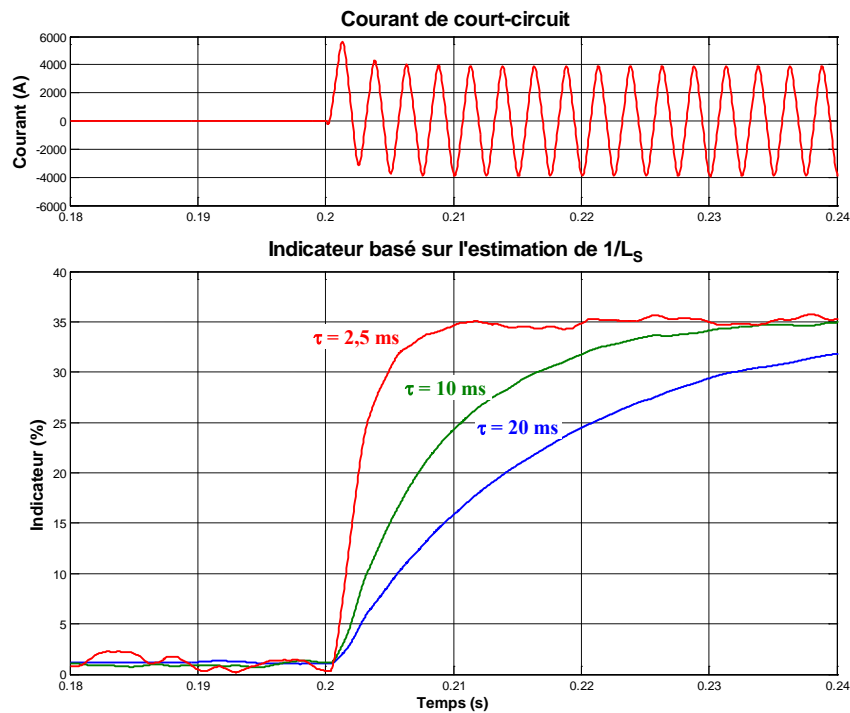


Figure 5-1 : Dynamique d'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différents rapports q_d/q_x lors de l'apparition d'un court-circuit franc sur 1 spire (à 400Hz et 45kW)

b) Détermination de q_x et r :

Les valeurs des constantes q_x et r sont déterminées, dans §3.4.2.5, par le niveau des bruits sur les mesures des entrées (tensions) et des sorties (courants) du modèle. Contrairement au PMG $3,6\text{kW}$, nous n'avons pas pu faire de tests expérimentaux sur ce PMG 45kVA afin de quantifier le niveau des bruits. Nous avons alors fait l'hypothèse d'un rapport signal/bruit équivalent sur les deux machines. Compte tenu du niveau de tension et de courant sur le PMG 45kVA , les variances des bruits sur les tensions et les courants, utilisées respectivement pour le paramétrage de q_x et r , sont :

$$\begin{cases} q_x = \left(\frac{T_e}{L_S}\right)^2 \cdot \sigma_V^2 = 1,9 \text{ avec } \begin{cases} T_e = 50 \mu\text{s} \\ L_S = 117 \mu\text{H} \\ \sigma_V^2 = 10,4 \text{ V}^2 \end{cases} \\ r = \sigma_I^2 = 1 \end{cases} \quad (5-1)$$

Après avoir paramétré le FKE, les différents indicateurs utilisés pour détecter l'apparition de courts-circuits inter-spères peuvent être étudiés sur cette machine.

5.2.3 Evolution des indicateurs suite à un court-circuit franc

La Figure 5-2 et la Figure 5-3 montrent respectivement l'évolution des indicateurs construits à partir de l'estimation des paramètres issus du modèle « sain » et du modèle « défaillant » du PMG, lorsqu'un défaut franc apparaît sur la phase A à $t = 0,2s$, pour différents nombres de spires en court-circuit franc.

En l'absence de défaut, la valeur de l'indicateur reste proche de zéro, ce qui reflète une bonne estimation des paramètres par rapport à leur valeur nominale ou théorique. Lorsque le court-circuit inter-spaires apparaît, la réponse dynamique des indicateurs est conforme à celle attendue, avec une constante de temps de l'ordre de 20ms. Cependant, contrairement au PMG 3,6kW, la valeur de l'indicateur n'augmente plus avec le nombre de spires en défaut. En effet, quel que soit le nombre de spires en court-circuit franc, les indicateurs convergent sensiblement vers la même valeur. Ceci est dû à la nature essentiellement inductive de la boucle de défaut sur le PMG 45kVA. En effet, dans le cas d'un court-circuit franc ($R_{cc} = 0\Omega$), la valeur approchée du courant de court-circuit peut s'exprimer par :

$$|I_{cc}| = \frac{n_{cc} \cdot V_S}{|R_{def} + j \cdot X_{def}|} \xrightarrow{R_{def} \ll X_{def}} \frac{V_S}{n_{cc} \cdot L_p \cdot \omega} \quad (5-2)$$

Avec $X_{def} = n_{cc}^2 \cdot L_p \cdot \omega$ et $R_{def} = n_{cc} \cdot R_S$

Pour rappel, le courant dans la boucle de court-circuit (principalement résistive) du PMG 3,6kW s'exprimait plutôt :

$$|I_{cc}| = \frac{n_{cc} \cdot V_S}{|R_{def} + j \cdot X_{def}|} \xrightarrow{R_{def} \gg X_{def}} \frac{V_S}{R_S} \quad (5-3)$$

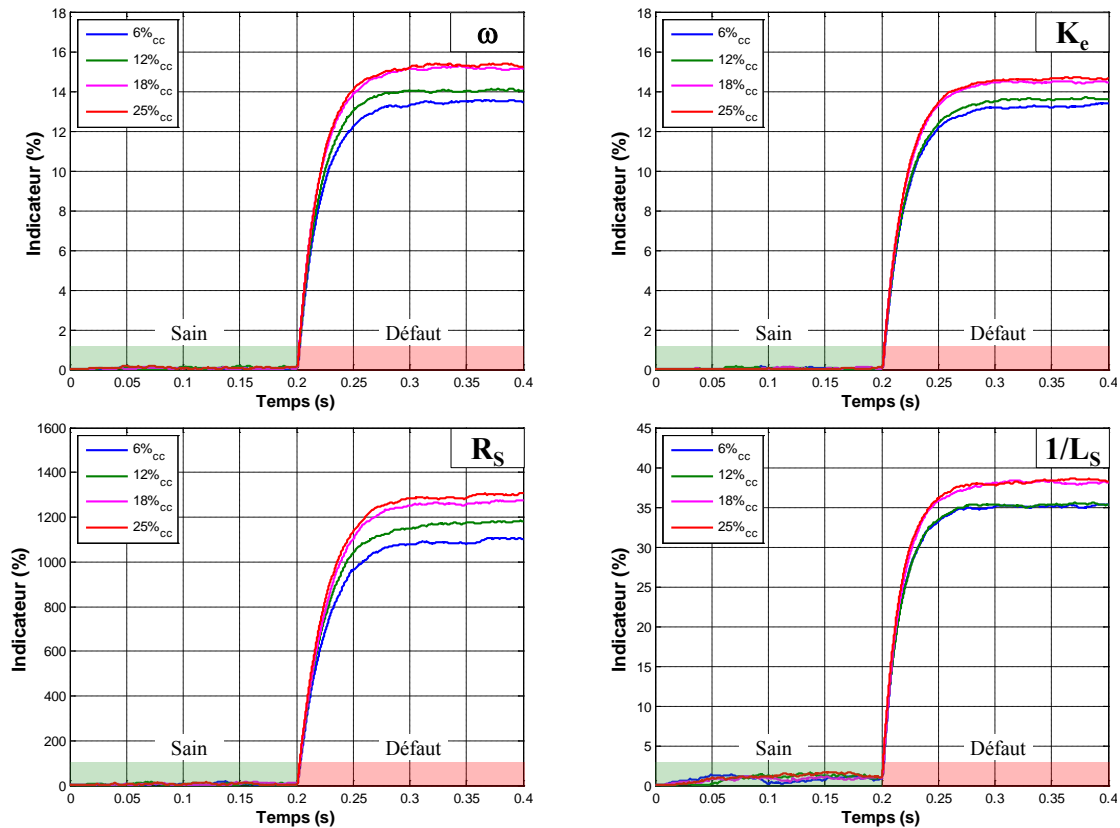


Figure 5-2 : Evolution des indicateurs construits à partir des paramètres estimés issus du modèle « sain » du PMG 45kVA, pour différents nombres de spires en court-circuit franc (à 400Hz et 45kW)

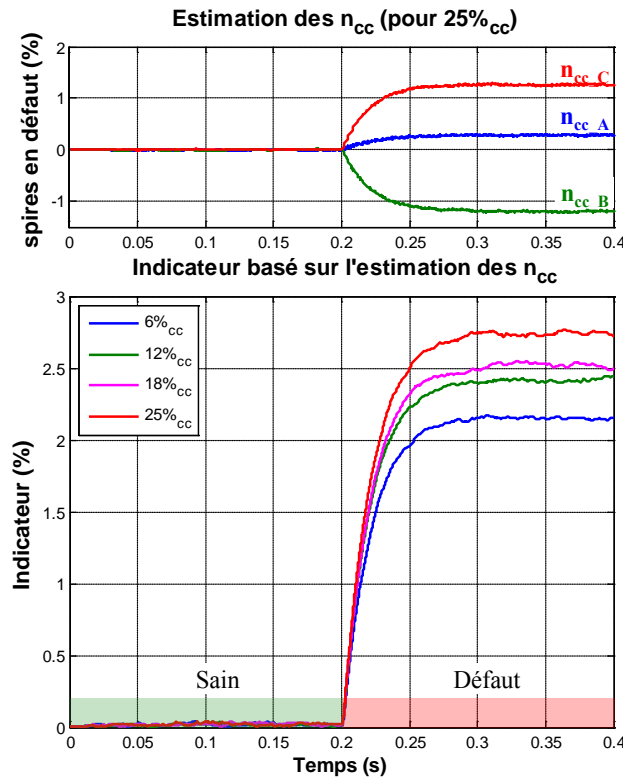


Figure 5-3 : Evolution de l'indicateur construit à partir des paramètres estimés issus du modèle « défaillant » du PMG 45kVA, pour différents nombres de spires en court-circuit franc (à 400Hz et 45kW)

D'après (5-2) et comme le montre la Figure 5-4, la valeur du courant de défaut est donc inversement proportionnelle au nombre de spires en défaut franc. Cela rend ces défauts bien plus critiques pour un faible nombre de spires en court-circuit. Par exemple, pour une spire en court-circuit franc (6% $_{cc}$), le courant de défaut atteint 2800A, soit plus de 20 fois le courant nominal. La valeur du courant de défaut est réduite de façon importante lorsque le nombre de spires en défaut augmente.

En reprenant l'expression (3-11) permettant la mise en équations d'un PMG « défaillant », le modèle du PMG avec un court-circuit inter-spires localisé sur la phase A peut s'écrire :

$$[V_S] = [V_S]_{\text{sain}} - n_{cc} \begin{bmatrix} R_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_{cc} - n_{cc} \begin{bmatrix} L_p \\ M \\ M \end{bmatrix} \cdot \dot{I}_{cc} \quad (5-4)$$

Avec $[V_S]_{\text{sain}} = -[R_S] \cdot [I_S] - [L_S] \cdot [\dot{I}_S] + [E]$

Ainsi, en couplant les équations (5-2) et (5-4), nous pouvons remarquer que lorsqu'un court-circuit franc apparaît, le terme n_{cc} n'a plus d'influence dans l'expression des tensions aux bornes du PMG. En effet, dans le cas d'un court-circuit franc sur un pourcentage de spires n_{cc} , le courant de défaut engendré (proportionnel à $1/n_{cc}$ d'après (5-2)) vient compenser le faible déséquilibre structurel (proportionnel à n_{cc} d'après (5-4)).

De plus, nous pouvons constater, sur la Figure 5-3, que le paramètre estimé n_{cc_A} n'est pas celui qui est le plus impacté par l'apparition du défaut, alors que ce dernier est pourtant localisé sur la phase A. Ceci s'explique par les fortes ondulations à $2 \cdot f_s$ sur les tensions V_{Sd} et V_{Sq} engendrées par l'importance du courant de court-circuit. En effet, d'après le Tableau E-2 de l'Annexe E, la matrice Jacobienne permettant l'étude de l'observabilité des paramètres du modèle « défaillant » dépend de V_{Sd} et V_{Sq} . Dans le Chapitre 4 (pour le PMG 3,6kW),

l'apparition d'un court-circuit inter-spires franc déséquilibré peu les tensions V_{sd} et V_{sq} ce qui rendait le système observable. Ce n'est plus le cas sur le PMG 45kVA en raison de la nature inductive de la boucle de défaut.

Cependant, si nous comparons le comportement des différents indicateurs pour un PMG sain et un PMG défaillant sur les figures 5-2 et 5-3, nous remarquons qu'une détection rapide est envisageable, quel que soit le nombre de spires en court-circuit franc.

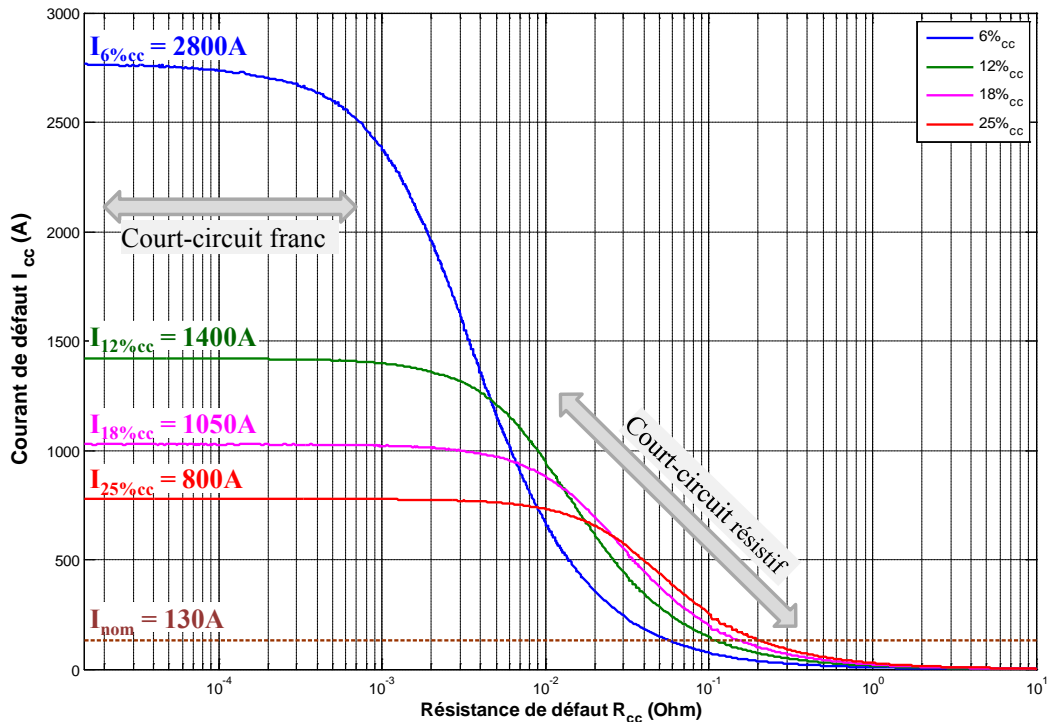


Figure 5-4 : Courant de court-circuit en fonction de R_{cc} pour le PMG 45kVA (à 400Hz et 45kW)

Nous faisons maintenant l'hypothèse que la résistance statorique du PMG 45kVA est augmentée d'un facteur 10 ($R_S = 108m\Omega$) afin de retrouver un ratio R_S sur $L_S \cdot \omega$ proche de celui existant sur le PMG 3,6kW. Comme précédemment, la Figure 5-5 et la Figure 5-6 montrent respectivement l'évolution des indicateurs construits à partir de l'estimation des paramètres issus du modèle « sain » et du modèle « défaillant » du PMG. Le défaut franc apparaît sur la phase A à $t = 0,2s$ et pour différents nombres de spires en court-circuit franc. La boucle de défaut étant devenue principalement résistive, nous retrouvons, sur ces figures, des résultats analogues à ceux présents dans le §4.2 pour le PMG 3,6kW. En régime défaillant, les valeurs des indicateurs augmentent bien avec le nombre de spires en court-circuit. De plus, la Figure 5-6 montre qu'il est de nouveau possible de localiser la phase en défaut avec l'estimation des n_{cc} , étant donné que la variation de n_{cc_A} est plus significative que celles de n_{cc_B} et n_{cc_C} .

Enfin, la Figure 5-7 montre qu'un court-circuit franc d'un faible nombre de spires est bien moins critique pour le PMG lorsque la valeur de la résistance statorique est augmentée. En effet, dans le cas où une spire est en court-circuit franc (6% $_{cc}$), la valeur du courant de défaut atteint 1100A (environ $8,5 \cdot I_{nom}$) pour $R_S = 108m\Omega$, contre 2800A sur la Figure 5-4 (environ $21,5 \cdot I_{nom}$) pour $R_S = 10,8m\Omega$. Ainsi, même si la minimisation de l'impédance interne du PMG est profitable pour améliorer ses performances, nous pouvons souligner que ce choix dans le dimensionnement de la machine peut engendrer des valeurs de courants de défaut bien plus importantes en cas de court-circuit sur un faible nombre de spires.

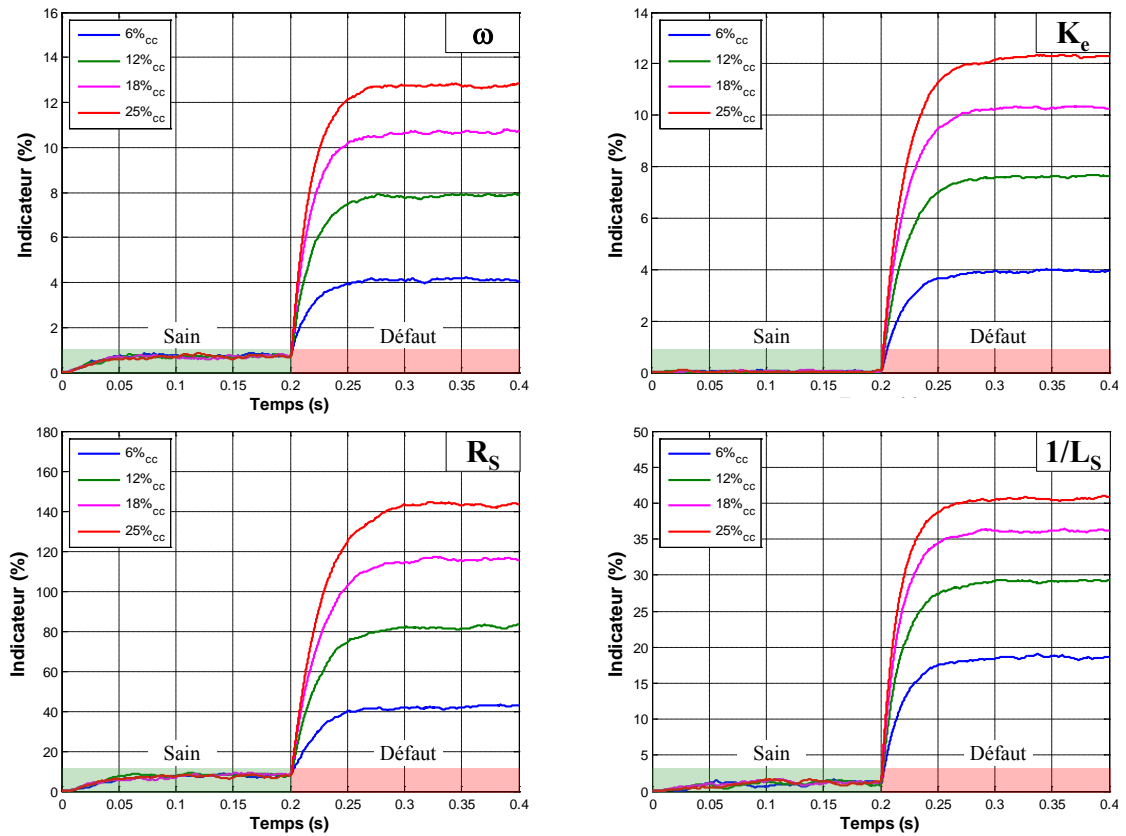


Figure 5-5 : Evolution des indicateurs construits à partir des paramètres estimés issus du modèle « sain » du PMG 45kVA, avec $R_S = 108 \text{ m}\Omega$ (à 400Hz et 45kW)

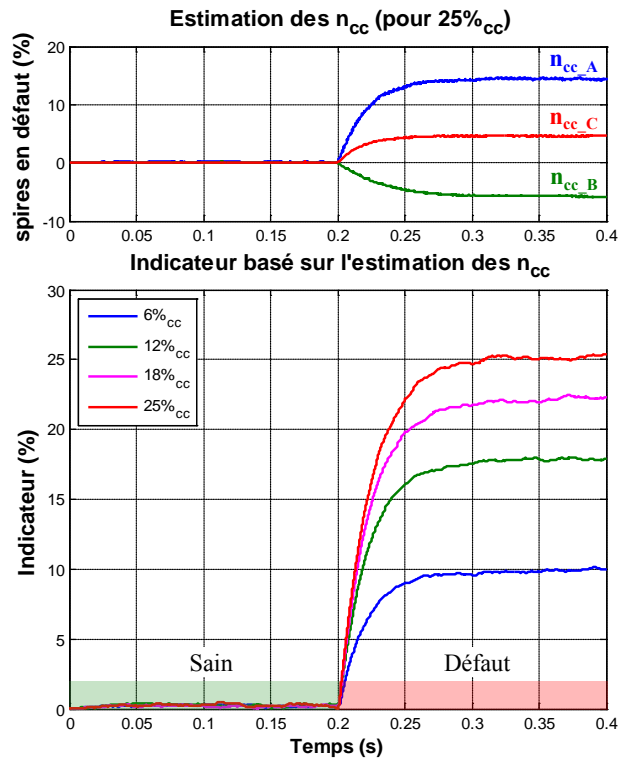


Figure 5-6 : Evolution de l'indicateur construit à partir des paramètres estimés issus du modèle « défaillant » du PMG 45kVA, avec $R_S = 108 \text{ m}\Omega$ (à 400Hz et 45kW)

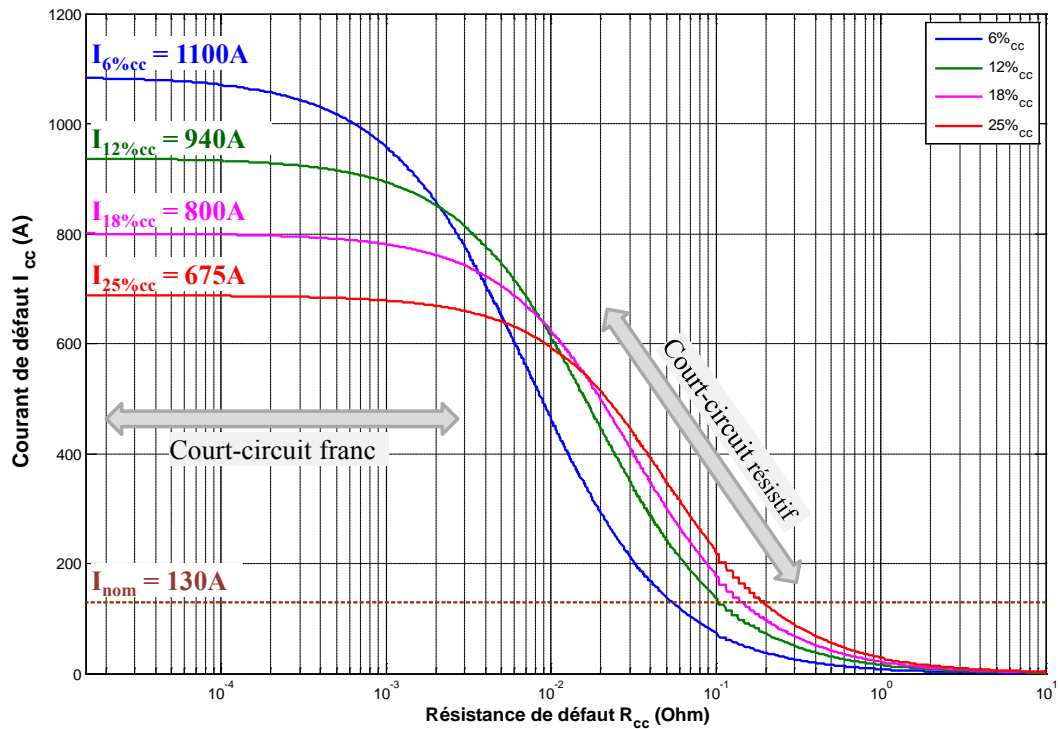


Figure 5-7 : Courant de court-circuit en fonction de R_{cc} pour le PMG 45kVA, avec $R_S = 108 \text{ m}\Omega$ (à 400Hz et 45kW)

5.2.4 Conclusion

Compte tenu des contraintes liées à son dimensionnement, le PMG 45kVA présente une résistance statorique R_S faible par rapport à sa réactance ($L_S \cdot \omega$). La valeur de ce rapport résistance / réactance implique une modification du comportement des indicateurs en présence de défauts inter-spires francs. En effet, la valeur de l'indicateur ne varie plus proportionnellement avec le nombre de spires en court-circuit et il n'est plus possible d'identifier la phase en défaut avec l'estimation des n_{cc} . De plus, la valeur atteinte par le courant de défaut est bien plus critique pour un faible nombre de spires en défaut franc, cette valeur étant inversement proportionnelle au nombre de spires en court-circuit.

En cas de défaut franc, la faible influence du nombre de spires en court-circuit sur la valeur des indicateurs est à déplorer mais, comme cela a été évoqué dans les chapitres précédents, cette valeur n'est pas directement liée à l'intensité du courant de court-circuit circulant dans la boucle de défaut. La criticité du défaut, qui était déjà difficile à évaluer dans le cas du PMG 3,6kW, reste toujours délicate à déduire de l'évolution des indicateurs.

Cependant, malgré la modification du comportement des indicateurs, ces derniers remplissent leur rôle puisqu'ils permettent de distinguer un PMG sain d'un PMG défaillant, quel que soit le nombre de spires en court-circuit franc.

Dans la section suivante, les performances des différents indicateurs pour la détection des courts-circuits francs ou résistifs seront étudiées sur le PMG 45kVA.

5.3 Evaluation des indicateurs sur le réseau CVFR en présence d'un court-circuit inter-spires

5.3.1 Test de robustesse (court-circuit franc)

Dans cette étude de robustesse, la capacité des indicateurs à distinguer l'état de santé du PMG 45kVA (sain ou défaut franc) est évaluée pour différents points de fonctionnement du réseau électrique. Pour cela, les différents scénarios de simulation mis en place sont analogues à ceux présentés dans §4.3.1 et correspondent aux variations standards pouvant survenir au sein d'un réseau électrique aéronautique. En se basant sur les caractéristiques du réseau CVFR et sur les normes couramment utilisées en aéronautique, les différents scénarios simulés sont :

- **Variation de la fréquence électrique** entre 360Hz et 800Hz, au point de fonctionnement $P = 30\text{kW}$ et $\cos(\varphi) = 1$.
Les fréquences étudiées sont : 360Hz ; 400Hz ; 500Hz ; 600Hz et 800Hz.
- **Variation de la puissance** demandée par le PMG entre 0kW et 45kW, au point de fonctionnement $f = 400\text{Hz}$ et $\cos(\varphi) = 1$.
Les puissances étudiées sont : 0kW ; 5kW ; 15kW ; 30kW et 45kW.
- **Variation de facteur de puissance** entre 0,8 et 1, au point de fonctionnement $f = 400\text{Hz}$ et $S = 30\text{kVA}$.
Les facteurs de puissance étudiés sont : 0,8 ; 0,85 ; 0,9 ; 0,95 et 1.
- **Variation du déséquilibre de charge** avec un différentiel de puissance sur la phase A (phase défaillante) ou sur la phase B (phase saine) allant de -6kW à +6kW, au point de fonctionnement $f = 400\text{Hz}$, $P = 30\text{kW}$ et $\cos(\varphi) = 1$.
Les déséquilibres en puissance étudiés sont : -6kW ; -3kW ; 0kW ; +3kW et +6kW.
- **Variation de la charge harmonique** avec une puissance DC demandée par le redresseur allant de 0kW à 20kW, au point de fonctionnement $f = 400\text{Hz}$, $P = 30\text{kW}$ et $\cos(\varphi) = 1$.
Les niveaux de puissance DC étudiés sont : 0kW ; 5kW ; 10kW ; 15kW et 20kW.

Pour chaque scénario, le comportement des indicateurs, en cas sain et en cas de court-circuit inter-spires franc, est étudié. Pour cela, les valeurs les moins favorables des différents indicateurs sont conservées. Elles correspondent à la plus haute valeur de l'indicateur en cas sain et à la plus petite valeur en cas de court-circuit.

Les résultats obtenus sont résumés dans les diagrammes de robustesse des figures 5-8 à 5-10 où sont reportées, pour chaque scénario, les valeurs maximales des indicateurs en cas sain et les valeurs minimales des indicateurs en cas défaillant. De plus, une zone saine délimitée par la valeur maximale de l'indicateur en régime sain pour les 5 scénarios de simulation multipliée par un ratio 1,5 est définie afin d'évaluer graphiquement la capacité des indicateurs à distinguer un PMG en défaut. Comme pour l'étude sur le PMG 3,6kW (c.f. §4.3.1), les points de fonctionnement à 0kW et 5kW n'ont pas été pris en compte lors du test de variation de puissance pour les indicateurs basés sur l'estimation de R_S et $1/L_S$, ces derniers n'étant pas observables à faible charge. Pour l'indicateur basé sur l'estimation de ω , ce sont les transitoires de fréquence lors de test de variation de fréquence qui n'ont pas été pris en compte en raison de l'erreur de traînage sur ω qui vient perturber le comportement de l'indicateur.

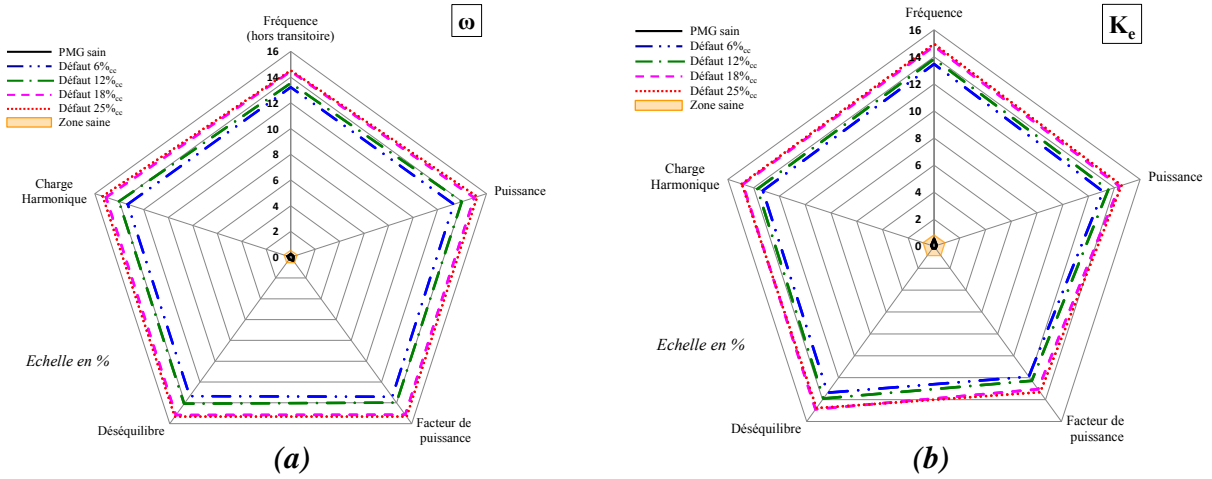


Figure 5-8 : Diagrammes de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de ω (a) et de K_e (b), pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spires francs)

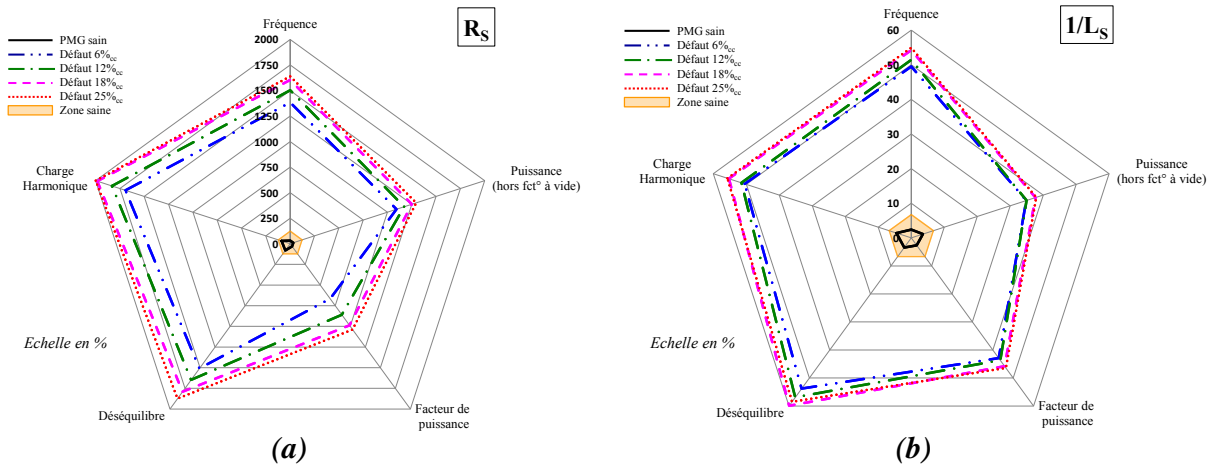


Figure 5-9 : Diagrammes de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de R_s (a) et de $1/L_s$ (b), pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spires francs)

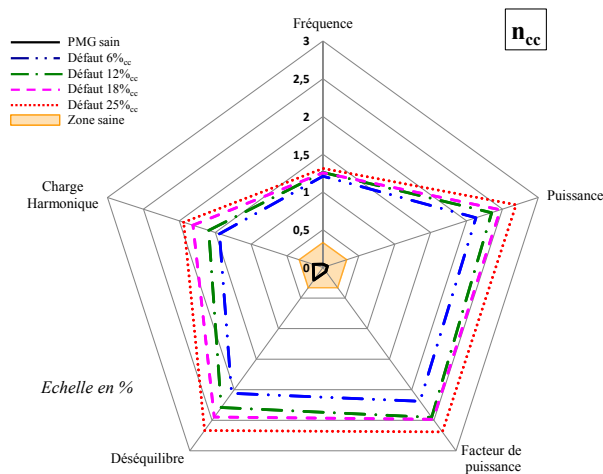


Figure 5-10 : Diagramme de robustesse de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} , pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spires francs)

Ces diagrammes montrent que, quel que soit le point de fonctionnement, tous les indicateurs développés sont suffisamment sensibles et robustes pour différencier un PMG sain d'un PMG avec un court-circuit inter-spores franc. De plus, ces figures confirment également la faible influence du nombre de spores en court-circuit franc sur le comportement des indicateurs. Ainsi, ces résultats ne donnent pas beaucoup d'informations sur les performances relatives des indicateurs, étant donné qu'un court-circuit franc sur ce PMG 45kVA déséquilibre tellement le générateur par rapport aux modèles d'observation qu'il est relativement aisé de détecter l'apparition du défaut. De plus, nous avons montré auparavant (c.f. Figure 5-4), qu'un court-circuit franc pouvait engendrer des courants de défaut critiques, atteignant plus de 20 fois le courant nominal dans le cas d'une spore en court-circuit. Ainsi, dans la suite de ce chapitre, les aptitudes des indicateurs à détecter des courts-circuits résistifs d'intensités moins importantes vont être étudiées afin de comparer leurs performances respectives.

5.3.2 Test de sensibilité

Comme pour le PMG 3,6kW dans §4.3.2, la sensibilité des indicateurs a été étudiée en évaluant leur capacité à détecter la défaillance avant l'établissement d'un courant de défaut trop élevé. Pour rappel, ce test consiste à étudier la réponse de l'indicateur en fonction de la résistance de court-circuit R_{cc} , afin de déterminer le courant de défaut minimal nécessaire pour la détection d'un court-circuit inter-spores.

Sur la Figure 5-11, les évolutions de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ (a) et du courant de court-circuit en fonction de R_{cc} (b) sont représentées pour différents nombres de spores en court-circuit au point de fonctionnement $\{P = 45kW \text{ et } f = 400Hz\}$. Alors que pour un court-circuit franc, la Figure 5-11a confirme que l'indicateur tend vers une valeur semblable quel que soit le nombre de spores en court-circuit, l'ajout de R_{cc} dans la boucle de défaut modifie le comportement des indicateurs. En effet, la valeur du courant dans la boucle de défaut, devenue à dominante résistive, n'est plus inversement proportionnelle au nombre de spores en court-circuit (c.f. Figure 5-11b) ce qui implique un déséquilibre plus important sur la machine lorsque le nombre de spores en défaut augmente. Ainsi, dans la zone de court-circuit résistif, la valeur de l'indicateur croît avec le nombre de spores en défaut.

En comparant le comportement de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ à la zone saine définie lors des tests de robustesse du §5.3.1, nous pouvons remarquer qu'il est nécessaire d'avoir un courant de défaut d'au moins 380A (environ 3 fois le courant nominal I_{nom}) pour détecter un défaut d'une spore ($6\%_{cc}$) sur une phase statorique. Pour 12%, 18% et 25% des spores en défaut, le courant de défaut minimum nécessaire pour la détection est moins élevée et respectivement de 190A, 200A (environ 1,5 fois I_{nom}) et 120A (environ I_{nom}). Les courbes caractérisant la sensibilité des autres indicateurs sont disponibles en Annexe J.

Le Tableau 5-2 résume les valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spores selon l'indicateur utilisé et pour différents nombres de spores en court-circuit. Ce tableau montre que la sensibilité relative des indicateurs suit la même tendance que lors des tests de sensibilité réalisés sur le PMG 3,6kW dans le §4.3.2. Ainsi, l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ apparaît comme le plus efficace pour détecter les courts-circuits résistifs. Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et des n_{cc} possèdent également une bonne sensibilité, avec une détection d'un court-circuit d'une spore possible pour $I_{cc} < 4.I_{nom}$. En revanche, l'indicateur basé sur l'estimation de R_S apparaît comme le moins sensible, avec une détection d'un court-circuit d'une spore seulement possible au-delà de $I_{cc} > 8,5.I_{nom}$.

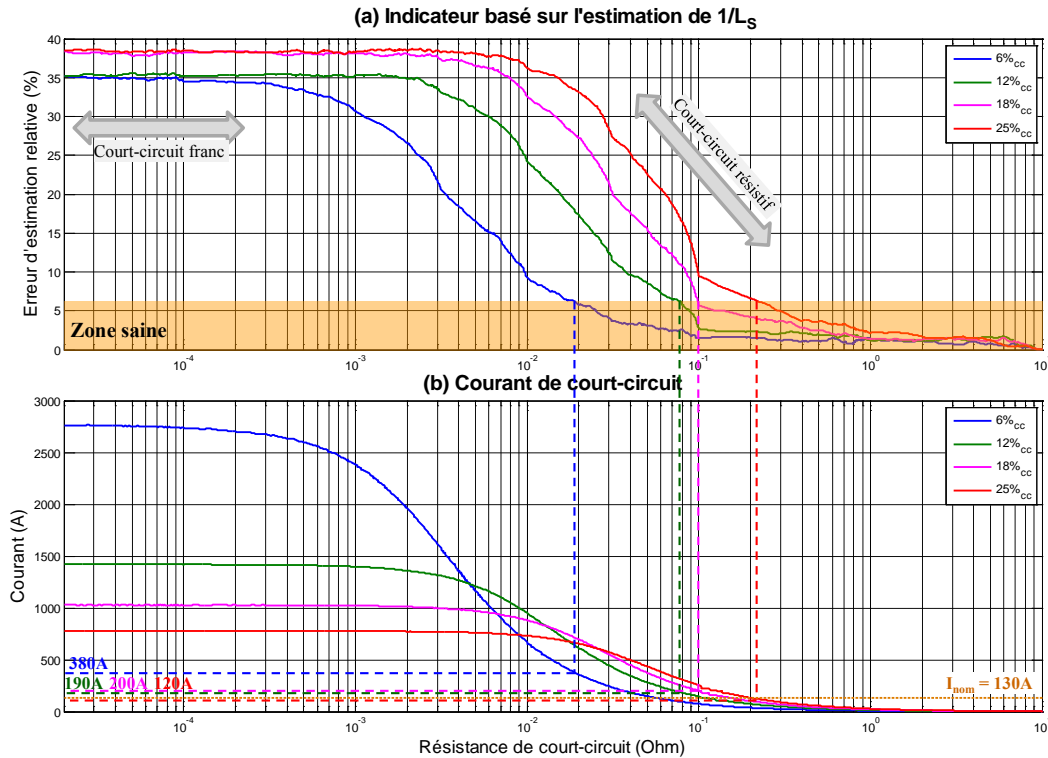


Figure 5-11 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $P = 45 \text{ kW}$ et $f = 400\text{Hz}$)

Paramètres estimés	Etat du PMG			
	Défaut 6% _{cc}	Défaut 12% _{cc}	Défaut 18% _{cc}	Défaut 25% _{cc}
ω	680A	410A	250A	270A
K_e	490A	250A	210A	180A
R_S	1120A	570A	410A	310A
$1/L_S$	380A	190A	200A	120A
n_{cc}	460A	235A	210A	200A

Tableau 5-2 : Valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spines selon l'indicateur utilisé (pour $P = 45 \text{ kW}$ et $f = 400\text{Hz}$)

Habituellement, les générateurs électriques sur avion sont dimensionnés pour être capable de supporter des surintensités afin de laisser le temps aux diverses protections présentes sur le réseau électrique de se déclencher si un défaut apparaît en aval du POR. Ainsi, en prenant comme référence la protection OverCurrent sur un réseau à tension fixe (ou Overload sur un réseau CVFR) qui sera présentée dans le §5.4.1.2, nous pouvons constater qu'un générateur doit supporter un courant de $3 \cdot I_{nom}$ pendant environ 2s. Dans notre cas, cela correspond à un courant de 400A. Ainsi, si l'indicateur permet de détecter un défaut inter-spines de 400A en 25ms, cela devrait être suffisant pour éviter l'aggravation du défaut sur le bobinage statorique de la machine.

Ainsi, afin d'affiner l'étude de robustesse du §5.3.1, les différents scénarios de simulation, correspondant aux variations d'un réseau électrique aéronautique, ont été réalisés pour comparer le comportement des indicateurs lorsque le PMG est sain ou en défaut inter-spines résistif de 400A.

5.3.3 Test de robustesse (court-circuit résistif $I_{cc} = 400A$)

Les différents scénarios de simulation, définis dans le §5.3.1 lors des tests de robustesse, ont été réalisés avec un courant de court circuit $I_{cc} = 400A$. Les résultats de cette étude de robustesse, appliqués aux courts-circuits résistifs, sont représentés dans les figures 5-12 à 5-14, où sont reportées les valeurs maximales des indicateurs en cas sain et les valeurs minimales des indicateurs en cas défaillant pour chaque scénario de simulation. D'une part, ces diagrammes confirment que la valeur des indicateurs augmente avec le nombre de spires en court-circuit lors de l'apparition d'un défaut résistif. D'autre part, la tendance entrevue lors de l'étude de la sensibilité des indicateurs est respectée avec (de l'indicateur le plus performant au moins performant) :

- Pour l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ (Figure 5-13b) :

Hormis pour un fonctionnement à faible charge, cet indicateur permet de détecter un défaut résistif de 400A à partir d'une spire en court-circuit, quel que soit le point de fonctionnement.

- Pour l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} (Figure 5-14) :

Cet indicateur permet de détecter un court-circuit inter-spices résistif de 400A à partir de deux spires en défaut, quel que soit le point de fonctionnement.

- Pour l'indicateur basé sur l'estimation de K_e (Figure 5-12b) :

Sauf dans le cas d'un fonctionnement à faible charge où un défaut sur 3 spires est nécessaire, cet indicateur permet de détecter un court-circuit inter-spices résistif de 400A à partir de deux spires en défaut, quel que soit le point de fonctionnement.

- Pour l'indicateur basé sur l'estimation de ω (Figure 5-12a) :

Hormis lors des transitoires de fréquence, cet indicateur permet de détecter un court-circuit résistif de 400A à partir de trois spires en défaut, sauf dans le cas d'un déséquilibre trop important sur le réseau triphasé où un défaut sur 4 spires est nécessaire.

- Pour l'indicateur basé sur l'estimation de R_S (Figure 5-13a) :

Cet indicateur est bien plus sensible aux variations du réseau, comme cela avait déjà été remarqué dans le Chapitre 4, sur le PMG 3,6kW. Concernant le PMG 45kVA, cet indicateur n'est pas suffisamment sensible pour différencier convenablement un PMG sain d'un PMG en défaut, avec un court-circuit de 400A sur 4 spires.

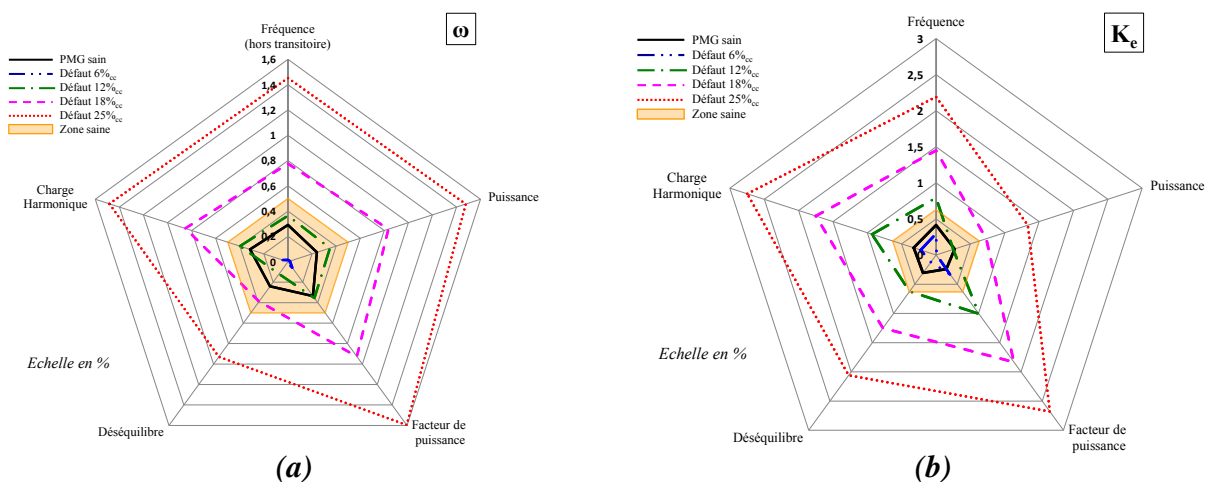


Figure 5-12 : Diagramme de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de ω (a) et de K_e (b), pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spices d'intensité $I_{cc} = 400A$)

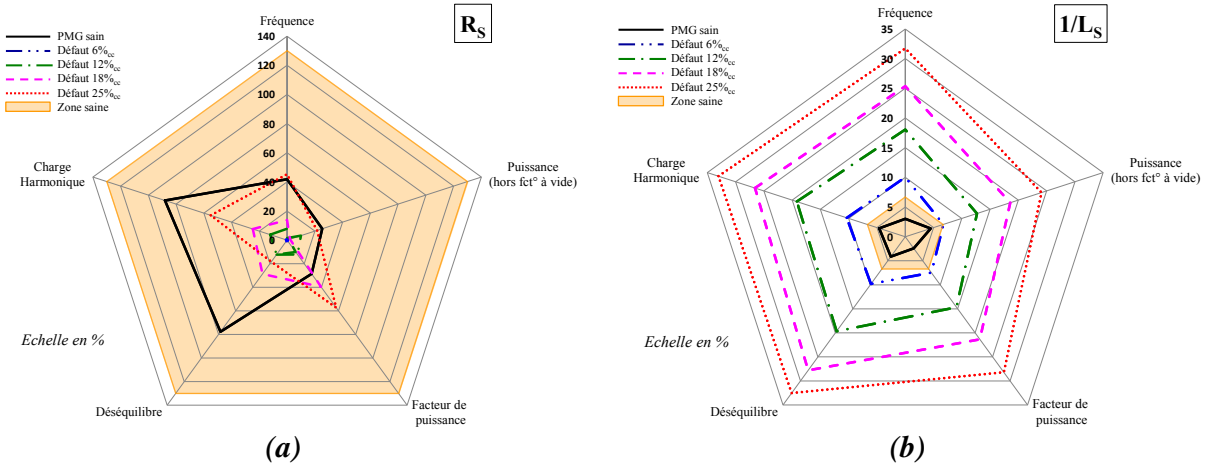


Figure 5-13 : Diagramme de robustesse des indicateurs basés sur l'estimation de R_S (a) et de $1/L_S$ (b), pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spires d'intensité $I_{cc} = 400A$)

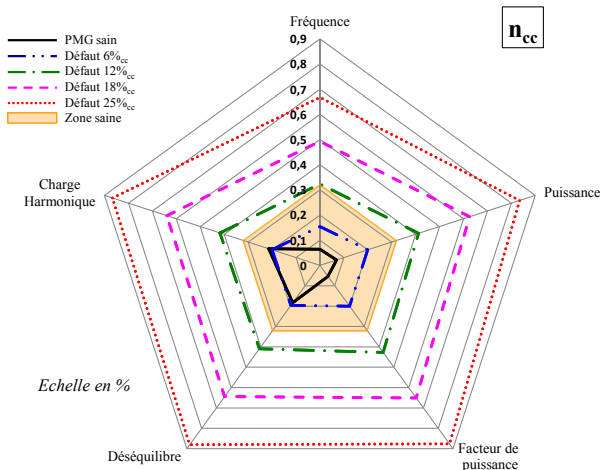


Figure 5-14 : Diagramme de robustesse de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} , pour le PMG 45kVA (avec des défauts inter-spires d'intensité $I_{cc} = 400A$)

5.3.4 Conclusion

Les études de robustesse et de sensibilité des indicateurs sur ce PMG 45kVA amènent aux mêmes conclusions que lors des études réalisées sur le PMG 3,6kW. Ainsi, l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ est toujours le plus performant pour détecter les courts-circuits résistifs d'un faible nombre de spires lorsque le PMG ne fonctionne pas à vide ou à faible charge. Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et de n_{cc} sont également adaptés à la détection des courts-circuits résistifs et présentent l'avantage d'être peu dépendants du point de fonctionnement de la machine. Dans la suite de ce chapitre, ces trois indicateurs vont être comparés aux protections électriques couramment utilisées en aéronautique sur un réseau électrique 45kVA de type CVFR.

5.4 Comportement des indicateurs sur le réseau CVFR

5.4.1 Protocole de simulation

L'objectif de cette partie est de comparer les évolutions des indicateurs basés sur l'estimation de K_e , $1/L_S$ et n_{cc} au comportement des protections électriques couramment utilisées dans les canaux de génération aéronautique. Afin de relier ces comparaisons au contexte du réseau CVFR, le banc de test de simulation, mis en place à partir des caractéristiques du canal de génération étudié, est tout d'abord présenté. Dans un second temps, les différentes protections électriques couramment utilisées dans les réseaux de génération électrique sont définies en fonction des caractéristiques du réseau CVFR 45kVA étudié.

5.4.1.1 Description de l'architecture CVFR étudiée

Pour rappel (c.f. §1.2.2), l'utilisation d'un PMG comme générateur électrique d'une architecture CVFR est motivée par le remplacement des EDP (canal de génération hydraulique) par une association PMG-EMP (canal de génération électro-hydraulique). Les résultats présentés dans cette section se basent sur l'architecture étudiée dans [Lam11] où un PMG 45kVA est dimensionné pour alimenter :

- une EMP de 15kVA
- une charge DC en sortie d'un RU de 15kVA
- d'autres charges représentant une puissance de 15kVA (FP ou une autre EMP)

Le canal de génération électro-hydraulique correspondant à cette architecture est représenté sur la Figure 5-15.

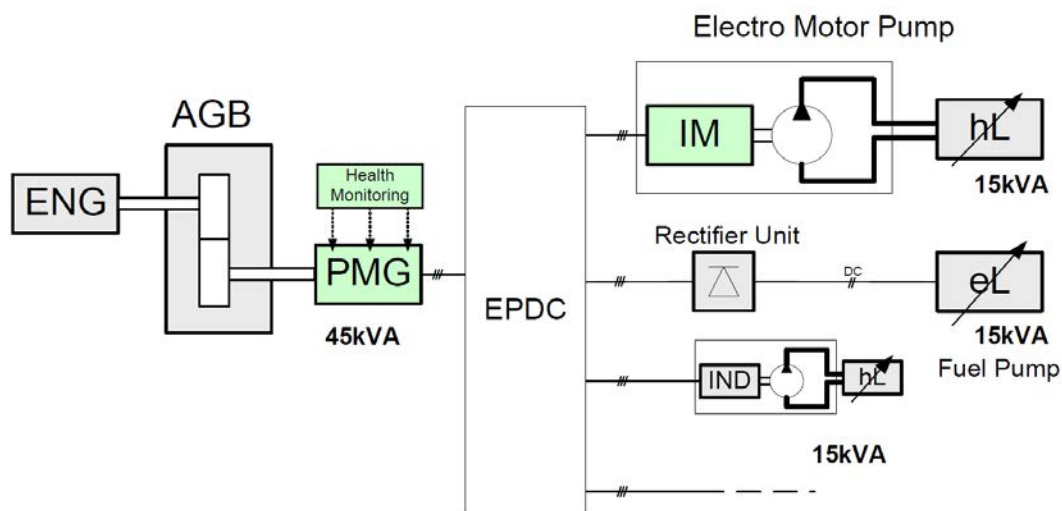


Figure 5-15 : Architecture du canal de génération électro-hydraulique avec un PMG 45kVA [Lam11]

Ainsi, comme cela est représenté sur la Figure 5-16, le banc de test, implanté sur le logiciel SABER™ afin de réaliser des simulations sur ce réseau électrique, est composé du PMG modélisé par l'approche CEMC qui alimente en parallèle les trois charges présentées ci-avant. L'EMP 15kVA est constituée, pour sa partie électrique, d'une MAS à trois paires de pôles dont les différents paramètres de dimensionnement peuvent être retrouvés dans [Lam11]. De plus, des résistances additionnelles ont été ajoutées au niveau des feeders (entre le PMG et les charges) afin d'étudier le comportement du générateur et des indicateurs de défauts interspires en présence de défaut externe au PMG.

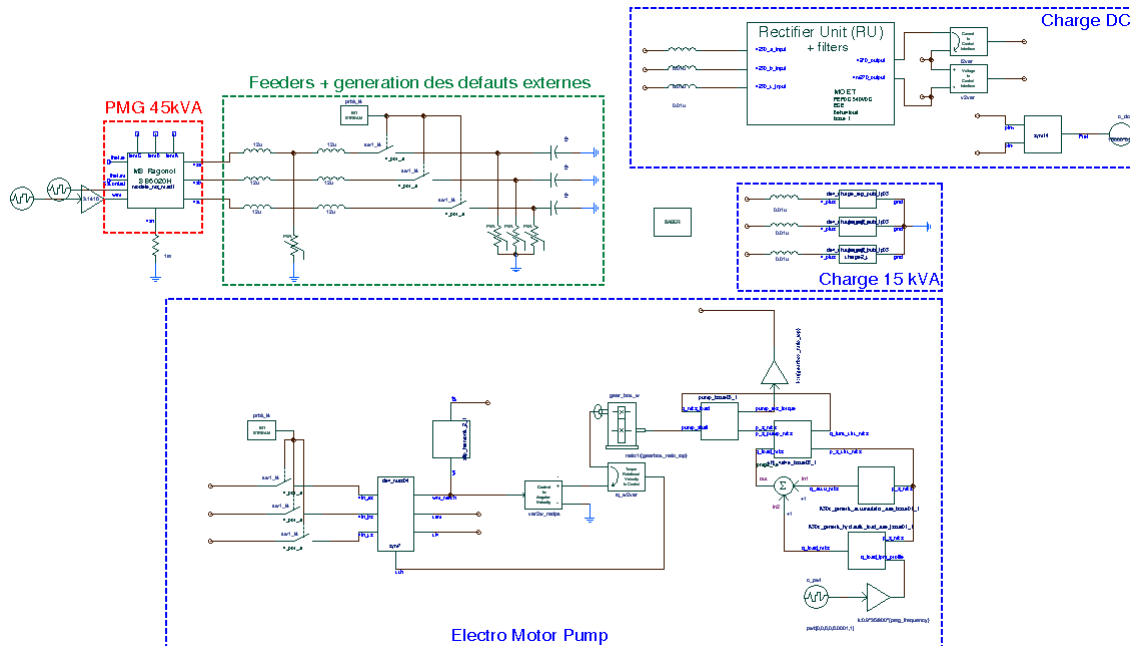


Figure 5-16 : Banc de test SABER™ utilisé pour la simulation du réseau électro-hydraulique

5.4.1.2 Description des protections aéronautique

Afin de comparer le comportement des indicateurs utilisés pour la détection des courts-circuits inter-spires avec les protections existantes, une première étape consiste à définir ces protections spécifiques aux réseaux électriques aéronautiques. Pour cela, les protections couramment utilisées sur les canaux de génération électrique aéronautique ont été choisies comme référence. En s'intéressant plus spécifiquement aux protections utilisant des signaux électriques, nous pouvons les répartir en deux catégories :

- **Protection de type « seuil »** : le seuil de la valeur observée (rapport tension sur fréquence, courant) ainsi que le temps de déclenchement associé à la protection sont constants.
- **Protection de type « courbe de déclenchement »** : le temps de déclenchement de la protection varie selon la valeur observée.

De plus, les protections de type "Over Current" (surintensité de courant), "Delta Current" (déséquilibre de courant), "Over Voltage" (surtension) et "Under Voltage" (sous-tension), implantées sur les canaux de génération à tension fixe, ne sont pas applicables en tant que telles sur un réseau CVFR utilisant un PMG car celui-ci fonctionne à tension variable (en fonction de la fréquence). Ces protections ont donc été adaptées à ce type de réseau électrique afin de ne pas avoir à changer les seuils de protection suivant la fréquence de fonctionnement. Ainsi, les protections électriques étudiées, appliquées au réseau CVFR, sont :

- **Over Ratio (équivalent Over Voltage sur un réseau à tension fixe)** : se déclenche lorsque le rapport tension sur fréquence d'une des phases passe au-dessus d'un certain seuil pendant un certain temps. Pour cette protection de type « courbe de déclenchement », les couples $\{V/f_{\max}; t_{\max}\}$ utilisés sont disponibles en Annexe K. Sur les réseaux à tension fixe, cette protection sert à diagnostiquer un problème de régulation ou un problème de capteur de tension. Dans un réseau CVFR, elle servirait à détecter un problème sur les capteurs de tension ou lors de la mesure de la fréquence car il n'y a pas de régulation.

- **Under Ratio 1** (*équivalent Under Voltage 1 sur un réseau à tension fixe*) : se déclenche lorsque le rapport tension sur fréquence d'une des phases passe en-dessous de 0,304 V/Hz pendant 4,3s si la protection « Over Load », « Delta Load » ou « Open Phase » n'est pas active. Cette protection de type « seuil » permet de détecter les mêmes types de défaillance que la protection « Over Ratio ».
- **Under Ratio 2** (*équivalent Under Voltage 2 sur un réseau à tension fixe*) : se déclenche lorsque le rapport tension sur fréquence d'une des phases passe en-dessous de 0,236 V/Hz pendant 130ms si la protection « Over Load », « Delta Load » ou « Open Phase » n'est pas active. Cette protection de type « seuil » permet de détecter les mêmes types de défaillance que la protection « Over Ratio ».
- **Open Phase** : se déclenche lorsque le courant d'une des trois phases descend en dessous de 15A avec un rapport V/f inférieur à 0,272 V/Hz ; les courants sur les deux autres phases restant supérieurs à 25A. Cette protection de type « seuil » permet de détecter l'ouverture d'une phase.
- **Differential Protection** : se déclenche lorsqu'une différence de courant, supérieure à 45A pendant 25ms sur l'une des phases, est détectée entre le capteur du générateur situé au niveau du point de neutre et le capteur de ligne situé au niveau du POR. Cette protection de type « seuil » permet de détecter des courts-circuits localisés entre le générateur et le cœur électrique (EPDC).
- **Over Load** (*équivalent Over Current sur un réseau à tension fixe*) : se déclenche lorsque la puissance sur l'une des phases passe au-dessus d'un certain seuil pendant un certain temps. Pour cette protection de type « courbe de déclenchement », les couples $\{P_{\max} ; t_{\max}\}$ utilisés sont disponibles en Annexe K. Cette protection permet de détecter une surcharge anormale ou un court-circuit triphasé.
- **Delta Load** (*équivalent Delta Current sur un réseau à tension fixe*) : se déclenche lorsque la différence de puissance sur deux phases passe au-dessus d'un certain seuil pendant un certain temps. Pour cette protection de type « courbe de déclenchement », les couples $\{\Delta P_{\max} ; t_{\max}\}$ utilisés sont disponibles en Annexe K. Cette protection permet de détecter un déséquilibre de charge anormal ou un court-circuit monophasé ou biphasé.

Dans la suite de cette section, le comportement de ces protections électriques est comparé, en simulation, aux indicateurs construits pour la détection des courts-circuits inter-spines.

5.4.2 Résultats de simulation

Les différentes simulations réalisées dans cette section ont trois objectifs distincts. Le premier objectif est d'évaluer la valeur ajoutée des indicateurs construits spécifiquement pour la détection des défauts inter-spines par rapport aux protections existantes sur avion. Pour cela, la sensibilité de ces protections existantes aux courts-circuits inter-spines est étudiée. Le second objectif est d'évaluer le comportement des indicateurs de courts-circuits inter-spines en présence d'un défaut externe au générateur afin d'établir des règles de sélectivité à adopter avec les protections existantes. Enfin, un scénario de simulation spécifique au réseau 45kVA est mis en place afin d'étudier le comportement des indicateurs lors d'une connexion et d'une déconnexion d'une EMP 15kVA sur le réseau.

5.4.2.1 Sensibilité des protections existantes aux défauts inter-spires

Afin d'évaluer la sensibilité des protections aéronautiques aux courts-circuits inter-spires, le test de sensibilité du §5.3.2 est réalisé. Ainsi, la Figure 5-17 représente les évolutions des indicateurs relatifs aux protections « Over Ratio », « Under Ratio », « Over Load » et « Delta Load » en fonction de la résistance de court-circuit R_{cc} , pour différents nombres de spires en court-circuit et au point de fonctionnement $\{P = 45\text{kW}$ et $f = 400\text{Hz}\}$. Les protections « Open Phase » et « Differential Protection » ne sont pas représentées car elles sont totalement insensibles aux défauts inter-spires.

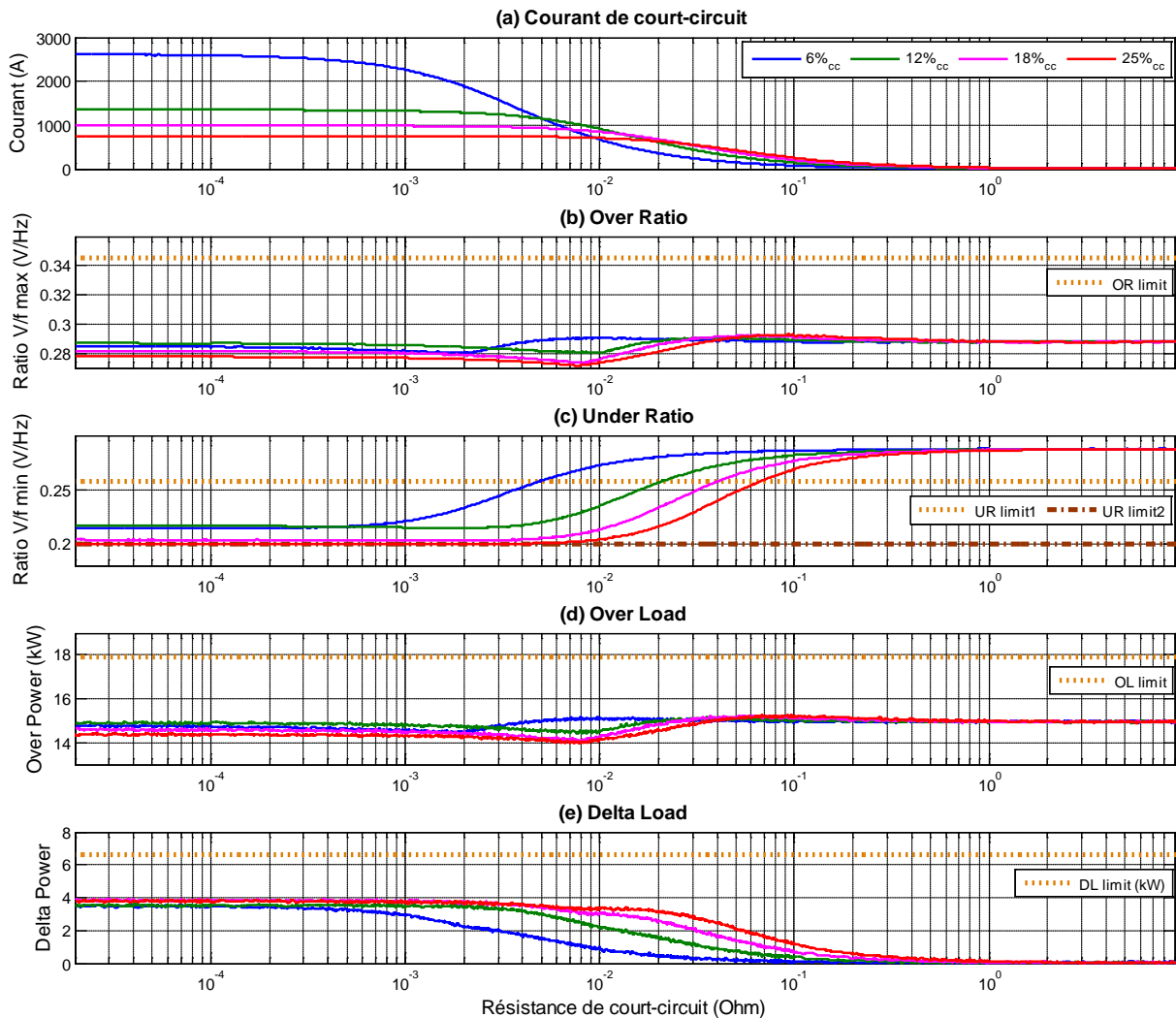


Figure 5-17 : Sensibilité des protections aéronautiques à un défaut inter-spires (pour $P = 45\text{ kW}$ et $f = 400\text{Hz}$)

En comparant les évolutions de ces indicateurs par rapport aux limites de détection, correspondant aux seuils pour les protections de type « seuil » ou aux limites basses de détection pour les protections de type « courbe de déclenchement », nous pouvons constater que les protections « Over Ratio », « Over Load » et « Delta Load » ne permettent pas de détecter des courts-circuits inter-spires, même francs, pour $n_{cc} < 25\%$.

Concernant les protections « Under Ratio », la chute de tension statorique, engendrée par l'apparition du défaut, rend ces protections sensibles aux courts-circuits inter-spires. Cependant, la Figure 5-18, où le comportement de l'indicateur lié à ces protections est détaillé, montre que la protection « Under Ratio 2 » permet uniquement de détecter un court-

circuit inter-spires franc de 25%_{cc} pour un temps d'action de 130ms, alors que la protection « Under Ratio 1 » permet de détecter des courts-circuits résistifs de 6%_{cc} mais seulement à partir d'un courant de défaut de 1175A et pour un temps d'action de 4,3s.

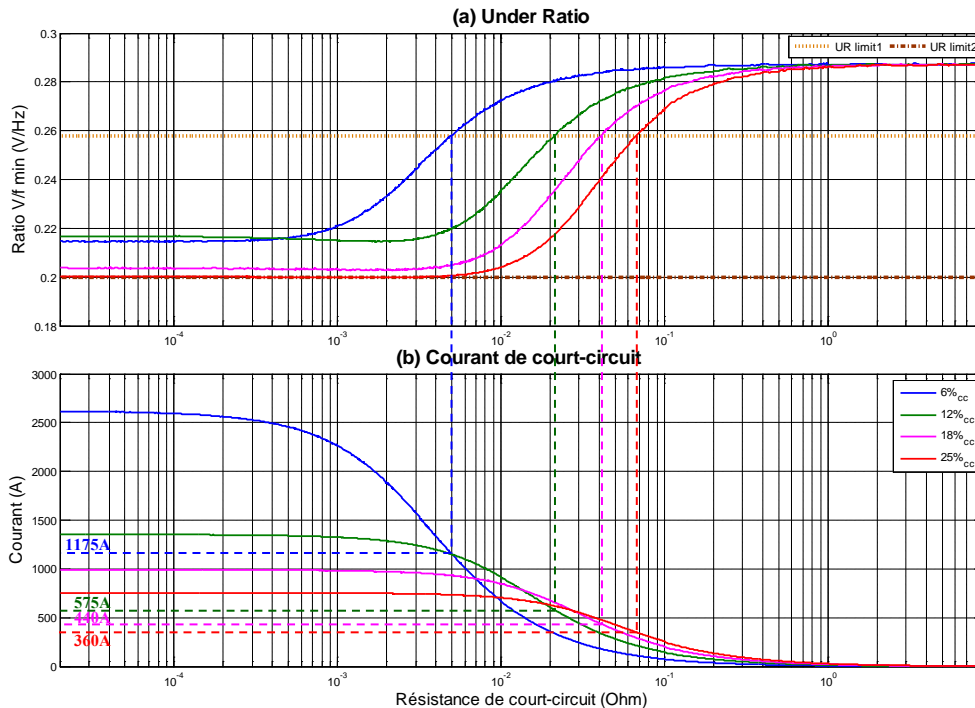


Figure 5-18 : Sensibilité des protections Under Ratio à un court-circuit inter-spires

Le Tableau 5-3 résume les valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spires selon la protection utilisée. En comparant ces valeurs avec celles du Tableau 5-2 relatives aux indicateurs construits spécifiquement pour la détection des défauts inter-spires, nous pouvons déduire que les protections actuellement mises en place dans les réseaux de génération électrique aéronautique ne permettent pas de détecter rapidement un court-circuit d'un faible nombre de spires. En effet, seule la protection « Under Ratio 1 » permet réellement de détecter ce type de défaillance. Cependant, elle ne présente qu'une sensibilité analogue à celle de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S (indicateur le moins sensible parmi les cinq construits) et nécessite un temps de confirmation de 4,3s pour confirmer le défaut, ce qui représente une durée trop importante par rapport à la criticité des défauts inter-spires.

Etat du PMG Protections	Défaut 6% _{cc}	Défaut 12% _{cc}	Défaut 18% _{cc}	Défaut 25% _{cc}	Temps d'action
Over Ratio	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Under Ratio 1	1175A	575A	440A	350A	4,3s
Under Ratio 2	N/A	N/A	N/A	740A	130ms
Over Load	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Delta Load	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

Tableau 5-3 : Valeurs minimales du courant de défaut nécessaires pour la détection d'un court-circuit inter-spires selon la protection utilisée (pour $P = 45 \text{ kW}$ et $f = 400\text{Hz}$)

Cette étude montre que les protections électriques existantes sur avion ne sont pas adaptées pour détecter rapidement l'apparition de courts-circuits inter-spires. La valeur ajoutée d'un indicateur spécifiquement construit pour détecter de ce type de défaut est donc confirmée. Dans le paragraphe suivant, la sensibilité de ces indicateurs aux défauts externes au générateur est étudiée.

5.4.2.2 Sensibilité des indicateurs de défauts inter-spires aux défauts externes

Après avoir comparé la sensibilité des protections existantes par rapport à celles des indicateurs construits spécifiquement pour la détection des courts-circuits inter-spires, la réponse de ces indicateurs, en présence de défauts externes au générateur, est étudiée dans cette section afin d'évaluer les principes de sélectivité des protections à mettre en place. Cet aspect est particulièrement important pour permettre de ne pas conclure à une défaillance interne du générateur si un élément extérieur est responsable de la variation des indicateurs. Pour cela, quatre scénarios de simulation, représentés sur la Figure 5-19 et sollicitant des protections existantes, ont été mis en place :

- **Court-circuit monophasé au niveau des feeders** sur la phase A (Défaut 1 sur la Figure 5-19) : ce défaut sollicite la protection « Differential Protection » (*DP*)
- **Court-circuit monophasé** sur la phase A en aval du POR (Défaut 2 sur la Figure 5-19) : ce défaut sollicite la protection « Delta Load » (*DL*)
- **Court-circuit triphasé** en aval du POR (Défaut 3 sur la Figure 5-19) : ce défaut sollicite la protection « Over Load » (*OL*)
- **Défaut d'open feeder** sur la phase A (Défaut 4 sur la Figure 5-19) : ce défaut sollicite la protection « Open Phase » (*OP*)

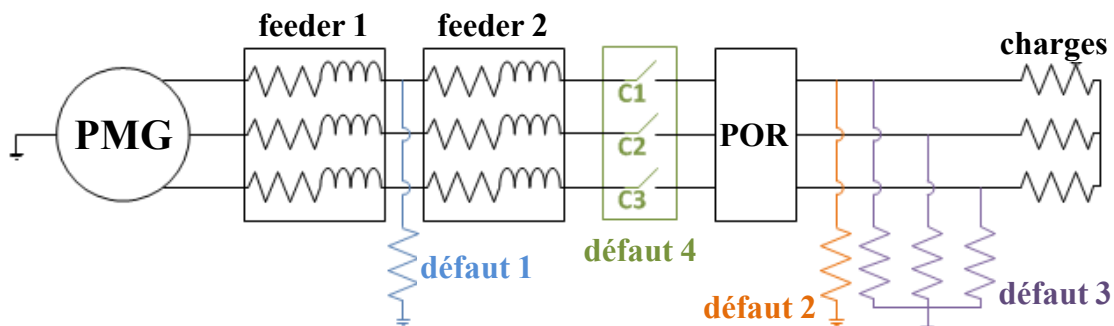


Figure 5-19 : Localisation des défauts externes simulés

Pour chaque scénario, le défaut est généré à $t = 200\text{ms}$ et dure le temps nécessaire pour que la protection associée à la défaillance puisse être déclenchée. Les évolutions des indicateurs basés sur l'estimation de K_e , $1/L_S$ et n_{cc} sont étudiées par rapport à la valeur de leur seuil adaptatif respectif, dont le principe de construction a été décrit dans §4.5.2. L'ensemble des courbes relatives à ces scénarios sont disponibles en Annexe K.

A titre d'exemple, la Figure 5-20 représente l'évolution de la protection DP et de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lorsqu'un court-circuit monophasé est généré au niveau des feeders (Défaut 1). Dès l'apparition du défaut, nous pouvons constater que le courant de court-circuit est suffisamment important pour déclencher l'alarme DP. De plus, la protection se déclenche bien 25ms après l'apparition du court-circuit (et donc de l'alarme), comme cela est prévu dans la définition de la protection. Concernant l'évolution de l'indicateur, celui-ci est sensible à ce défaut externe en raison du fort déséquilibre en courant qu'il génère. En effet,

afin d'établir les équations du modèle « défaillant » utilisées pour estimer les n_{cc} (§3.3.2), il a été supposé que l'inductance magnétisante d'une phase statorique était égale à son inductance propre en négligeant le terme d'inductance de fuite. Ainsi, contrairement à un déséquilibre standard sur le réseau qui a peu d'influence, un fort courant de déséquilibre engendré par un court-circuit monophasé externe au générateur rend ce modèle d'observation moins précis. Ceci explique pourquoi le terme d'inductance de fuite négligé, multiplié par le fort courant de défaut, modifie la valeur des paramètres estimés n_{cc} . En Annexe K, il est montré que cette remarque est également valable lorsqu'un court-circuit monophasé apparaît en aval du POR.

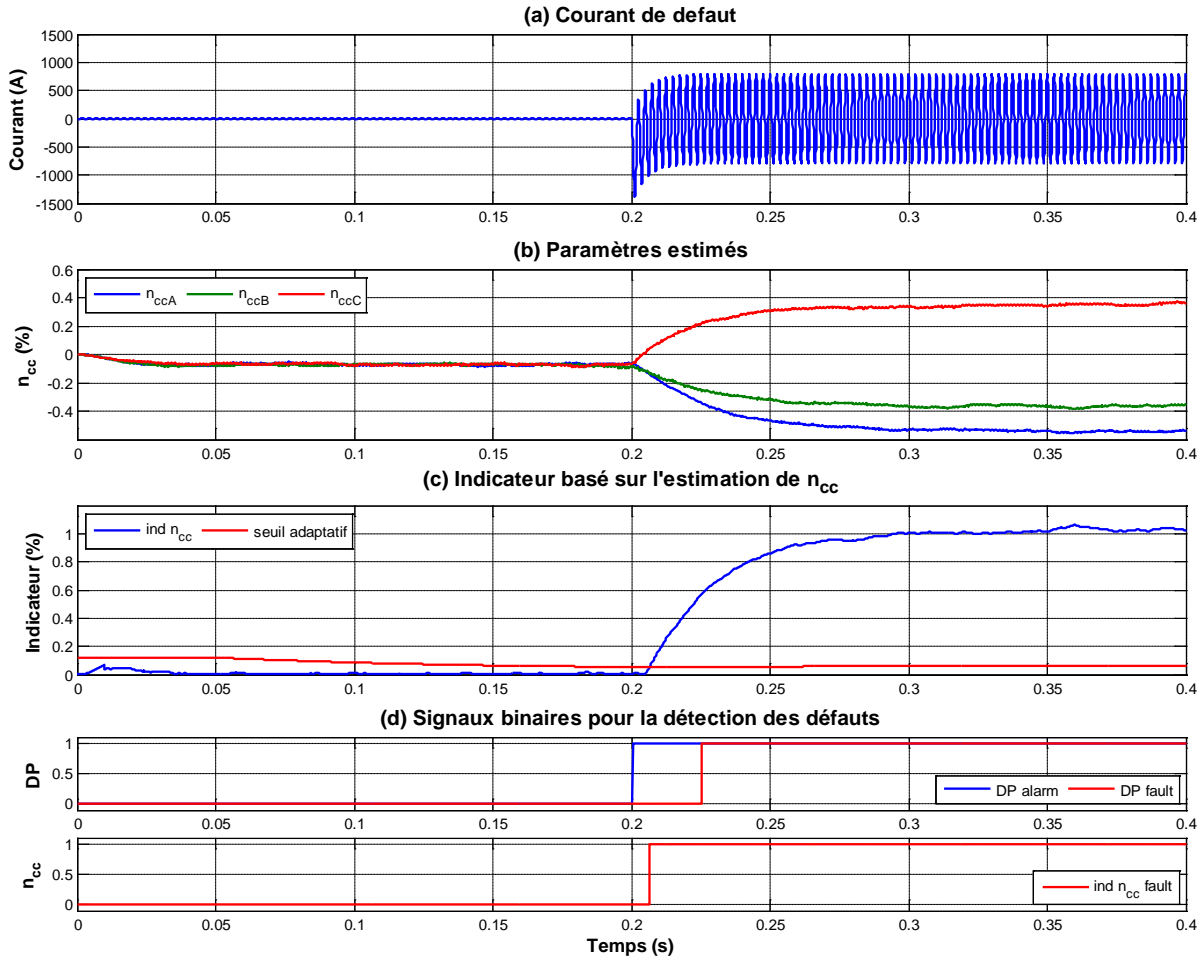


Figure 5-20 : Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors d'un défaut au niveau des feeders

Le Tableau 5-4 résume la sensibilité des indicateurs, construits spécifiquement pour la détection des courts-circuits inter-spices, aux défauts externes au générateur à partir des résultats de simulation disponibles en Annexe K. D'après ce tableau, seul l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} est sensible aux défauts D1 et D2 correspondant aux défauts monophasés. Ainsi, afin de distinguer un court-circuit inter-spices avec un défaut externe au PMG avec cet indicateur, une condition d'inhibition devra être appliquée lorsqu'une alarme DP ou DL apparaît. Cela n'altèrera en rien la bonne détection d'un court-circuit inter-spices, dans la mesure où nous avons montré dans le §5.4.2.1 que ces protections n'étaient pas sensibles à ce type de défaut.

Dans la suite de cette partie, le comportement des indicateurs lors d'un scénario de simulation spécifique au réseau 45kVA est étudié.

Indicateur / Scénario de simulation	K_e	$1/L_S$	n_{cc}
Défaut D1 (protection DP)	non	non	oui
Défaut D2 (protection DL)	non	non	oui
Défaut D3 (protection OL)	non	non	non
Défaut D4 (protection OP)	non	non	non

Tableau 5-4 : Sensibilité des indicateurs basés sur les estimations de K_e , $1/L_S$ et n_{cc} aux défauts externes au PMG

5.4.2.3 Comportement des indicateurs sur un scénario d'utilisation du PMG 45kVA

Dans cette section, nous présentons les résultats d'un scénario de simulation utilisant le canal de génération électro-hydraulique, représenté sur la Figure 5-15. Les différentes étapes de ce scénario, utilisé dans [Lam11] afin d'étudier le comportement en régime transitoire et en régime permanent de l'ensemble {PMG, EMP}, sont :

- (1) ($t = 0s$) : le PMG est chargé à 30kVA avec les charges parallèles (RU + FP)
- (2) ($t = 0,5s$) : l'EMP est démarré. Durant cette étape, un court-circuit inter-spices de 400A est généré pendant 100ms à $t = 1s$.
- (3) ($t = 6s$) : l'EMP est chargé à sa puissance nominale (15kVA)
- (4) ($t = 9s$) : interruption de l'alimentation électrique de l'EMP pendant 200ms. Durant cette étape, un court-circuit inter-spices de 400A est généré pendant 100ms à $t = 9,05s$.
- (5) ($t = 9,2s$) : retour de l'alimentation de l'EMP. Durant cette étape, un court-circuit inter-spices de 400A est généré à partir de $t = 11s$.

La Figure 5-21 montre l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, lors des différentes étapes du scénario, avec un court-circuit sur une spire d'intensité 400A.

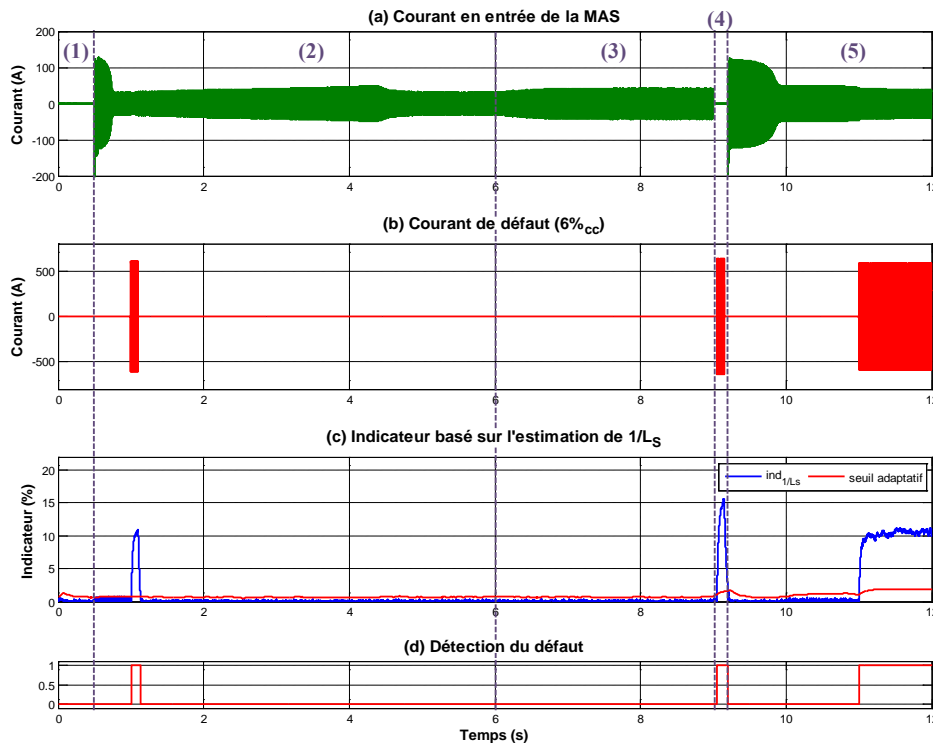


Figure 5-21 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec 1 spire en défaut

En utilisant le seuil adaptatif afin de détecter le défaut, nous pouvons remarquer que, quel que soit le point de fonctionnement du PMG lors de ce scénario, l'indicateur est suffisamment robuste pour ne pas déclencher de fausses alarmes en fonctionnement sain, et est suffisamment sensible pour détecter l'apparition du court-circuit résistif survenant sur une spire. En Annexe K, les résultats de simulation relatifs à ce scénario avec la génération de courts-circuits inter-spires de 400A sur une ou deux spires, montrent que les indicateurs construits à partir des estimations de $1/L_S$ ou n_{cc} sont robustes et suffisamment sensibles pour détecter les courts-circuits survenant sur une seule spire. Concernant l'indicateur basé sur l'estimation de K_e , le court-circuit doit avoir lieu sur au moins deux spires pour que celui-ci puisse détecter le défaut. Ce scénario de simulation confirme donc la robustesse et la sensibilité des différents indicateurs étudiés dans §5.3.

5.5 Conclusion

Ce chapitre a permis d'étudier les performances des indicateurs de courts-circuits inter-spires sur un PMG 45kVA dimensionné spécifiquement pour une application CVFR sur un réseau de type « Bleed ». Il a été montré que la nature essentiellement inductive du bobinage statorique de ce PMG modifie le comportement des indicateurs. En effet, lors d'un court-circuit franc d'un faible nombre de spires, la valeur du courant de défaut est amplifiée, celle-ci étant inversement proportionnelle au nombre de spires en court-circuit. Ainsi, quel que soit le nombre de spires en défaut, le déséquilibre engendré sur la machine devient aussi important ce qui amène les indicateurs à tendre vers une valeur analogue dans le cas d'un court-circuit franc. De plus, il n'est plus possible de localiser avec précision la phase en défaut avec l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} . Cependant, l'étude de robustesse a montré que chaque indicateur était suffisamment performant pour distinguer un PMG sain d'un PMG avec un défaut inter-spires franc, étant donné que le déséquilibre engendré sur la machine par un tel courant de court-circuit est important.

Dans un second temps, l'étude de la robustesse pour des courts-circuits résistifs et l'étude de sensibilité ont montré que l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ est toujours le plus performant pour détecter ce type de défaut sur un faible nombre de spires, lorsque le PMG ne fonctionne pas à vide ou à faible charge. Les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et des n_{cc} sont également adaptés à la détection des courts-circuits résistifs et présentent toujours l'avantage d'être peu dépendants du point de fonctionnement de la machine au moment où survient le défaut.

Enfin, l'étude de la mise en place des indicateurs de courts-circuits inter-spires au sein d'un canal de génération électrique CVFR a montré d'une part, la valeur ajoutée de ces indicateurs par rapport aux protections existantes dans un réseau électrique aéronautique pour détecter ce type de défaut. En effet, seule la protection « Under Ratio 1 » pourrait éventuellement être utilisée pour détecter ce type de défaillance. Cependant, elle présente une faible sensibilité au défaut par rapport aux indicateurs construits spécifiquement pour détecter les courts-circuits inter-spires et un temps de confirmation du défaut de 4,3s, qui est bien trop long par rapport aux caractéristiques dynamiques désirées de l'indicateur. D'autre part, l'étude du comportement des indicateurs, lorsqu'un défaut externe au générateur apparaît, a montré qu'une règle de sélectivité doit être appliquée entre l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} et les protections « Differential Protection » et « Delta Load » afin de différencier un défaut inter-spires d'un court-circuit monophasé externe au PMG. Enfin, le comportement des indicateurs sur un scénario de simulation spécifique à l'ensemble PMG-EMP montre que l'utilisation du seuil adaptatif permet de détecter des courts-circuits résistifs sur une spire, pour un courant défaut de seulement $3.I_{nom}$, avec les indicateurs basés sur l'estimation de $1/L_S$ et des n_{cc} .

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse ont traité de la surveillance des générateurs à aimants permanents (PMG) avec pour objectif la mise en place, au sein d'un canal de génération électrique en aéronautique, d'une nouvelle fonction dédiée à la détection en ligne des courts-circuits inter-spores dans les PMG. Cette nouvelle fonction de surveillance doit pouvoir s'intégrer au sein des protections déjà existantes et être capable de déterminer, de manière automatique et en temps réel, un indicateur de l'état de santé du stator du PMG pouvant être exploité par un système de supervision.

En raison du contexte d'utilisation du PMG au sein d'une architecture aéronautique et des propriétés du défaut à détecter, des contraintes fortes en termes de rapidité, de robustesse, de sensibilité et de temps de calcul sont imposées dans la construction de ce nouvel indicateur de défaillance. Compte tenu de ces contraintes, la méthode de détection basée sur l'utilisation du Filtre de Kalman Etendu (FKE), afin d'estimer en temps réel les paramètres d'un modèle de PMG, a été privilégiée. Cinq indicateurs de défaut inter-spores ont ainsi pu être développés. Les quatre premiers sont basés sur l'estimation d'un paramètre issu d'une représentation d'un PMG « sain » dans le repère de Park (ω , K_e , R_S ou $1/L_S$). Le cinquième est construit à partir de l'estimation des pourcentages de spores en court-circuit (n_{cc_A} , n_{cc_B} , n_{cc_C}) sur un modèle d'un PMG « défaillant » exprimé spécifiquement pour la prise en compte des courts-circuits inter-spores. Le FKE s'est avéré être un outil efficace pour la conception d'indicateurs de défaut en raison de sa robustesse aux bruits, de sa bonne adaptation à l'implantation sur cible temps réel et de la possibilité de disposer de dynamiques d'observation rapides.

Afin de tester ces indicateurs, un banc de tests expérimental incorporant un PMG 3,6kW a été mis en place. Même si cette machine n'est pas très représentative en termes de puissance par rapport à celle mise en jeu dans la problématique aéronautique (de 45kVA à 120kVA), elle présente l'avantage de pouvoir fonctionner sur une plage de fréquence variable et de réaliser des courts-circuits inter-spores au sein du bobinage statorique. Des charges résistives, inductives et harmoniques ont été utilisées afin de reproduire les diverses variations de point de fonctionnement qui peuvent survenir sur un réseau électrique aéronautique. Les algorithmes du FKE nécessaires dans la construction de ces indicateurs ont été implantés sur un DSP pour un diagnostic en temps-réel. Le paramétrage des matrices de covariance du FKE a permis de fixer la dynamique d'évolution des paramètres estimés tout en prenant en compte les bruits sur les mesures du système. Ce banc de test a été complètement retranscrit en simulation sur le logiciel SABERTM. Pour cela, le PMG a été modélisé suivant une méthode semi-analytique basée sur les Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). Cet outil a permis de faciliter la mise au point et l'analyse des différents indicateurs et d'étudier des cas de défauts inter-spores francs à l'origine de courants de court-circuit très élevés qui n'ont pu être reproduits sur le banc de test expérimental. Cet outil présente également un bon compromis rapidité-précision ce qui a permis d'envisager son intégration dans des simulations de systèmes complexes, comme le sont les réseaux aéronautiques embarqués.

Divers scénarios mis en place ont permis d'étudier, en simulation et par des tests expérimentaux, la robustesse et la sensibilité des différents indicateurs. Deux indicateurs se sont détachés suite à ces résultats. D'une part, l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ est apparu comme le plus sensible pour détecter des courts-circuits résistifs d'un faible ampérage. Il présente cependant le désavantage d'être inutilisable à vide ou à faible courant en raison de la non-observabilité de l'inductance cyclique du PMG pour ces points de fonctionnement

particuliers. D'autre part, l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} est robuste aux variations du point de fonctionnement et apparaît comme suffisamment sensible pour détecter des courts-circuits résistifs avant l'apparition de courant de défaut critique. De plus, selon la topologie de la machine, il pourrait être utilisé afin de localiser la phase en défaut.

Ces résultats ont été confirmés en simulation sur un PMG 45kVA spécifiquement dimensionné pour une application aéronautique. Malgré la meilleure sensibilité de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$, l'utilisation de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} sera privilégiée compte tenu de la robustesse de cet indicateur envers les variations du point de fonctionnement. L'étude spécifique du réseau CVFR a souligné la valeur ajoutée de ce nouvel indicateur pour la détection des courts-circuits inter-spores par rapport aux protections existantes dans un réseau électrique aéronautique, ces dernières ayant d'autres fonctions dans le système de protection du canal de génération. De plus, une règle de sélectivité doit être appliquée entre l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} et les protections « Differential Protection » et « Delta Load » afin de différencier un défaut inter-spores d'un court-circuit monophasé externe au PMG.

Enfin, la problématique liée aux incertitudes sur les paramètres des modèles de représentation du PMG a été étudiée, ces incertitudes pouvant conduire à l'apparition de fausses alarmes dans le cas où un seuil fixe est utilisé pour détecter la défaillance. Afin de s'affranchir de cette problématique, l'utilisation d'un seuil adaptatif, couplée à la mise à jour des valeurs de références utilisées dans le calcul des indicateurs, a été proposée.

Plusieurs perspectives d'étude peuvent être dégagées suite à ces travaux. La première concerne la validation expérimentale sur un PMG 45kVA des indicateurs de défaillance que nous n'avons pas pu réaliser, cette machine étant encore en cours de développement. Les simulations réalisées permettent d'envisager cette phase avec confiance. Bien évidemment, un travail important reste à faire concernant l'appréhension des phénomènes précurseurs des défauts inter-spores. Il serait intéressant d'imaginer des protocoles de dégradations accélérées du bobinage statorique afin de confronter l'indicateur à un défaut « évolutif », ce que nous n'avons pu faire que par l'ajout d'une résistance dans la boucle de court-circuit. La représentativité de cette technique par rapport à un défaut réel reste à démontrer. S'associer à des spécialistes du vieillissement des matériaux sera alors nécessaire tant ces connaissances sont spécifiques.

Notons également que nous avons peu considéré les actions de sécurisation à mettre en œuvre pour contenir les défauts de court-circuit inter-spores mais que différentes solutions sont envisagées par les fabricants de machine, comme la mise en court-circuit du stator ou le décrabotage mécanique. Cette phase est difficilement généralisable tant elle dépend des caractéristiques des machines et de l'application.

Un autre aspect qui pourrait être développé concerne l'implantation des algorithmes. En effet, la capacité de calcul des processeurs actuellement embarqués pour intégrer ces fonctions de surveillance doit être augmentée. Il sera nécessaire de définir précisément avec les équipementiers les ressources informatiques nécessaires à ces nouvelles fonctions de surveillance.

Enfin, les générateurs à aimants peuvent également être la source d'autres types de défauts que nous n'avons pas considéré, comme les défauts mécaniques ou ceux liés à la désaimantation des aimants. De nombreux travaux apportent déjà certaines solutions pour diagnostiquer ces types de défaut et il serait intéressant d'associer plusieurs indicateurs pour réaliser un croisement d'informations. La différenciation des défauts serait alors possible, permettant ainsi d'aider à la prise de décision afin d'améliorer la disponibilité et la sûreté de fonctionnement de l'installation.

Annexes

Annexe A : Matrices de connexion utilisées lors de la modélisation CEMC

La formulation de la matrice de connexion $[D_S]$, utilisée dans l'équation (2-18), dépend du nombre de spires en court-circuit :

- Pour 4% des spires en court-circuit :

$$[D_S]_{4\%} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

- Pour 8% des spires en court-circuit :

$$[D_S]_{8\%} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-2})$$

- Pour 12% des spires en court-circuit :

$$[D_S]_{12\%} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

- Pour 16% des spires en court-circuit :

$$[D_S]_{16\%} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

Annexe B : Principe de calcul des inductances de fuite

B.1 Paramètres géométriques de la machine étudiée

Dans le cadre de cette étude, la MSAP de 3,6kW utilisée lors des tests expérimentaux présente les caractéristiques géométriques suivantes :

- Nombre de paires de pôles p : 2
- Nombre d'encoches statoriques n_{benc} : 36
- Ouverture des encoches statoriques ϵ_s : 0,06 rad
- Entrefer nominal e_0 : 12 mm
- Rayon stator r_s : 64 mm
- Rayon rotor r_r : 52 mm
- Rayon moyen de l'entrefer r_{moy} : 58 mm
- Longueur active de la machine L_{act} : 250 mm
- Nombre de bobines par phase : 12
- Nombre de spires par bobine : 6
- Nombre de spires par point de sortie : 3

Les aimants utilisés sont de type ferrite :

- Champ rémanent B_r : 0.3 T
- Aimantation M : 240 kA/m
- Ouverture des aimants: 1,15 rad soit 66°
- Epaisseur des aimants h : 10mm
- Courant surfacique ampérien I_f : 2435 A

B.2 Calculs des inductances de fuite

Les inductances de fuite rendent compte des flux de fuite qui ne participent pas directement à la conversion électromécanique de l'énergie. Le calcul de ces inductances dépend directement de la structure du bobinage et de la géométrie des encoches. Les expressions analytiques présentées dans [Fog99] ont été utilisés pour évaluer la valeur de ces inductances. Concernant le modèle de la MSAP, seules les inductances de fuite statoriques relatives aux encoches et aux têtes de bobines ont été prises en compte ; les inductances de fuite différentielles étant négligeables en raison de la valeur de l'entrefer.

o Inductance de fuite d'encoches

Le stator des machines électriques est souvent constitué d'encoches dont la forme est assez générique. Le calcul des inductances de fuite d'encoches dans [Fog99] exploite un facteur de perméance λ_{enc} qui dépend de la géométrie des encoches. Dans ce modèle, nous faisons l'hypothèse d'encoches rectangulaires ouvertes (Figure B-1). Ainsi, le facteur de perméance λ_{enc} s'exprime :

$$\lambda_{enc} = \frac{h_1}{3 \cdot b_1} + \frac{h_2}{b_1} \quad (B-1)$$

Soit N_{i_sp} le nombre de spires de la branche i , n_{benc_i} le nombre d'encoches de la branche i et L_{sp} la longueur des conducteurs, l'inductance de fuite d'encoches, associée à la branche i , s'exprime :

$$L_{fencSisi} = \frac{\mu_0 \cdot N_{i_sp}^2 \cdot L_{sp}}{n_{benc_i}} \cdot \lambda_{enc} \quad (B-2)$$

Les valeurs des inductances de fuite d'encoches de chaque branche statorique pour le modèle de la MSAP 3,6 kW sont données (B-3) :

$$\begin{cases} L_{fencSaSa} = 113,2 \mu\text{H} \\ L_{fencSbSb} = L_{fencScSc} = 135,84 \mu\text{H} \\ L_{fencSdSd} = L_{fencSeSe} = L_{fencSfSf} = L_{fencSgSg} = 2,83 \mu\text{H} \\ M_{fencSdSe} = M_{fencSfSg} = 1,415 \mu\text{H} \end{cases} \quad (B-3)$$

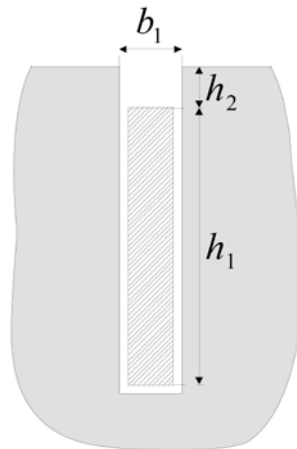


Figure B-1 : Schéma d'une encoche rectangulaire ouverte

○ **Inductance de fuite de têtes de bobines**

Comme dans le cas précédent, un facteur de perméance $\lambda_{\text{tête}}$ est introduit pour le calcul des inductances de fuite au niveau des têtes de bobines :

$$\lambda_{\text{tête}} = 0,3 \cdot \left(3 \cdot \arcsin \left(\frac{2 \cdot k_r}{\pi} \right) - 1 \right) \quad (\text{B-4})$$

Avec k_r : coefficient de raccourcissement

Ainsi, l'inductance de fuite de têtes de bobines, associée à la branche i , s'exprime :

$$L_{\text{ftêteSiSi}} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot q \cdot N_{i_sp}^2 \cdot r_s}{p^2} \cdot \lambda_{\text{tête}} \quad (\text{B-5})$$

Avec r_s : rayon statorique ; q : nombre de phases et p : nombre de paire de pôles.

Les valeurs des inductances de fuite de têtes de bobine de chaque branche statorique pour le modèle de la MSAP 3,6 kW sont données (B-3) :

$$\begin{cases} L_{\text{ftêteSaSa}} = 86,4 \mu\text{H} \\ L_{\text{ftêteSbSb}} = L_{\text{fencScSc}} = 103,68 \mu\text{H} \\ L_{\text{ftêteSdSd}} = L_{\text{fencSeSe}} = L_{\text{fencSfSf}} = L_{\text{fencSgSg}} = 2,16 \mu\text{H} \\ M_{\text{ftêteSdSe}} = M_{\text{fencSfSg}} = 1,08 \mu\text{H} \end{cases} \quad (\text{B-6})$$

Annexe C : Validation expérimentale du modèle CEMC du PMG en cas de défaut

Les tableaux présentés dans cette annexe sont des compléments à la validation expérimentale du modèle CEMC du PMG 3,6kW lorsqu'un court-circuit inter-spines est généré dans la phase A (c.f. §2.5.2). Dans chaque tableau, les valeurs RMS du courant de court-circuit issues des mesures expérimentales ou de la simulation du modèle CEMC sont données pour 8%, 12% et 16% de spires en court-circuit.

○ **8% de spires en court-circuit :**

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$I_{cc_exp. (8\%_{cc})}$	$I_{cc_sim. (8\%_{cc})}$	Erreur
30 Hz	0 A	6,91 A	6,91 A	0,00%
	2,5 A	6,69 A	6,80 A	1,55%
	5 A	6,72 A	6,68 A	0,51%
	8 A	6,42 A	6,42 A	0,10%
50 Hz	0 A	11,48 A	11,52 A	0,34%
	2,5 A	11,53 A	11,40 A	1,14%
	5 A	11,41 A	11,25 A	1,44%
	10 A	10,71 A	10,82 A	1,03%
60 Hz	0 A	13,75 A	13,75 A	0,01%
	2,5 A	13,82 A	13,62 A	1,50%
	5 A	13,82 A	13,51 A	2,28%
	10 A	13,22 A	13,07 A	1,11%

Tableau C-1 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental du courant de court-circuit avec un défaut de 8% des spires pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charges

○ 12% de spires en court-circuit :

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$I_{cc_exp. (12\%_{cc})}$	$I_{cc_sim. (12\%_{cc})}$	Erreur
30 Hz	0 A	9,78 A	9,78 A	0,00%
	2,5 A	9,82 A	9,63 A	2,02%
	5 A	9,76 A	9,47 A	3,01%
	8 A	9,21 A	9,09 A	1,28%
50 Hz	0 A	16,25 A	16,25 A	0,01%
	2,5 A	16,25 A	16,06 A	1,19%
	5 A	16,25 A	15,92 A	2,05%
	10 A	15,50 A	15,29 A	1,34%
60 Hz	0 A	19,29 A	19,29 A	0,02%
	2,5 A	19,31 A	19,14 A	0,87%
	5 A	19,46 A	19,06 A	2,05%
	10 A	18,71 A	18,51 A	1,05%

Tableau C-2 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental du courant de court-circuit avec un défaut de 12% des spires pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charges

○ 16% de spires en court-circuit :

Fréquence f_s	Courant I_{ch}	$I_{cc_exp. (16\%_{cc})}$	$I_{cc_sim. (16\%_{cc})}$	Erreur
30 Hz	0 A	12,37 A	12,37 A	0,02%
	2,5 A	12,16 A	12,25 A	0,80%
	5 A	12,25 A	11,92 A	2,71%
	8 A	11,75 A	11,62 A	1,11%
50 Hz	0 A	20,45 A	20,47 A	0,10%
	2,5 A	20,53 A	20,30 A	1,11%
	5 A	20,47 A	20,10 A	1,79%
	10 A	19,92 A	19,77 A	0,75%
60 Hz	0 A	24,20 A	24,20 A	0,00%
	2,5 A	24,16 A	24,18 A	0,09%
	5 A	24,22 A	24,12 A	0,40%
	10 A	23,19 A	23,46 A	1,17%

Tableau C-3 : Comparaison entre mesure expérimentale et simulation des amplitudes du fondamental du courant de court-circuit avec un défaut de 16% des spires pour plusieurs fréquences de fonctionnement et plusieurs courants de charge

Annexe D : Détermination des matrices de covariance du FKE

Dans cette annexe, nous faisons l'hypothèse d'un système d'état étendu, comprenant un état (x) et un paramètre à estimer (λ) se trouvant dans l'équation d'état. Les résultats de la démonstration dans le cas d'un système à plusieurs états ou dans le cas où le paramètre estimé se trouve dans l'équation de sortie sont donnés à la fin de l'annexe.

Considérons un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), \lambda(t), u(t)) + w(t) \\ y(t) = x(t) + v(t) \end{cases} \quad (D-1)$$

Avec extension du vecteur d'état et discrétisation, le système d'état discrétisé s'écrit :

$$\begin{cases} x_{e_{k+1}} = \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ \lambda_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x_k, \lambda_k, u_k) \\ \lambda_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{k,x} \\ w_{k,\lambda} \end{bmatrix} \\ y_k = x_k + v_k \end{cases} \quad (D-2)$$

Dans (D-2), l'évolution des paramètres ($\lambda_{k+1} = \lambda_k + w_{k,\lambda}$) est donc supposée inconnue et aléatoire.

Nous souhaitons estimer le paramètre λ_k en utilisant le FKE.

o Etape de prédiction

La prédiction de l'état s'écrit :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1|k} = f(\hat{x}_{k|k}, \hat{\lambda}_{k|k}, u_k) \\ \hat{\lambda}_{k+1|k} = \hat{\lambda}_{k|k} \end{cases} \quad (D-3)$$

La matrice de covariance des erreurs d'estimation, associée à la prédiction de l'état, s'écrit :

$$P_{k+1|k} = F_k \cdot P_{k|k} \cdot F_k^T + Q = \begin{bmatrix} P_{1,1}^{k+1|k} & P_{1,2}^{k+1|k} \\ P_{2,1}^{k+1|k} & P_{2,2}^{k+1|k} \end{bmatrix} \quad (D-4)$$

Avec :

$$F_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial \hat{x}_{k|k}} & \frac{\partial f}{\partial \hat{\lambda}_{k|k}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (D-5)$$

$$P_{k|k} = \begin{bmatrix} P_{1,1}^k & P_{1,2}^k \\ P_{2,1}^k & P_{2,2}^k \end{bmatrix} \quad (D-6)$$

$$Q = \begin{bmatrix} q_x & 0 \\ 0 & q_\lambda \end{bmatrix} \quad (D-7)$$

Finalement, la matrice de covariance $P_{k+1|k}$ s'exprime :

$$P_{k+1|k} = \begin{bmatrix} (F_1)^2 \cdot P_{1,1}^k + F_1 \cdot F_2 \cdot (P_{1,2}^k + P_{2,1}^k) + (F_2)^2 \cdot P_{2,2}^k + q_x & F_1 \cdot P_{1,2}^k + F_2 \cdot P_{2,2}^k \\ F_1 \cdot P_{2,1}^k + F_2 \cdot P_{2,2}^k & P_{2,2}^k + q_\lambda \end{bmatrix} \quad (D-8)$$

○ **Étape de correction**

La correction de l'estimation d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_1 \cdot \varepsilon_{k+1} \\ \hat{\lambda}_{k+1|k+1} = \hat{\lambda}_{k+1|k} + K_2 \cdot \varepsilon_{k+1} \end{cases} \quad (D-9)$$

Avec :

$$\varepsilon_{k+1} = y_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k} \quad (D-10)$$

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} \cdot H_{k+1}^T \cdot (H_{k+1} \cdot P_{k+1|k} \cdot H_{k+1}^T + R)^{-1} \quad (D-11)$$

Or :

$$\tilde{H}_{k+1} = [1 \quad 0] \quad (D-12)$$

Donc :

$$K_{k+1} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{1,1}^{k+1|k} \cdot (P_{1,1}^{k+1|k} + R)^{-1} \\ P_{2,1}^{k+1|k} \cdot (P_{1,1}^{k+1|k} + R)^{-1} \end{bmatrix} \quad (D-13)$$

La correction de la matrice de covariance s'écrit :

$$P_{k+1|k+1} = (I - K_{k+1} \cdot H_{k+1}) \cdot P_{k+1|k} \quad (D-14)$$

Or :

$$I - K_{k+1} \cdot H_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - K_1 & 0 \\ -K_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (D-15)$$

Donc, en utilisant (D-13) et (D-15) dans (D-14) :

$$P_{k+1|k+1} = \begin{bmatrix} P_{1,1}^{k+1|k} \cdot \left(1 - \frac{P_{1,1}^{k+1|k}}{P_{1,1}^{k+1|k} + R}\right) & P_{1,2}^{k+1|k} \cdot \left(1 - \frac{P_{1,1}^{k+1|k}}{P_{1,1}^{k+1|k} + R}\right) \\ P_{2,1}^{k+1|k} \cdot \left(1 - \frac{P_{1,1}^{k+1|k}}{P_{1,1}^{k+1|k} + R}\right) & P_{2,2}^{k+1|k} - \frac{P_{2,1}^{k+1|k} \cdot P_{1,2}^{k+1|k}}{P_{1,1}^{k+1|k} + R} \end{bmatrix} \quad (D-16)$$

○ **Calcul du gain de Kalman**

Dans l'hypothèse où R est petit devant $P_{1,1}^{k+1|k}$ (bruit de mesure négligeable), l'équation (D-16) devient :

$$P_{k+1|k+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & P_{2,2}^{k+1|k} - \frac{P_{2,1}^{k+1|k} \cdot P_{1,2}^{k+1|k}}{P_{1,1}^{k+1|k}} \end{bmatrix} \quad (D-17)$$

Ainsi, les matrices $P_{1,1}^k$, $P_{1,2}^k$ et $P_{2,1}^k$ de l'équation (D-6) se retrouve également nulle ce qui simplifie l'équation (D-8) :

$$P_{k+1|k} = \begin{bmatrix} (F_2)^2 \cdot P_{2,2}^k + q_x & F_2 \cdot P_{2,2}^k \\ F_2 \cdot P_{2,2}^k & P_{2,2}^k + q_\lambda \end{bmatrix} \quad (D-18)$$

En régime permanent $P_{k+1|k+1} = P_{k|k}$ ce qui implique, en utilisant (D-6), (D-17) et (D-18) :

$$P_{2,2}^k = P_{2,2}^k + q_\lambda - \frac{(F_2 \cdot P_{2,2}^k)^2}{(F_2)^2 \cdot P_{2,2}^k + q_x} \quad (D-19)$$

(D-19) revient à résoudre l'équation du second ordre :

$$z^2 - q_\lambda \cdot z - \frac{q_\lambda \cdot q_x}{(F_2)^2} \text{ avec } z = P_{2,2}^k \quad (D-20)$$

Dont la solution positive est :

$$P_{2,2}^k = \frac{q_\lambda}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot q_x}{(F_2)^2 \cdot q_\lambda}} \right) \quad (D-21)$$

Ainsi :

$$\begin{cases} P_{2,2}^k \approx \frac{q_\lambda}{2} + \frac{\sqrt{q_\lambda \cdot q_x}}{F_2} \text{ si } \frac{4 \cdot q_x}{(F_2)^2 \cdot q_\lambda} \gg 1 \\ P_{2,2}^k = q_\lambda + \frac{q_x}{(F_2)^2} \text{ si } \frac{4 \cdot q_x}{(F_2)^2 \cdot q_\lambda} \ll 1 \end{cases} \quad (D-22)$$

Toujours dans l'hypothèse où R est petit devant $P_{1,1}^{k+1|k}$, le gain de Kalman (D-13) devient :

$$K_{k+1} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ P_{2,1}^{k+1|k} \cdot (P_{1,1}^{k+1|k})^{-1} \end{bmatrix} \quad (D-23)$$

En utilisant (D-23) et (D-18), le gain K_2 s'écrit :

$$K_2 = F_2 \cdot P_{2,2}^k \cdot ((F_2)^2 \cdot P_{2,2}^k + q_x)^{-1} \quad (D-24)$$

Dans le cas où $4 \cdot q_x \ll (F_2)^2 \cdot q_\lambda$, l'équation (D-24) devient :

$$K_2 = \frac{F_2 \cdot q_\lambda + \frac{q_x}{F_2}}{2 \cdot q_\lambda + (F_2)^2 \cdot q_\lambda} \approx \frac{1}{F_2} \quad (D-25)$$

Ainsi, en fixant q_λ grand par rapport à $4 \cdot (F_2)^2 \cdot q_x$, il est possible de montrer que pour une variation abrupte Δ_λ du paramètre λ dans le système, l'évolution du paramètre estimé est immédiate. Cependant, l'estimation de λ se retrouve très bruitée en raison de la forte valeur de

q_λ . Comme nous souhaitons fixer la dynamique du système et également avoir un paramètre estimé le moins sensible possible aux bruits, nous n'avons pas sélectionné ce cas.

Dans le cas où $4 \cdot q_x \gg (F_2)^2 \cdot q_\lambda$, en utilisant (D-22), l'équation (D-24) devient :

$$K_2 = \frac{F_2 \cdot \frac{q_\lambda}{2} + \sqrt{q_\lambda \cdot q_x}}{q_x + (F_2)^2 \cdot \frac{q_\lambda}{2} + F_2 \cdot \sqrt{q_\lambda \cdot q_x}} \approx \sqrt{\frac{q_\lambda}{q_x}} \quad (D-26)$$

Supposons maintenant une variation abrupte Δ_λ du paramètre λ dans le système tel que :

$$\lambda_{k+1} = \lambda_k + \Delta_\lambda \quad (D-27)$$

Lors de l'étape de correction, le paramètre estimé $\hat{\lambda}_{k+1}$ sera alors corrigé selon l'équation :

$$\hat{\lambda}_{k+1} = \hat{\lambda}_k + K_2 \cdot \varepsilon_{k+1} \quad (D-28)$$

Avec :

$$\varepsilon_{k+1} = y_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k} \approx \frac{\partial f}{\partial \hat{\lambda}_k} \cdot \Delta_\lambda \quad (D-29)$$

Finalement, le paramètre $\hat{\lambda}_{k+1}$ est corrigé par :

$$K_2 \cdot \varepsilon_{k+1} \approx \sqrt{\frac{q_\lambda}{q_x}} \cdot \frac{\partial f}{\partial \hat{\lambda}_k} \cdot \Delta_\lambda \quad (D-30)$$

(D-30) correspond donc à la première correction du paramètre estimé lors d'une variation abrupte de sa valeur. D'après (D-28) et (D-30), une analogie avec la réponse d'un premier ordre est possible. La constante de temps τ peut alors être déterminée :

$$\tau \approx \sqrt{\frac{q_x}{q_\lambda}} \cdot \frac{T_e}{\frac{\partial f}{\partial \hat{\lambda}_k}} \quad (D-31)$$

En absence de bruit de mesure, l'équation montre que le temps de réponse du paramètre estimé dépend directement du rapport q_x/q_λ .

De même, dans le cas d'un système à n états, il est possible de montrer que la constante de temps relative à la réponse du paramètre estimé est environ égale à :

$$\tau \approx \sqrt{\frac{q_x}{q_\lambda}} \cdot \frac{T_e}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f_i}{\partial \hat{\lambda}_k} \right)^2}} \quad (D-32)$$

Enfin, dans le cas où le paramètre estimé se situe sur la matrice de sortie, il est possible de montrer que la constante de temps relative à la réponse du paramètre peut s'exprimer par :

$$\tau \approx \sqrt{\frac{q_x}{q_\lambda}} \cdot \frac{T_e}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\left| \frac{\partial f_i}{\partial \hat{x}_k} \right| \cdot \frac{\partial h_i}{\partial \hat{\lambda}_k} \right)^2}} \quad (D-33)$$

Annexe E : Compléments sur les modèles utilisés

E.1 Etude de l'observabilité locale

Les expressions des matrices Jacobiennes utilisées pour vérifier l'observabilité locale des différents systèmes non-linéaire, issus du modèle du PMG « sain », sont donnés Tableau E-1.

L'expression de la matrice Jacobienne utilisée pour vérifier l'observabilité locale du système non-linéaire, issu du modèle du PMG « sain », est donné Tableau E-2.

E.2 Différents systèmes d'état utilisés

Les différents systèmes d'état discret linéarisés utilisés pour l'estimation des différents paramètres (ω , K_e , R_s , $1/L_s$), issus du modèle du PMG « sain », sont donnés Tableau E-3.

Le système d'état discret linéarisé utilisé pour l'estimation des pourcentages de spires en court-circuit, issu du modèle du PMG « défaillant », est donné Tableau E-4.

E.3 Paramétrage des matrices de covariance

Les matrices de covariance Q et R utilisées dans l'algorithme du FKE pour l'estimation des différents paramètres sont données Tableau E-5. Pour le paramétrage de ces matrices, un point de fonctionnement de référence du PMG a été choisi. Pour la machine 3,6kW, ce point de fonctionnement correspond à un courant de 5A sur charge résistive pour une fréquence électrique de 50Hz.

Paramètre estimé	Matrice Jacobienne J	Observabilité
ω	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{R_S}{L_S} & \omega_i & I_{Sq_i} \\ -\omega_i & -\frac{R_S}{L_S} & \frac{K_e}{L_S} - I_{Sd_i} \end{bmatrix}$	Observable si $I_{Sq_i} \neq 0$ ou $\frac{K_e}{L_S} - I_{Sd_i} \neq 0$
K_e	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{R_S}{L_S} & \omega_i & I_{Sq_i} & 0 \\ -\omega_i & -\frac{R_S}{L_S} & \frac{K_e}{L_S} - I_{Sd_i} & \frac{\omega_i}{L_S} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Observable si $\omega \neq 0$
R_S	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{R_{S_i}}{L_S} & \omega_i & I_{Sq_i} & -\frac{I_{Sd_i}}{L_S} \\ -\omega_i & -\frac{R_{S_i}}{L_S} & \frac{K_e}{L_S} - I_{Sd_i} & -\frac{I_{Sq_i}}{L_S} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Observable si $I \neq 0$
$1/L_S$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{R_S}{L_{S_i}} & \omega_i & I_{Sq_i} & -\omega_i \cdot I_{Sq_i} \cdot L_{S_i} \\ -\omega_i & -\frac{R_S}{L_{S_i}} & \frac{K_e}{L_S} - I_{Sd_i} & \omega_i \cdot I_{Sd_i} \cdot L_{S_i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Observable si $I \neq 0$ et $\omega \neq 0$

Tableau E-1 : Observabilité des systèmes d'état utilisés pour l'estimation de paramètres sur le « modèle sain »

Remarque :

L'étude de l'observabilité du système d'état est effectuée en régime permanent, ce qui permet d'écrire pour la matrice Jacobienne liée à l'estimation de $1/L_S$:

$$\begin{cases} \frac{\partial \dot{I}_{Sd}}{\partial L_S} = -R_S \cdot I_{Sd} - V_{Sd} = -\omega \cdot L_S \cdot I_{Sq} \text{ en R.P. } (\dot{I}_{Sd} = 0) \\ \frac{\partial \dot{I}_{Sq}}{\partial L_S} = -R_S \cdot I_{Sq} + \frac{K_e \cdot \omega}{L_S} - V_{Sq} = \omega \cdot L_S \cdot I_{Sd} \text{ en R.P. } (\dot{I}_{Sq} = 0) \end{cases} \quad (E-1)$$

Paramètre estimé	Matrice Jacobienne J						Observabilité
$\begin{cases} n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{cases}$	1	0	$-\frac{1}{2.R_S} \cdot \alpha_A \cdot ((1 + \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} - \sin(2.\theta_e) \cdot V_{sq})$	$-\frac{1}{4.R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{41}$	$-\frac{1}{4.R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{51}$	Observable	
	0	1	$-\frac{1}{2.R_S} \cdot \alpha_A \cdot (-\sin(2.\theta_e) \cdot V_{sd} + (1 - \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sq})$	$-\frac{1}{4.R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{42}$	$-\frac{1}{4.R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{52}$		
	$-\frac{R_S}{L_S}$	ω	$-\frac{\omega}{R_S} \cdot \alpha_A \cdot (-\sin(2.\theta_e) \cdot V_{sd} - \cos(2.\theta_e) \cdot V_{sq})$	$-\frac{\omega}{2.R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{43}$	$-\frac{\omega}{2.R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{53}$		
	$-\omega$	$-\frac{R_S}{L_S}$	$-\frac{\omega}{R_S} \cdot \alpha_A \cdot (-\cos(2.\theta_e) \cdot V_{sd} + \sin(2.\theta_e) \cdot V_{sq})$	$-\frac{\omega}{2.R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{44}$	$-\frac{\omega}{2.R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{54}$		
	$\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 - \omega^2$	$-2 \cdot \omega \cdot \frac{R_S}{L_S}$	$-\frac{2 \cdot \omega^2}{R_S} \cdot \alpha_A \cdot (-\cos(2.\theta_e) \cdot V_{sd} + \sin(2.\theta_e) \cdot V_{sq})$	$-\frac{\omega^2}{R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{45}$	$-\frac{\omega^2}{R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{55}$		
	$2 \cdot \omega \cdot \frac{R_S}{L_S}$	$\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 - \omega^2$	$-\frac{2 \cdot \omega^2}{R_S} \cdot \alpha_A \cdot (\sin(2.\theta_e) \cdot V_{sd} + \cos(2.\theta_e) \cdot V_{sq})$	$-\frac{\omega^2}{R_S} \cdot \alpha_B \cdot J_{46}$	$-\frac{\omega^2}{R_S} \cdot \alpha_C \cdot J_{56}$		

Tableau E-2 : Observabilité du système d'état utilisé pour l'estimation de paramètres sur le « modèle défaillant »

Avec :

$$\alpha_i = \left(\frac{\partial k(n_{cc_i})}{\partial n_{cc_i}} \right) = \frac{1,5}{(1,5 - n_{cc_i})^2} \quad (E-2)$$

$$\begin{cases} J_{41} = (2 - \cos(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) + \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{42} = (-\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) + \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (2 + \cos(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{43} = (\sin(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (\sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e) + \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{44} = (\sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e) + \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\sin(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{45} = (\cos(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) - \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{46} = (\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) - \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\cos(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \end{cases} \quad (E-3)$$

$$\begin{cases} J_{51} = (2 - \cos(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) + \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{52} = (\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) + \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (2 + \cos(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{53} = (\sin(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e) + \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{54} = (-\sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e) + \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\sin(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{55} = (\cos(2.\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) - \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \\ J_{56} = (-\sqrt{3} \cdot \cos(2.\theta_e) - \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sd} + (-\cos(2.\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2.\theta_e)) \cdot V_{sq} \end{cases} \quad (E-4)$$

Nous avons vérifié que la matrice Jacobienne J est de rang 5 pour différents points de fonctionnement et différentes positions angulaires du rotor

Paramètre estimé	Vecteur d'état étendu \widehat{X}_{e_k}	Vecteur de sortie Y_k	Matrice d'état linéarisé F_k	Matrice d'observation linéarisé H_k
ω	$\begin{bmatrix} \widehat{I_{Sd_k}} \\ \widehat{I_{Sq_k}} \\ \widehat{\omega_k} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & T_e \cdot \widehat{I_{Sq_{k k}}} \\ -T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \left(\frac{K_e}{L_S} - \widehat{I_{Sd_{k k}}} \right) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
K_e	$\begin{bmatrix} \widehat{I_{Sd_k}} \\ \widehat{I_{Sq_k}} \\ \widehat{\omega_k} \\ \widehat{K_{e_k}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \\ \omega_k \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & T_e \cdot \widehat{I_{Sq_{k k}}} & 0 \\ -T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \left(\frac{\widehat{K_{e_{k k}}}}{L_S} - \widehat{I_{Sd_{k k}}} \right) & T_e \cdot \frac{\widehat{\omega_{k k}}}{L_S} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
R_S	$\begin{bmatrix} \widehat{I_{Sd_k}} \\ \widehat{I_{Sq_k}} \\ \widehat{\omega_k} \\ \widehat{R_{S_k}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \\ \omega_k \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{\widehat{R_{S_{k k}}}}{L_S} & T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & T_e \cdot \widehat{I_{Sq_{k k}}} & -T_e \cdot \frac{\widehat{I_{Sd_{k k}}}}{L_S} \\ -T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & 1 - T_e \cdot \frac{\widehat{R_{S_{k k}}}}{L_S} & T_e \cdot \left(\frac{K_e}{L_S} - \widehat{I_{Sd_{k k}}} \right) & -T_e \cdot \frac{\widehat{I_{Sq_{k k}}}}{L_S} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
$1/L_S$	$\begin{bmatrix} \widehat{I_{Sd_k}} \\ \widehat{I_{Sq_k}} \\ \widehat{\omega_k} \\ \widehat{1/L_{S_k}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \\ \omega_k \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{\widehat{L_{S_{k k}}}} & T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & T_e \cdot \widehat{I_{Sq_{k k}}} & -T_e \cdot (R_S \cdot \widehat{I_{Sd_{k k}}} + \widehat{V_{Sd_{k k}}}) \\ -T_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} & 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{\widehat{L_{S_{k k}}}} & T_e \cdot \left(\frac{K_e}{\widehat{L_{S_{k k}}}} - \widehat{I_{Sd_{k k}}} \right) & T_e \cdot (K_e \cdot \widehat{\omega_{k k}} - R_S \cdot \widehat{I_{Sq_{k k}}} - \widehat{V_{Sd_{k k}}}) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

Tableau E-3 : Systèmes d'état discret linéarisé utilisés pour l'estimation de paramètres sur le « modèle sain »

Paramètre estimé	Vecteur d'état étendu \widehat{X}_{e_k}	Vecteur de sortie Y_k	Matrice d'état linéarisé F_k	Matrice d'observation linéarisé H_k
$\begin{cases} n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{cases}$	$\begin{bmatrix} \widehat{I_{Sd_k}} \\ \widehat{I_{Sq_k}} \\ \widehat{n_{cc_A_k}} \\ \widehat{n_{cc_B_k}} \\ \widehat{n_{cc_C_k}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{Sd_k} \\ I_{Sq_k} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & T_e \cdot \omega_k & 0 & 0 & 0 \\ -T_e \cdot \omega_k & 1 - T_e \cdot \frac{R_S}{L_S} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \left[-\frac{1}{R_S} \cdot N_A \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} \right] & \left[-\frac{1}{R_S} \cdot N_B \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} \right] & \left[-\frac{1}{R_S} \cdot N_C \cdot \begin{bmatrix} V_{Sd_k} \\ V_{Sq_k} \end{bmatrix} \right] \\ 0 & 1 & & & \end{bmatrix}$

Tableau E-4 : Système d'état discret linéarisé utilisé pour l'estimation de paramètres sur le « modèle défaillant »

$$\text{Avec : } \begin{cases} N_i = \frac{1.5}{(1.5 - \widehat{n_{cc_i_{k|k-1}}})^2} \cdot P(\theta_e) \cdot Q(\theta_{cc_i}) \cdot P(\theta_e)^T \\ P(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \\ Q(\theta_{cc_i}) = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) & \sin^2(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N_A = \frac{1.5}{(1.5 - \widehat{n_{cc_A_{k|k-1}}})^2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1 + \cos(2\theta_e)}{2} & \frac{-\sin(2\theta_e)}{2} \\ \frac{-\sin(2\theta_e)}{2} & \frac{1 - \cos(2\theta_e)}{2} \end{bmatrix} \\ N_B = \frac{1.5}{(1.5 - \widehat{n_{cc_B_{k|k-1}}})^2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2 - \cos(2\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2\theta_e)}{4} & \frac{-\sqrt{3} \cdot \cos(2\theta_e) + \sin(2\theta_e)}{4} \\ \frac{-\sqrt{3} \cdot \cos(2\theta_e) + \sin(2\theta_e)}{4} & \frac{2 + \cos(2\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2\theta_e)}{4} \end{bmatrix} \\ N_C = \frac{1.5}{(1.5 - \widehat{n_{cc_C_{k|k-1}}})^2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2 - \cos(2\theta_e) + \sqrt{3} \cdot \sin(2\theta_e)}{4} & \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(2\theta_e) + \sin(2\theta_e)}{4} \\ \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(2\theta_e) + \sin(2\theta_e)}{4} & \frac{2 + \cos(2\theta_e) - \sqrt{3} \cdot \sin(2\theta_e)}{4} \end{bmatrix} \end{cases}$$

Remarque : comme cela est indiqué dans le §3.5.2.1, la pulsation électrique ω ne compose pas le vecteur d'état étendu. En effet, afin de réduire le coût calculatoire de l'algorithme du FKE appliqué à ce modèle, nous avons décidé de limiter ce système à un ordre 5 en considérant la pulsation électrique ω comme lentement variable par rapport à la période d'échantillonnage. Ainsi, ω ne fait plus partie du vecteur d'état mais est tout de même mesuré afin de mettre à jour sa valeur dans la matrice d'état A (c.f. ω_k dans Tableau E-4).

Paramètre estimé	Expression de $\frac{q_\lambda}{q_x}$	Matrice Q	Matrice R
ω	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \sqrt{\left(\frac{K_e}{L_S} - I_{Sd}\right)^2 + I_{Sq}^2}} \right)^2 = 0,3$	$7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0,3 \end{bmatrix}$	$10^{-2} \cdot I_{2 \times 2}$
K_e	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega}{L_S}\right)^2}} \right)^2 = 3,1 \cdot 10^{-7}$	$7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 3,1 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}$	$10^{-2} \cdot I_{3 \times 3}$
R_S	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{L_S}{\tau \cdot \sqrt{(I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2)}} \right)^2 = 4,2 \cdot 10^{-4}$	$7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 4,2 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}$	$10^{-2} \cdot I_{3 \times 3}$
$1/L_S$	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \omega \cdot L_S \cdot \sqrt{(I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2)}} \right)^2 = 28,4$	$7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 28,4 \end{bmatrix}$	$10^{-2} \cdot I_{3 \times 3}$
$\begin{cases} n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{cases}$	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\frac{\tau}{3 \cdot R_S} \cdot \sqrt{\left(\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 + \omega^2\right)} \cdot \sqrt{(V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2)}} \right)^2 = 1,9 \cdot 10^{-6}$	$7,35 \cdot 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 3} \\ 0_{3 \times 2} & 1,9 \cdot 10^{-6} \cdot I_{3 \times 3} \end{bmatrix}$	$10^{-2} \cdot I_{2 \times 2}$

Tableau E-5 : Détermination des matrices de covariance Q et R pour chaque paramètre estimé

Annexe F : Compléments sur la construction des indicateurs

F.1 Evolution des indicateurs issus du modèle « sain » du PMG

Les figures F-1, F-2, F-3 et F-4 montrent les évolutions des indicateurs de court-circuit inter-spires basés respectivement sur l'estimation de ω , K_e , R_S et $1/L_S$. Les courbes (a) représentent le courant de défaut suite à un court-circuit franc ($R_{cc} = 0\Omega$) de 16% des spires sur la phase A du PMG. Les courbes (b) représentent les évolutions des paramètres estimés suite à l'apparition du court-circuit inter-spires. La déviation de l'estimation par rapport à la valeur théorique du paramètre ainsi que l'apparition d'ondulations à deux fois la fréquence électrique est remarquable dans chaque cas lorsque le court-circuit est établi. Enfin, les courbes (c) représentent les erreurs d'estimation relatives des paramètres par rapport à leur valeur théorique, ainsi que les indicateurs de court-circuit inter-spires qui en résultent selon l'équation (4-1). Selon le paramètre estimé, chaque indicateur a une réponse dynamique semblable, avec une constante de temps autour de 25ms suite au choix des matrices de covariance du FKE pour chaque algorithme.

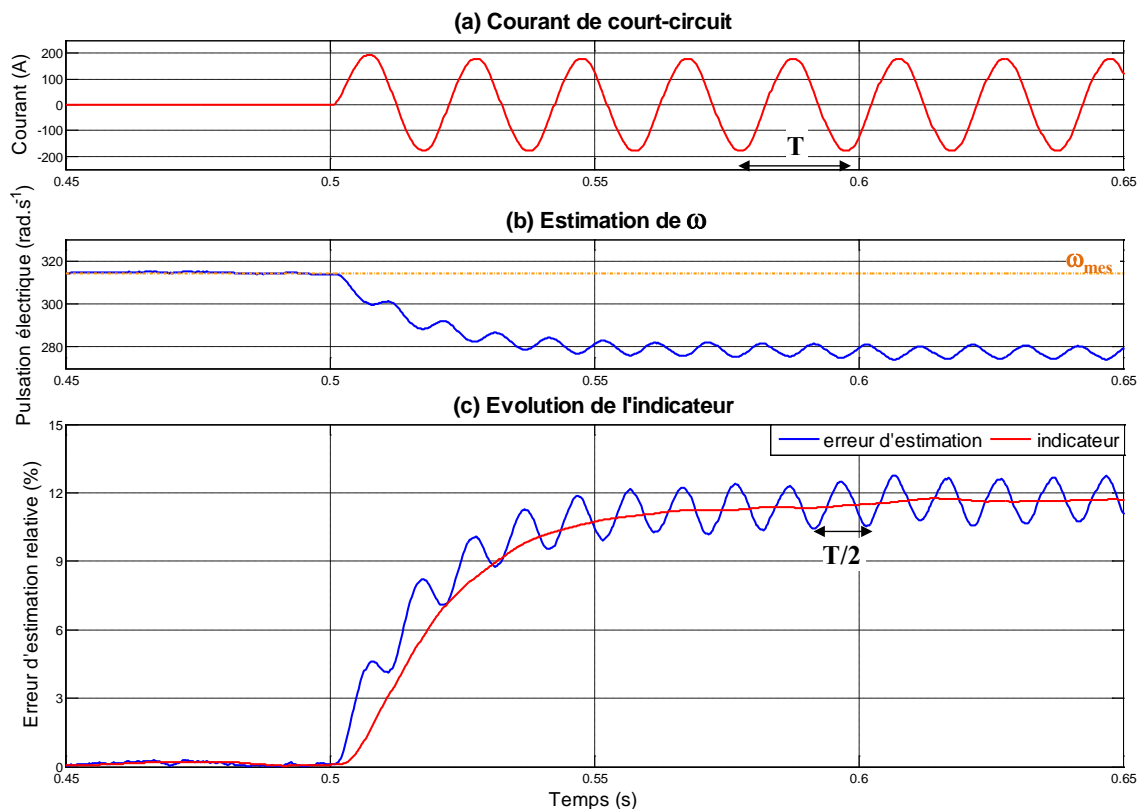


Figure F-1 : Construction de l'indicateur issu de l'estimation de ω lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

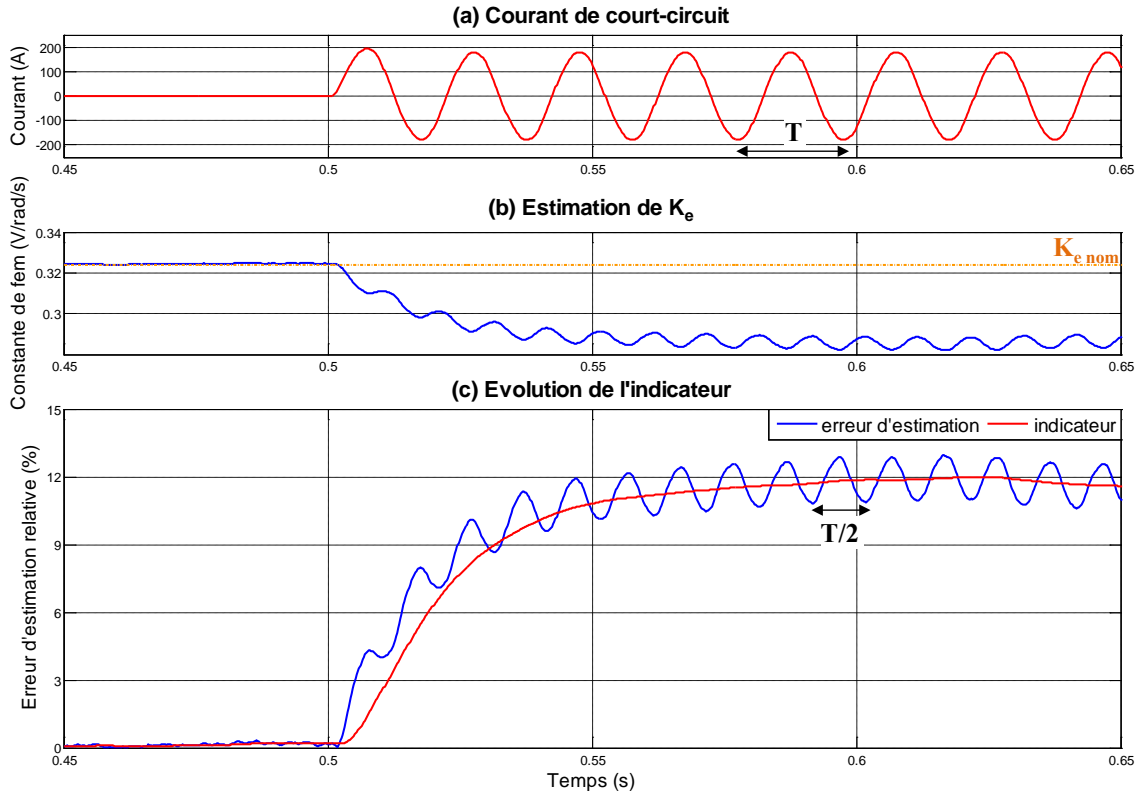


Figure F-2 : Construction de l'indicateur issu de l'estimation de K_e lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

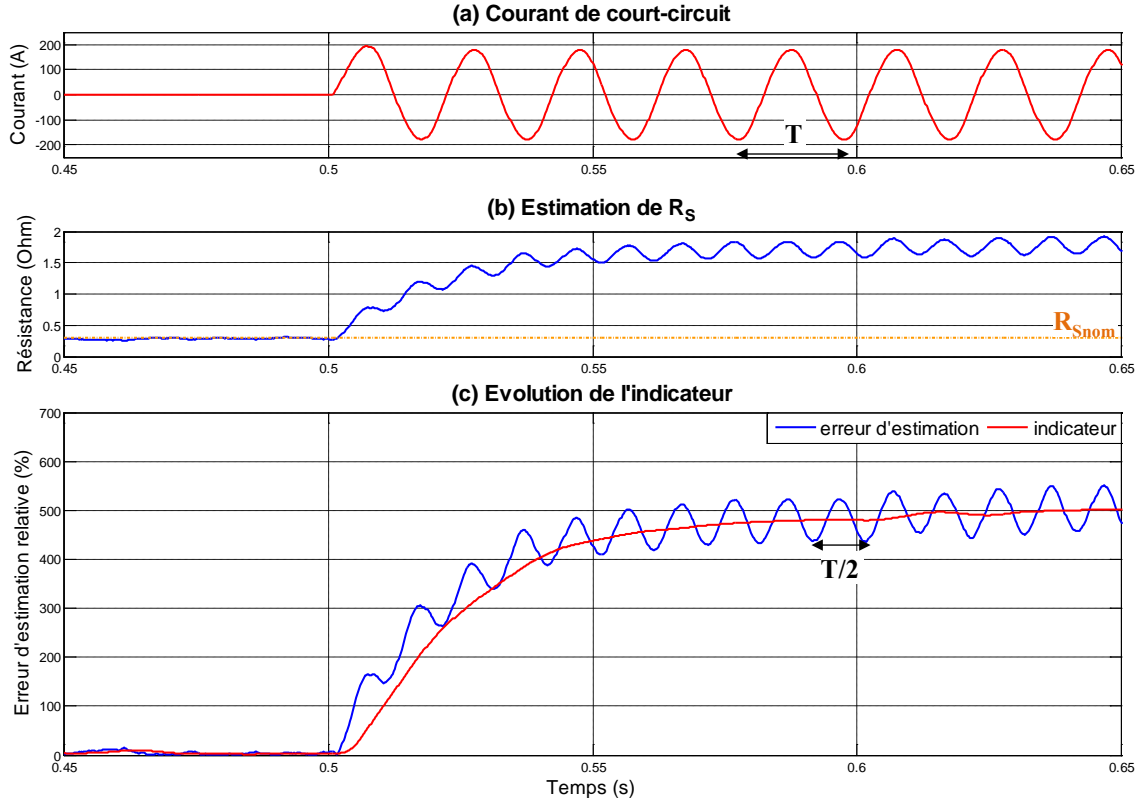


Figure F-3 : Construction de l'indicateur issu de l'estimation de R_s lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

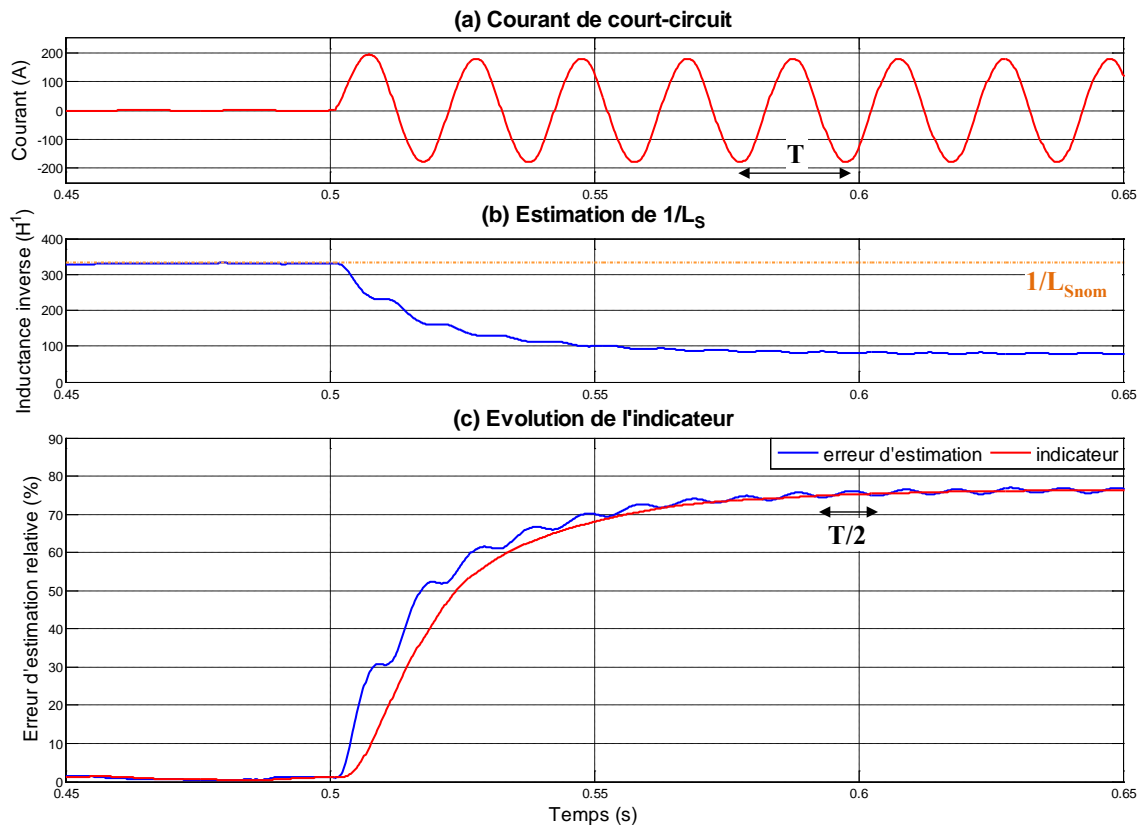


Figure F-4 : Construction de l'indicateur issu de l'estimation de $1/L_S$ lors d'un court-circuit de 16% des spires sur la phase A (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Annexe G : Evaluation des indicateurs

Les courbes présentées dans cette Annexe sont des compléments à l'étude de la robustesse des indicateurs présentée dans la partie 4.3.1. Pour chaque indicateur développé, les courbes des six scénarios simulés pour l'évaluation de la robustesse de l'indicateur (variation fréquence, puissance, $\cos(\varphi)$, déséquilibre sur la phase A ou B, charge harmonique) ainsi que les courbes du scénario simulé pour l'évaluation de la sensibilité de l'indicateur sont représentées.

G.1 Indicateur basé sur l'estimation de ω

- Variation de la fréquence électrique :

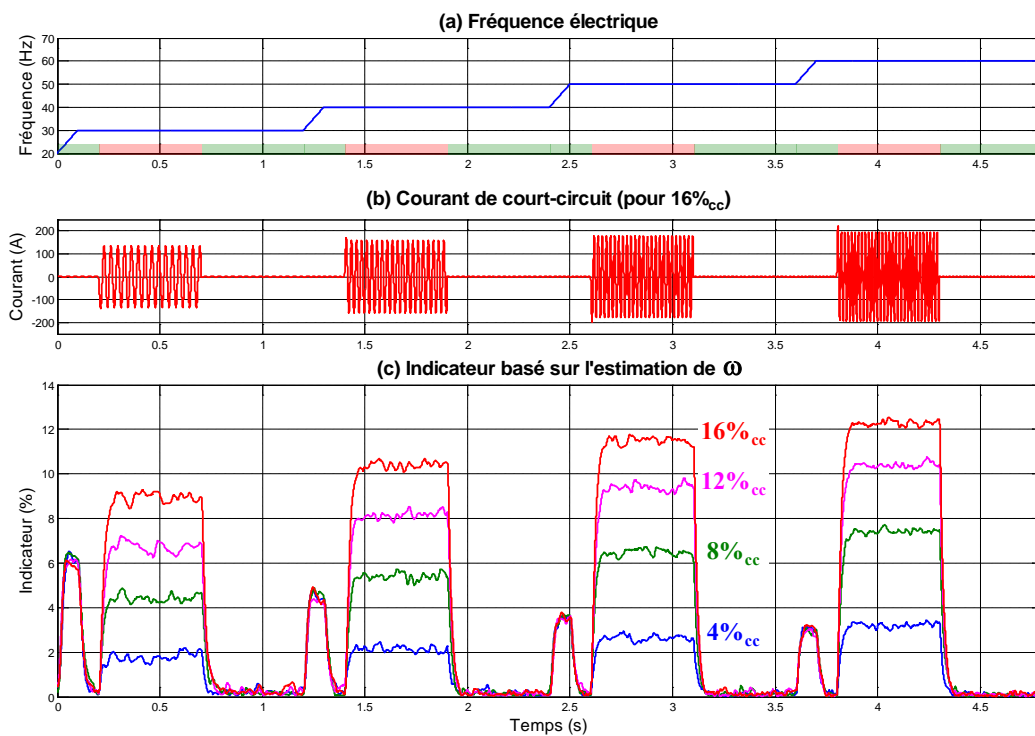


Figure G-1 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différentes fréquences de fonctionnement

○ **Variation de la puissance :**

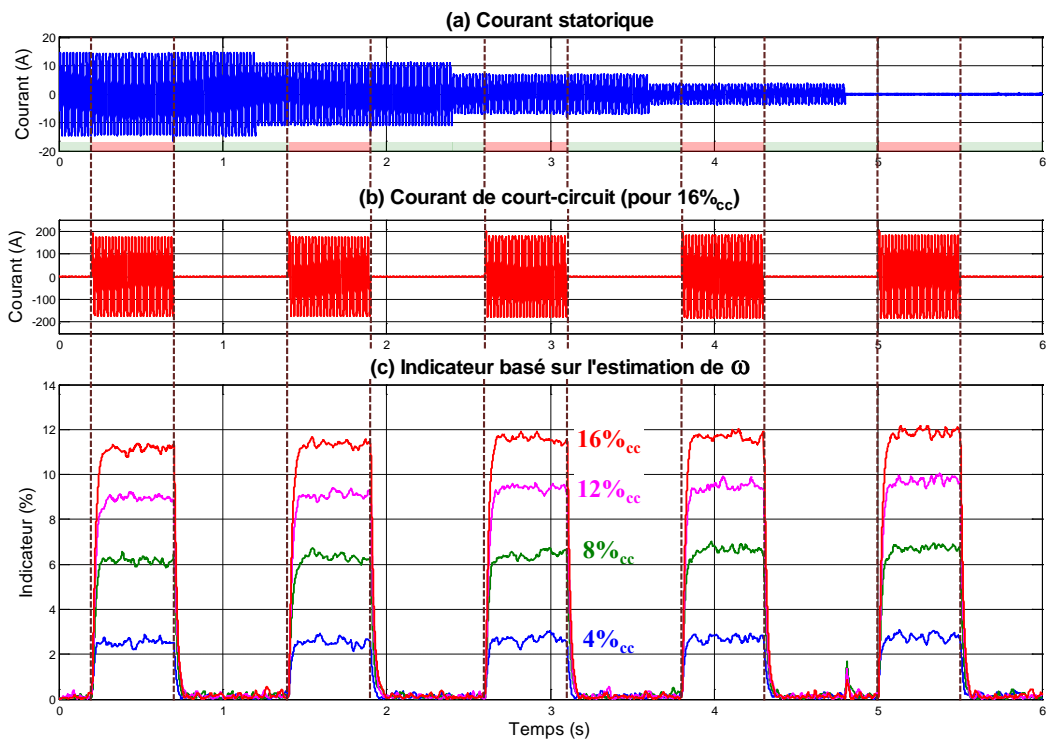


Figure G-2 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différentes puissances

○ **Variation du facteur de puissance :**

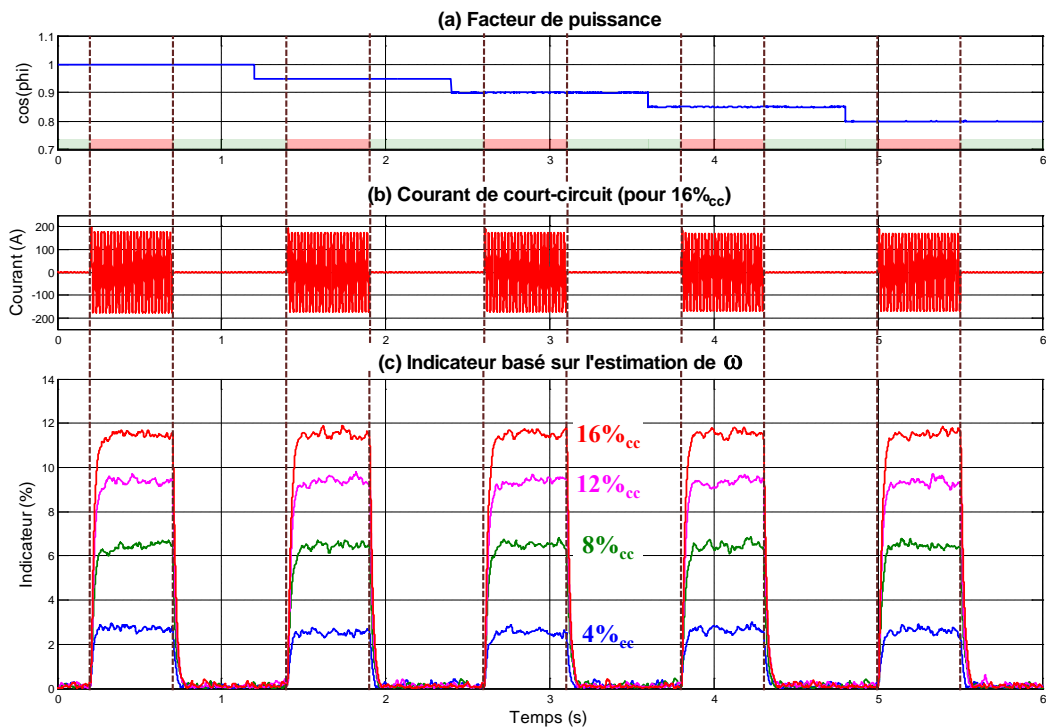


Figure G-3 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différents facteurs de puissance

○ **Variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (phase A) :**

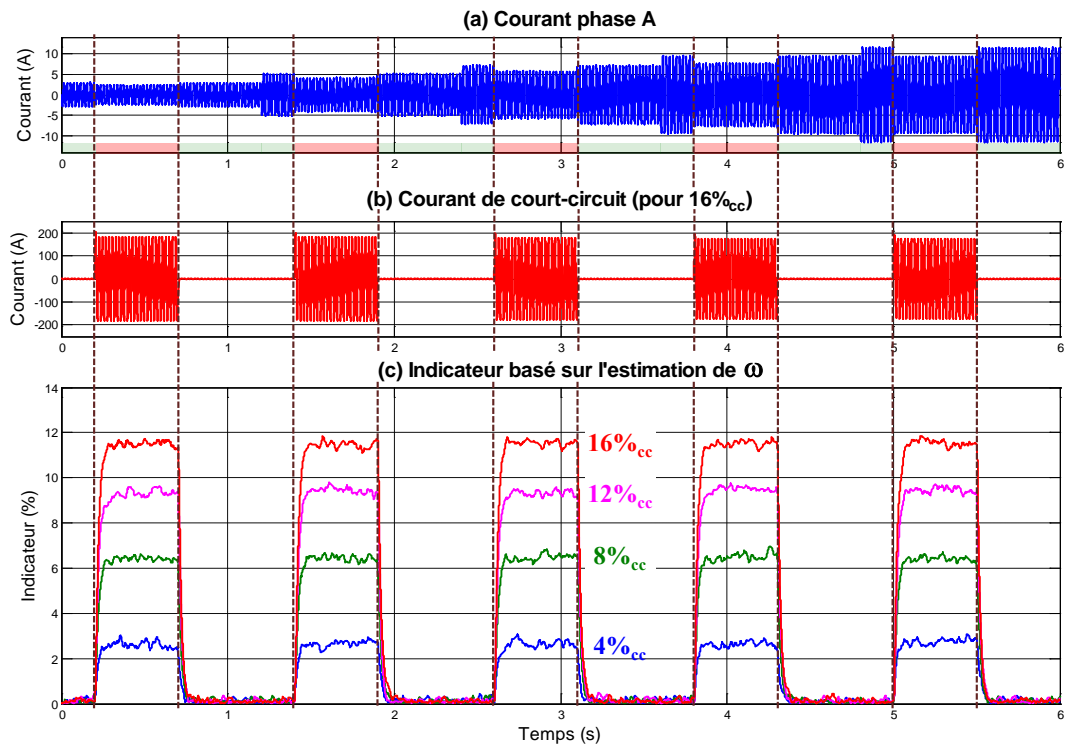


Figure G-4 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différents déséquilibres en courant sur la phase défaillante (phase A)

○ **Variation du déséquilibre de charge sur une phase saine (phase B) :**

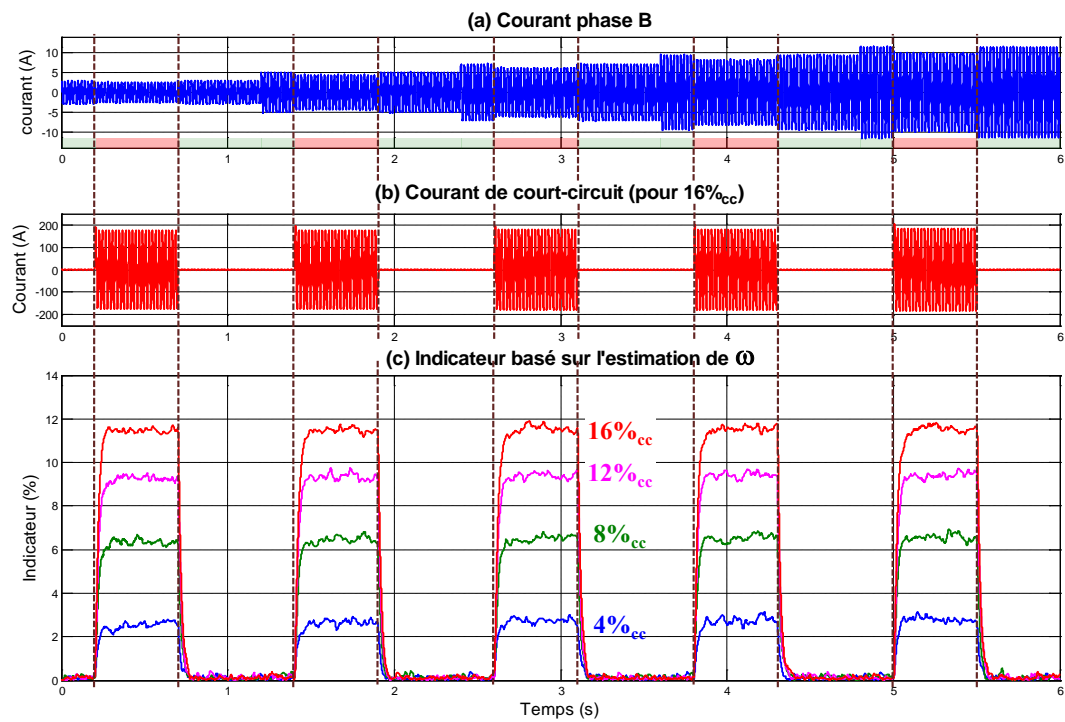


Figure G-5 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différents déséquilibres en courant sur une phase saine (phase B)

○ **Variation de la charge harmonique :**

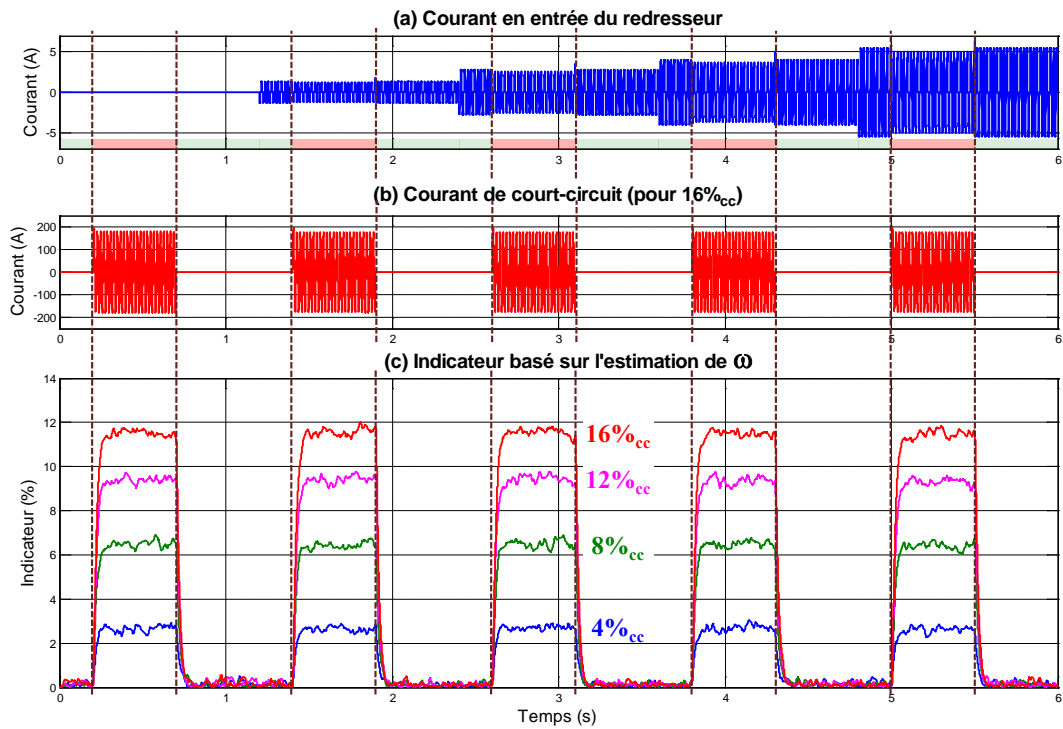


Figure G-6 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de ω pour différents courants harmoniques

○ **Test de sensibilité :**

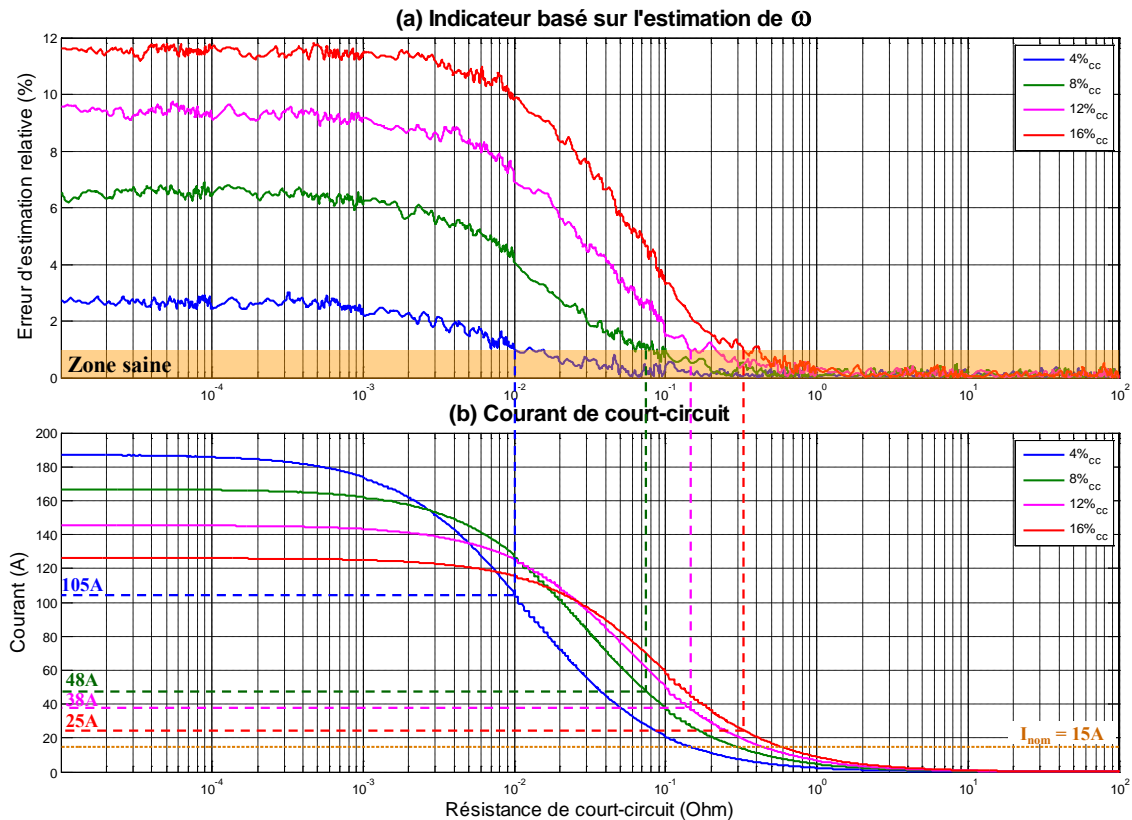


Figure G-7 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de ω (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

G.2 Indicateur basé sur l'estimation de K_e

- Variation de la fréquence électrique :

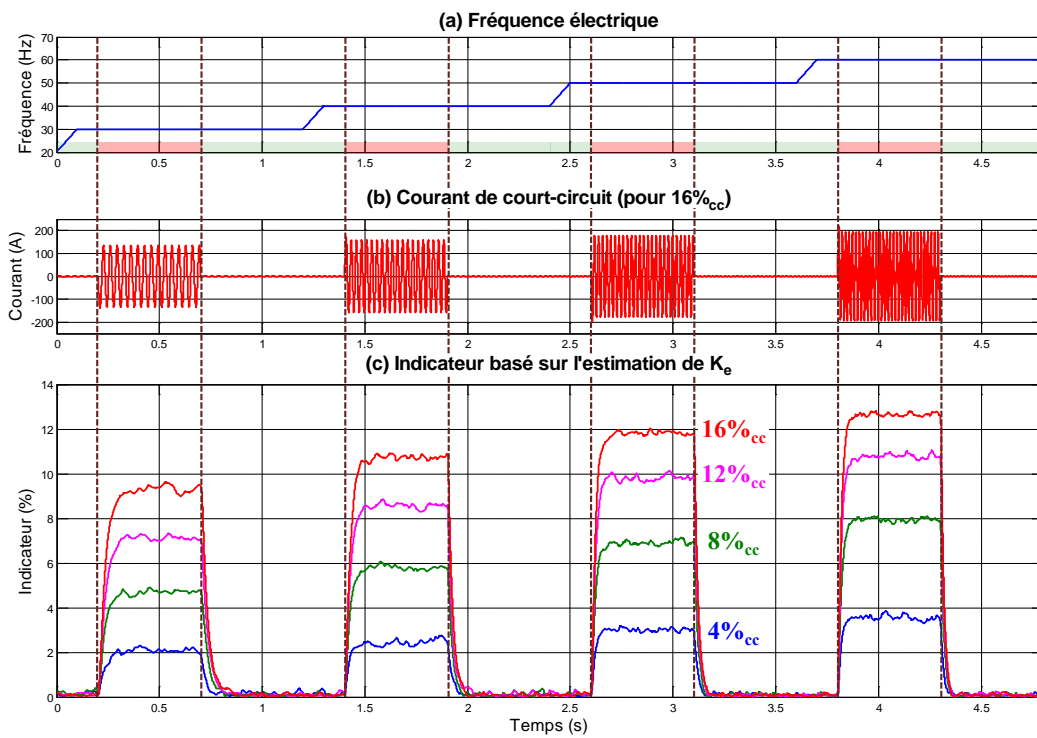


Figure G-8 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différentes fréquences de fonctionnement

- Variation de la puissance :

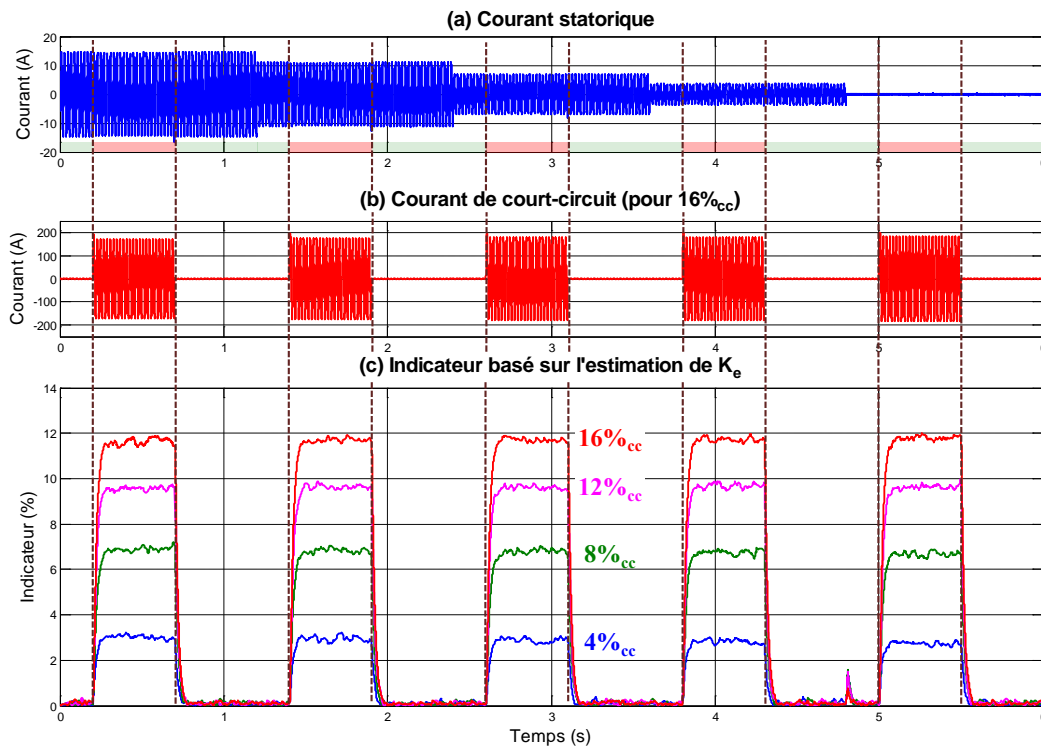


Figure G-9 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différentes puissances

○ **Variation du facteur de puissance :**

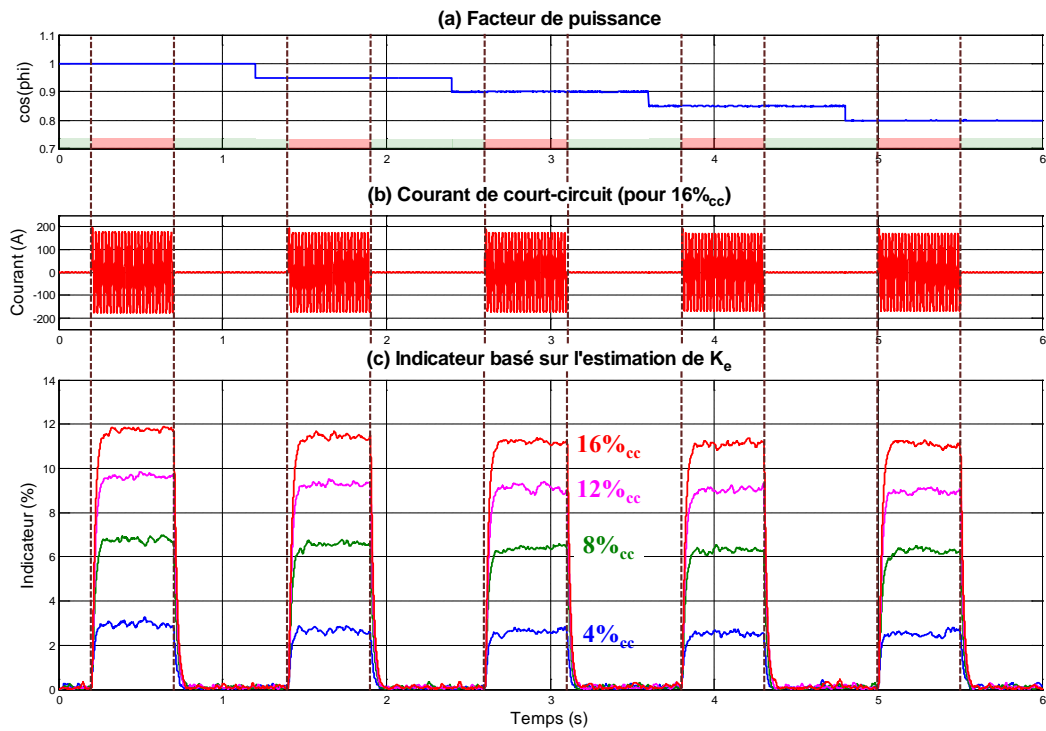


Figure G-10 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différents facteurs de puissance

○ **Variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (phase A) :**

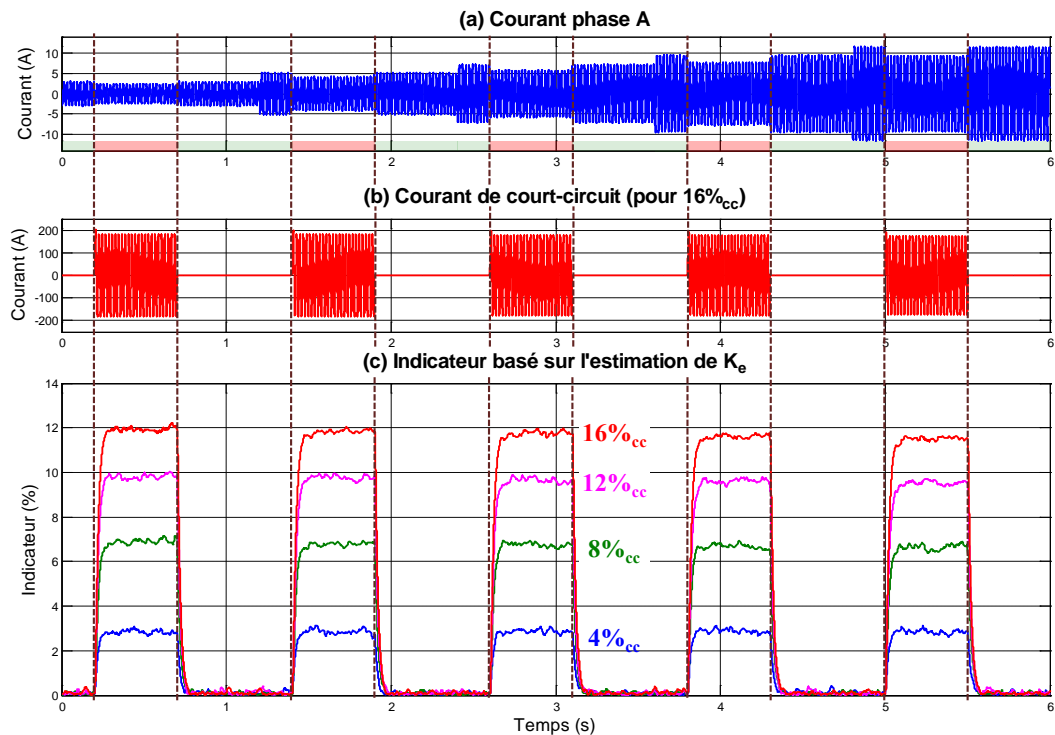


Figure G-11 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différents déséquilibres en courant sur la phase défaillante (phase A)

○ **Variation du déséquilibre de charge sur une phase saine (phase B) :**

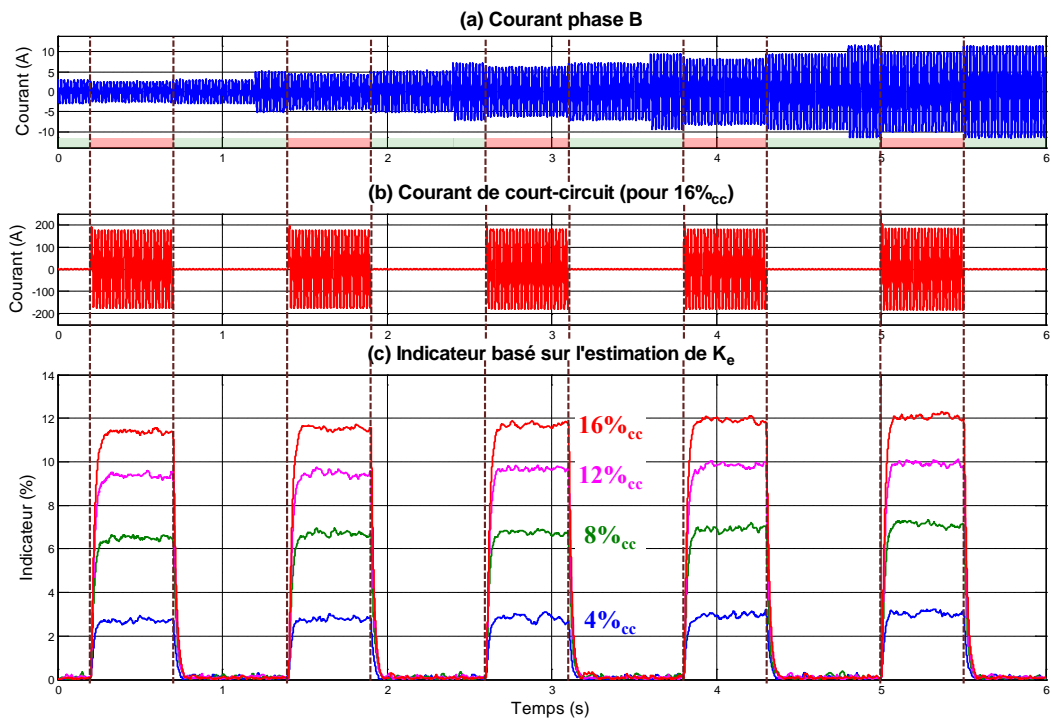


Figure G-12 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différents déséquilibres en courant sur une phase saine (phase B)

○ **Variation de la charge harmonique :**

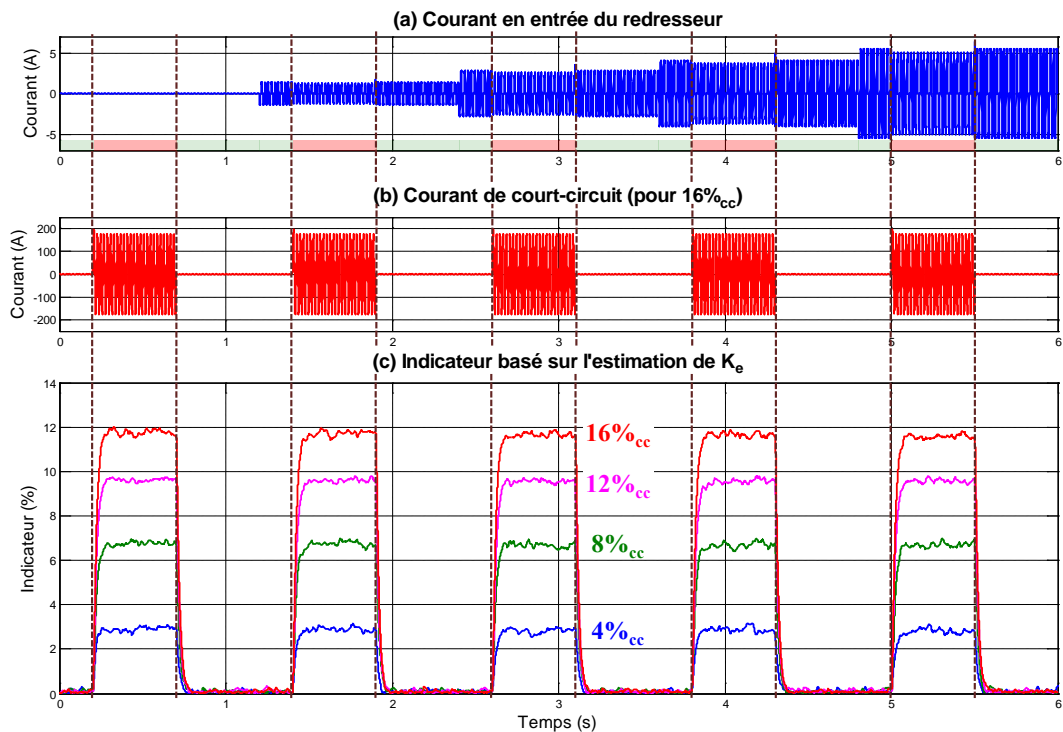


Figure G-13 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e pour différents courants harmoniques

○ Test de sensibilité :

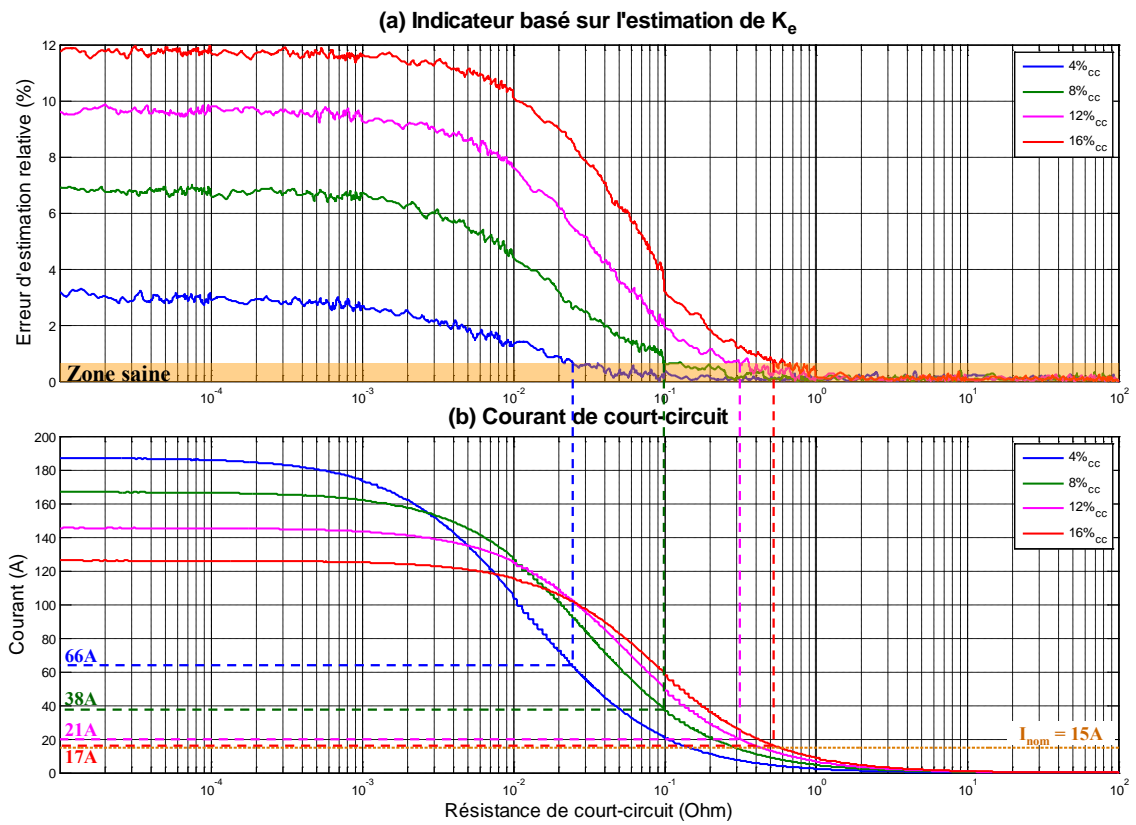


Figure G-14 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

G.3 Indicateur basé sur l'estimation de R_S

- Variation de la fréquence électrique :

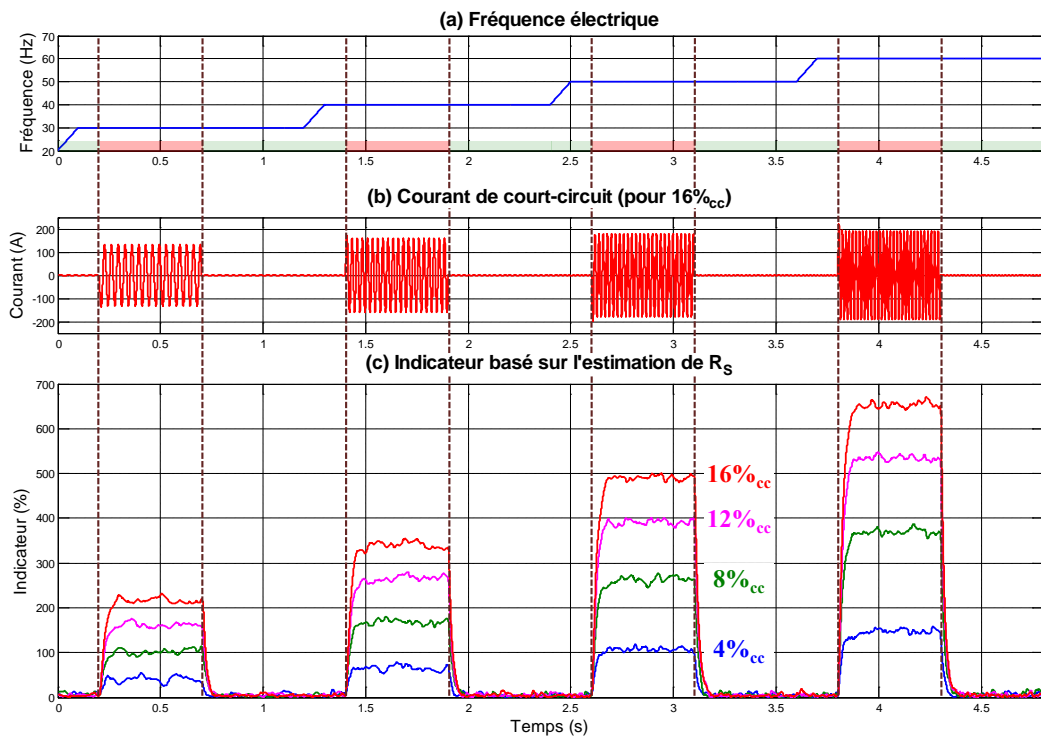


Figure G-15 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différentes fréquences de fonctionnement

- Variation de la puissance :

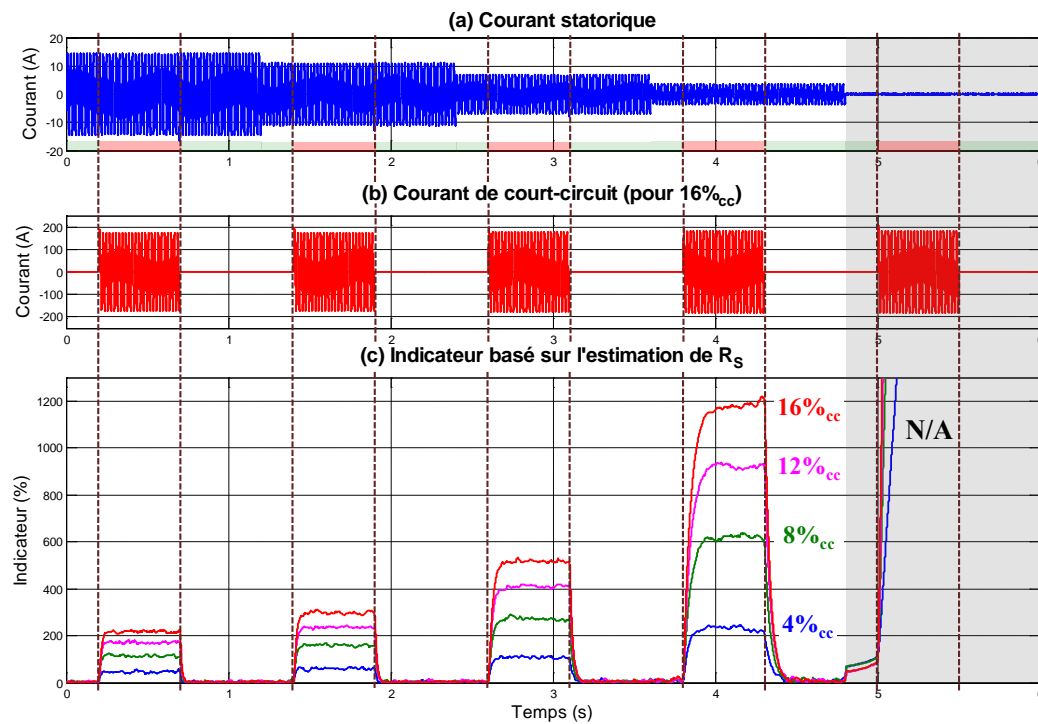


Figure G-16 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différentes puissances

○ **Variation du facteur de puissance :**

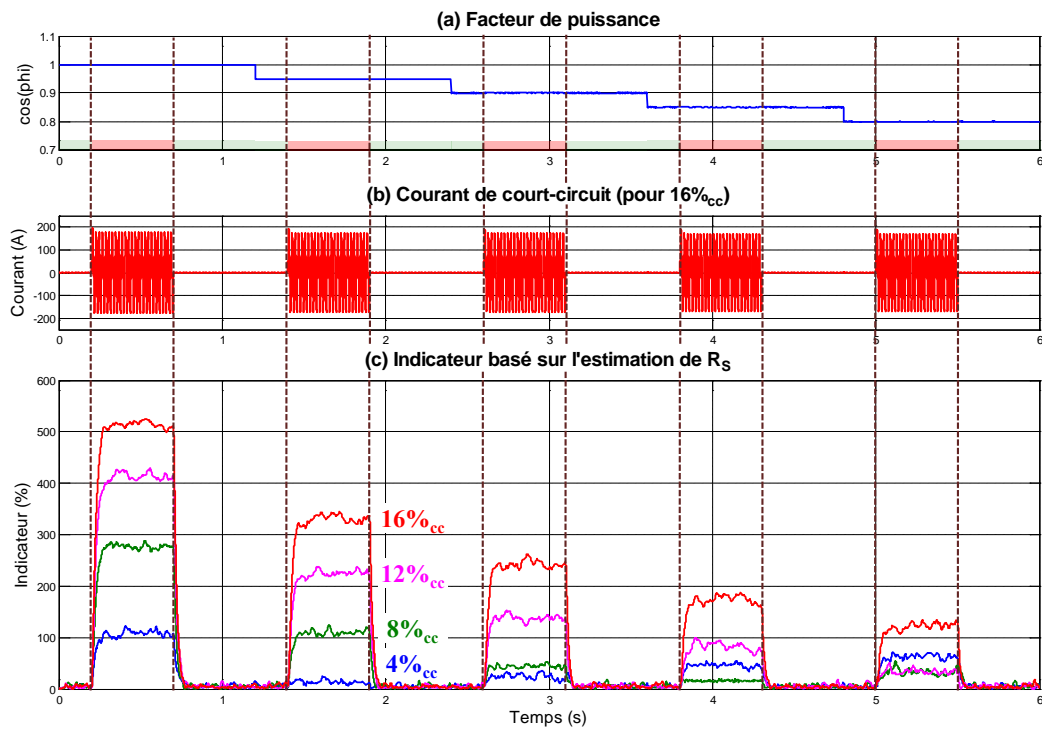


Figure G-17 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différents facteurs de puissance

○ **Variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (phase A) :**

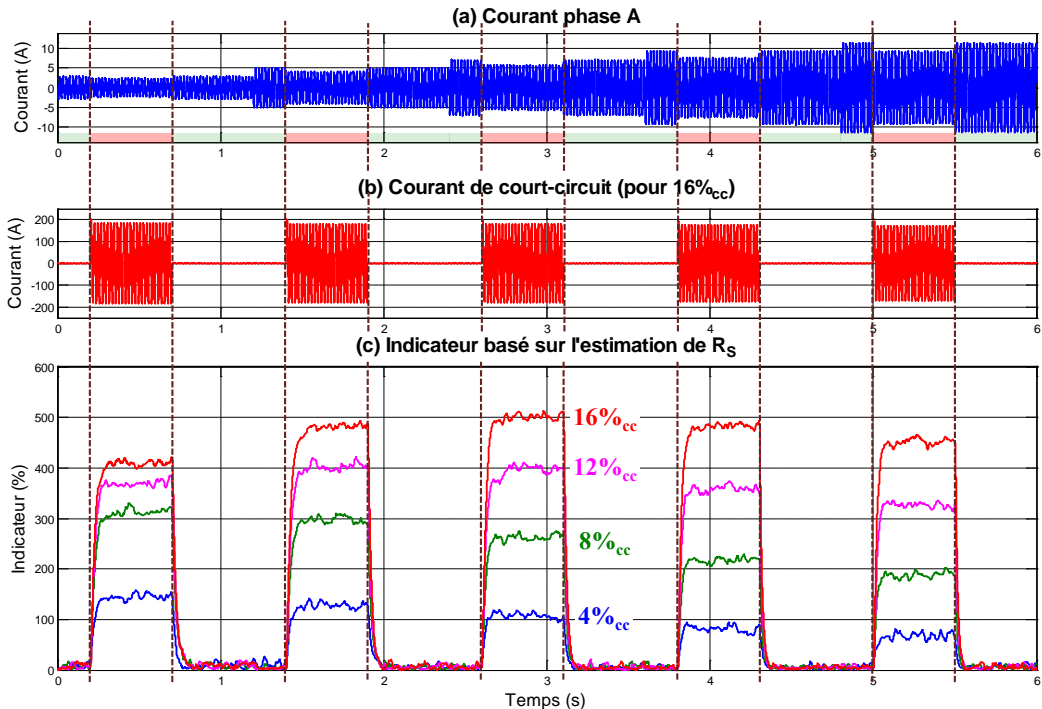


Figure G-18 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différents déséquilibres en courant sur la phase défaillante (phase A)

○ **Variation du déséquilibre de charge sur une phase saine (phase B) :**

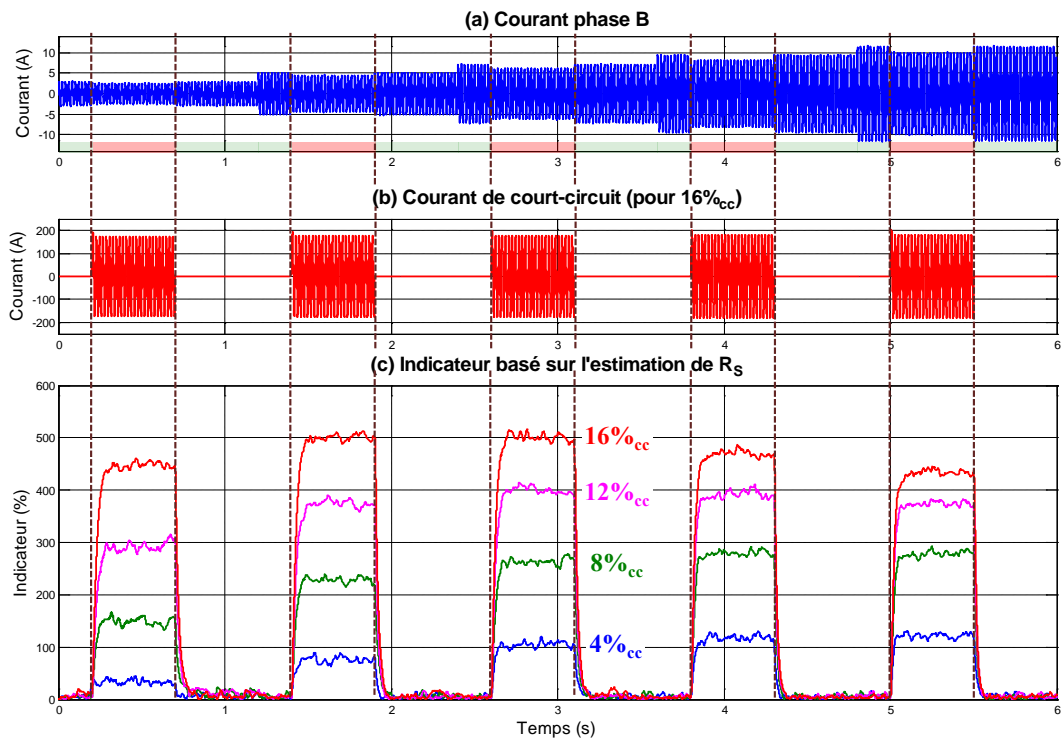


Figure G-19 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différents déséquilibres en courant sur une phase saine (phase B)

○ **Variation de la charge harmonique :**

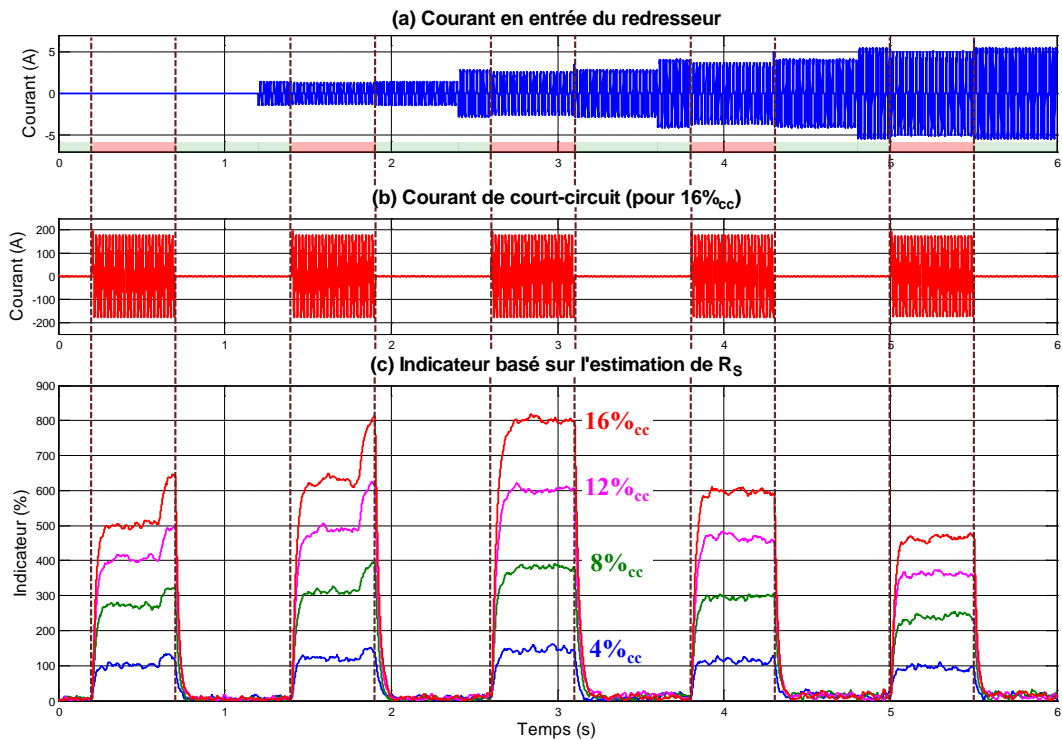


Figure G-20 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S pour différents courants harmoniques

○ Test de sensibilité :

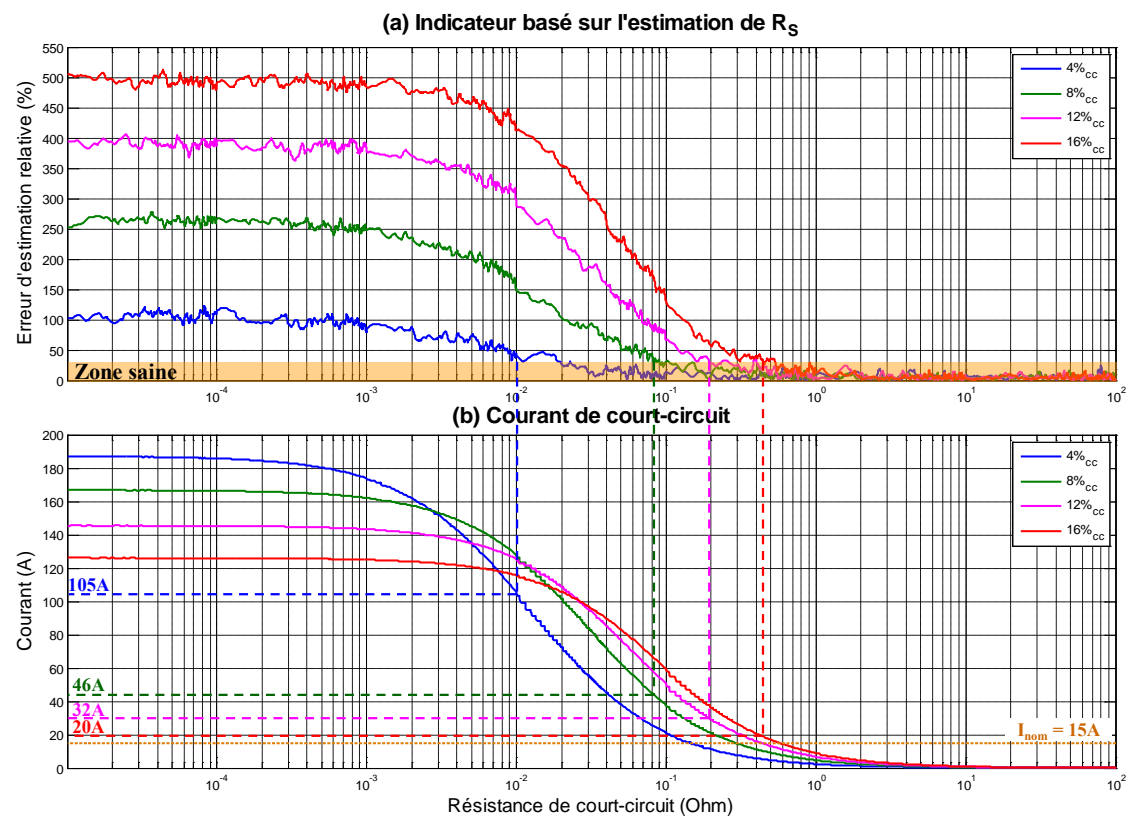


Figure G-21 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

G.4 Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$

- Variation de la fréquence électrique :

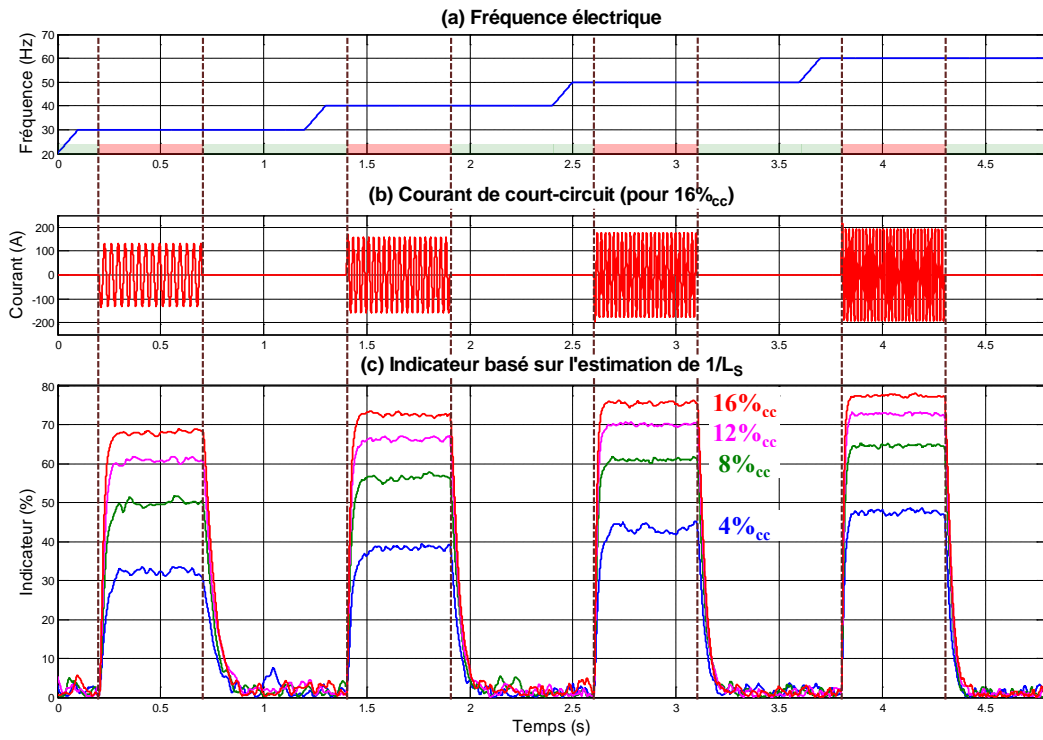


Figure G-22 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différentes fréquences de fonctionnement

- Variation de la puissance :

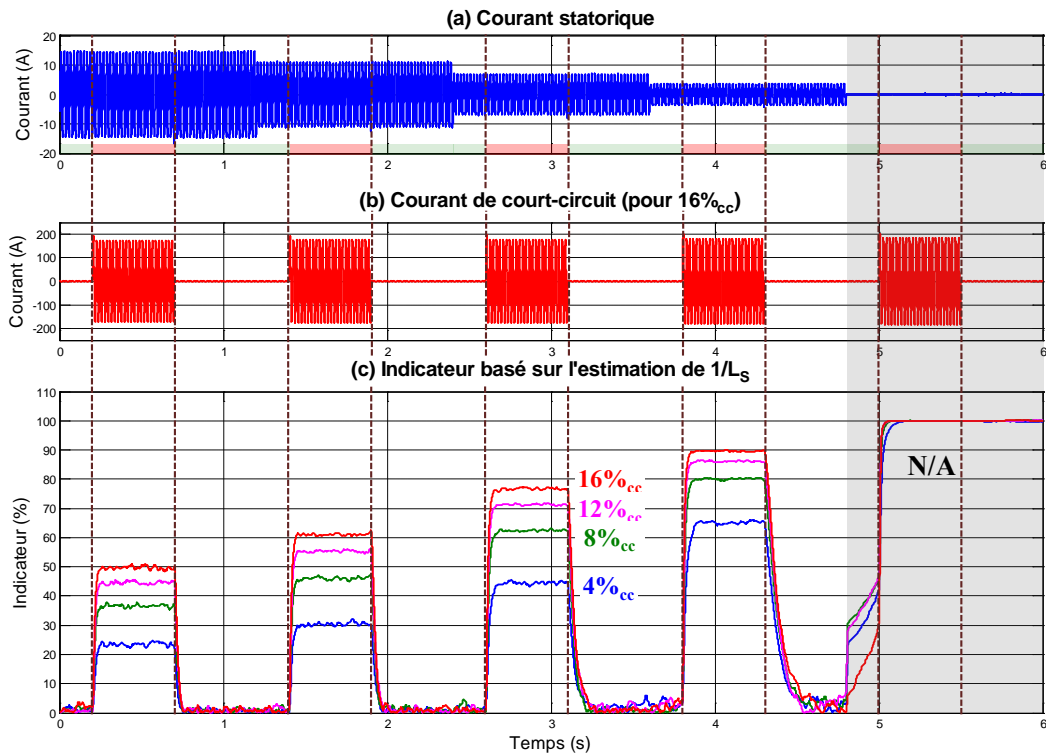


Figure G-23 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différentes puissances

○ **Variation du facteur de puissance :**

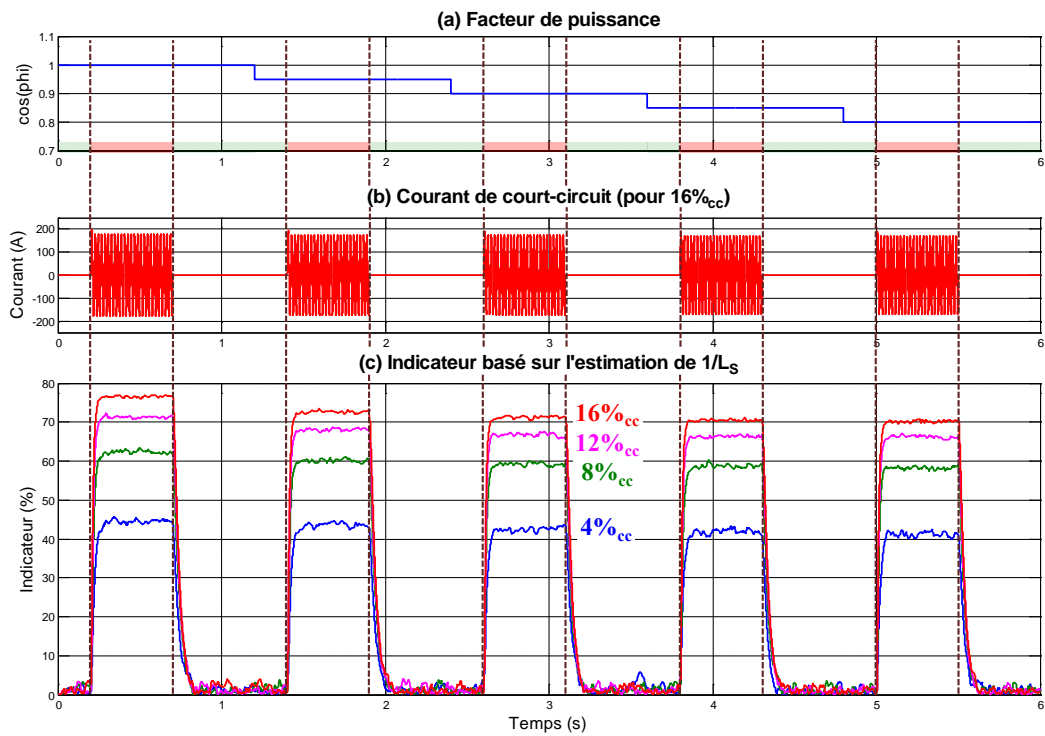


Figure G-24 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différents facteurs de puissance

○ **Variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (phase A) :**

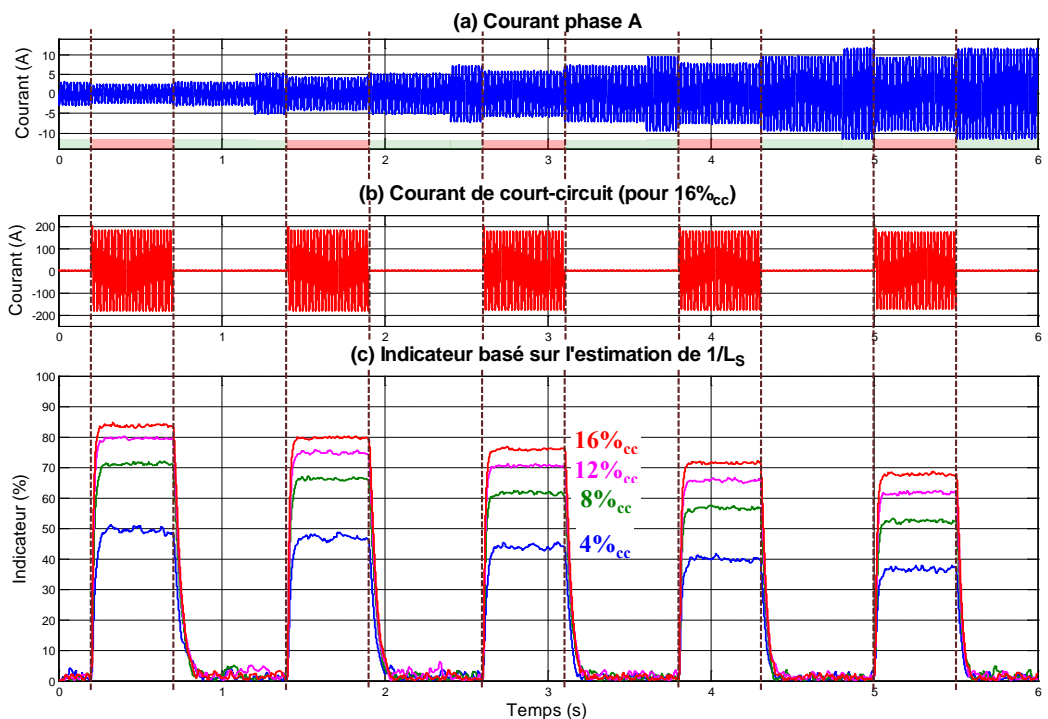


Figure G-25 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différents déséquilibres en courant sur la phase défaillante (phase A)

○ **Variation du déséquilibre de charge sur une phase saine (phase B) :**

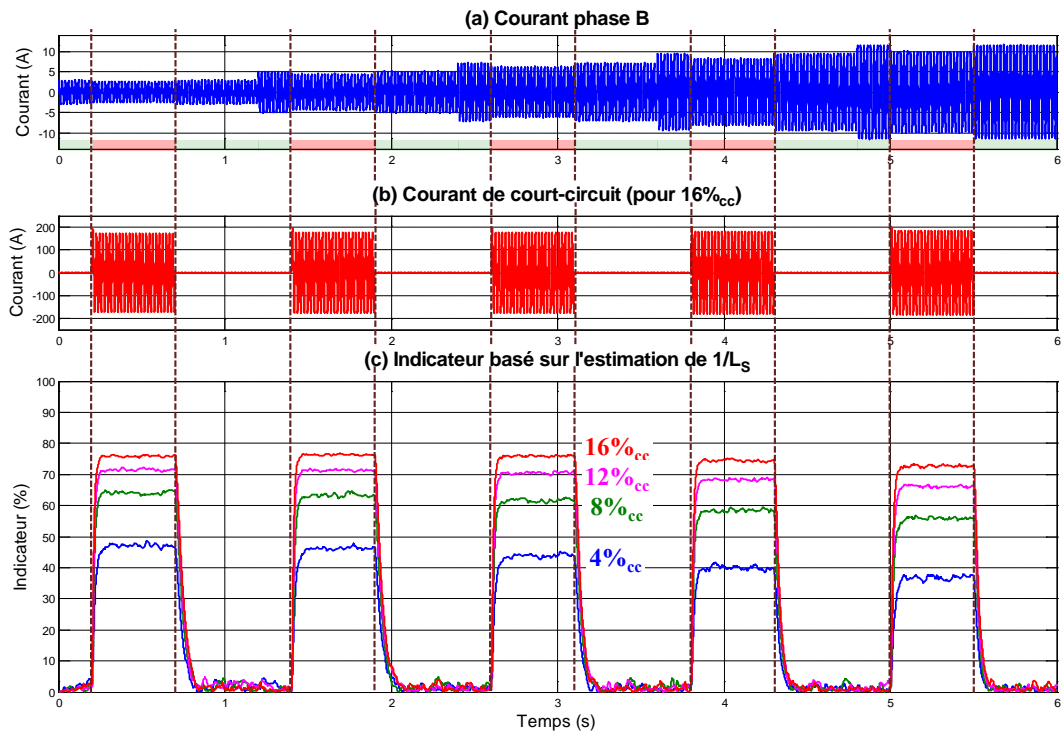


Figure G-26 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différents déséquilibres en courant sur une phase saine (phase B)

○ **Variation de la charge harmonique :**

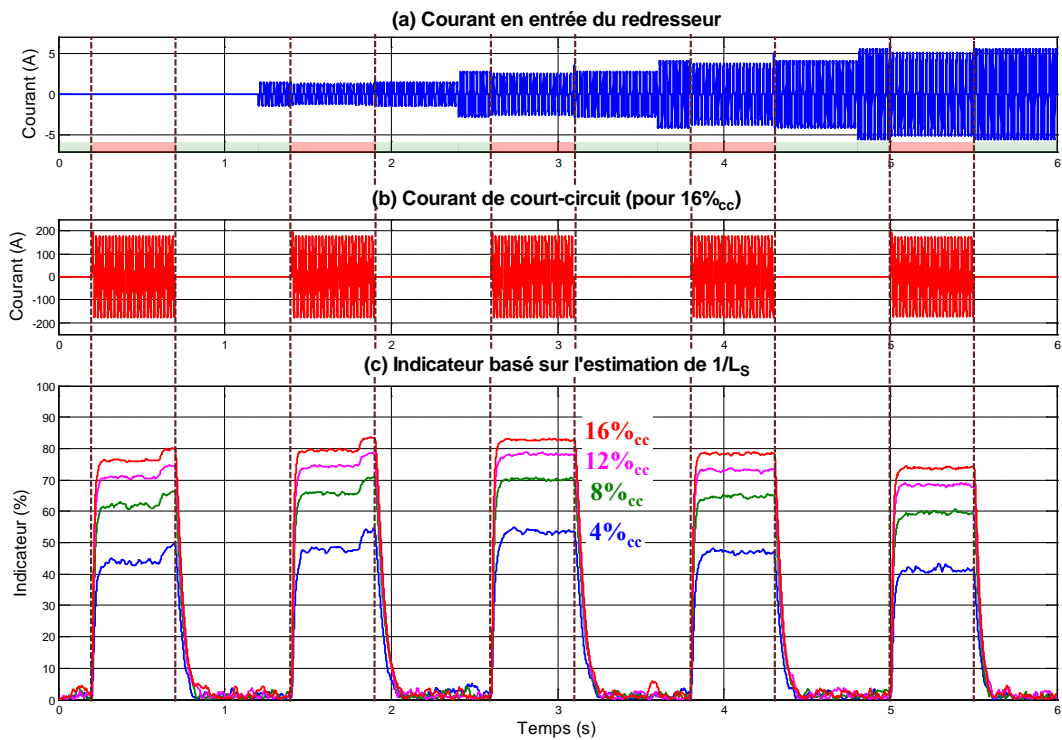


Figure G-27 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ pour différents courants harmoniques

○ Test de sensibilité :

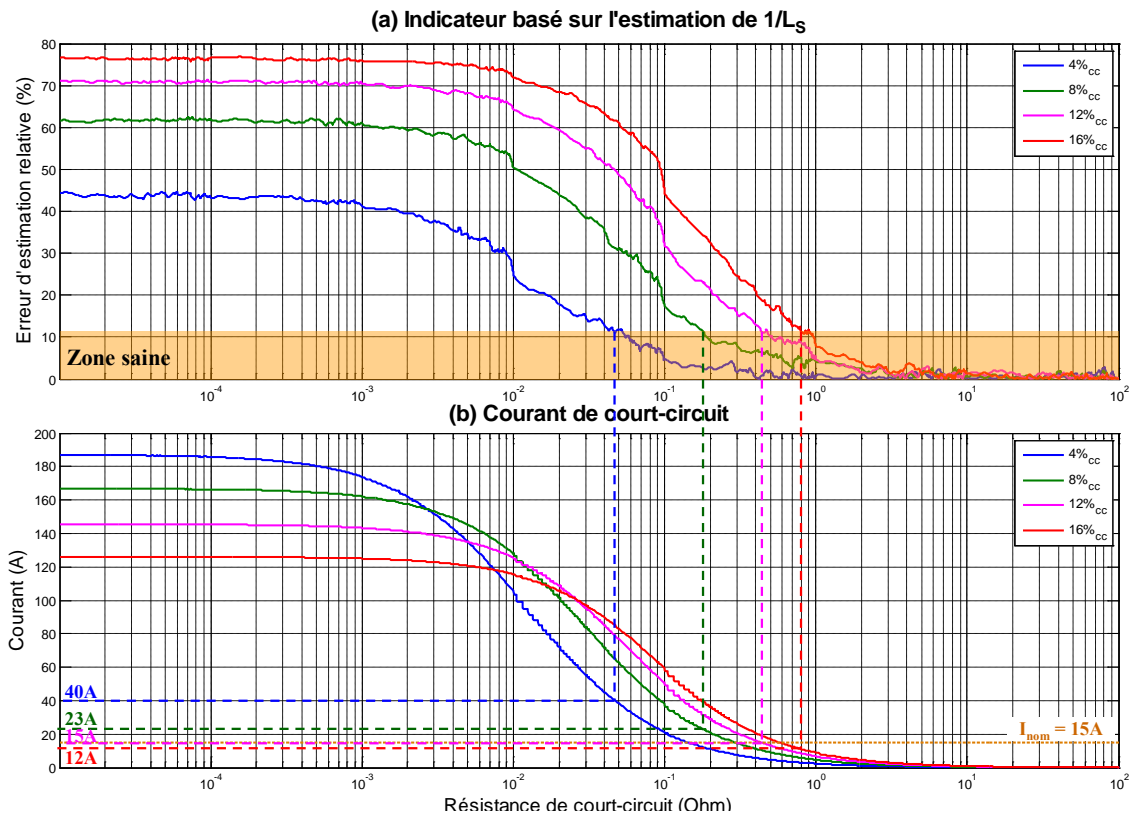


Figure G-28 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

G.5 Indicateur basé sur l'estimation de n_{cc}

- Variation de la fréquence électrique :

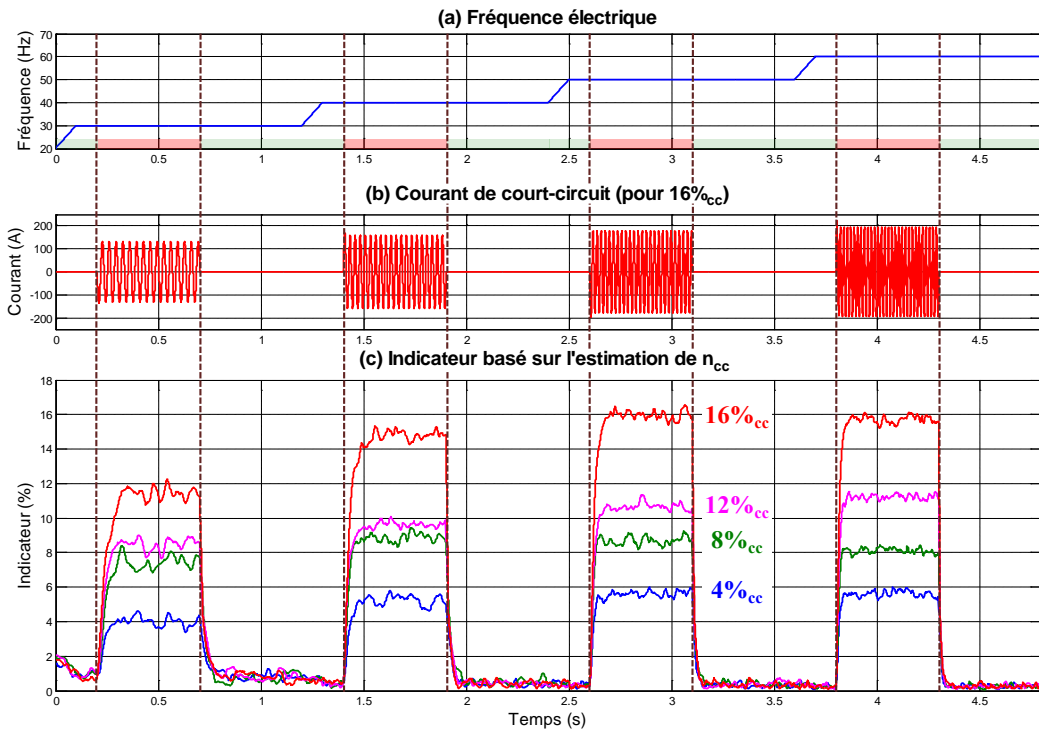


Figure G-29 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différentes fréquences de fonctionnement

- Variation de la puissance :

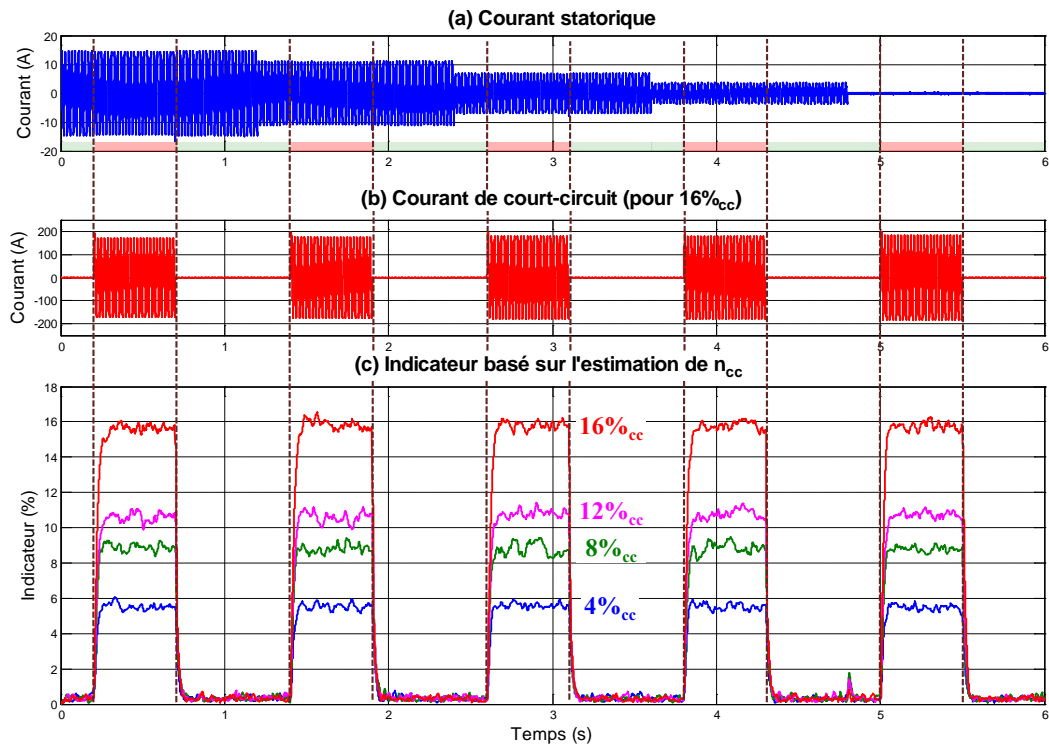


Figure G-30 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différentes puissances

○ Variation du facteur de puissance :

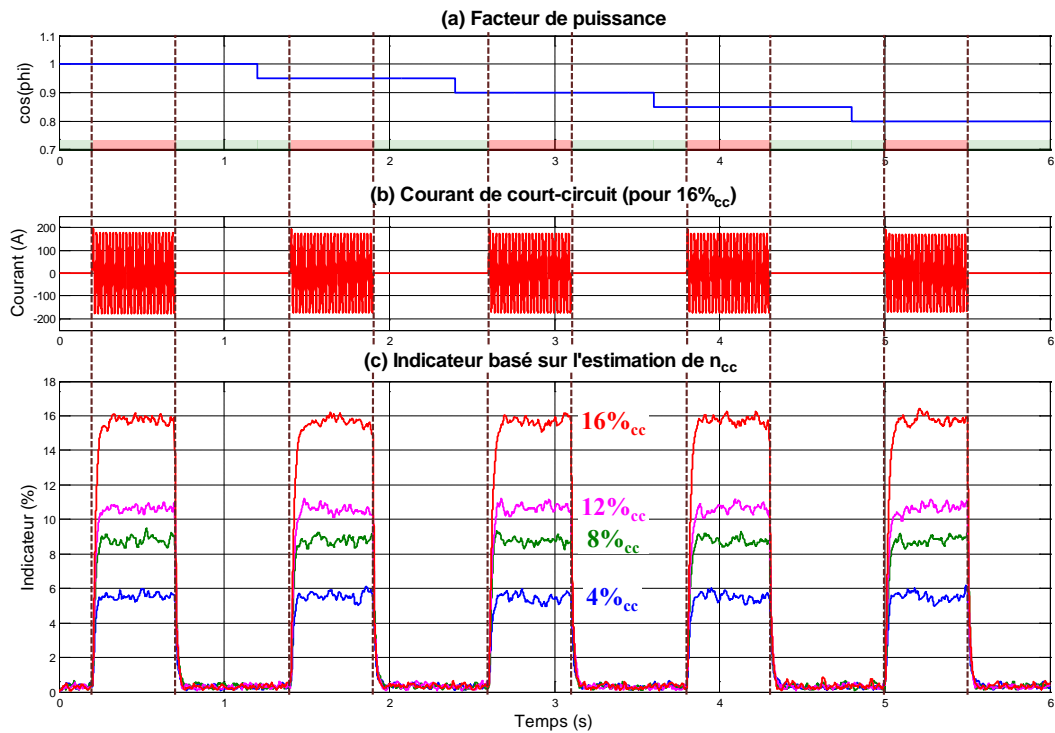


Figure G-31 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différents facteurs de puissance

○ Variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (phase A) :

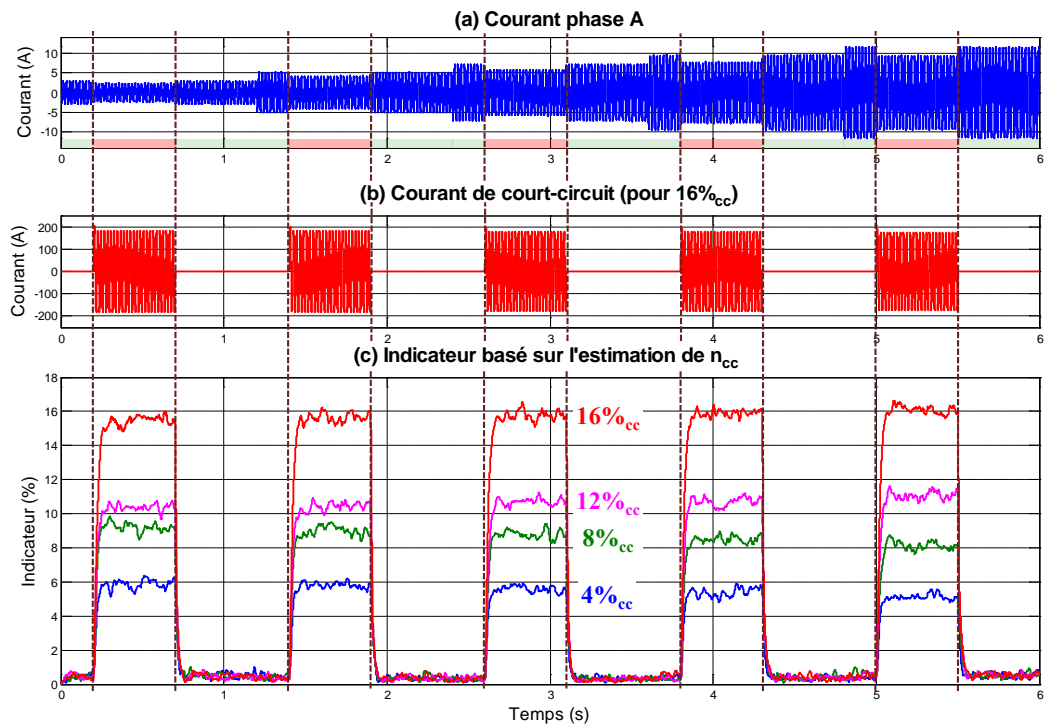


Figure G-32 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différents déséquilibres en courant sur la phase défaillante (phase A)

○ **Variation du déséquilibre de charge sur une phase saine (phase B) :**

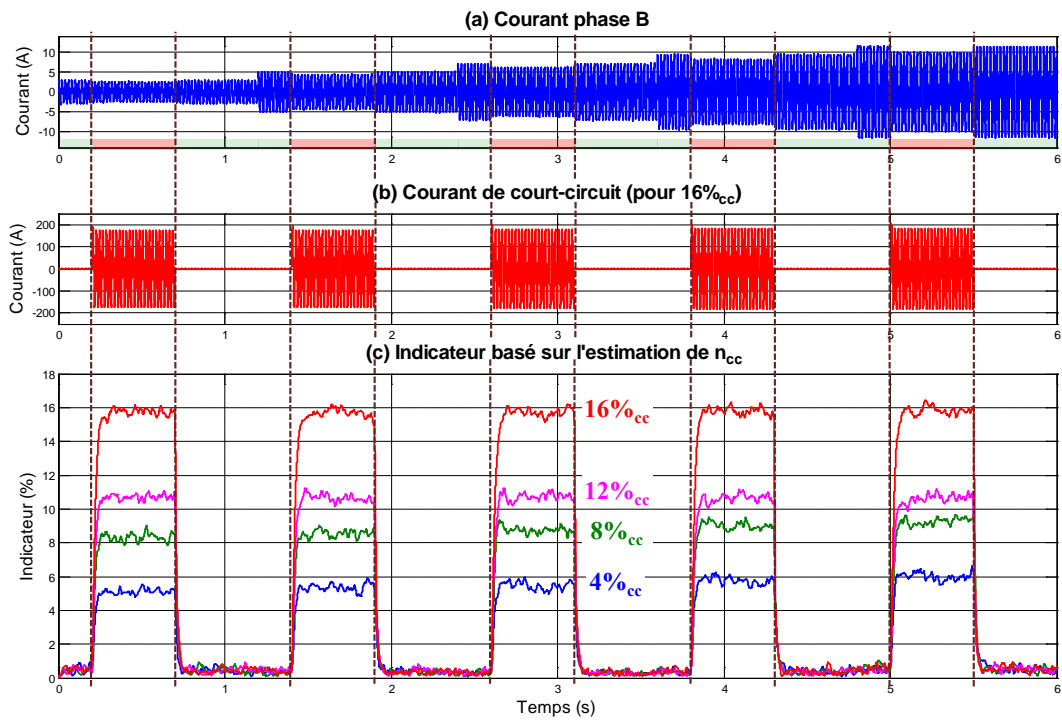


Figure G-33 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différents déséquilibres en courant sur une phase saine (phase B)

○ **Variation de la charge harmonique :**

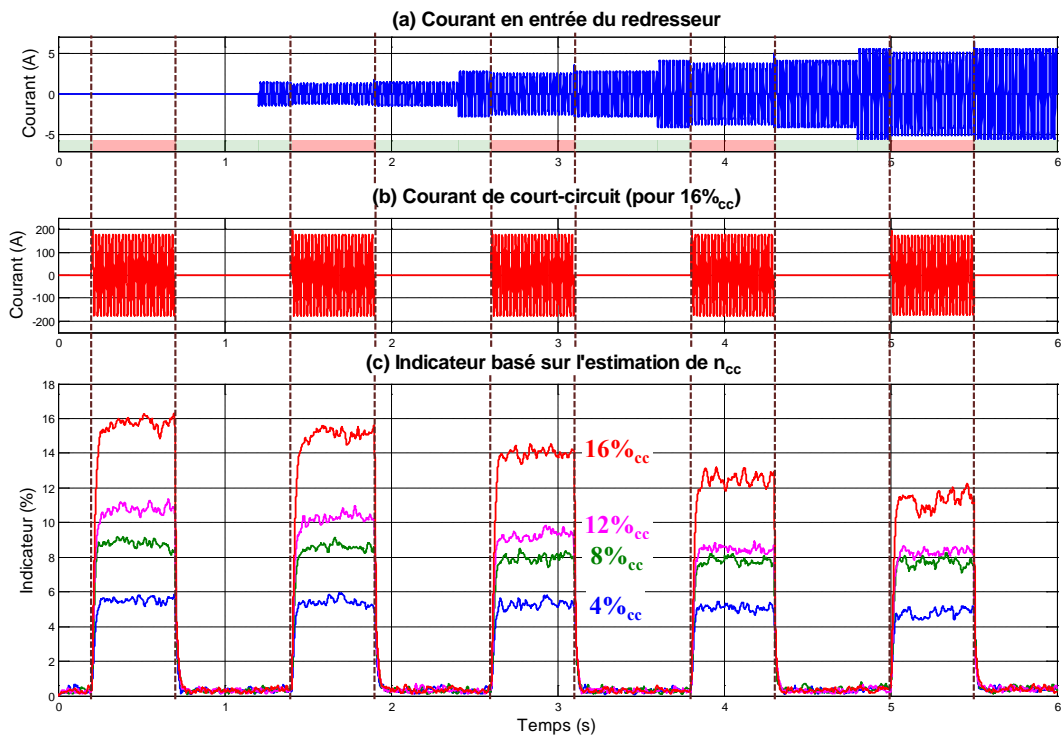


Figure G-34 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} pour différents courants harmoniques

○ Test de sensibilité :

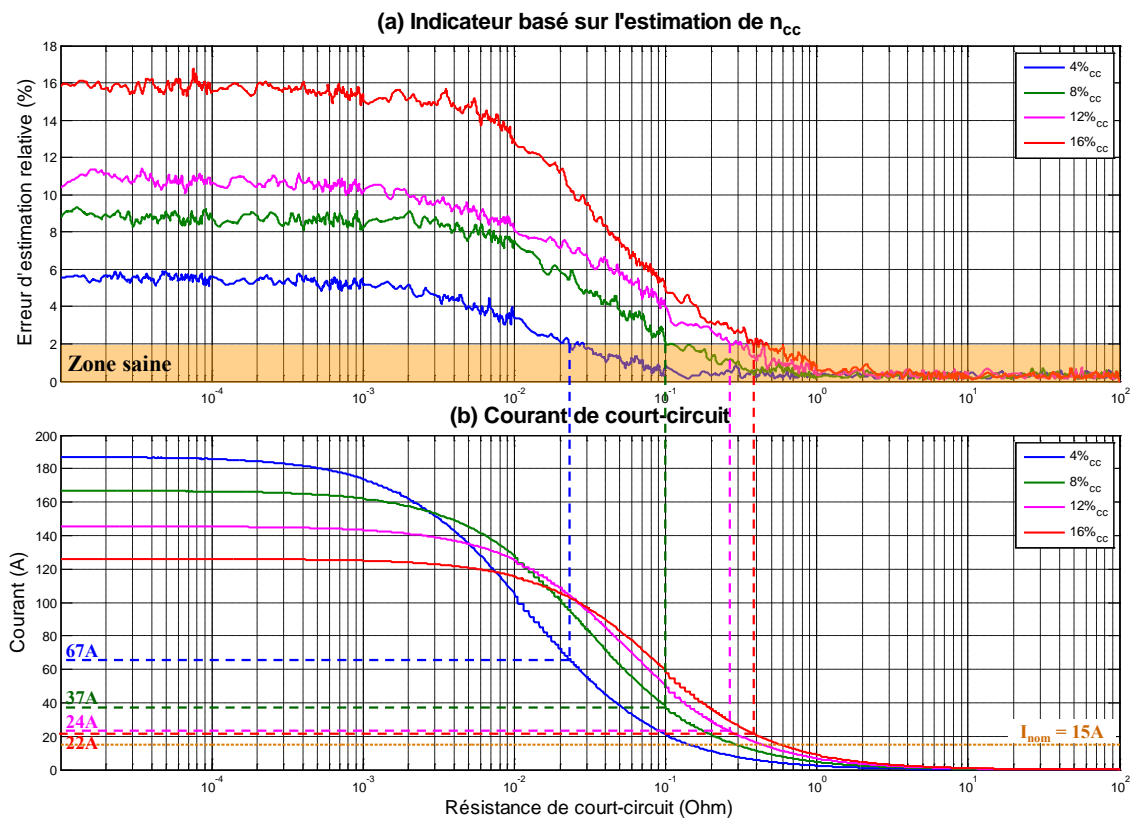


Figure G-35 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $I_{CH} = 5A$ et $f = 50Hz$)

Annexe H : Résultats expérimentaux

Les courbes présentées dans cette annexe sont des compléments à l'étude expérimentale de la robustesse des indicateurs présentée dans la partie 4.4.2. Pour chaque indicateur, les valeurs les moins favorables pour un PMG sain (plus forte valeur) et un PMG en défaut (plus faible valeur) sont représentées sur les courbes suivantes. Sur ces courbes, nous pouvons visualiser les valeurs des indicateurs issues des tests expérimentaux (trait plein) et les comparer à celles issues de simulations effectuées pour les mêmes points de fonctionnement (trait pointillé). Les quelques différences pouvant être constatées entre les valeurs des indicateurs issues des tests expérimentaux et celles issues de simulation ont des origines multiples (imprécision du modèle CEMC et du bruit généré en simulation, incertitude sur les paramètres du modèle ou imprécision sur le point de fonctionnement en expérimentation ...). Cependant, les gammes de valeurs que prennent les différents indicateurs pour un PMG sain ou un PMG en court-circuit sont, dans la grande majorité des tests, analogues avec celles issues des simulations. Concernant l'indicateur basé sur l'estimation de ω , le courant de court-circuit de 25A n'est pas assez critique pour correctement distinguer les défauts inter-spires ce qui explique le chevauchement entre les valeurs des indicateurs pour un PMG sain et un PGM défaillant. Cependant, nous pouvons également constater que pour cet indicateur, les résultats expérimentaux sont proches de ceux issus de simulation pour PMG sain et un PMG avec 16% de spires en court-circuit.

H.1 Indicateur basé sur l'estimation de ω

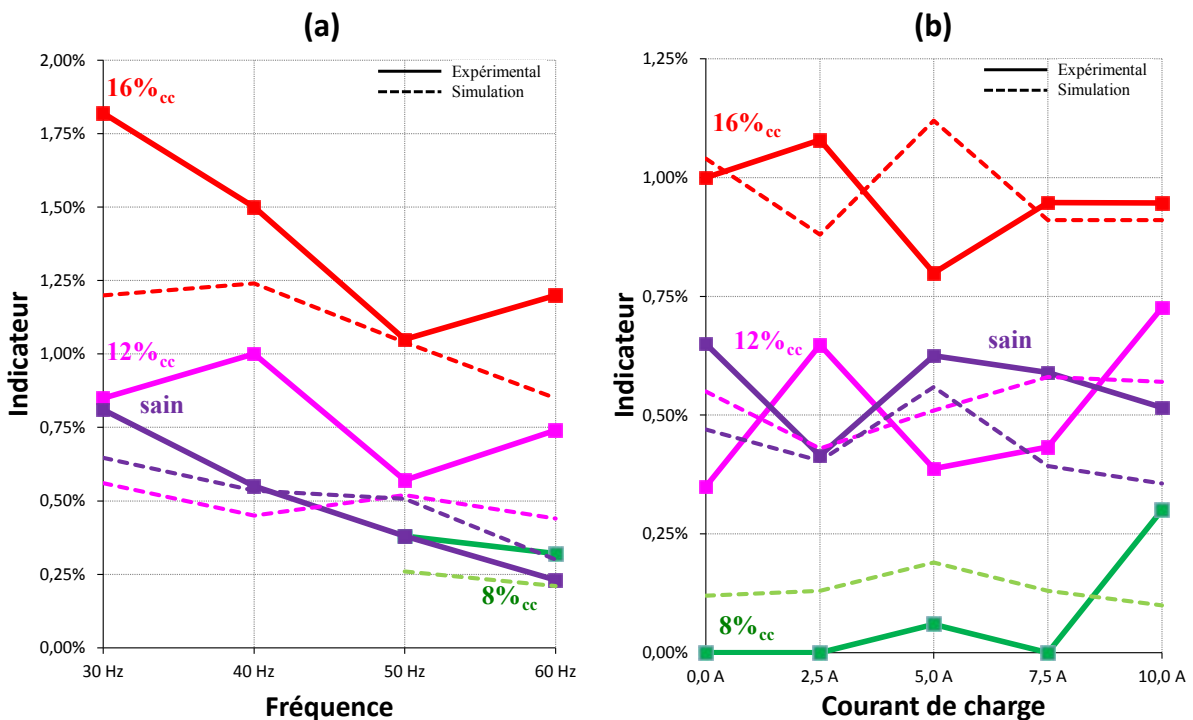


Figure H-1 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de ω lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

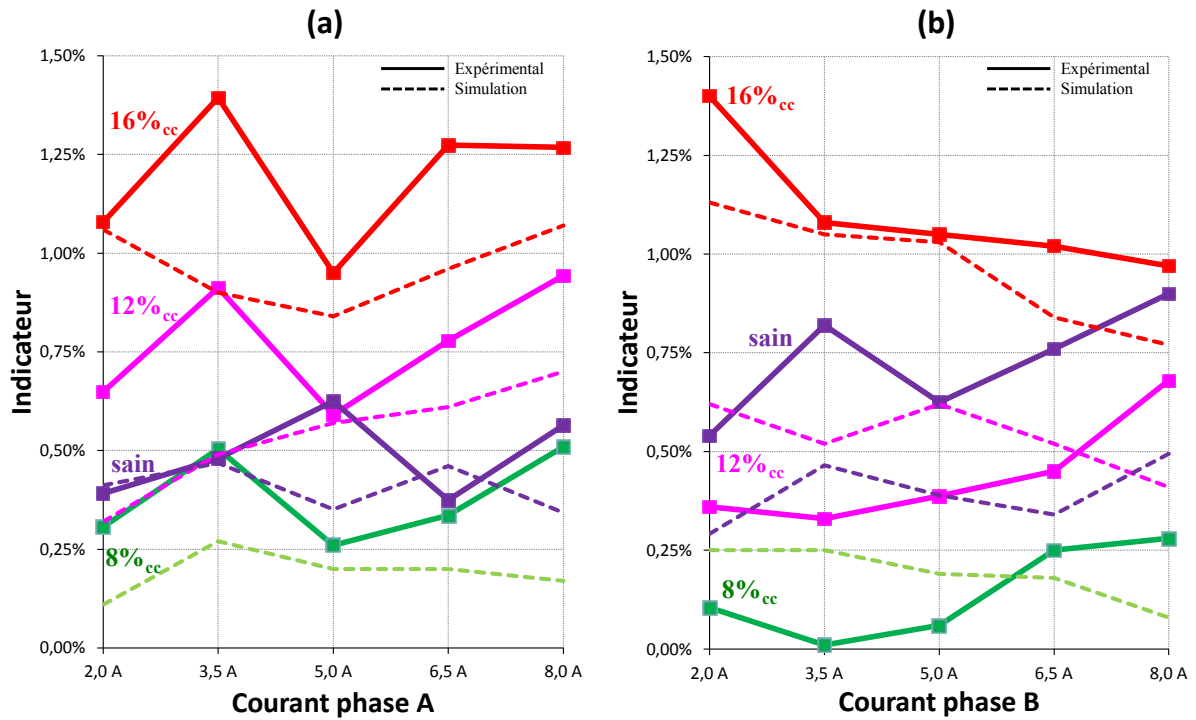


Figure H-2 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de ω lors des tests expérimentaux de variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (a) et sur la phase saine (b)

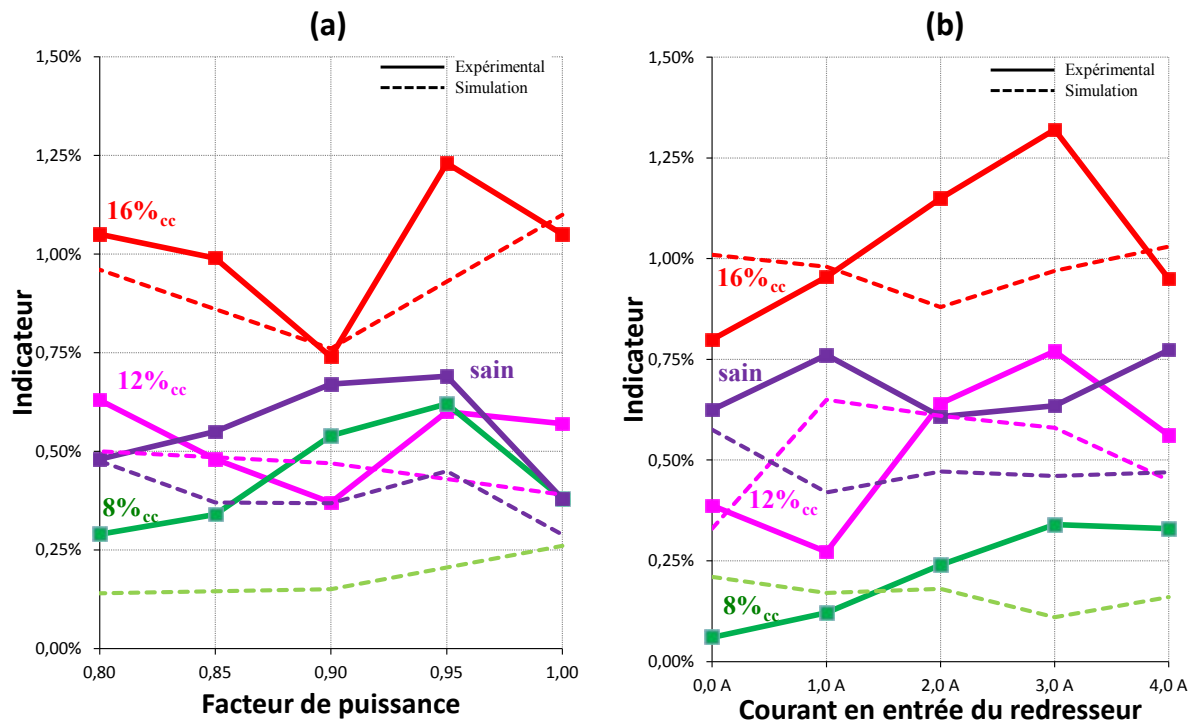


Figure H-3 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de ω lors des tests expérimentaux de variation du facteur de puissance (a) et de la charge harmonique (b)

H.2 Indicateur basé sur l'estimation de K_e

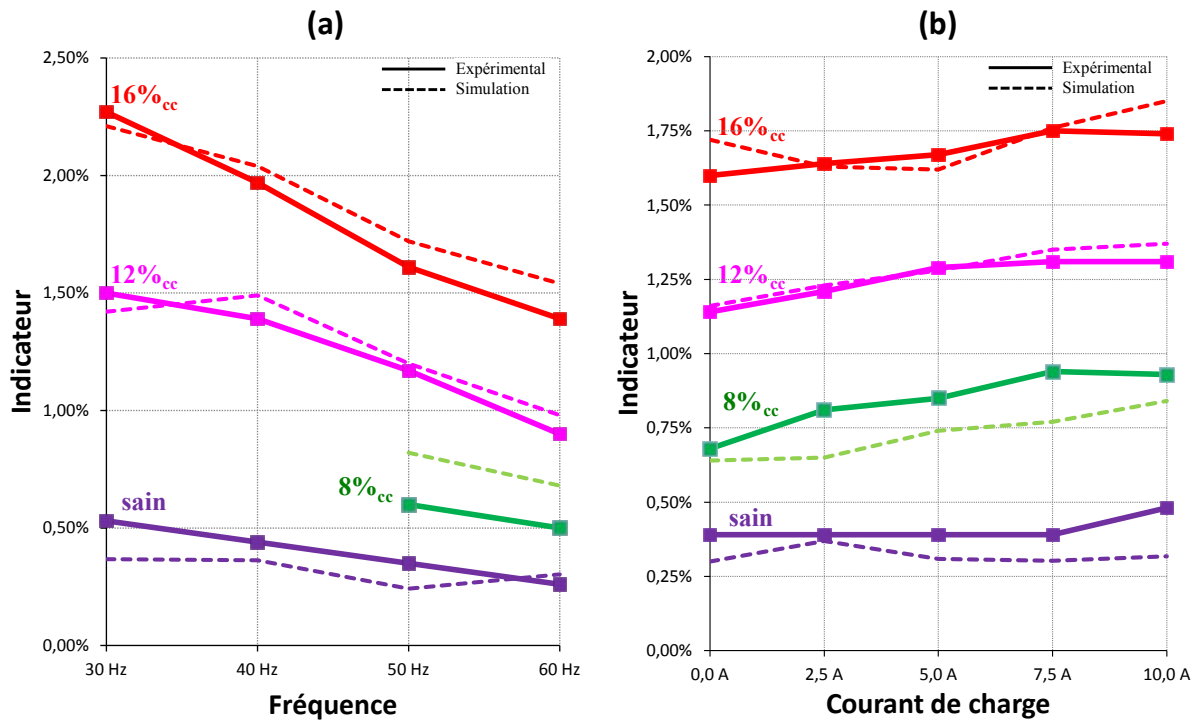


Figure H-4: Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

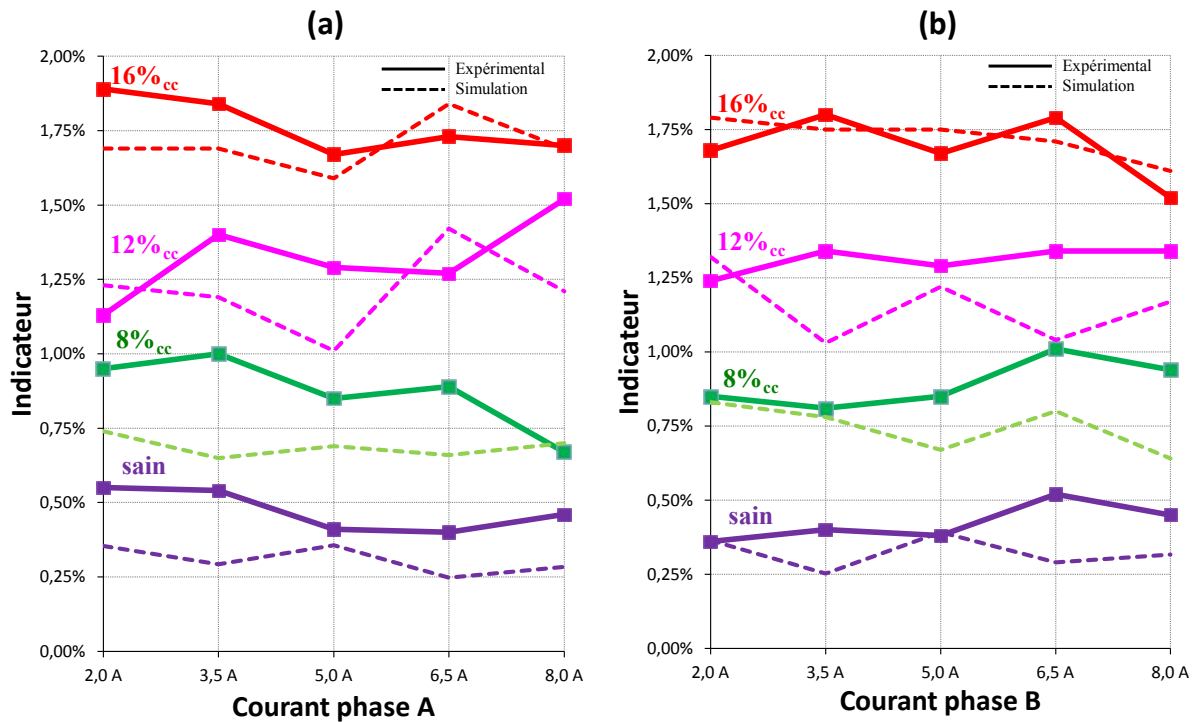


Figure H-5: Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors des tests expérimentaux de variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (a) et sur la phase saine (b)

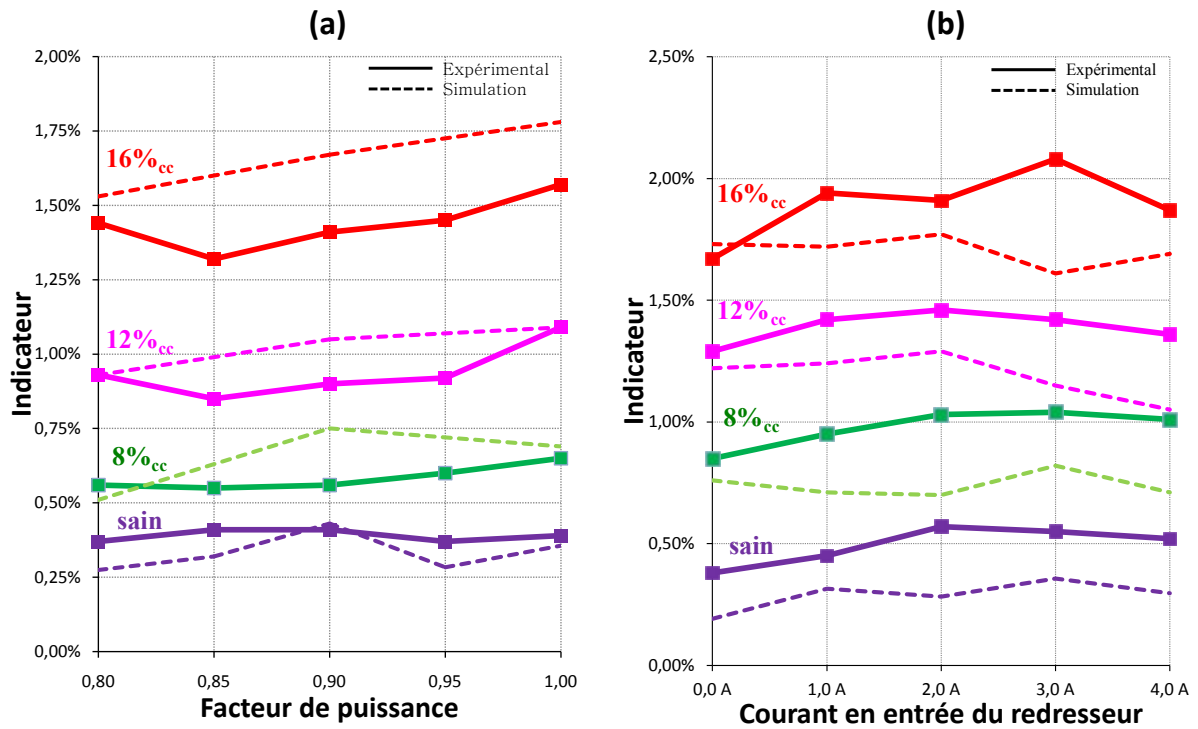


Figure H-6 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors des tests expérimentaux de variation du facteur de puissance (a) et de la charge harmonique (b)

H.3 Indicateur basé sur l'estimation de R_s

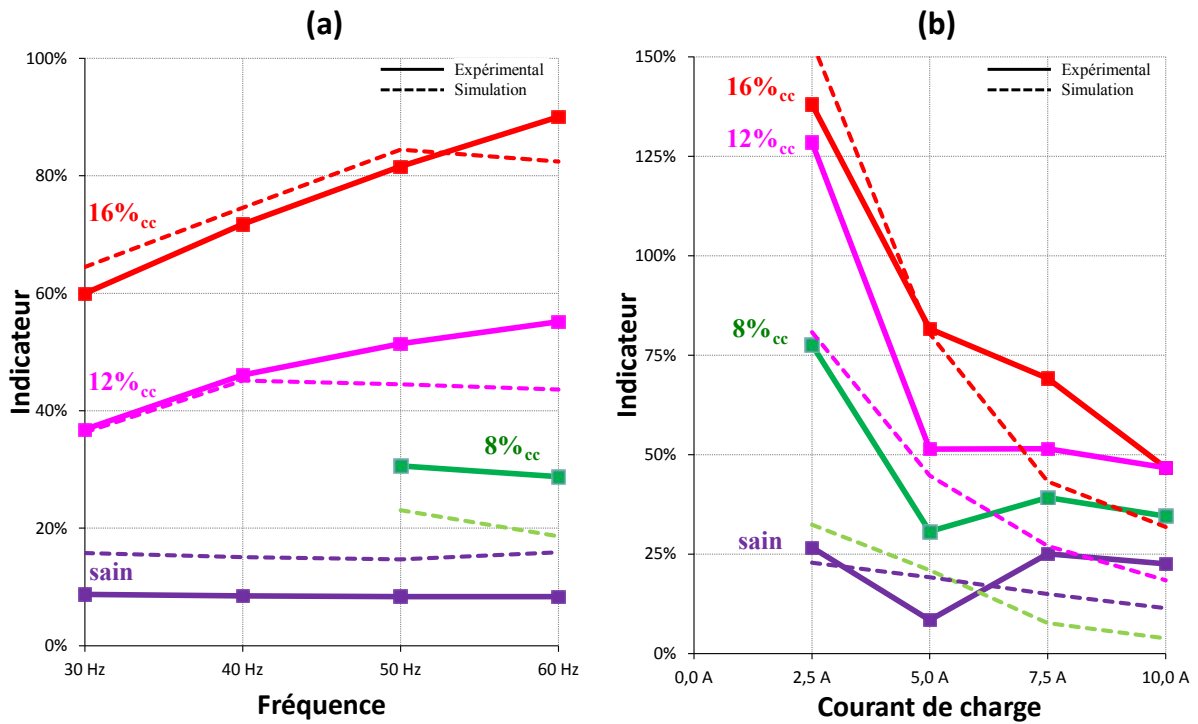


Figure H-7: Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de R_s lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

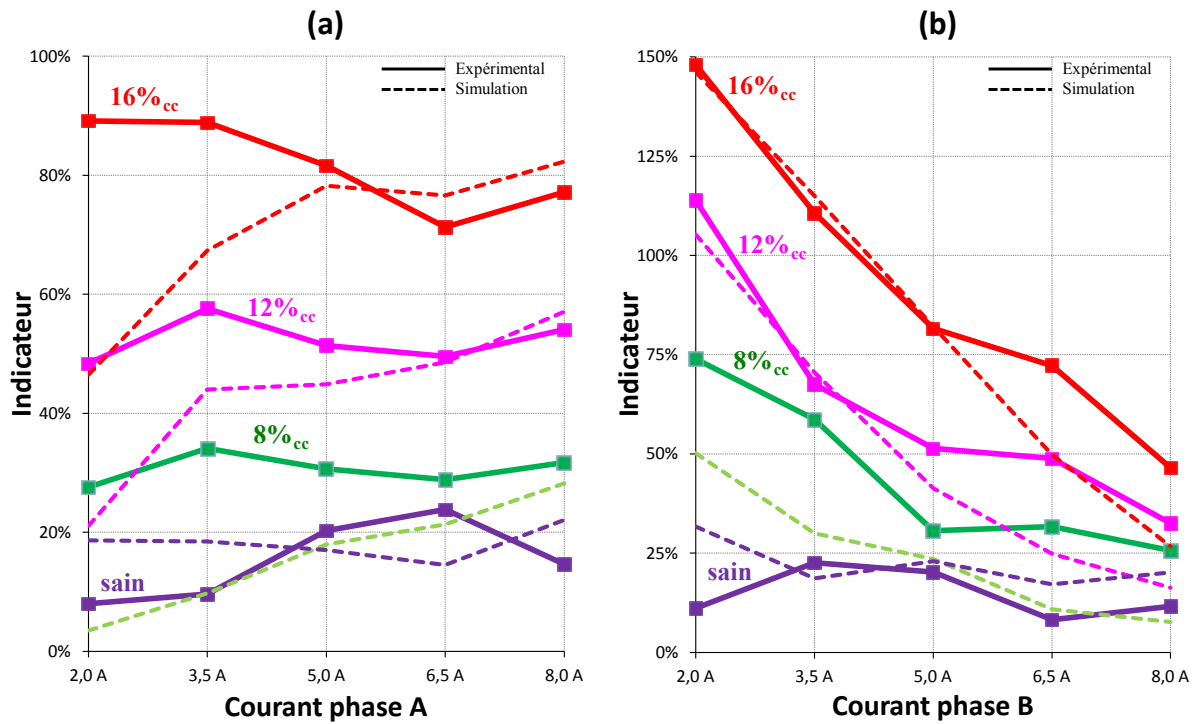


Figure H-8 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S lors des tests expérimentaux de variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (a) et sur la phase saine (b)

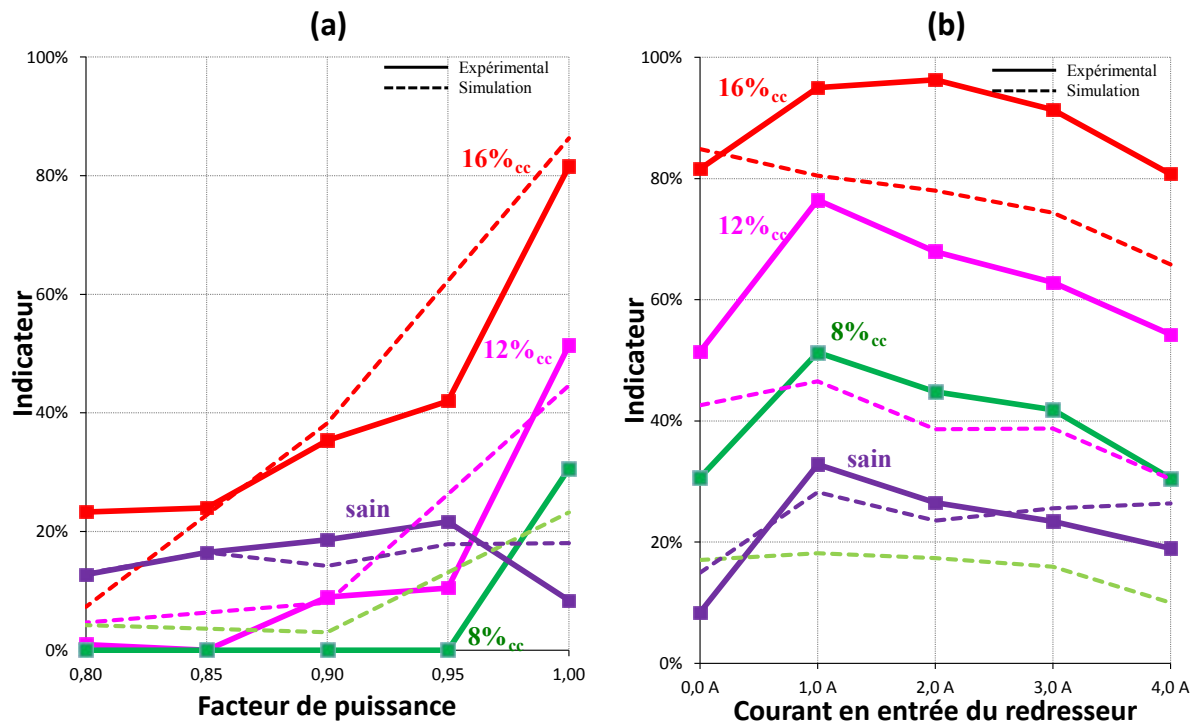


Figure H-9 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S lors des tests expérimentaux de variation du facteur de puissance (a) et de la charge harmonique (b)

H.4 Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$

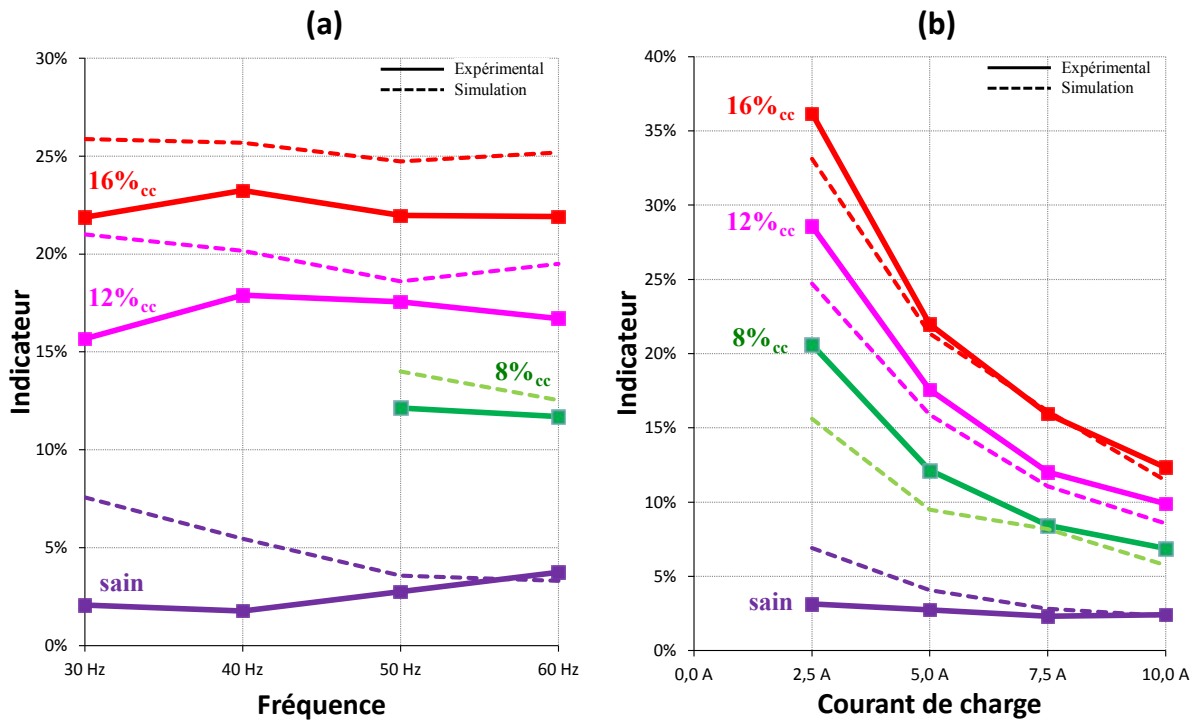


Figure H-10: Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

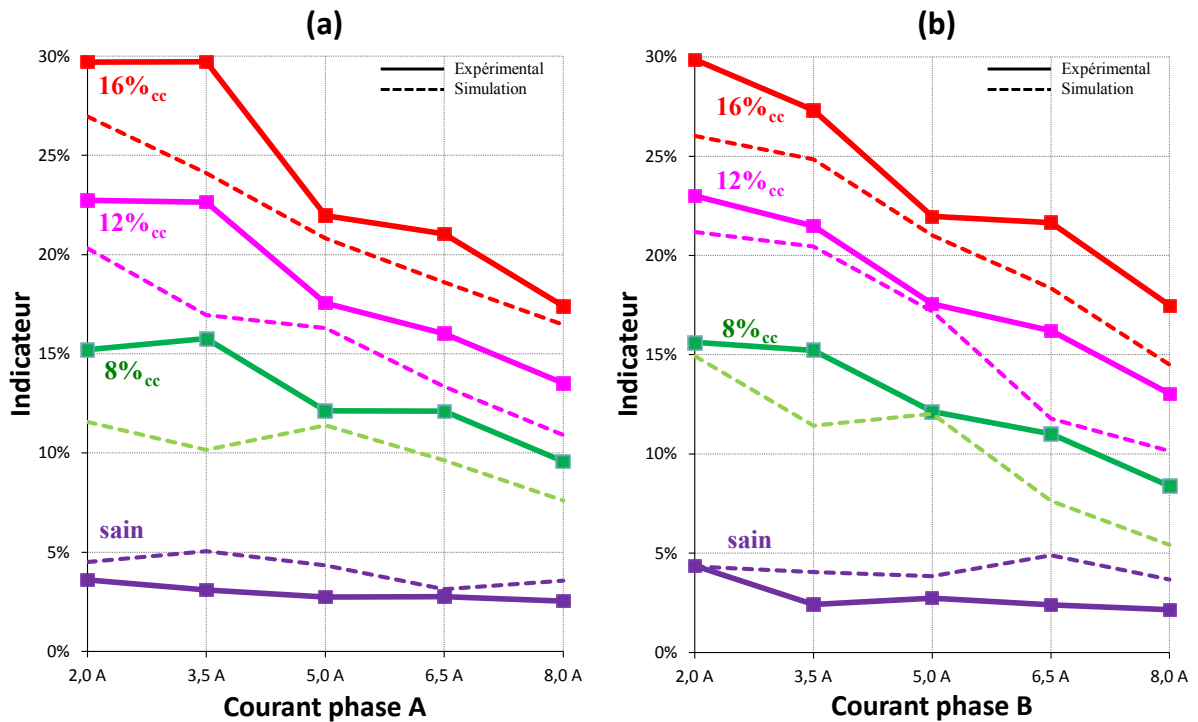


Figure H-11 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors des tests expérimentaux de variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (a) et sur la phase saine (b)

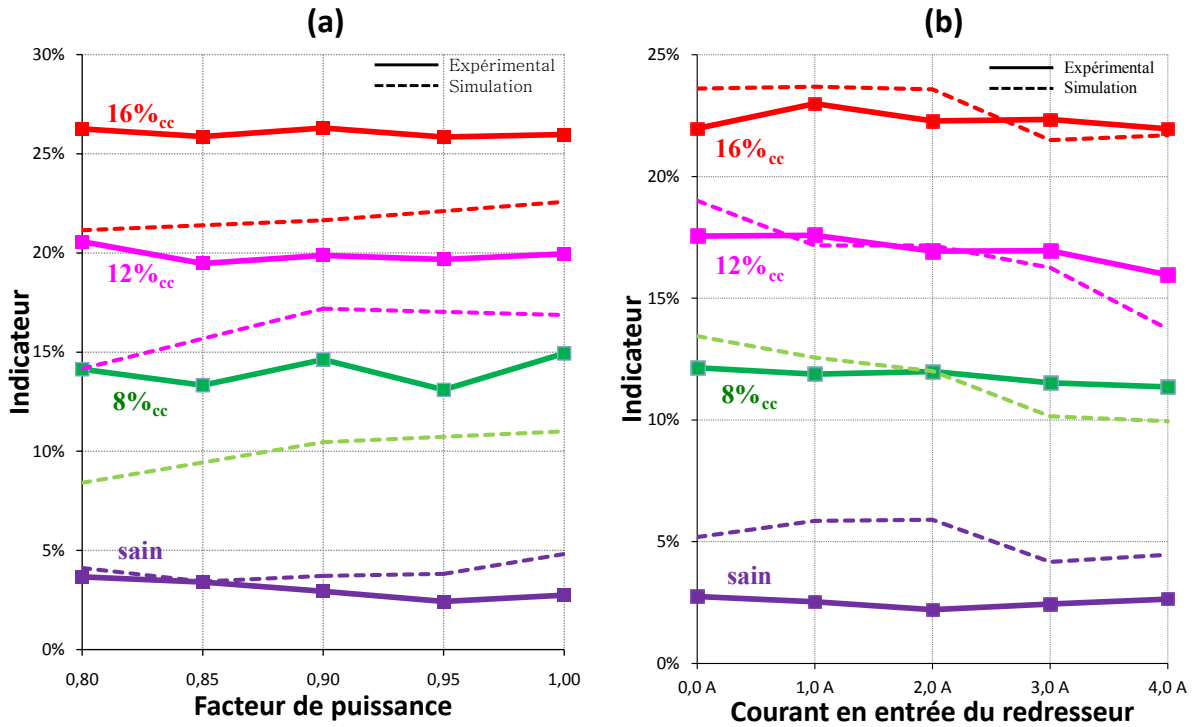


Figure H-12 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation de I/L_S lors des tests expérimentaux de variation du facteur de puissance (a) et de la charge harmonique (b)

H.5 Indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}

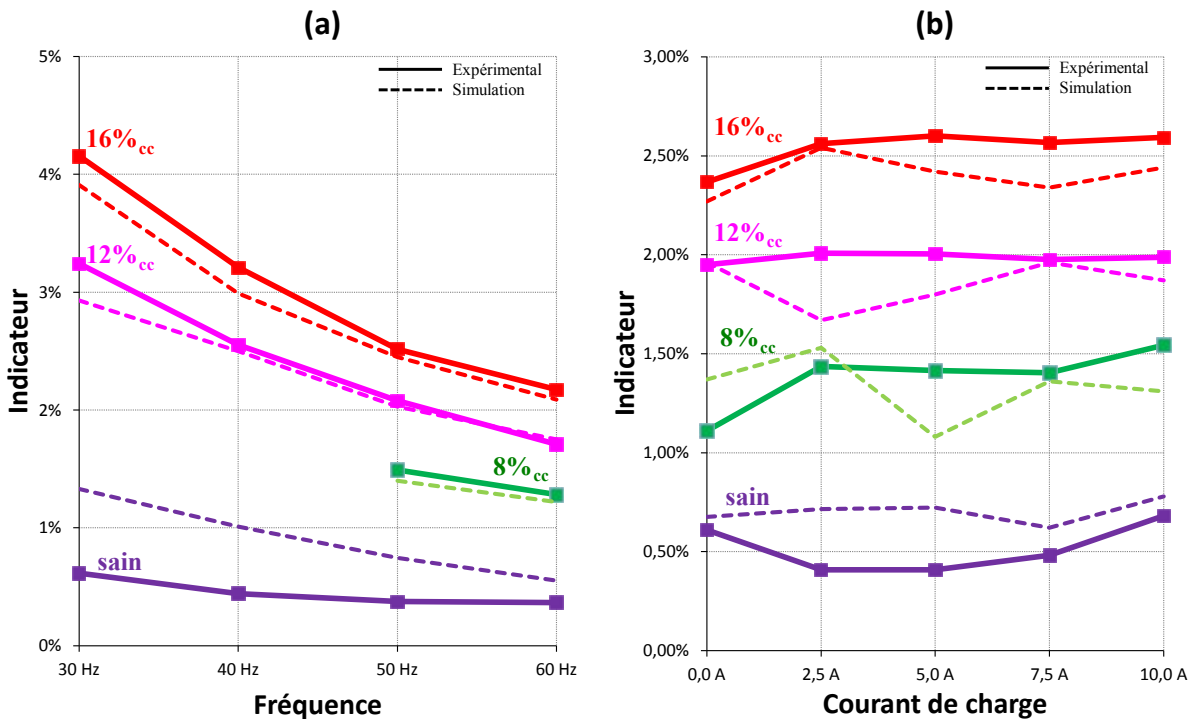


Figure H-13: Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors des tests expérimentaux de variation de fréquence (a) et de puissance (b)

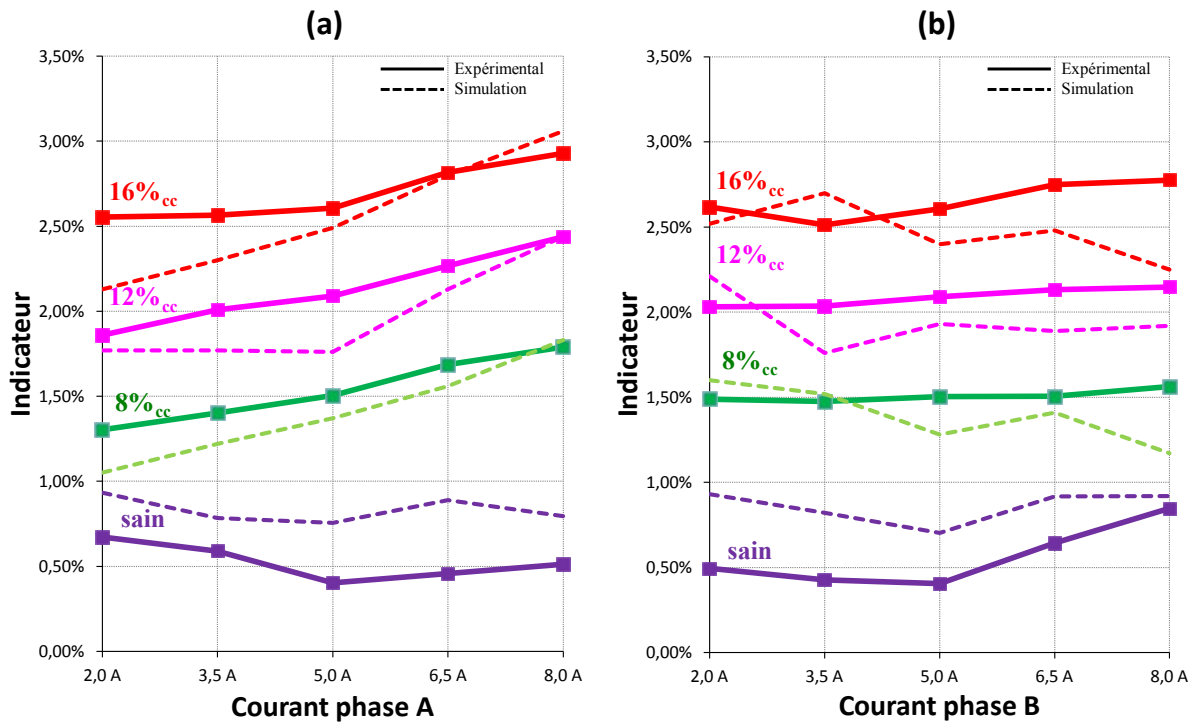


Figure H-14 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors des tests expérimentaux de variation du déséquilibre de charge sur la phase défaillante (a) et sur la phase saine (b)

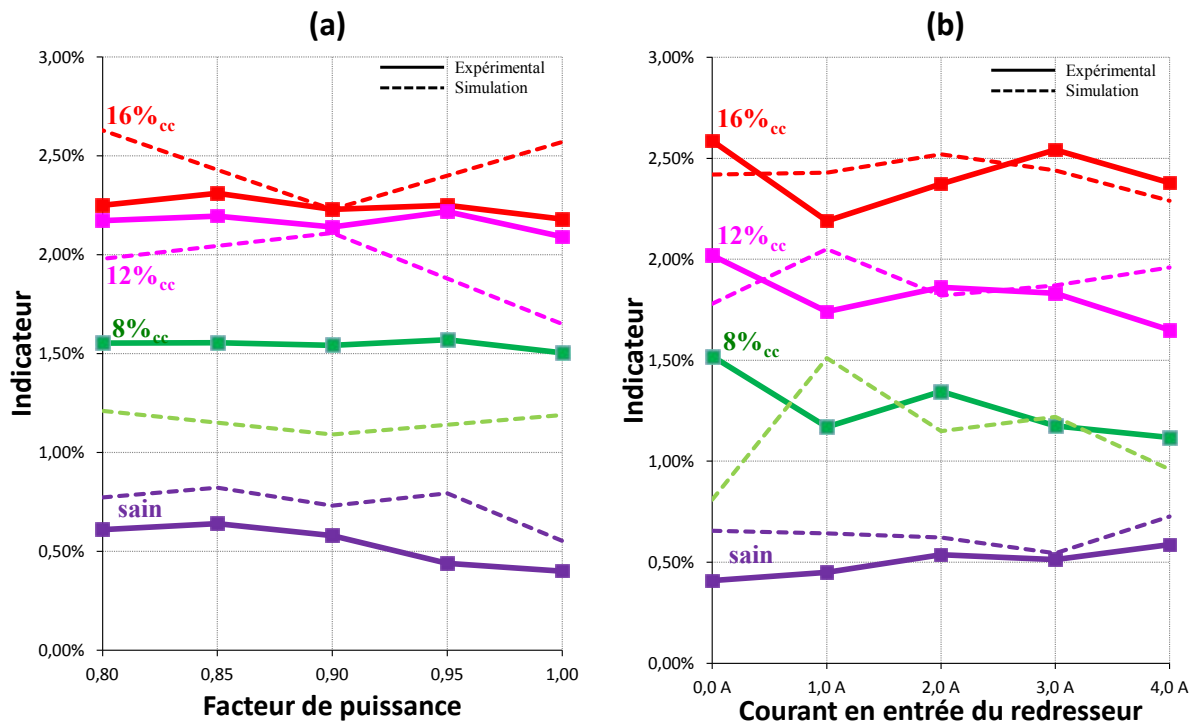


Figure H-15 : Valeurs, en régime permanent, de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors des tests expérimentaux de variation du facteur de puissance (a) et de la charge harmonique (b)

Annexe I : Compléments sur le seuil adaptatif

Les courbes présentées dans cette annexe sont des compléments à l'étude sur la mise en place d'un seuil adaptatif pour la détection des courts-circuits inter-spires. Dans §4.5.2, les résultats sont donnés pour l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_s$. Dans cette annexe, les mêmes tests ont été effectués pour les indicateurs basés sur l'estimation de K_e et des n_{cc} , qui ont été identifiés comme étant deux autres indicateurs pertinents pour la détection des courts-circuits inter-spires dans les PMG.

I.1 Indicateur basé sur l'estimation de K_e

- Scénario de simulation avec incertitudes sur les paramètres (seuil fixe)

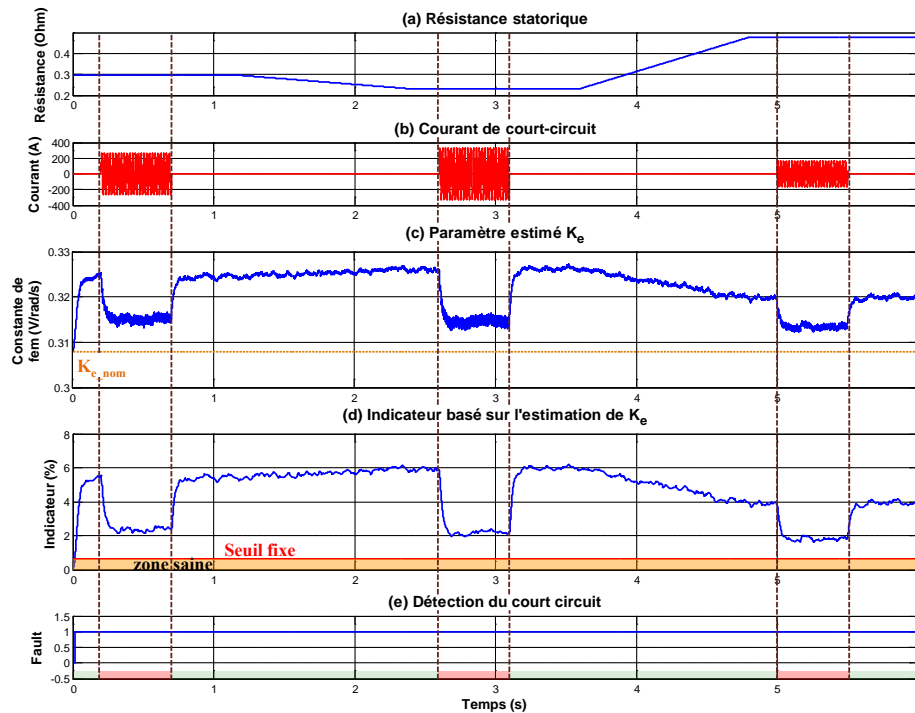


Figure I-1: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_s , -5% pour K_e et variation continue pour R_s)

○ Scénario de simulation avec incertitudes sur les paramètres (seuil adaptatif)

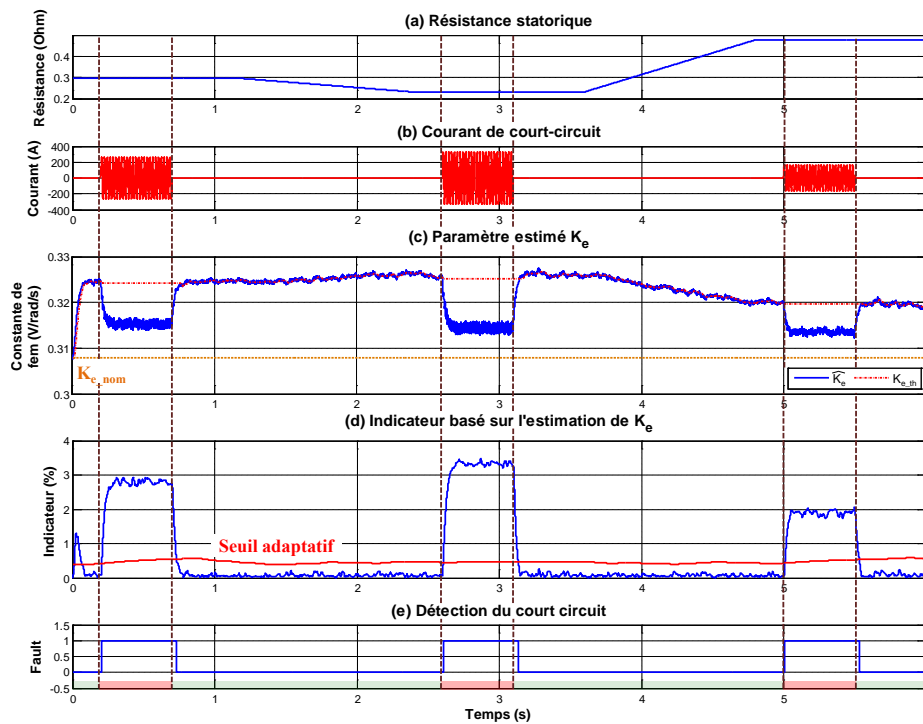


Figure I-2: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e avec le seuil adaptatif, en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_s , -5% pour K_e et variation continue pour R_s)

○ Test expérimental, avec 5% d'incertitude sur K_e , pour 12% des spires en défaut

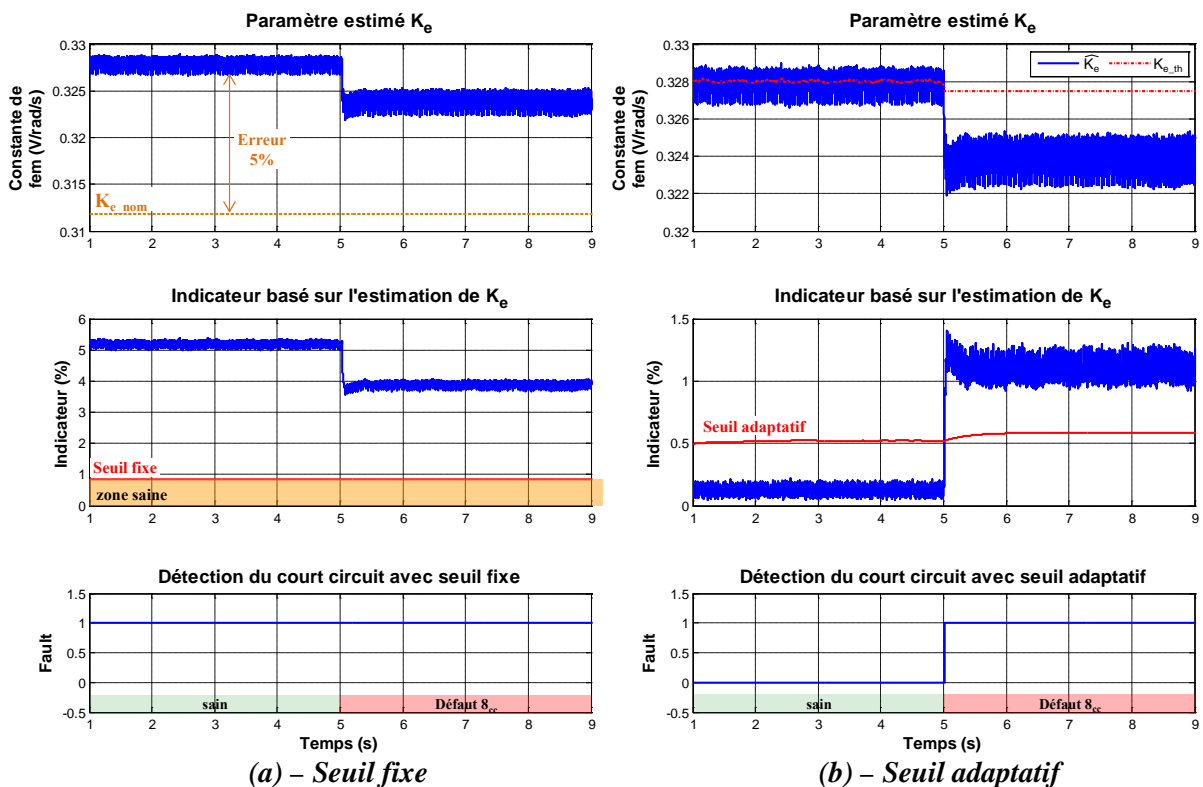


Figure I-3: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e avec une imprécision de 5% sur K_e , lors de l'apparition d'un défaut de 12% des spires avec un seuil fixe (a) et un seuil adaptatif (b)

I.2 Indicateur basé sur l'estimation de n_{cc}

- Scénario de simulation avec incertitudes sur les paramètres (seuil fixe)

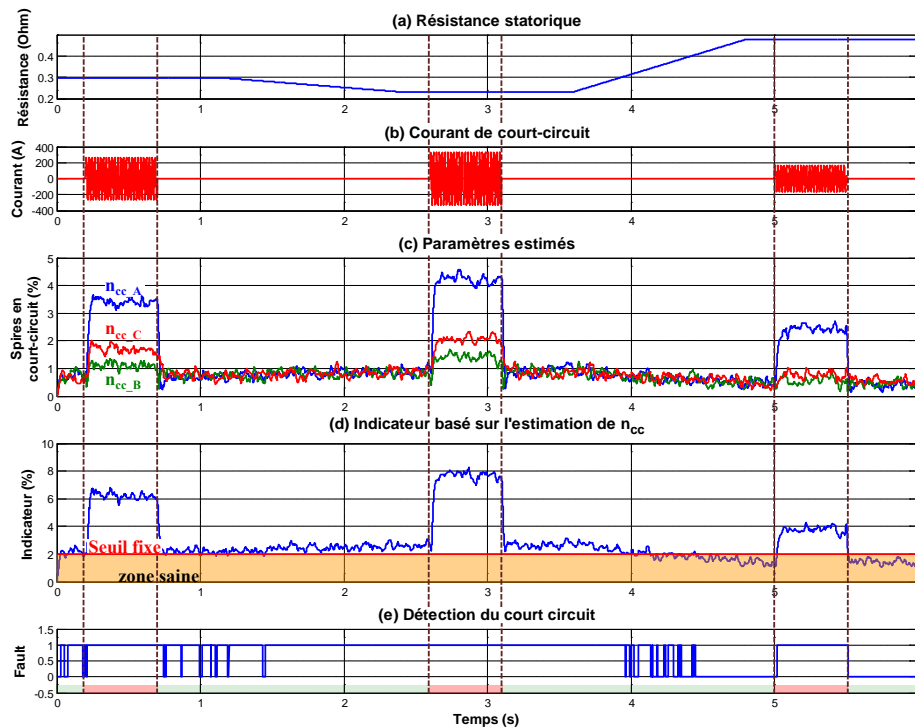


Figure I-4: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_S , -5% pour K_e et variation continue pour R_S)

- Scénario de simulation avec incertitudes sur les paramètres (seuil adaptatif)

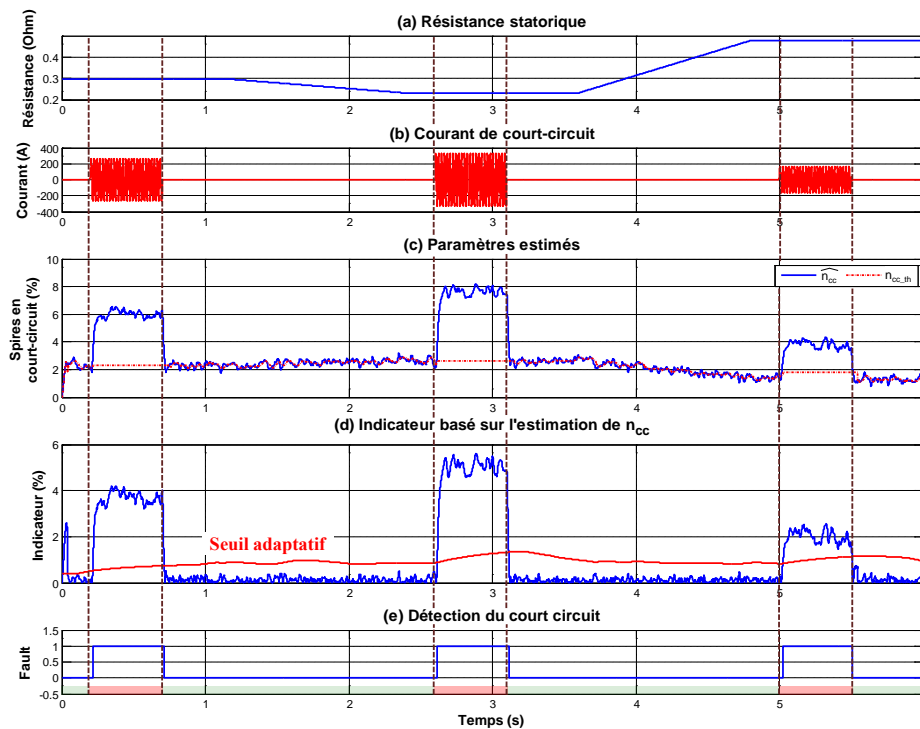


Figure I-5: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} avec le seuil adaptatif, en présence d'incertitudes sur les paramètres du PMG (-20% pour L_S , -5% pour K_e et variation continue pour R_S)

○ Test expérimental, avec 5% d'incertitude sur K_e , pour 12% des spires en défaut

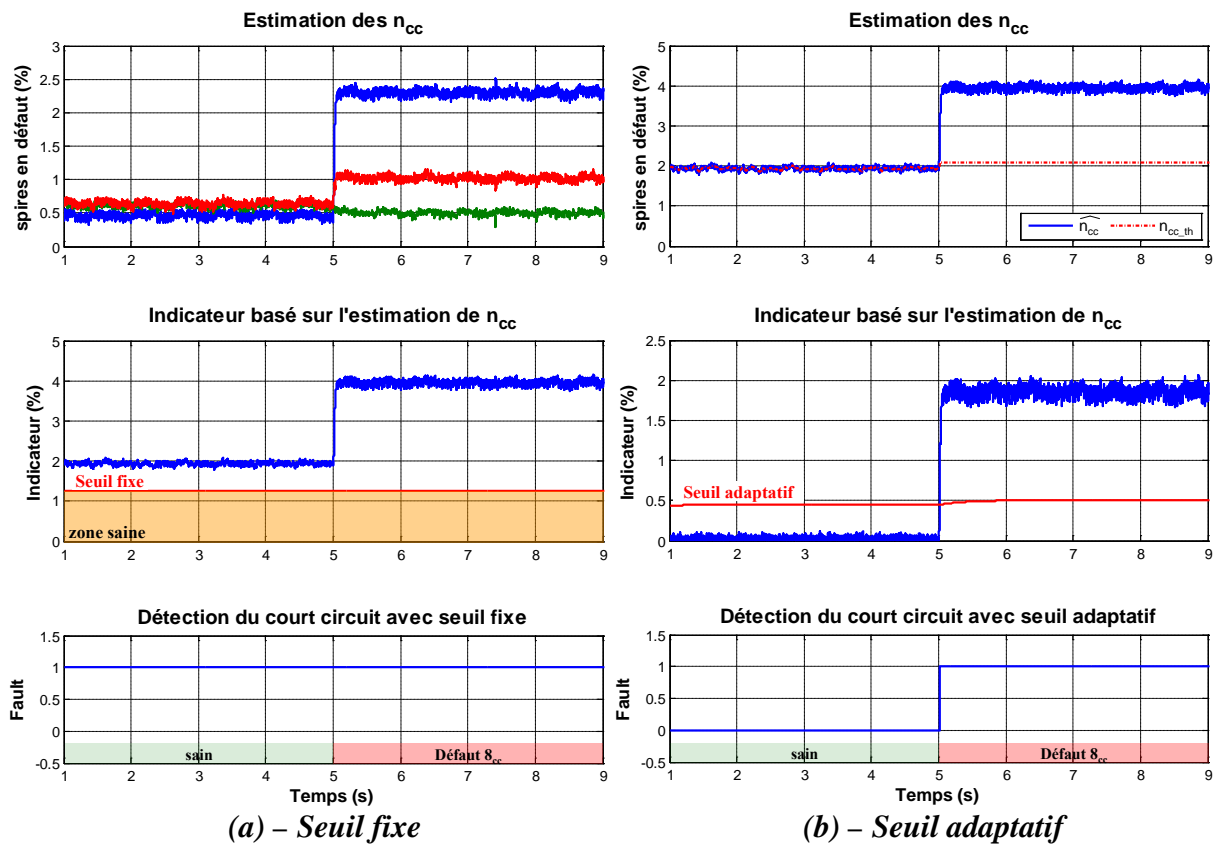


Figure I-6: Evolution de l'indicateur basé sur l'estimation de n_{cc} avec une imprécision de 5% sur K_e , lors de l'apparition d'un défaut de 12% des spires avec un seuil fixe (a) et un seuil adaptatif (b)

Annexe J : Compléments sur la Chapitre V

J.1 Paramètres géométriques du PMG 45kVA

Les caractéristiques géométriques du PMG 45kVA, nécessaires pour la modélisation CEMC de la machine, ont été définies dans [Lam11] avec :

- Nombre de paires de pôles p : 2
- Nombre d'encoches statoriques n_{benc} : 24
- Ouverture des encoches statoriques ϵ_s : 0,07854 rad
- Entrefer nominal e_0 : 8 mm
- Rayon stator r_s : 48,9 mm
- Rayon rotor r_r : 40,9 mm
- Rayon moyen de l'entrefer r_{moy} : 44,9 mm
- Longueur active de la machine L_{act} : 160 mm
- Nombre de bobines par phase : 8
- Nombre de spires par bobine : 2
- Nombre de spires par point de sortie : 1

Les aimants utilisés sont de type Samarium-Cobalt :

- Champ rémanent B_r : 1,1 T
- Aimantation M : 720 kA/m
- Ouverture des aimants: 1,256 rad soit 72°
- Epaisseur des aimants h : 5 mm
- Courant surfacique ampérien I_f : 3640 A

J.2 Paramétrage des matrices de covariance du FKE

Le paramétrage des matrices de covariance Q et R du §5.2.2 est donné dans le Tableau J-1. Dans ce tableau, les rapports q_λ/q_x ont été fixés afin d'obtenir une constante de temps $\tau = 20\text{ms}$, pour un point de fonctionnement à 400Hz/45kW. Pour ce point de fonctionnement, les valeurs des différents éléments constituant les équations déterminant q_λ/q_x sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_S = 10,864 \text{ m}\Omega \\ L_S = 117 \text{ }\mu\text{H} \\ K_e = 0,0856 \text{ V/rad/s} \\ T_e = 50 \text{ }\mu\text{s} \\ \tau = 20 \text{ ms} \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{Sd} = 76 \text{ A} \\ I_{Sq} = 211 \text{ A} \\ V_{Sd} = 62 \text{ V} \\ V_{Sq} = 191 \text{ V} \\ \omega = 2513 \text{ rad/s} \end{array} \right. \quad (\text{J-1})$$

Paramètre estimé	Expression de $\frac{q_\lambda}{q_x}$	Matrice Q	Matrice R
ω	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \sqrt{\left(\frac{K_e}{L_S} - I_{Sd}\right)^2 + I_{Sq}^2}} \right)^2 = 5,27 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 5,27 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}$	$I_{2 \times 2}$
K_e	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega}{L_S}\right)^2}} \right)^2 = 5,42 \cdot 10^{-12}$	$1,9 \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 5,42 \cdot 10^{-12} \end{bmatrix}$	$I_{3 \times 3}$
R_S	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{L_S}{\tau \cdot \sqrt{(I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2)}} \right)^2 = 6,8 \cdot 10^{-10}$	$1,9 \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 6,8 \cdot 10^{-10} \end{bmatrix}$	$I_{3 \times 3}$
$1/L_S$	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\tau \cdot \omega \cdot L_S \cdot \sqrt{(I_{Sd}^2 + I_{Sq}^2)}} \right)^2 = 0,575$	$1,9 \cdot \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 0,575 \end{bmatrix}$	$I_{3 \times 3}$
$\begin{cases} n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{cases}$	$\frac{q_\lambda}{q_x} = \left(\frac{1}{\frac{\tau}{3 \cdot R_S} \cdot \sqrt{\left(\left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2 + \omega^2\right)} \cdot \sqrt{(V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2)}} \right)^2 = 1,04 \cdot 10^{-11}$	$1,9 \cdot \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 3} \\ 0_{3 \times 2} & 1,04 \cdot 10^{-11} \cdot I_{3 \times 3} \end{bmatrix}$	$I_{2 \times 2}$

Tableau J-1 : Détermination des matrices de covariance Q et R pour chaque paramètre estimé

J.3 Test de sensibilité des indicateurs

- Indicateur basé sur l'estimation de ω

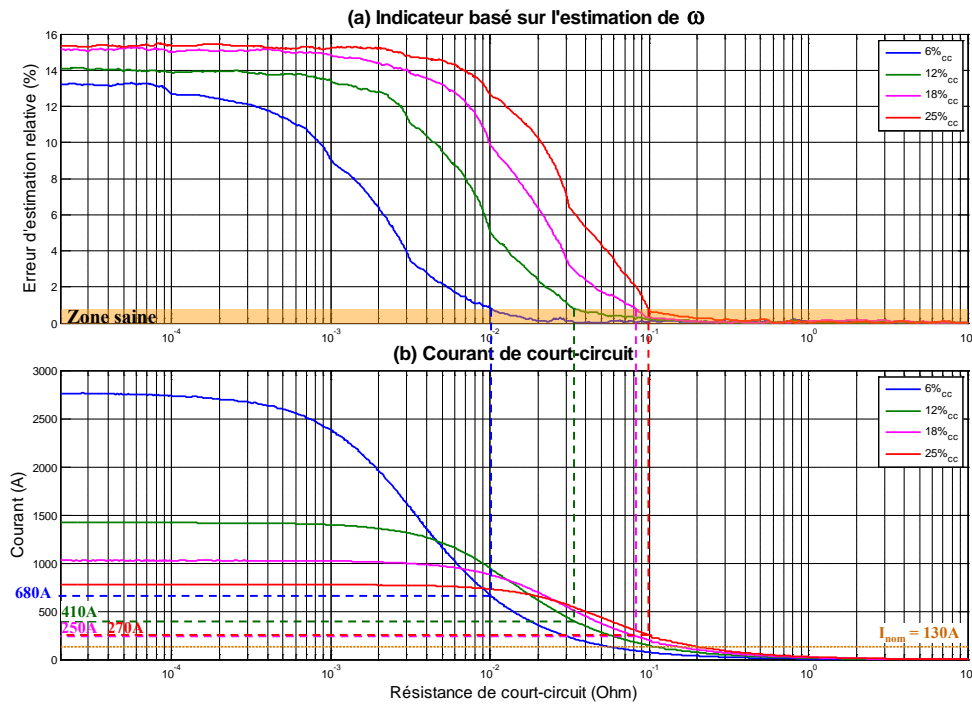


Figure J-1 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de ω (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $P = 45\text{kW}$ et $f = 400\text{ Hz}$)

- Indicateur basé sur l'estimation de K_e

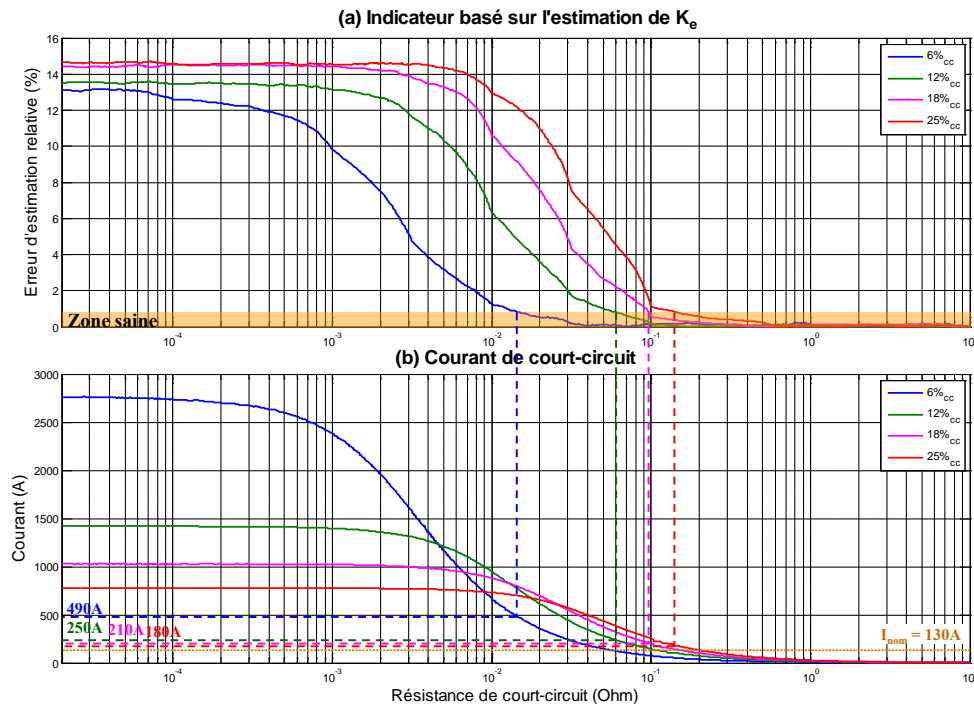


Figure J-2 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $P = 45\text{kW}$ et $f = 400\text{ Hz}$)

○ Indicateur basé sur l'estimation de R_S

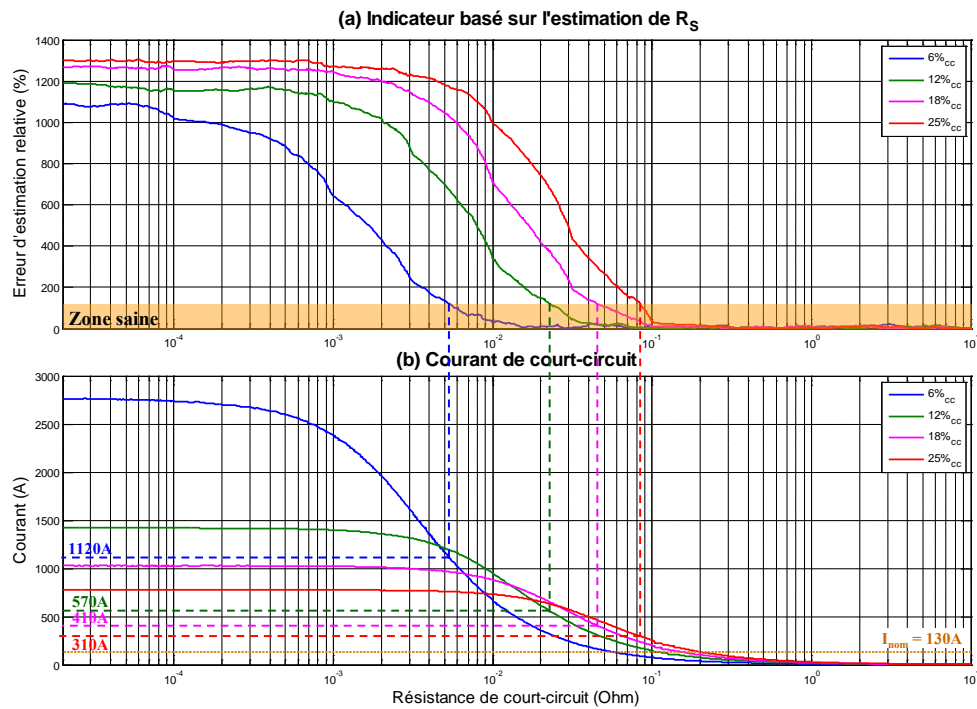


Figure J-3 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de R_S (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $P = 45\text{kW}$ et $f = 400\text{ Hz}$)

○ Indicateur basé sur l'estimation des n_{cc}

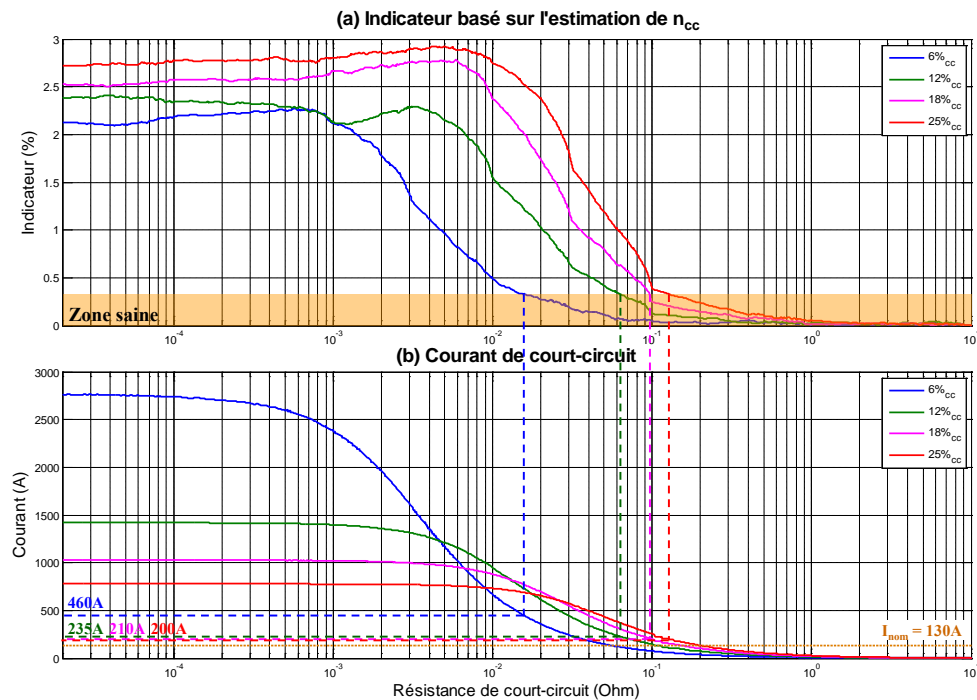


Figure J-4 : Test de sensibilité représentant l'évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} (a) et le courant de court-circuit (b) en fonction de la résistance de court-circuit (pour $P = 45\text{kW}$ et $f = 400\text{ Hz}$)

Annexe K : Compléments sur le réseau CVFR 45kVA

K.1 Définition des courbes de déclenchement

○ Over Ratio

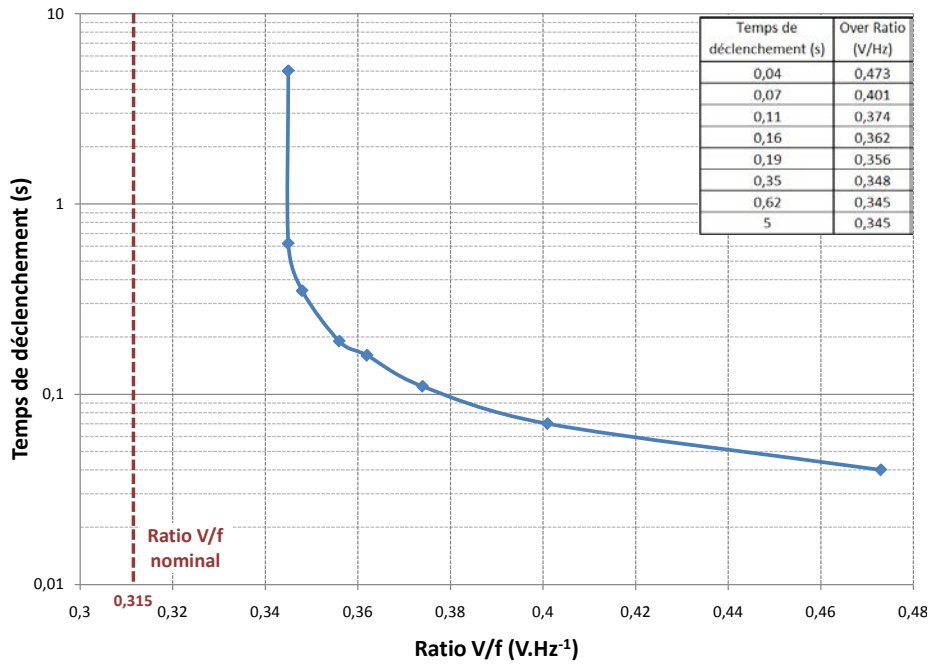


Figure K-1 : Courbe de déclenchement de la protection « Over Ratio »

○ Over Load

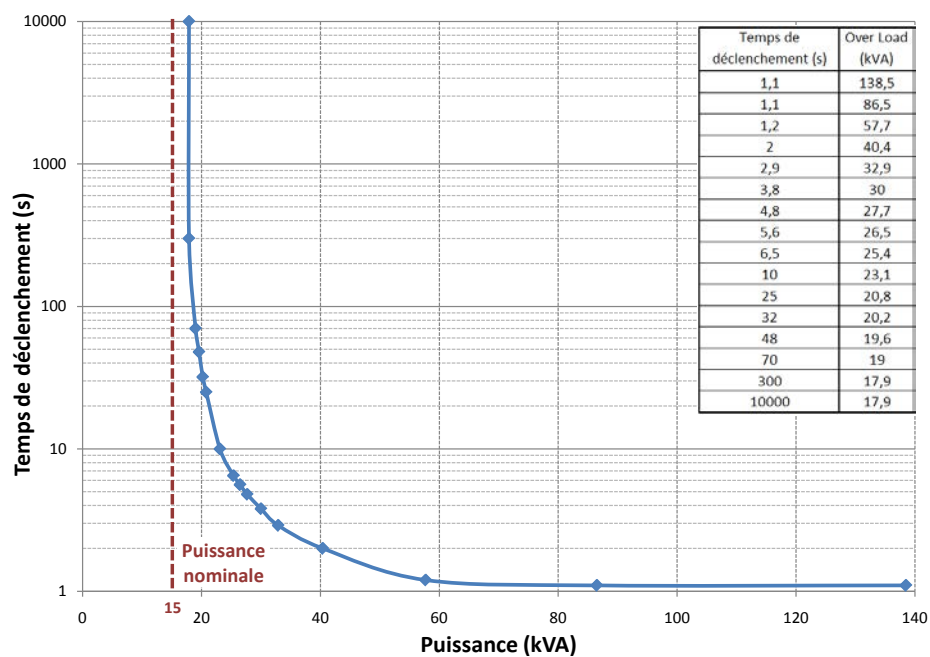


Figure K-2 : Courbe de déclenchement de la protection « Over Load » par phase

○ **Delta Load**

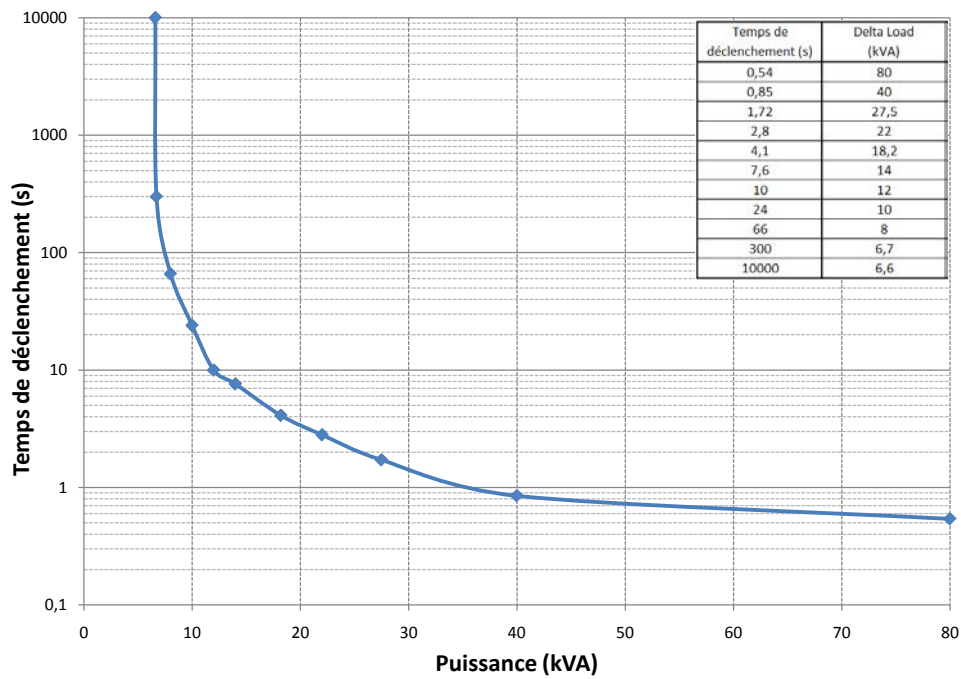


Figure K-3 : Courbe de déclenchement de la protection « Delta Load »

K.2 Simulation de défauts externes au générateur

- Indicateur basé sur l'estimation de K_e :

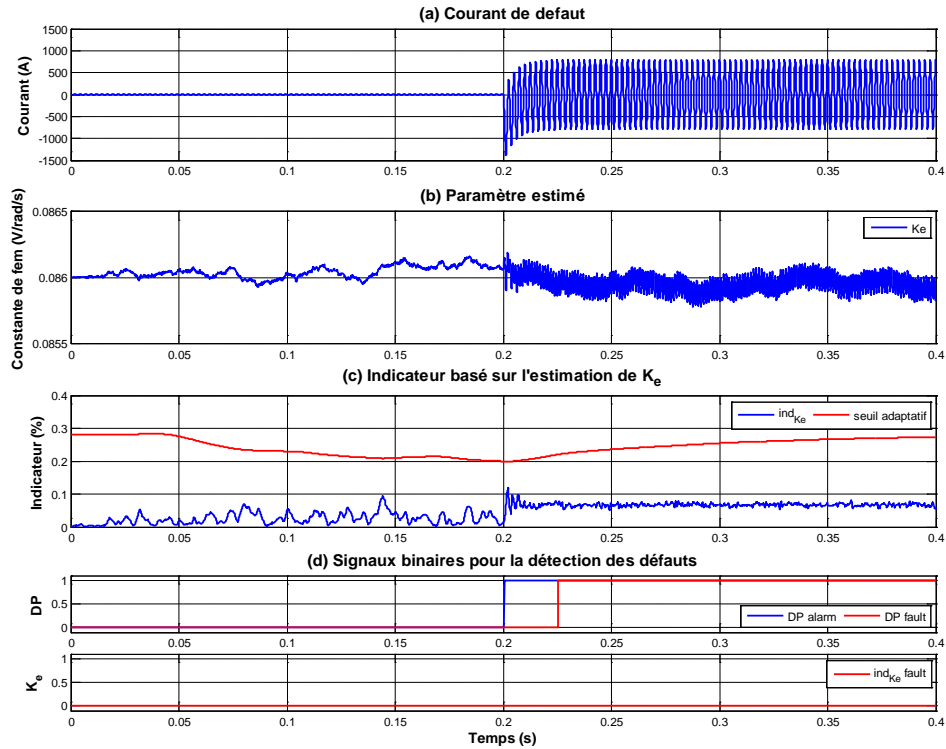


Figure K-4 : Défaut D1 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors d'un court-circuit au niveau des feeders

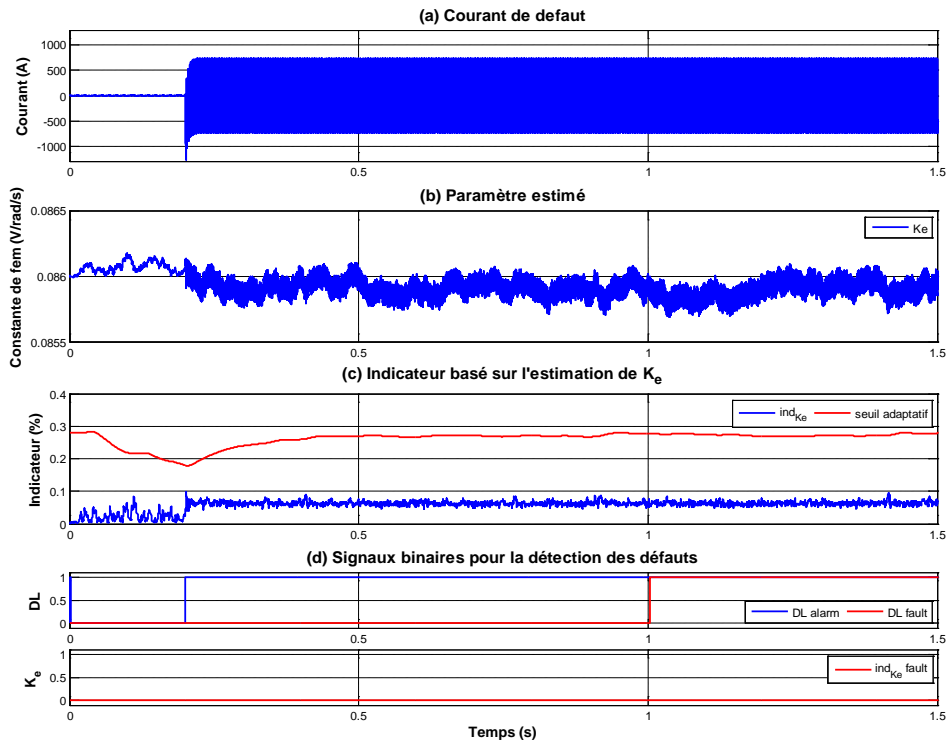


Figure K-5 : Défaut D2 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors d'un court-circuit monophasé en aval du POR

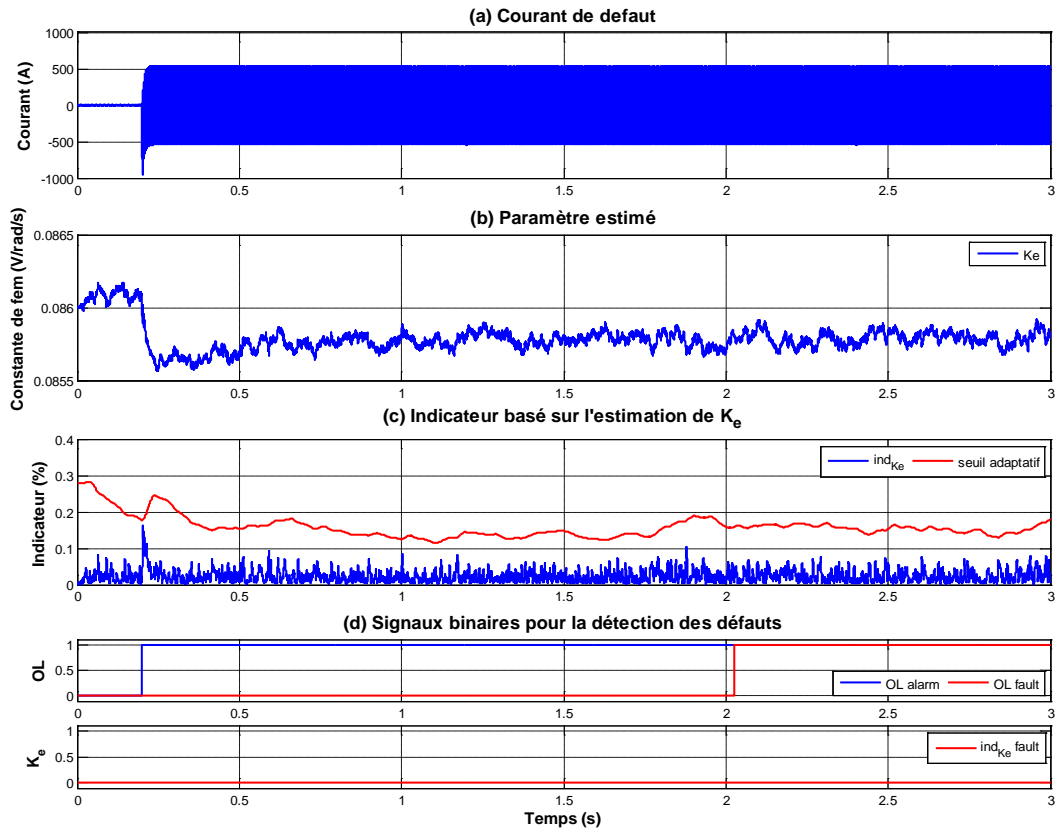


Figure K-6 : Défaut D3 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors d'un court-circuit triphasé en aval du POR

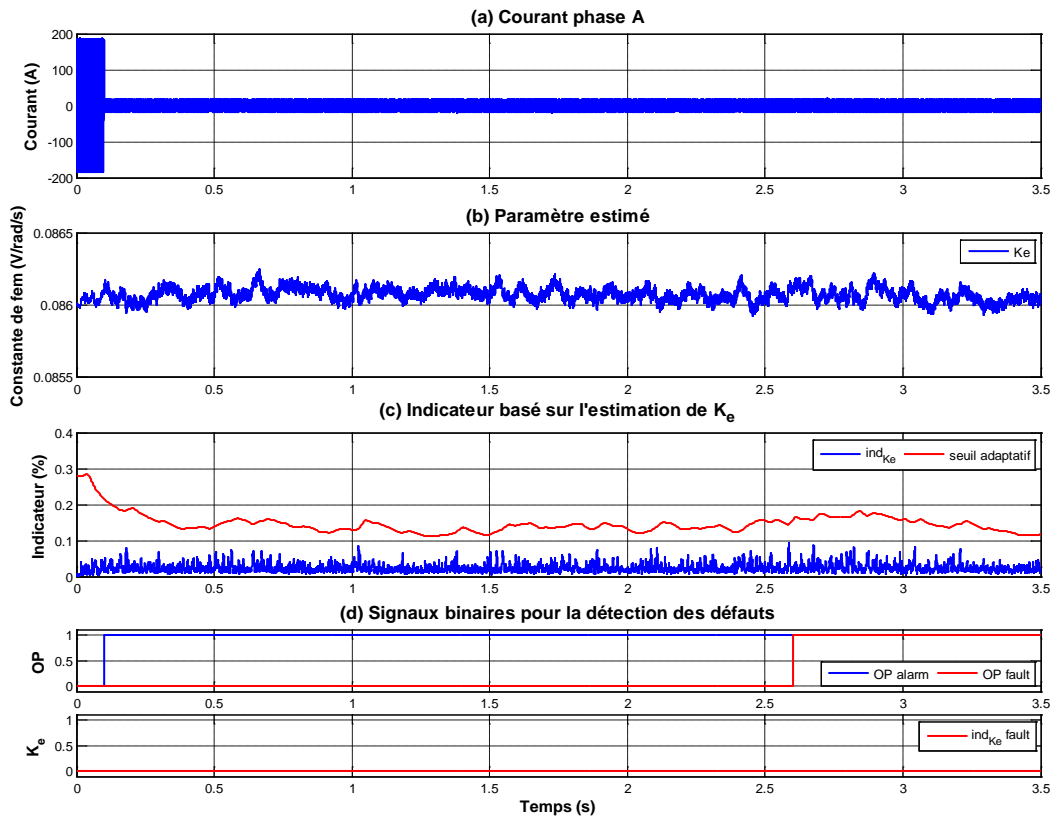


Figure K-7 : Défaut D4 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e lors d'un défaut open-feeder sur la phase A

○ Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$:

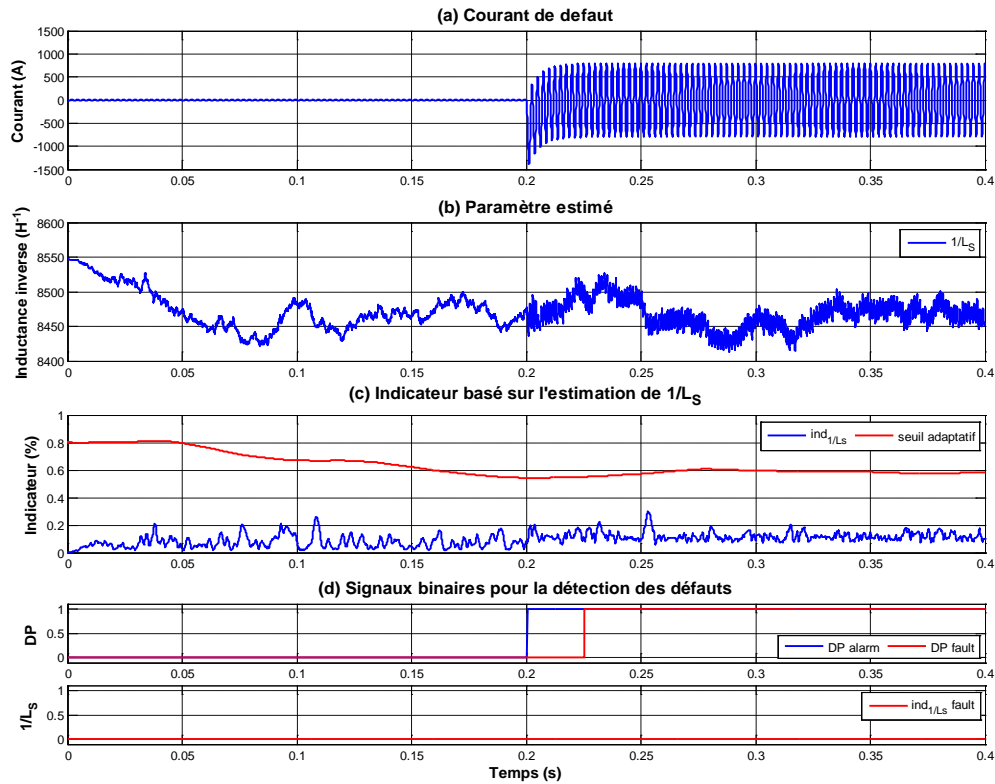


Figure K-8 : Défaut D1 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors d'un court-circuit au niveau des feeders

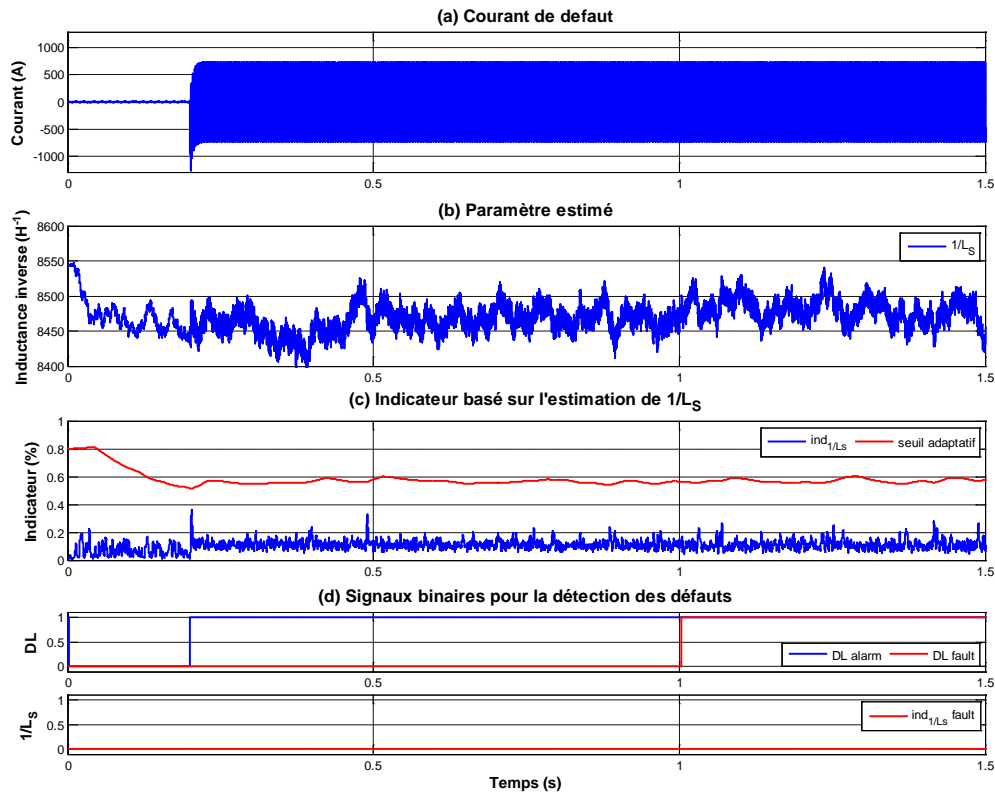


Figure K-9 : Défaut D2 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors d'un court-circuit monophasé en aval du POR

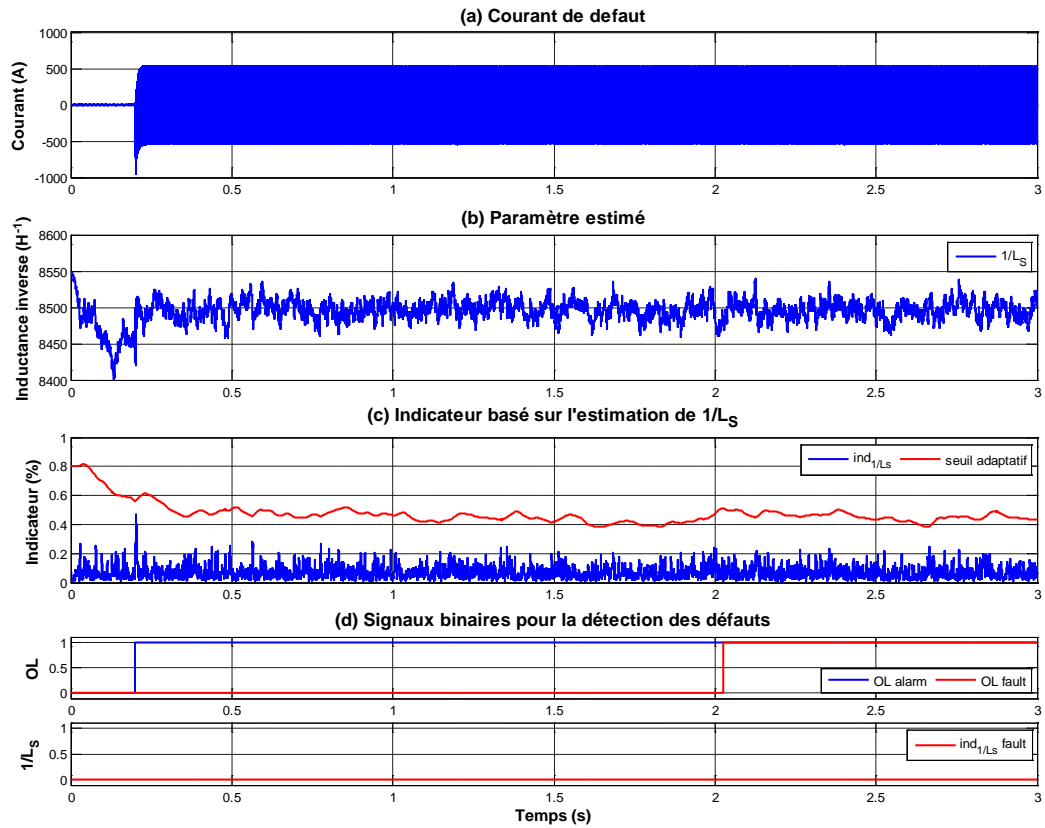


Figure K-10 : Défaut D3 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors d'un court-circuit triphasé en aval du POR

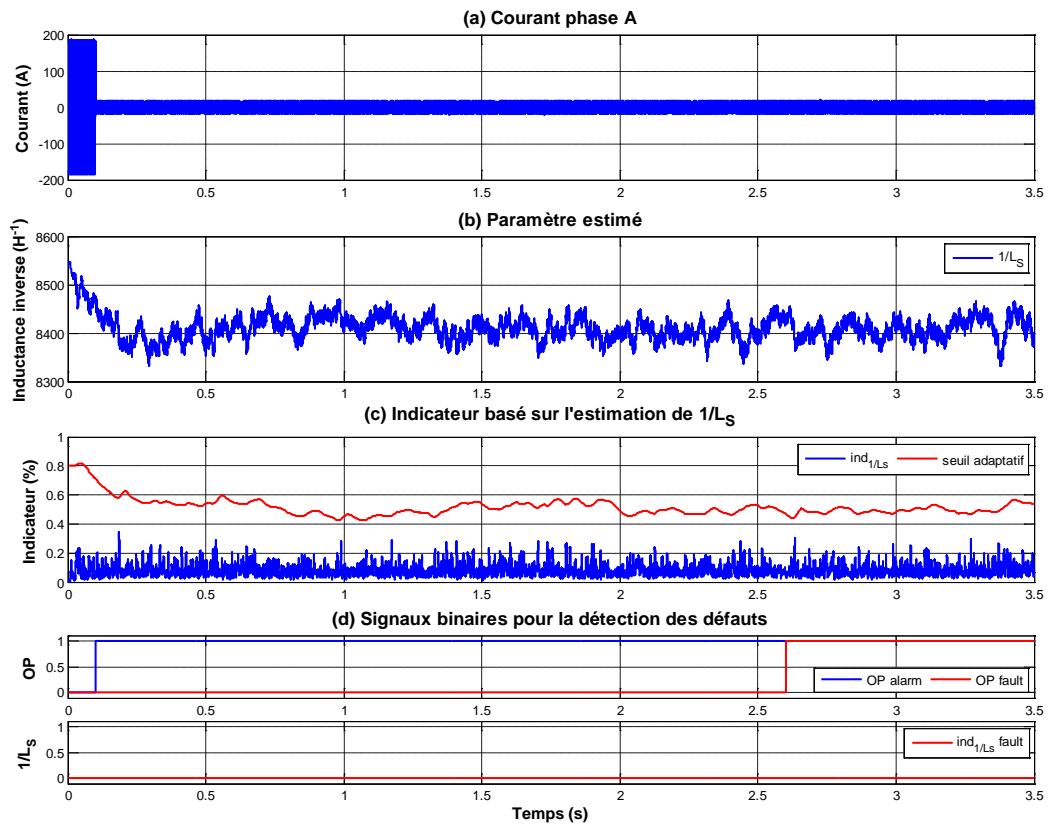


Figure K-11 : Défaut D4 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ lors d'un défaut open-feeder sur la phase A

○ Indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} :

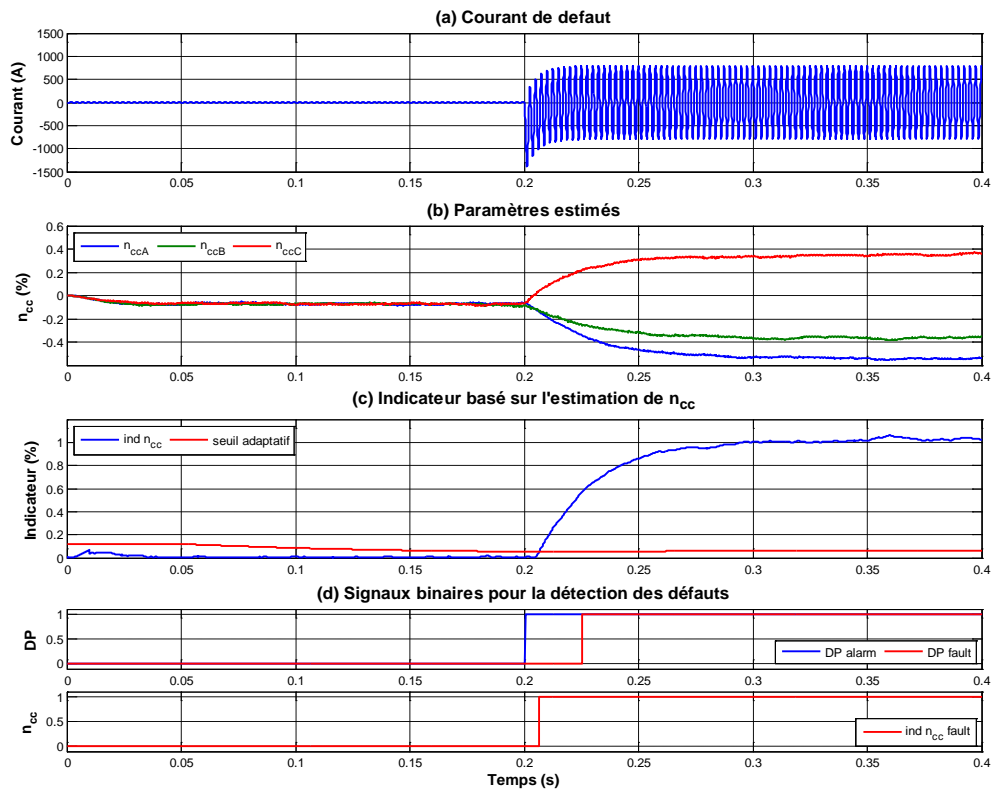


Figure K-12 : Défaut D1 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors d'un court-circuit au niveau des feeders

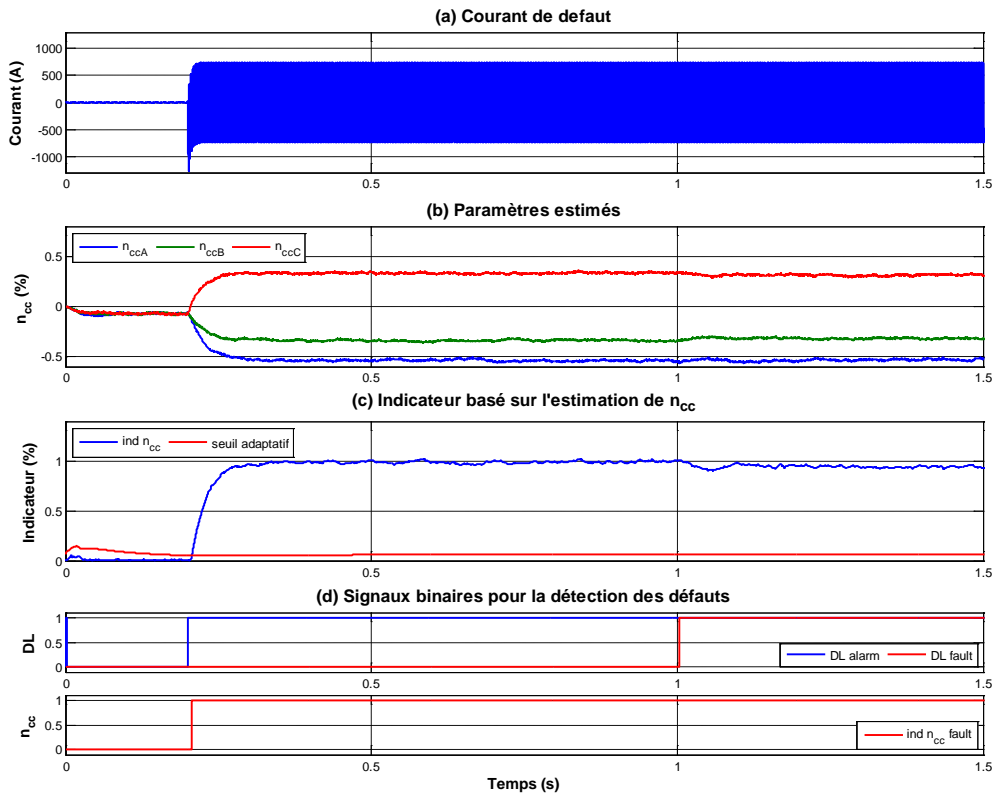


Figure K-13 : Défaut D2 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors d'un court-circuit monophasé en aval du POR

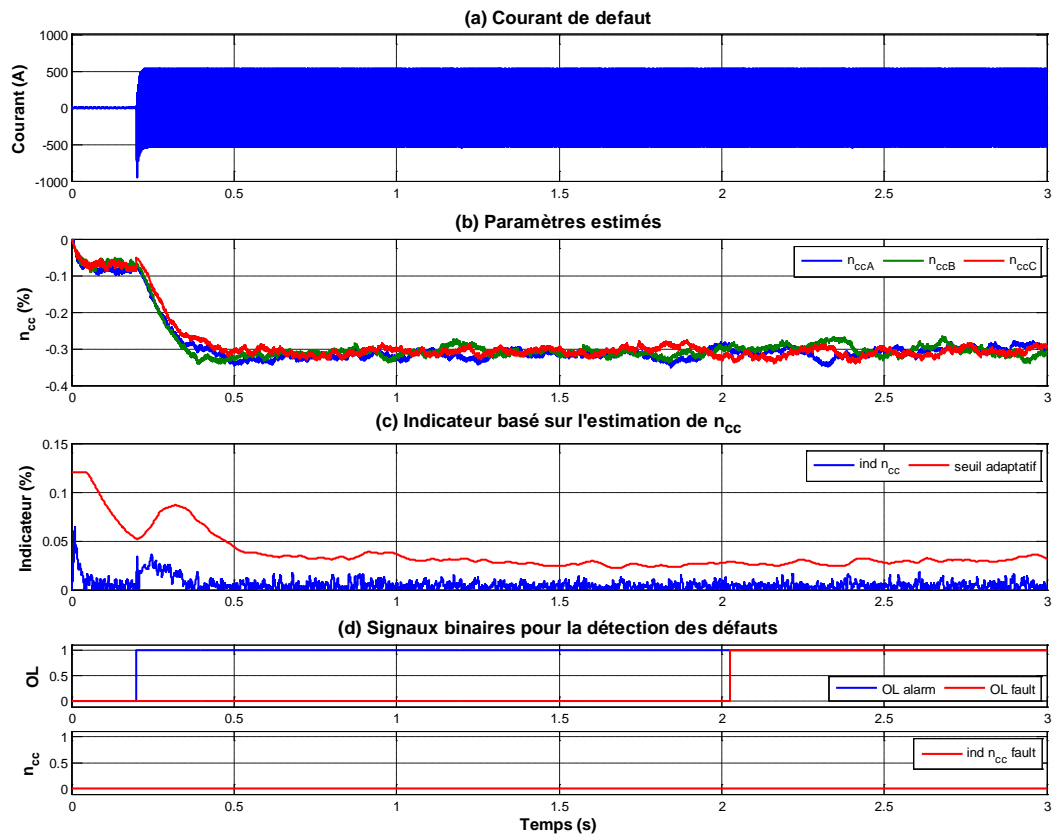


Figure K-14 : Défaut D3 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors d'un court-circuit triphasé en aval du POR

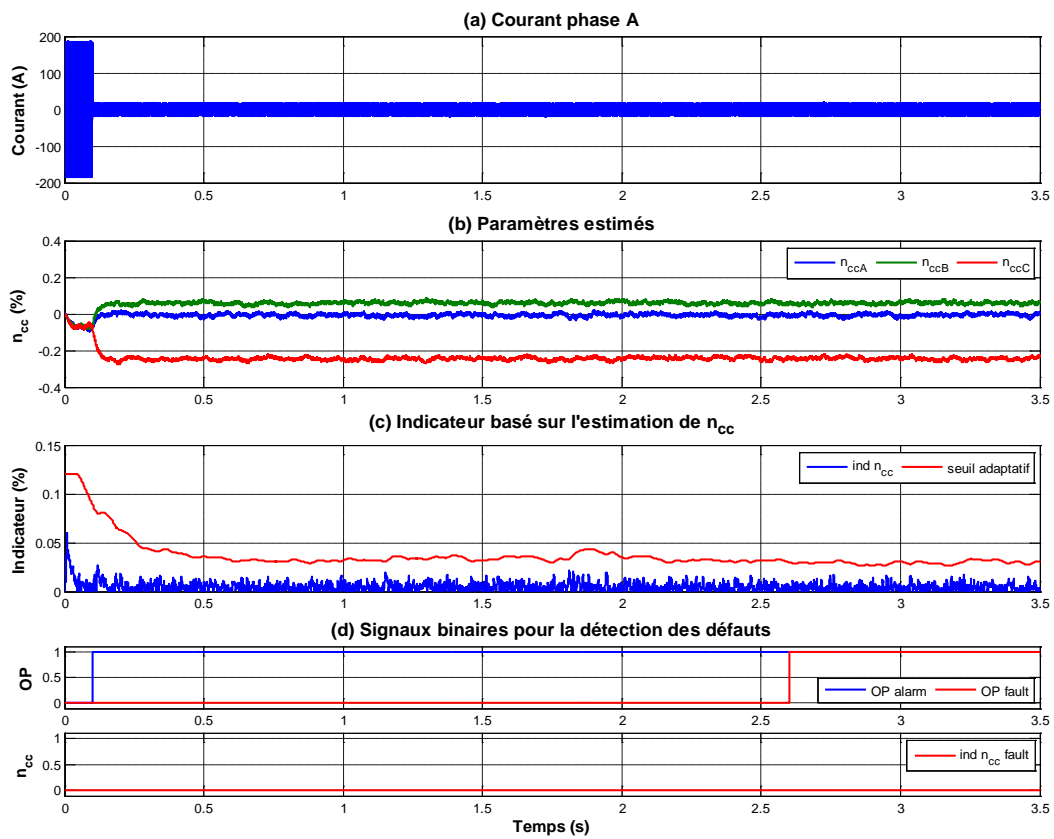


Figure K-15 : Défaut D4 - évolution de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} lors d'un défaut open-feeder sur la phase A

K.3 Scénario du réseau 45kVA

- Indicateur basé sur l'estimation de K_e :

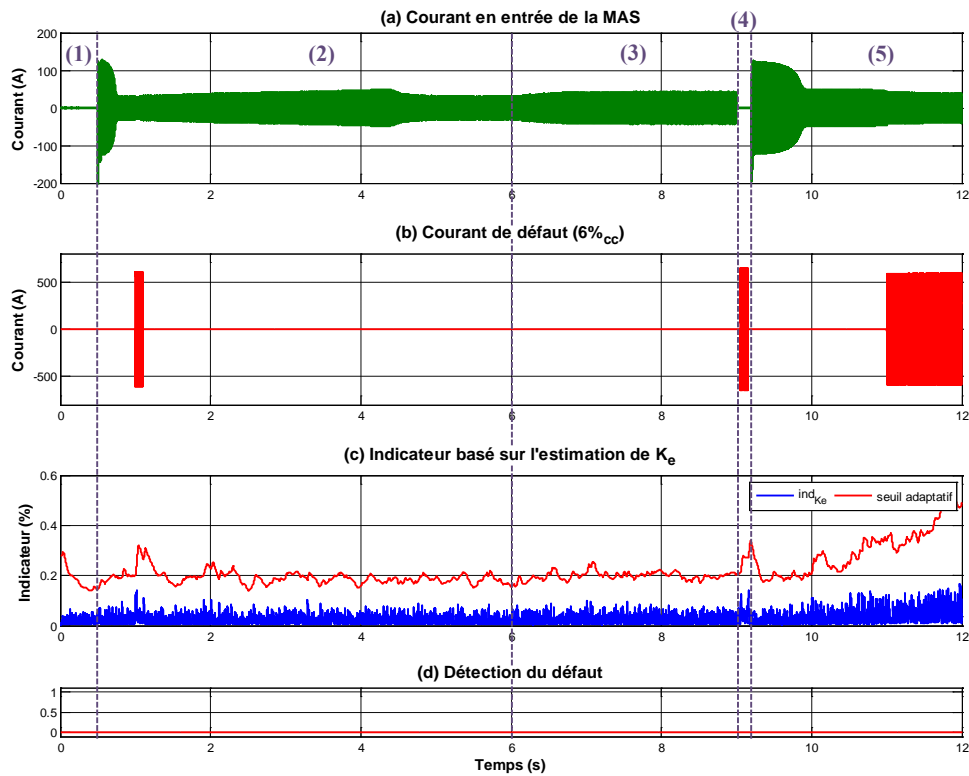


Figure K-16 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e avec 1 spire en défaut

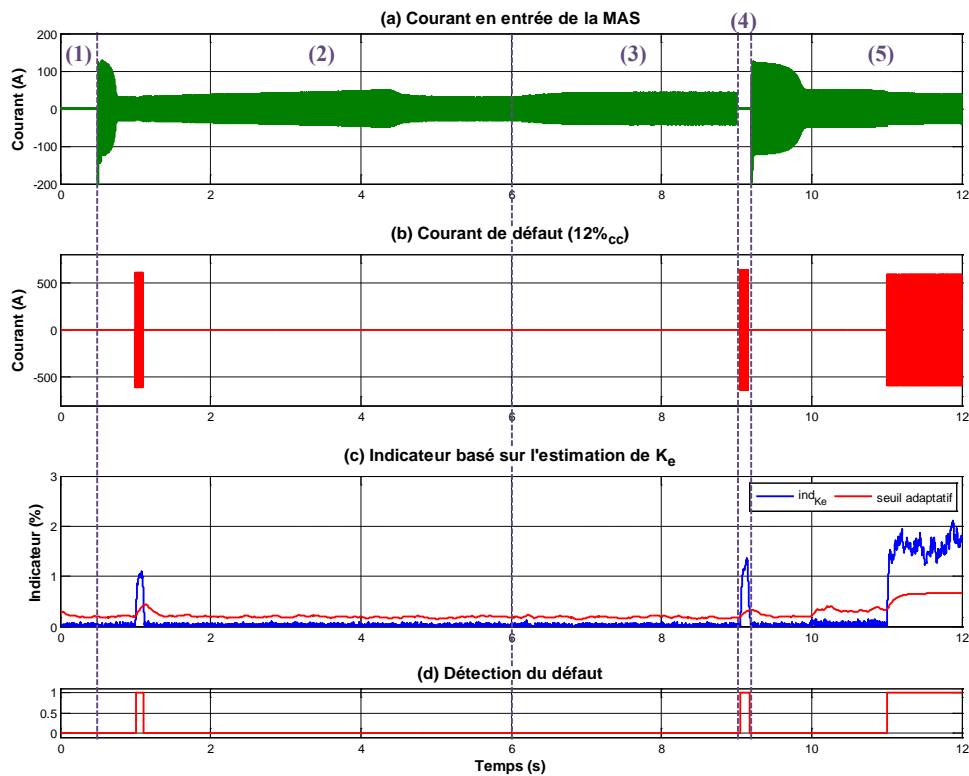


Figure K-17 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de K_e avec 2 spires en défaut

○ Indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$:

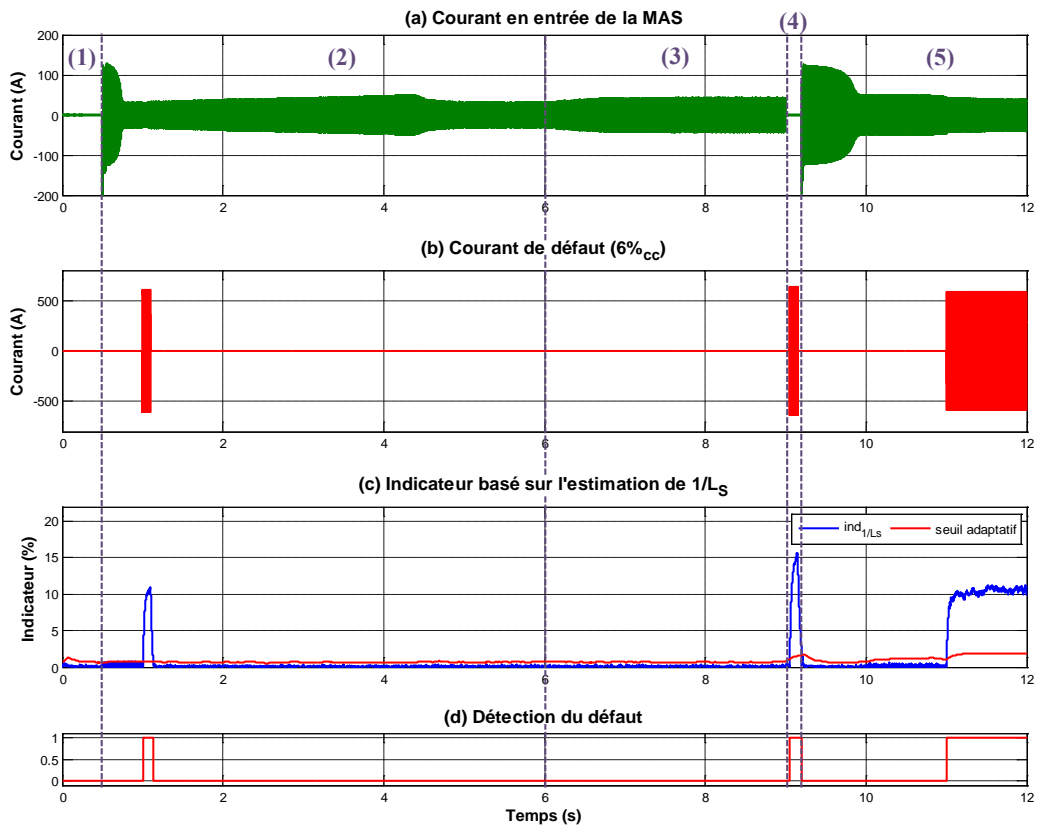


Figure K-18 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec 1 spire en défaut

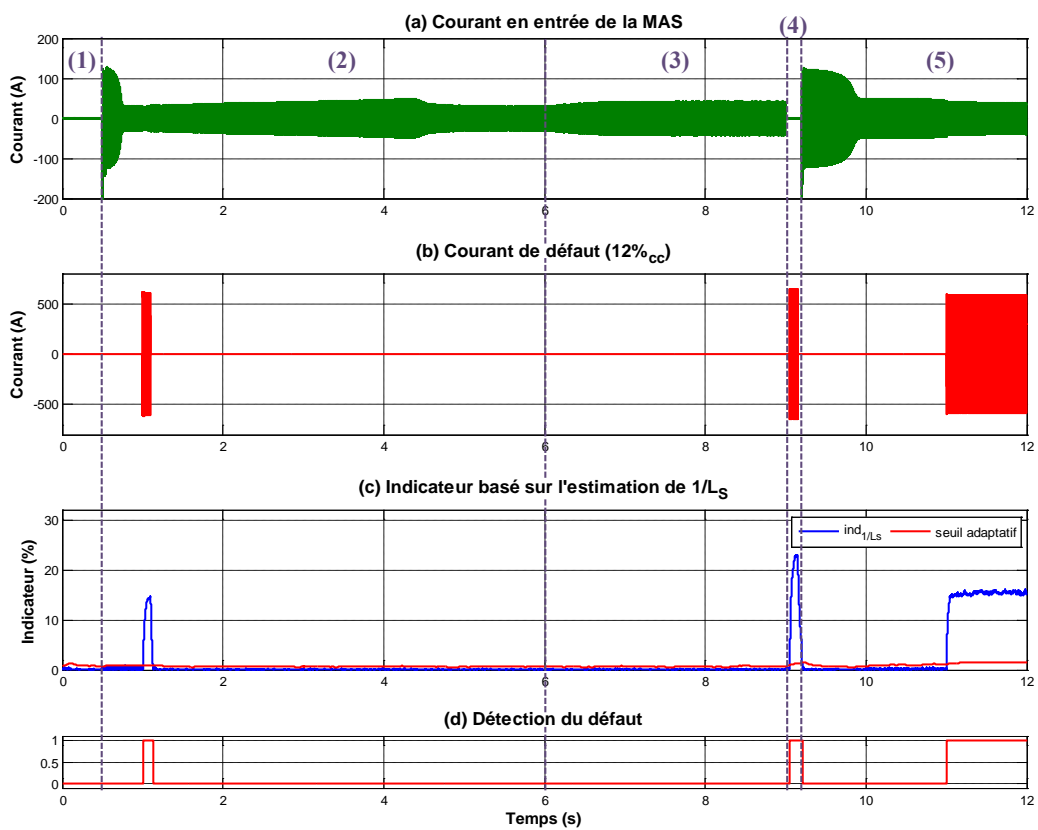


Figure K-19 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation de $1/L_S$ avec 2 spires en défaut

○ Indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} :

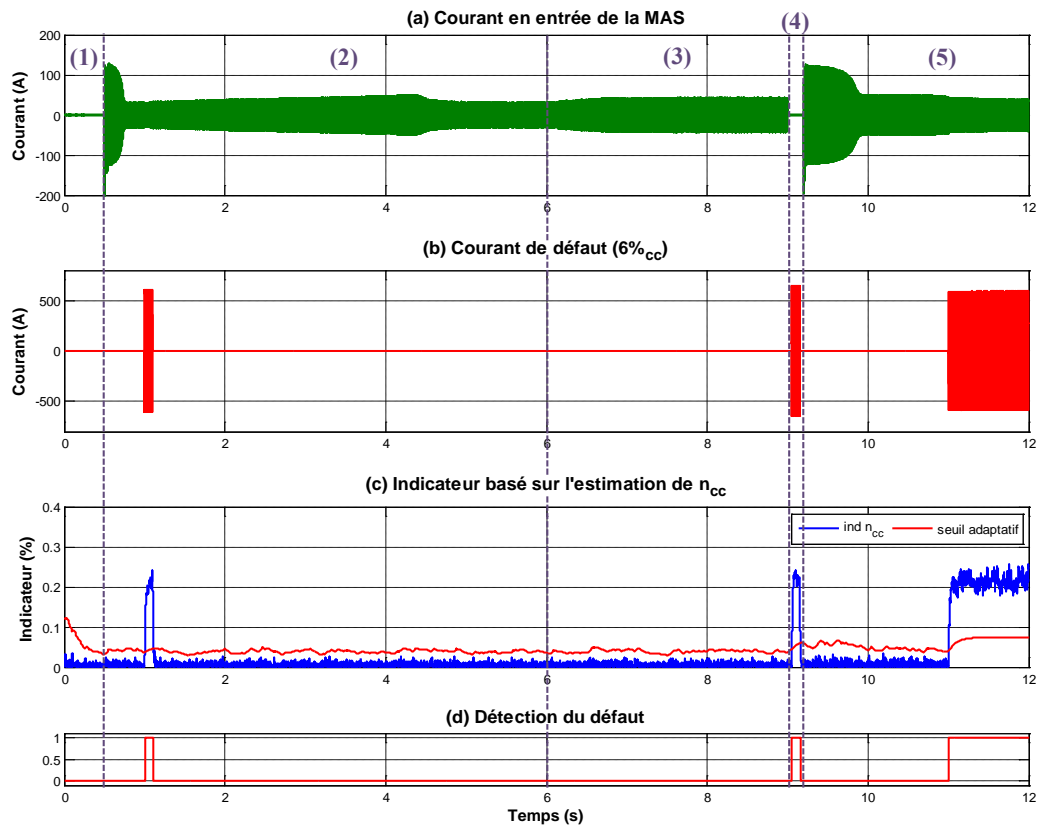


Figure K-20 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} avec 1 spire en défaut

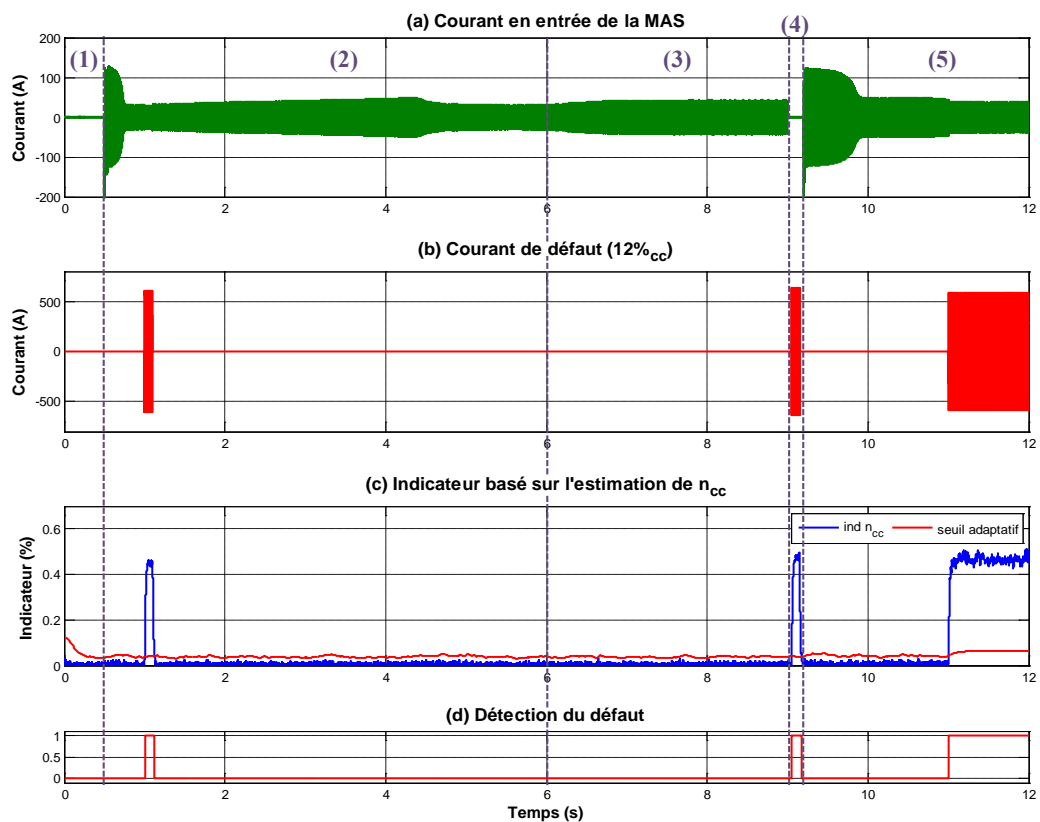


Figure K-21 : Réponse de l'indicateur basé sur l'estimation des n_{cc} avec 2 spires en défaut

Références

- [Abd05] A.A. Abdallah, *Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : Application à la traction ferroviaire*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005
- [Ahm07] R.A. Ahmad, Pan Zhiguo, D.M. Saban, "On-Board Electrical Network Topology Using High Speed Permanent Magnet Generators", *Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS '07. IEEE*, vol., no., pp.356,362, 21-23 May 2007. doi:10.1109/ESTS.2007.372110
- [Aks10] S. Aksoy, A. Muhurcu, H. Kizmaz, "State and parameter estimation in induction motor using the Extended Kalman Filtering algorithm", *Modern Electric Power Systems (MEPS), 2010 Proceedings of the International Symposium*, vol., no., pp.1,5, 20-22 Sept. 2010
- [Alb86] P.F. Albrecht, J.C. Appiarius, R.M. McCoy, E.L. Owen, D.K. Sharma, "Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated", *Power Engineering Review, IEEE*, vol.PER-6, no.3, pp.31,32, March 1986. doi:10.1109/MPER.1986.5528107
- [All88] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes", Cahier des préventions. CP2, Société Allianz, 1988.
- [And09] R.N. Andriamalala, *Modélisation du défaut d'excentration dans une machine asynchrone – Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009
- [Aub13a] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo, "Stator inter-turn short-circuit detection in permanent magnet synchronous generators using extended Kalman filtering", *Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2013 IEEE 11th International Workshop of*, vol., no., pp.1,6, 24-26 June 2013. doi: 10.1109/ECMSM.2013.6648943
- [Aub13b] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo, "Stator Winding Fault Diagnosis in Permanent Magnet Synchronous Generators Based on Short-Circuited Turns Identification Using Extended Kalman Filter", *12th Workshop on New Perspectives in Measurements, Tools and Techniques for Industrial Applications*, pp.1,6, 40-44 Florence, ITALY, 2013.
- [Aub13c] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo, "On-line inter-turn short-circuit detection in permanent magnet synchronous generators", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.329,335, 27-30 Aug. 2013. doi: 10.1109/DEMPED.2013.6645736
- [Aug13] F. Auger, M. Hilairet, J.M. Guerrero, E. Monmasson, T. Orłowska-Kowalska, S. Katsura, "Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.60, no.12, pp.5458,5471, Dec. 2013 doi: 10.1109/TIE.2012.2236994
- [Bac02] S. Bachir, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*, thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002
- [Bit00] S. Bittanti, S.M. Savaresi, "On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker", *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol.45, no.9, pp.1718,1724, Sep 2000. doi: 10.1109/9.880631
- [Bon92] A.H. Bonnett, G.C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.28, no.4, pp.921,937, Jul/Aug 1992. doi:10.1109/28.148460

- [Bor05] P. Borsje, T.F. Chan, Y.K. Wong, S.L. Ho, "A Comparative Study of Kalman Filtering for Sensorless Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.815,822, 15-15 May 2005. doi: 10.1109/IEMDC.2005.195816
- [Bou08] M. Bouzid, G. Champenois, N.M. Bellaaj, L. Signac, K. Jelassi, "An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Interturn Faults in Induction Motor", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.12, pp.4277,4289, Dec. 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.2004667
- [Bou11] M. Bourogaoui, H. Berriri, H. Ben Attia-Sethom, I. Slama-Belkhodja, "Wavelets and parity equations methods comparison for faulty encoder detection in PMSM drives", *Systems, Signals and Devices (SSD), 2011 8th International Multi-Conference on*, vol., no., pp.1,7, 22-25 March 2011
doi: 10.1109/SSD.2011.5767497
- [Bri90] P. Brissonneau, "Aimants Permanents – Principes et circuits magnétiques", D2090 Techniques de l'ingénieur, Septembre 1990
- [Bro13] P.J. Broniera, W.S. Gongora, A. Goedel, W.F. Godoy, "Diagnosis of stator winding inter-turn short circuit in three-phase induction motors by using artificial neural networks", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.281,287, 27-30 Aug. 2013. doi: 10.1109/DEMPED.2013.6645729
- [Cas03] R. Casimir, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance de formes*, thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003
- [Che04] L. Chédot, *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur*, thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004
- [Che07] Zheng Chen; Rong Qi; Hui Lin, "Inter-turn short circuit fault diagnosis for PMSM based on complex gauss wavelet", *Wavelet Analysis and Pattern Recognition, 2007. ICWAPR '07. International Conference on*, vol.4, no., pp.1915,1920, 2-4 Nov. 2007. doi: 10.1109/ICWAPR.2007.4421769
- [Che11] Siwei Cheng, Pinjia Zhang, 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," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.5, pp.1545,1554, May 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2064276
- [Chi12] Chia-Jui Chiang, Yen-Kai Wang, Wei-Te Cheng, "EKF-based rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of induction motors", *American Control Conference (ACC), 2012*, vol., no., pp.1174,1179, 27-29 June 2012
- [Cho84] E. Chow, A.S. Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems", *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol.29, no.7, pp.603,614, Jul 1984. doi: 10.1109/TAC.1984.1103593
- [Cli09] V. Climente-Alarcon, J.A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, R. Puche, L. Escobar-Moreira, N. Wiener, P. Jover-Rodriguez, A. Arkkio, "Diagnosis of stator short-circuits through Wigner-Ville transient-based analysis", *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, vol., no., pp.1097,1102, 3-5 Nov. 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5414677
- [Cru01] S.M.A. Cruz, A.J.M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.37, no.5, pp.1227,1233, Sep/Oct 2001. doi: 10.1109/28.952496

- [Dau12] H. Dauphin, B. Aubert, D. Alejo, "Mise en œuvre d'algorithmes pour la détection de courts-circuits internes dans des générateurs à aimants permanents", Rapport du Master, Aéroconseil, 2012.
- [Dea09] C.H. De Angelo, G.R. Bossio, S.J. Giaccone, M.I. Valla, J.A. Solsona, G.O. Garcia, "Online Model-Based Stator-Fault Detection and Identification in Induction Motors", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.56, no.11, pp.4671,4680, Nov. 2009. doi: 10.1109/TIE.2009.2012468
- [Def10] B. de Fornel, J.P. Louis, *Electrical Actuators : Identification and Observation*, John Wiley & Sons, Inc, 2010
- [Dev02] V. Devanneaux, *Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écuréuil en vue de la surveillance et du diagnostic*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002
- [Dev04] M.J. Devaney, L. Eren, "Detecting motor bearing faults", *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp.30,50, Dec. 2004. doi:10.1109/MIM.2004.1383462
- [Dor97] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.33, no.1, pp.24,34, Jan/Feb 1997 doi:10.1109/28.567073
- [Dua12] Yao Duan, H. Toliyat, "A review of condition monitoring and fault diagnosis for permanent magnet machines", *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, vol., no., pp.1,4, 22-26 July 2012doi:10.1109/PESGM.2012.6345545
- [Ere04] L. Eren, M.J.Devaney, "Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.53, no.2, pp.431,436, April 2004. doi:10.1109/TIM.2004.823323
- [Esp10] A.G. Espinosa, J.A. Rosero, J. Cusido, L. Romeral, J.A. Ortega, "Fault Detection by Means of Hilbert–Huang Transform of the Stator Current in a PMSM With Demagnetization", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.25, no.2, pp.312,318, June 2010 doi:10.1109/TEC.2009.2037922
- [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*, thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008
- [Fil00] F. Filippetti, P. Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, vol.4, no., pp.1966,1973 vol.4, 31 Aug-4 Sep 1998. doi: 10.1109/IECON.1998.724019
- [Fod09] D. Fodorean, A. Miraoui, "Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", D3554 Techniques de l'ingénieur, Novembre 2009
- [Fog99] A. Foggia, "Méthodes de calcul des inductances de fuites", D3440 Techniques de l'ingénieur, Février 1999
- [Foo13] G.H.B. Foo, Xinan Zhang, D.M. Vilathgamuwa, "A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.60, no.8, pp.3485,3495, Aug. 2013 doi:10.1109/TIE.2013.2244537
- [Fou07] E. Foulon, C. Forgez, L. Loron, "Resistances estimation with an extended kalman filter in the objective of real-time thermal monitoring of the induction machine", *Electric Power Applications, IET*, vol.1, no.4, pp.549,556, July 2007 doi: 10.1049/iet-epa:20060356

- [Fra08] D. Fragkoulis, *Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire*, thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2008
- [Gha11] M. Ghazal, J. Poshtan, "Robust stator winding fault detection in induction motors", *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd*, vol., no., pp.163,168, 16-17 Feb. 2011
doi: 10.1109/PEDSTC.2011.5742410
- [Gre00] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*, Editions Eyrolles, 2000
- [Gri12] Y. Gritli, C. Rossi, D. Casadei, L. Zarri, F. Filippetti, "Demagnetizations diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors based on advanced Wavelet Analysis", *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, vol., no., pp.2397,2403, 2-5 Sept. 2012. doi:10.1109/ICEIMach.2012.6350219
- [Gro13] F. Grouz, L. Sbita, M. Boussak, "Current sensors faults detection, isolation and control reconfiguration for PMSM drives", *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on*, vol., no., pp.1,6, 21-23 March 2013. doi:10.1109/ICEESA.2013.6578414
- [Kal60] R.E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems", *ASME Journal of Basic Engineering, series D*, vol.82, pp. 34,45 1960.
- [Kho09] M. Khov, *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009
- [Kli00] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, D. Hoeweler, "Sensitive, On-Line Turn-to-Turn Fault Detection in AC Motors", *Electric Machines & Power Systems, 2000*, 28:10, 915-92. doi: 10.1080/07313560050129800
- [Kos00] D. Kostic-Perovic, M. Arkan, P. Unsworth, "Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation", *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol.1, no., pp.388,394 vol.1, 2000.
doi: 10.1109/IAS.2000.881140
- [Had13] Z.R. Haddad, E.G. Strangas, "Fault detection and classification in permanent magnet synchronous machines using Fast Fourier Transform and Linear Discriminant Analysis", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.99,104, 27-30 Aug. 2013. doi: 10.1109/DEMPED.2013.6645703
- [Haj03] M. Hajiaghajani, Lei Hao, S.M. Madani, H.A. Toliyat, "A method for detection of eccentricity in permanent magnet machines", *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol.3, no., pp.1833,1838 vol.3, 12-16 Oct. 2003. doi:10.1109/IAS.2003.1257818
- [Hen03] H. Henao, C. Demian, G.A. Capolino, "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.39, no.5, pp.1272,1279, Sept.-Oct. 2003.
doi: 10.1109/TIA.2003.816531
- [Hil00] M. Hilaiet, F. Auger, C. Darengosse, "Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors", *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, vol.2, no., pp.891,896 vol.2, 2000
doi: 10.1109/PESC.2000.879932
- [Hil01] M. Hilaiet, *Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes*, thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes – Saint-Nazaire, 2001

- [Ise05] R. Isermann, "Model-based fault-detection and diagnosis – status and applications", *Annual Reviews in Control*, vol.39, Issue 1, pp.71,85, 2005
- [Jon12] Jongman Hong, Sanguk Park, Doosoo Hyun, Tae-june Kang, Sang Bin Lee, C. Kral, A. Haumer, "Detection and Classification of Rotor Demagnetization and Eccentricity Faults for PM Synchronous Motors", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.48, no.3, pp.923,932, May-June 2012
doi: 10.1109/TIA.2012.2191253
- [Jok99] G.M. Joksimovic, D.M. Durovic, B.A. Obradovic, "Skew and linear rise of MMF across slot modelling-winding function approach", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.14, no.3, pp.315,320, Sep 1999. doi: 10.1109/60.790876
- [Jok02] G.M. Joksimovic, J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.47, no.5, pp.1078,1084, Oct 2000. doi: 10.1109/41.873216
- [Lam09] L. Lam Shang Leen, V. Pauvert, D. Alejo, "CVFR network: Channel modeling and simulation", rapport technique AEROCONSEIL, Décembre 2009
- [Lam10] L. Lam Shang Leen, V. Pauvert, D. Alejo, "A30x Dissimilar network", rapport technique AEROCONSEIL, Décembre 2010
- [Lam11] L. Lam Shang Leen, V. Pauvert, D. Alejo, "Dissimilar Network : EMP Induction Motor pre-sizing and Saber validation", rapport technique AEROCONSEIL, Décembre 2011
- [Las07] H. Dauphin, B. Aubert, D. Alejo, "Alimentation d'une machine à induction", Rapport du Master, Aéroconseil, 2007.
- [Lat06] R. Lateb, *Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006
- [Lee03] Sang-Bin Lee, R.M. Tallam, T.G. Habetler, "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix," *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol.4, no., pp.2217,2223 vol. 4, 2001.
doi: 10.1109/PESC.2001.954449
- [Ler08] W. Le Roux, R.G. Harley, T.G. Habetler, "Detecting faults in rotors of PM drives", *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.14, no.2, pp.23,31, March-April 2008 doi:10.1109/MIA.2007.915789
- [Li98] B. Li, G. Goddu, Mo-Yuen Chow, "Detection of common motor bearing faults using frequency-domain vibration signals and a neural network based approach", *American Control Conference, 1998. Proceedings of the 1998*, vol.4, no., pp.2032,2036 vol.4, 21-26 Jun 1998. doi:10.1109/ACC.1998.702983
- [Liu05] Tong Liu, Jin Huang, "A novel method for induction motors stator interturn short circuit fault diagnosis by wavelet packet analysis", *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, vol.3, no., pp.2254,2258 Vol. 3, 27-29 Sept. 2005.
doi: 10.1109/ICEMS.2005.202969
- [Liu06] Li Liu, *Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors*, thèse de doctorat, Florida State University, 2006
- [Lor93] L. Loron, G. Laliberte, "Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors", *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, vol., no., pp.85,90 vol.5, 13-16 Sep 1993
- [Lor07] L. Loron "Défauts dans les entraînements électriques", Document IREENA 2007

- [Lu10] Qian Lu, T. Breikin, "Observer based fault detection for stator inter-turn short circuit in wind turbine DFIGs", *Modelling, Identification and Control (ICMIC), The 2010 International Conference on*, vol., no., pp.483,488, 17-19 July 2010
- [Mel03] M.G. Melero, M.F. Cabanas, C. Rojas, G.A. Orcajo, J.M. Cano, J. Solares, "Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.52,57, 24-26 Aug. 2003. doi: 10.1109/DEMPED.2003.1234546
- [Naj11] T.A. Najafabadi, F.R. Salmasi, P. Jabejdar-Maralani, "Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.5, pp.1662,1672, May 2011 doi:10.1109/TIE.2010.2055775
- [Nan99] S. Nandi, H.A. Toliyat, "Fault diagnosis of electrical machines-a review", *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99*, vol., no., pp.219,221, May 1999doi:10.1109/IEMDC.1999.769076
- [Noh13] C. Nohra, "Online stator and rotor fault diagnosis in induction machines by H_{∞} observer and sliding mode estimator", *Control and Decision Conference (CCDC), 2013 25th Chinese*, vol., no., pp.3269,3274, 25-27 May 2013 doi: 10.1109/CCDC.2013.6561511
- [Odg11] P.F. Odgaard, J. Stoustrup, "Unknown input observer based detection of sensor faults in a wind turbine", *Control Applications (CCA), 2010 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.310,315, 8-10 Sept. 2010 doi: 10.1109/CCA.2010.5611266
- [Odo85] P. O'Donnell, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.IA-21, no.4, pp.853,864, July 1985. doi:10.1109/TIA.1985.349532
- [Ond06] O. Ondel, *Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur – machine asynchrone*, thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006
- [Pac09] M. Pacas, S. Villwock, R. Dietrich, "Bearing damage detection in permanent magnet synchronous machines", *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, vol., no., pp.1098,1103, 20-24 Sept. 2009 doi:10.1109/ECCE.2009.5316091
- [Pek04] K.M. Pekpe, *Identification par les techniques des sous-espaces – application au diagnostic*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2004
- [Pen94] J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd, W.T. Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.9, no.4, pp.652,658, Dec 1994. doi: 10.1109/60.368345
- [Pey03] L. Peyras, *Observateurs de position pour la machine synchrone avec prise en compte d'incertitudes paramétriques*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003
- [Rai00] B. Raison, *Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000
- [Ref12] S.S. Refaat, H. Abu-Rub, M.S. Saad, E.M. Aboul-Zahab, A. Iqbal, "Detection, diagnoses and discrimination of stator turn to turn fault and unbalanced supply voltage fault for three phase induction motors", *Power and Energy (PECon), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.910,915, 2-5 Dec. 2012 doi: 10.1109/PECon.2012.6450347

- [Ren08] A. Renotte, "Réseau CVFR : Prédimensionnement d'un PMG - modèle et vérification", rapport technique AEROCONSEIL, Juillet 2008
- [Rez12] A. Rezig, A. N'Diaye, M.R. Mekideche, A. Djerdir, "Modelling and detection of bearing faults in Permanent Magnet Synchronous Motors", *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, vol., no., pp.1778,1782, 2-5 Sept. 2012 doi:10.1109/ICELMach.2012.6350122
- [Ros05] M. Rosu, J. Saitz, A. Arkkio, "Hysteresis model for finite-element analysis of permanent-magnet demagnetization in a large synchronous motor under a fault condition", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.41, no.6, pp.2118,2123, June 2005 doi: 0.1109/TMAG.2005.848319
- [Ros07] J.A. Rosero, L. Romeral, J. Cusido, A. Garcia, J.A. Ortega, "On the short-circuiting Fault Detection in a PMSM by means of Stator Current Transformations", *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, vol., no., pp.1936,1941, 17-21 June 2007. doi: 10.1109/PESC.2007.4342300
- [Ros08] J. Rosero, L. Romeral, J.A. Ortega, E. Rosero, "Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and wigner ville distribution (WVD)", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, vol., no., pp.98,103, 24-28 Feb. 2008. doi: 10.1109/APEC.2008.4522706
- [Sab08] D.M. Saban, C. Bailey, D. Gonzalez-Lopez, L. Luca, "Experimental evaluation of a high-speed permanent-magnet machine", *Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, 2008. PCIC 2008. 55th IEEE*, vol., no., pp.1,9, 22-24 Sept. 2008. doi:10.1109/PCICON.2008.4663975
- [Sah06] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S.E. Zouzou, A. Aboubou, H. Razik, "Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator Windings of Induction Motor", *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, vol., no., pp.4981,4986, 6-10 Nov. 2006. doi: 10.1109/IECON.2006.348093
- [Sai01] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif", D3420 Techniques de l'ingénieur, Février 2001
- [Sau09] M. Sautreuil, *La Robustesse: Une nouvelle approche pour l'intégration des systèmes de génération aéronautique*, thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2009
- [Sch95] R.R. Schoen, T.G. Habetler, F. Kamran, R.G. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.31, no.6, pp.1274,1279, Nov/Dec 1995. doi:10.1109/28.475697
- [Sch99] E. Schaeffer, E. Le Carpentier, Z. El Hadi, L. Loron, "Diagnostic des entraînements électriques : détection de courts-circuits statoriques dans la machine asynchrone par identification paramétrique", *Dix-septième colloque GRETSI*, , pp.1137,1140, Sept.1999
- [Shu02] Wan Shuting; Li Heming; Xu Zhaofeng, "A new method of turbine-generator vibration fault diagnosis based on correlation dimension and ANN", *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on*, vol.3, no., pp.1655,1659 vol.3, 2002. doi: 10.1109/ICPST.2002.1067814

- [Sid03] A. Siddique, G.S. Yadava, B. Singh, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: review", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.29,34, 24-26 Aug. 2003
doi: 10.1109/DEMPED.2003.1234543
- [Sil08] A.M. da Silva, R.J. Povinelli, N.A.O Demerdash, "Induction Machine Broken Bar and Stator Short-Circuit Fault Diagnostics Based on Three-Phase Stator Current Envelopes", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.3, pp.1310,1318, March 2008. doi: 10.1109/TIE.2007.909060
- [Tav08] P.J. Tavner, "Review of condition monitoring of rotating electrical machines", *Electric Power Applications, IET*, vol.2, no.4, pp.215,247, July 2008.
doi:10.1049/iet-epa:20070280
- [Tho99] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.35, no.4, pp.810,818, Jul/Aug 1999. doi:10.1109/28.777188
- [Tou06] B. Tounsi, S. Astier, "Comparative study of power electronics converters associated to variable speed permanent magnet alternator", *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*, vol., no., pp.1332,1337, 23-26 May 2006.
doi:10.1109/SPEEDAM.2006.1649974
- [Tra09] B. Trajin, *Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009
- [Urr09] J. Urresty, J. Riba, L. Romeral, J. Rosero, J. Serna, "Stator short circuits detection in PMSM by means of Hilbert-Huang transform and energy calculation", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.1,7, Aug. 31 2009-Sept. 3 2009. doi: 10.1109/DEMPED.2009.5292789
- [Urr12] J. Urresty, J.R Riba Ruiz, M. Delgado, L. Romeral, "Detection of Demagnetization Faults in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors by Means of the Zero-Sequence Voltage Component", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.27, no.1, pp.42,51, March 2012 doi:10.1109/TEC.2011.2176127
- [Vac12] "Rare-Earth Permanent Magnets VACODYM – VACOMAX", brochure commercial, société Vaccuumschmelze, 2012
- [Van96] H.R. Van Niekerk, "Permanent magnet alternators for stand alone electricity generation", *AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th*, vol.1, no., pp.451,455 vol.1, 24-27 Sep 1996. doi:10.1109/AFRCON.1996.563155
- [Vas09] B. Vaseghi, *Contribution à l'étude des machines en présence de défaut entre-spines - Modélisation - Réduction du courant de défaut*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009
- [Vel98] L.G. Vela Valdes, *Etude et élaboration d'une approche fonctionnelle pour la localisation de défauts en diagnostic – Application à la simulation d'un moteur à courant continu*, thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 1998
- [Wee10] K.R. Weeber, M.R. Shah, K. Sivasubramaniam, A. El-Refaie, Qu Ronghai, C. Stephens, S. Galioto, "Advanced permanent magnet machines for a wide range of industrial applications", *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, vol., no., pp.1,6, 25-29 July 2010. doi:10.1109/PES.2010.5590104
- [Wil85] S. Williamson, K. Mirzoian, "Analysis of Cage Induction Motors with Stator Winding Faults", *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol.PAS-104, no.7, pp.1838,1842, July 1985doi: 10.1109/TPAS.1985.319221

- [Yan12] Xu Yang, D. Patterson, J. Hudgins, "Permanent magnet generator design and control for large wind turbines", *Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA), 2012 IEEE* , vol., no., pp.1,5, 16-18 July 2012. doi:10.1109/PEMWA.2012.6316367
- [Zha11] Xiao Zhaoxia, Fang Hongwei, "Stator Winding Inter-Turn Short Circuit and Rotor Eccentricity Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Generator", *Control, Automation and Systems Engineering (CASE), 2011 International Conference on* , vol., no., pp.1,4, 30-31 July 2011doi:10.1109/ICCASE.2011.5997721
- [Zhe08] Z. Zheng, *Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008
- [Zhu92] Z.Q. Zhu, D. Howe, "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors", *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.2, pp.1371,1374, Mar 1992. doi: 10.1109/20.123947